
CARACTERISATION DE L'ISOLATEUR COPLANAIRE

Sommaire

Introduction	95
IV.1 Réalisation de l'isolateur coplanaire	96
IV.1.1 Nettoyage du substrat de YIG	97
IV.1.2 Réalisation du plan de masse inférieur	97
IV.1.3 Collage, sciage et polissage	98
IV.1.4 Réalisation de la ligne de transmission et du plan de masse supérieur	
99	
IV.2 Méthode et procédure de mesure	100
IV.2.1 Mécanique du testeur sous pointe	100
IV.2.2 Choix des pointes de mesure	101
IV.2.3 Principe de mesure de l'analyseur vectoriel de réseaux	103
IV.2.4 Aimantation de l'échantillon	104
IV.3 Résultats de mesures	105
IV.3.1 Positionnement de l'échantillon sur l'aimant	105
IV.3.2 Résultats de mesure pour l'isolateur à 1 fente	106
IV.3.2.1 Résultats de mesure pour l'isolateur à 1 fente de longueur 8-6mm	106
IV.3.2.2 Etude paramétrique de l'isolateur à 1 fente sur la largeur de fente	
avec $H_0=180\text{mT}$	107
IV.3.2.3 Etude paramétrique de l'isolateur à 1 fente sur la largeur de fente	
avec $H_0=200\text{mT}$	110
IV.3.2.4 Etude paramétrique de l'isolateur à 1 fente sur la largeur de fente	
avec $H_0=245\text{mT}$	111
IV.3.3 Synthèse des résultats sur l'isolateur à 1 fente en fonction de champ	
H_0	112

IV.3.4 Synthèse de l'étude paramétrique sur la largeur de fente et l'aimantation pour l'isolateur à 1 fente	113
IV.3.4.1 Isolateur 1 fente de longueur 6-4mm	113
IV.3.5 Résultat de mesure pour l'isolateur à 2 fentes	114
IV.3.5.1 Résultat de mesure pour l'isolateur à 2 fentes de longueur 8-6mm	114
IV.3.5.2 Etude paramétrique de l'isolateur à 2 fentes sur la largeur de fente avec $H_0=180\text{mT}$	115
IV.3.5.3 Etude paramétrique de l'isolateur à 2 fentes sur la largeur de fente avec $H_0=200\text{mT}$	118
IV.3.5.4 Etude paramétrique de l'isolateur à 2 fentes sur la largeur de fente avec $H_0=245\text{mT}$	123
IV.3.6 Synthèse des résultats sur l'isolateur à 2 fentes en fonction de champ H_0	125
IV.3.7 Synthèse de l'étude paramétrique sur la largeur de fente et l'aimantation pour l'isolateur à 2 fentes	126
IV.3.7.1 Isolateur 2 fentes de longueur 6-4mm	128
IV.3.7.2 Isolateur 2 fentes de longueur 4-2mm	129
IV.4 Analyse et comparaison	130
IV.4.1 Comparaison entre simulation et mesure	130
IV.4.2 Comparaison des résultats entre les versions à une fente et à deux fentes	132
IV.4.3 Analyse des résultats	133
IV.5 Rétro-simulation	135
IV.5.1 Paramètres du substrat de YIG sous HFSS	135
IV.5.1.1 Saturation du ferrite M_S	136
IV.5.1.2 Largeur de résonance à mi-hauteur (ΔH)	136
IV.5.1.3 Champ de polarisation H_i	136
IV.5.2 Modèle d'aimantation non-uniforme	137
IV.5.2.1 Sous-bloc avec module du champ non-uniforme	137
IV.5.2.2 Module du champ uniforme avec orientation de vecteur de champ	139
IV.5.2.3 Sous-bloc module de champ non-uniforme avec orientation des vecteurs de champ	139
IV.5.2.4 Adaptation avec les nouveaux paramètres trouvés	141
IV.5.3 Comparaison mesure/retro-simulation	143
IV.5.3.1 Isolateur 2 fentes de longueur 8-6mm	143
IV.5.3.2 Isolateur 1 fente ou simple fente	147
Conclusion	151
Bibliographie	153

Introduction

L'objectif de cette partie est double ; il s'agit premièrement de réaliser l'isolateur à une fente, étudié lors de la simulation avec différentes dimensions et de réaliser aussi d'autres isolateurs coplanaires à double fentes avec les mêmes paramètres que la version à une fente.

Cette réalisation (de guides) avec différentes dimensions permet d'obtenir d'une part, des échantillons pour l'étude de l'optimisation des performances du dispositif dans le cadre du cahier de charges défini au chapitre 3, et d'autre part, elle doit nous permettre de mieux comprendre les phénomènes physiques qui entrent en jeu dans ces structures atypiques, qui mêlent une géométrie originale aux propriétés particulières des ferrites dans le domaine fréquentiel d'apparition des ondes magnétostatiques.

L'élaboration de ces composants nécessite l'utilisation de matériaux magnétiques et de cuivre en couche mince. La fabrication de ces composants nécessite des étapes technologiques issues de procédés utilisés dans le domaine des semi-conducteurs.

Après une étape de transfert des motifs préalablement imprimés sur un masque, par photolithographie, la gravure se fait avec du perchlorure de fer pour obtenir les composants souhaités.

Dans un second temps et après avoir réalisé les dispositifs en salle blanche, nous effectuons les mesures sur les échantillons et vérifierons si les résultats obtenus concordent avec les simulations numériques. Les étapes de réalisation produisant toujours un résultat physique un peu différent des structures idéales simulées, et les conditions de mesures ne reproduisant jamais exactement les conditions de simulation, notamment sur le champ de polarisation interne appliqué à la couche magnétique, une étape de rétro simulation doit être envisagée pour permettre d'affiner le modèle numérique à partir des résultats de mesure. Enfin nous concluons sur les résultats obtenus, en essayant de proposer une analyse physique du fonctionnement de ces isolateurs, et de produire des recommandations concernant leur modélisation numérique et notamment de leur environnement magnétique.

IV.1 Réalisation de l'isolateur coplanaire

Après le design et la simulation du composant, il faut le fabriquer puis le caractériser. Nous allons présenter dans cette partie les étapes de réalisation de l'isolateur coplanaire.

La réalisation de l'isolateur coplanaire à déplacement de champ se fait en déposant un plan de masse inférieur en cuivre sur une face d'un substrat de verre, puis en collant un substrat de YIG sur ce plan de masse, puis en réalisant la ligne de transmission en cuivre sur l'autre surface du substrat de YIG.

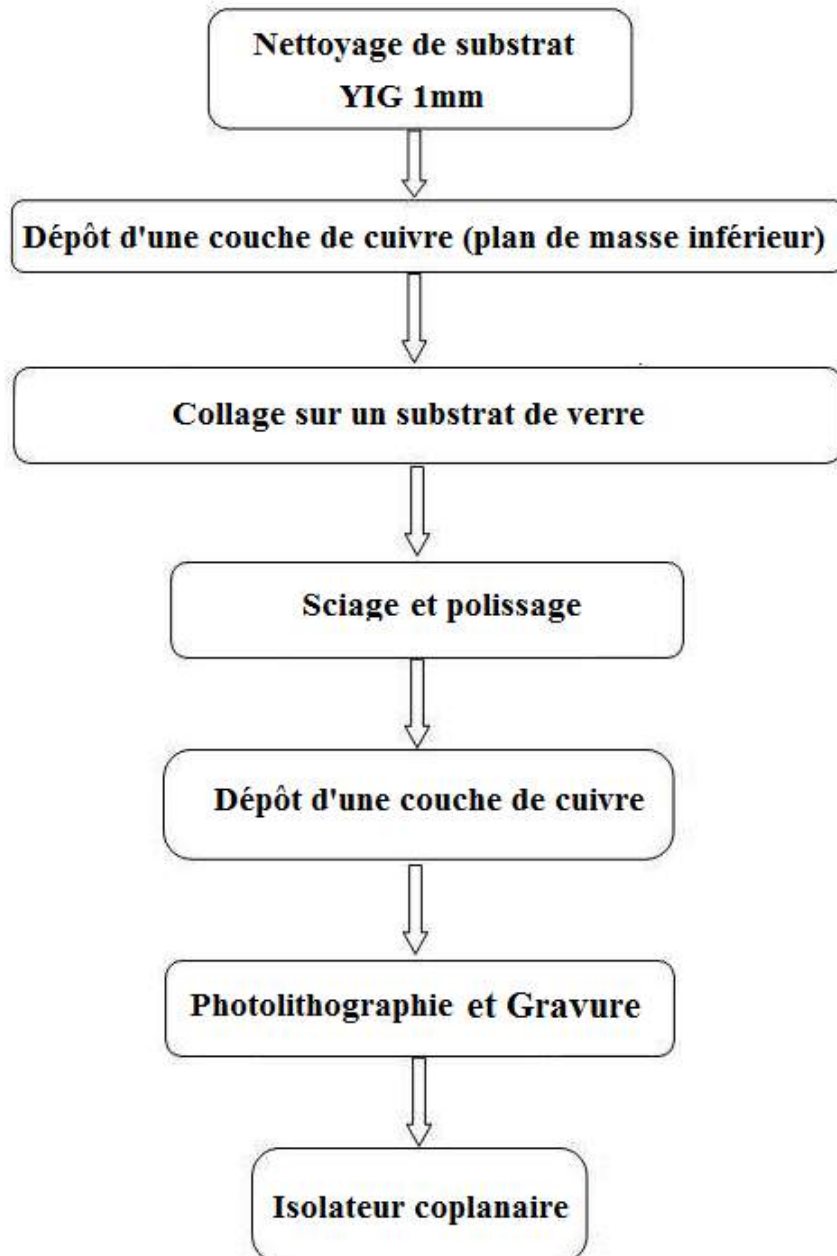


FIGURE IV.1 – *Processus de réalisation de l'isolateur coplanaire*

IV.1.1 Nettoyage du substrat de YIG

La réalisation de l'isolateur coplanaire consiste tout d'abord à faire le nettoyage des substrats (verre et YIG) afin d'enlever ou d'éliminer la maximum d'éléments « étrangers » à la surface et de laisser le substrat très propre.

La procédure de nettoyage consiste à mettre le substrat dans un béccher dans un bac à ultrasons pendant 10 minutes pour chaque produit. Les produits utilisés sont l'acétone, l'éthanol, un liquide dégraissant et de l'eau distillée. Après nettoyage, le substrat est mis immédiatement dans un bâti de pulvérisation cathodique pour le dépôt du cuivre.

IV.1.2 Réalisation du plan de masse inférieur

Le dépôt de cuivre se fait par la méthode de pulvérisation cathodique radiofréquence RF (à 13,56MHz) avec une machine TSD 350. Le substrat est installé dans l'enceinte à une distance de 6,7cm de la cible de cuivre. La puissance de dépôt est de 300W et le temps de dépôt est de 18 minutes pour obtenir une épaisseur des couches de cuivre d'environ $3\mu\text{m}$.

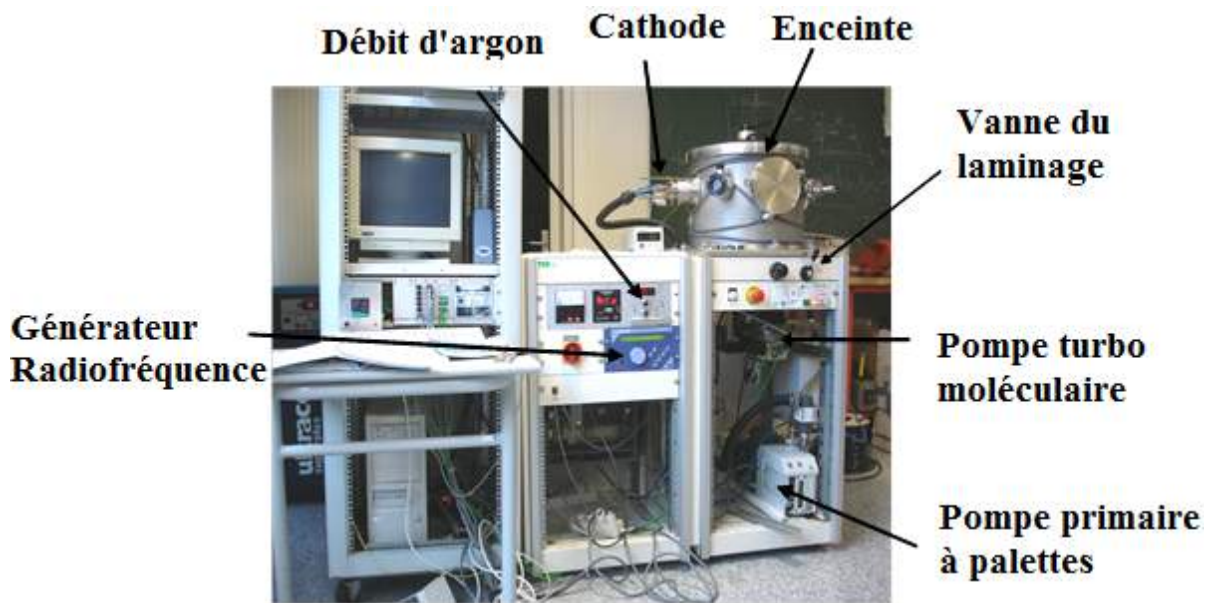


FIGURE IV.2 – Bâti TSD 350 de pulvérisation RF

IV.1.3 Collage, sciage et polissage

Les substrats de YIG sont de forme carrée de 50mm de côté et d'une épaisseur de 1mm. Comme le YIG est très cassant, il est collé sur un substrat de verre afin d'assurer une rigidité mécanique suffisante pendant la manipulation.

Le collage se fait avec la colle GEOFIX, qui est une colle composée de deux réactifs selon la procédure suivante :

- Mélange de 50ml de la colle GEOFIX part A et 25ml de la colle GEOFIX part B
- Dépôt de la colle sur le substrat sur la plaque chauffante à 80°C entre 12h et 24h.

Après le collage, l'ensemble constitué du YIG et du verre peut être scié facilement en utilisant une scie circulaire.

Après sciage on obtient deux substrats de YIG sur verre. Ces deux substrats vont être polis, car ils présentent une surface rugueuse. Le polissage a pour but d'obtenir un état de surface de haute qualité, nécessaire à la réalisation d'un isolateur par la photolithographie.

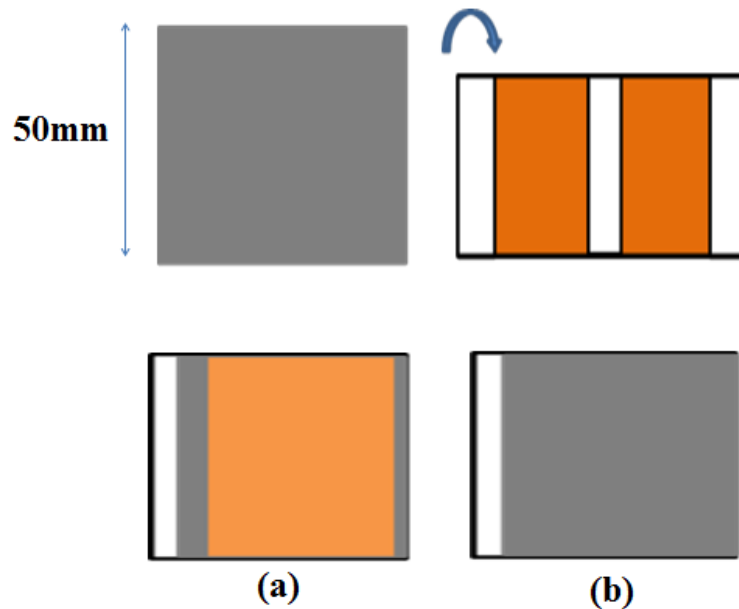


FIGURE IV.3 – Collage du YIG sur le verre (a) vue de derrière, (b) vue de face

IV.1.4 Réalisation de la ligne de transmission et du plan de masse supérieur

La ligne de transmission se réalise de la même manière que le plan de masse inférieur avec les mêmes paramètres de dépôts. Mais le dépôt de la ligne de transmission est suivi d'un procédé de photolithographie et d'une gravure afin d'obtenir la forme de l'isolateur coplanaire.

La photolithographie, technique issue de la microélectronique, est une étape qui consiste à transférer l'image du motif souhaité d'un masque sur le substrat.

Afin d'enlever les parties du cuivre non protégées par la résine déposée lors de la photolithographie et de faire apparaître le motif souhaité, une gravure est réalisée. Pour cela, il est nécessaire de tremper l'échantillon dans une solution composée de perchlore de fer et d'eau chaude (50%).

Après la gravure et l'enlèvement de la résine photosensible déposée lors de la photolithographie sur la surface de l'échantillon, le processus suivant est l'étamage, réalisé sur le composant. L'étamage est une opération de traitement de surface qui consiste à appliquer une couche d'étain sur l'échantillon pour éviter l'oxydation.

Des composants avec différentes largeurs et longueurs de fente ont été réalisés. Cette étude paramétrique sur les dispositifs est faite pour essayer de comprendre les phénomènes physiques en jeu dans le composant, et essayer de trouver des dimensions optimales pour le respect du cahier des charges fixé.



FIGURE IV.4 – *Dispositifs réalisés*

IV.2 Méthode et procédure de mesure

Afin de procéder aux mesures des composants réalisés, les échantillons ou les modèles sont caractérisés à l'aide d'un banc de mesure hyperfréquence constitué d'un testeur sous pointes et d'un analyseur vectoriel de réseaux (VNA – Vectorial Network Analyser) qui permet de mesurer jusqu'à 67GHz. L'analyseur permet alors une lecture du comportement de l'échantillon à analyser sur un certain spectre fréquentiel.

Dans cette partie nous présentons les techniques de mesure de l'isolateur coplanaire. Pour mesurer l'isolateur il faut bien savoir comment mesurer le composant et bien choisir les pointes et réaliser correctement le calibrage. Il faut aussi prendre en compte la mécanique du testeur sous pointe et les principes de mesure de l'analyseur.

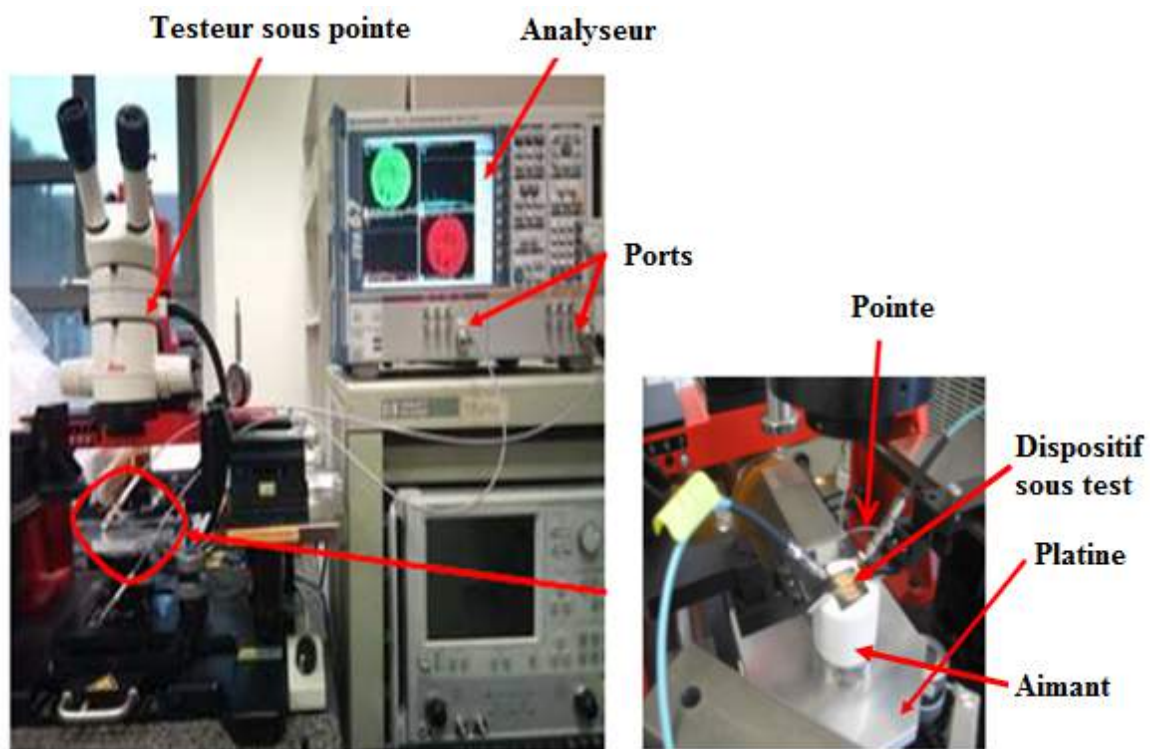


FIGURE IV.5 – Analyseur vectoriel de réseaux avec le testeur sous pointe et la polarisation externe réalisée par un aimant permanent.

IV.2.1 Mécanique du testeur sous pointe

Un testeur sous pointes est un appareil de précision placé sur un marbre qui permet d'atténuer les vibrations pouvant entraîner des erreurs de mesures, généralement composé de deux plateaux, d'une platine où est disposé le composant et d'un dispositif sous test (DST) mobile déplaçable à l'aide de vis micrométriques. Les pointes de mesure sont les éléments qui servent à réaliser la connexion entre la technologie coaxiale et la technologie planaire des dispositifs micro-ondes. Elles sont fixées sur deux plateaux latéraux qui peuvent se mouvoir ou être réglés les uns par rapport aux autres par l'action de vis micrométriques. Le mouvement des pointes

ne se fait que de quelques dizaines de micromètres, ce qui permet de réduire les changements de tension et de courbure des câbles, qui peuvent augmenter les erreurs de mesure. On peut rajouter un troisième bras à ce banc de mesure dans les cas où le composant est constitué de trois ports (circulateur).

Le mouvement des pointes est contrôlé à l'aide d'une binoculaire jointe sur le testeur sous pointes. Elle permet de s'assurer de la précision des contacts des pointes sur les ports du dispositif à mesurer. Cette mesure permet d'effectuer une acquisition des paramètres S grâce à l'analyseur vectoriel de réseaux. La pression des contacts des pointes doit être bien maîtrisée, le contact doit être correct lors de la calibration, pour obtenir un calibrage valable.

Bien que le testeur sous pointes améliore nettement la précision des mesures, il est nécessaire d'en connaître le fonctionnement afin d'estimer les différentes sources d'erreur de mesure éventuelles. C'est le point nécessaire qui permet de bien choisir les pointes ainsi que les outils de mesure.

IV.2.2 Choix des pointes de mesure

Un élément important des mesures au testeur sous pointes est le choix des pointes de mesure, les dispositifs planaires nécessitant des pointes spécifiques pour leur mesure. Comme nos dispositifs sont coplanaires, donc composés de trois rubans métalliques, alors les pointes doivent avoir trois aiguilles parallèles entre elles (G-S-G), dont la centrale fait le contact avec le ruban central appelé "signal" et les deux aiguilles latérales font les contacts avec les deux autres rubans qui constituent les plans de masse. Leur "écartement" est la distance entre les deux masses.

Au laboratoire les mesures sont faites à l'aide des pointes Zprobe et Picoprobe avec différent type d'écartement ($250\mu\text{m}$, $600\mu\text{m}$, $800\mu\text{m}$ et $1000\mu\text{m}$).

Comme le composant est polarisé à l'aide d'un aimant permanent, il est nécessaire de faire un choix entre ces deux types de pointes car leurs caractéristiques physiques sont différentes. Pour les pointes Zprobe le matériau des aiguilles est constitué d'un alliage de nickel, qui est un métal magnétique, alors que les aiguilles des pointes Picoprobe sont en tungstène qui est un métal non magnétique.

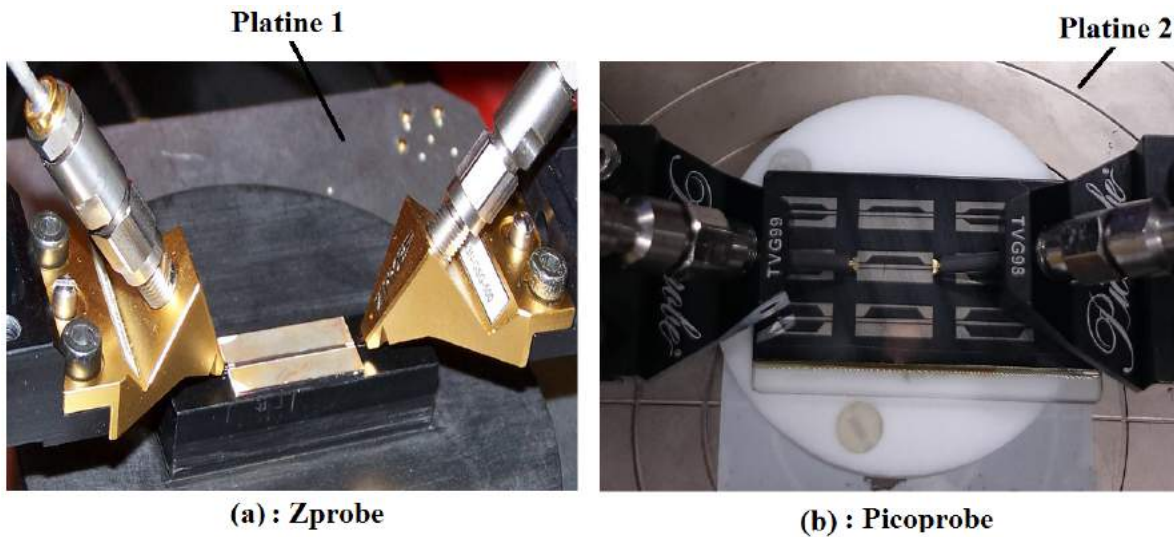


FIGURE IV.6 – Pointes de mesure

Du fait de la sensibilité des pointes Zprobe aux champs magnétiques, la nature des matériaux de la platine du testeur sous pointe a une influence sur les mesures. C'est-à-dire que les platines utilisées au laboratoire sont des platines en métal non magnétique, mais leur support est en métal magnétique.

Pour la platine 1, le support est en forme de guide creux de diamètre un peu plus grand que celui de l'aimant utilisé. Si on met l'aimant au milieu, il n'y aura pas d'attraction magnétique entre le support et l'aimant. Dans ce cas de figure (platine 1), on peut utiliser les deux types de pointes pour observer l'effet non réciproque.

Le laboratoire a changé la platine 1 par la platine 2, et le support contient une tige située au centre de la platine, constituée d'un métal magnétique. Si on met l'aimant de mesure sur la platine 2, il y a attraction entre l'aimant et le support. Si on utilise la pointe Zprobe, constituée d'un métal magnétique, comme la platine 2, on n'observe pas l'effet non réciproque, lors de la mesure des isolateurs à cause du champ magnétique qui est bouclé. L'ensemble pointes + platine se comporte comme un entrefer. En revanche, dans la même configuration, avec les pointes Picoprobes il n'y a pas d'artefact de mesure lié au rebouclage des champs. Donc le choix de la pointe Picoprobe est primordial.

En conclusion pour éviter ce cas de problème, le mieux c'est d'utiliser les pointes Picoprobe pour les mesures.

IV.2.3 Principe de mesure de l'analyseur vectoriel de réseaux

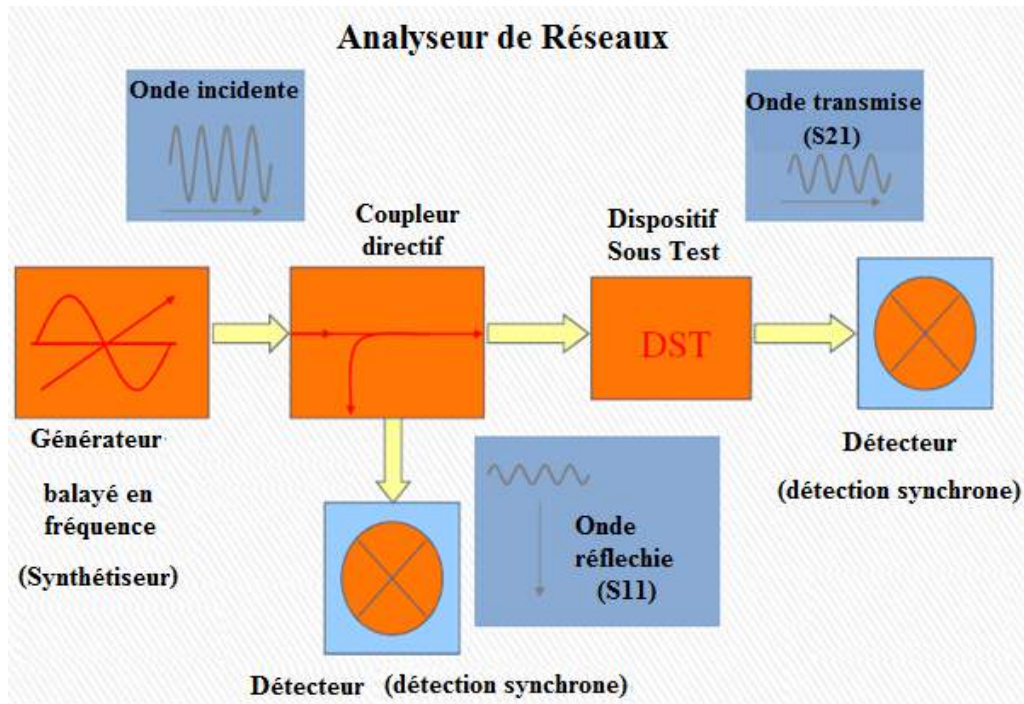


FIGURE IV.7 – Principe de mesure de l'analyseur vectoriel de réseaux (VNA)

L'analyseur vectoriel de réseaux doit être allumé 2h30 avant l'utilisation, comme spécifié dans le document technique. Après l'allumage, on doit mettre en place les matériels de connexion (câbles, connecteurs, pointes). Après cette étape on met en route la pompe à vide ainsi qu'on sélectionne le niveau d'aspiration en fonction des dimensions de l'échantillon à analyser, qui sera ainsi maintenu fixe sur la platine. Puis on passe à la procédure de calibrage en utilisant le standard, ou kit de calibrage, adapté aux pointes de mesure. Les paramètres d'affichage de l'analyseur doivent être sauvegardés avant de passer à la procédure de calibrage.

Lors des mesures, des erreurs systématiques dues aux imperfections de la chaîne de mesure, sont produites, que l'on peut corriger numériquement grâce à une procédure de calibrage. Il existe plusieurs types de calibrage parmi lesquels le calibrage OSTL, TRL...

Dans notre cas nous utilisons le calibrage OSTL qui admet l'utilisation des standards Open (circuit ouvert), Short (court-circuit), Thru (connexion directe) et Load (charge). Lors du calibrage, la pression des pointes sur la surface du kit doit être soigneusement contrôlée.

Après calibrage, l'échantillon est posé sur la platine de test du banc de mesure, les deux pointes sont placées de manière précise.

Pour réaliser la polarisation statique de nos échantillons, qui exigent d'être excités ou aimantés et saturés par un champ extérieur, nous utilisons un aimant permanent en Néodyme Fer Bore (Nd-Fe-B), disposé dans un support isolant de téflon, sur lequel le prototype à caractériser est positionné. Cet aimant produit un champ de 0,4T à sa surface. Cette valeur est mesurée en moyenne avec un Gaussmètre sur la surface du téflon, sur laquelle est positionné l'échantillon.

L'analyseur vectoriel de réseaux permet d'extraire les paramètres de dispersion du dispositif sous test. Il fonctionne grâce à des réflectomètres à deux coupleurs. Le signal électromagnétique est acheminé par ces derniers vers le dispositif sous test et récupère le signal réfléchi par le dispositif. Deux coupleurs sont utilisés pour copier dans des canaux parallèles le signal émis, signal de référence et signal réfléchi [10]. Cet analyseur permet de faire les mesures sur le dispositif sous test sous les deux ports directement. Il permet de faire les mesures dans le sens direct ou dans le sens inverse. Ce qui permet de mesurer la non réciprocity d'un composant et aussi la symétrie en transmission dans les deux sens.

Les résultats de mesure sont présentés sous forme de paramètres S, qui permettent de conclure sur les performances des composants.

IV.2.4 Aimantation de l'échantillon

Les mesures sont faites à l'aide d'un aimant permanent dont les lignes de champ sont appliquées verticalement suivant l'axe z sur notre composant. Comme l'isolateur coplanaire est réalisé à base de ferrite, plus précisément de Grenat de Fer et d'Yttrium, selon Polder, le YIG, qui est un ferrite, possède deux tenseurs de perméabilité appelés tenseurs de Polder (μ et κ). Ces tenseurs mettent en évidence un phénomène de résonance qui se manifeste à une fréquence de pulsation ω_r , appelée résonance gyromagnétique.

La fréquence de résonance gyromagnétique est exprimée par [1] :

$$\omega_r = \gamma\mu_0\sqrt{[H_0 + (N_x - N_z)M][H_0 + (N_y - N_z)M]} \quad (\text{IV.1})$$

Cette fréquence correspond pratiquement au maximum des pertes magnétiques dans le milieu, si le ferrite est aimanté perpendiculairement à son plan de propagation, par l'application d'un champ extérieur H_0 . La polarisation du ferrite induit également la possibilité d'exciter des ondes magnétostatiques, qui sont des ondes unidirectionnelles, dispersives, qui se propagent à faible vitesse. Ces champs se retrouvent dans les ferrites polarisés qui sont anisotropes en hyperfréquences, et peuvent être utilisés dans les dispositifs non-réciproques comme l'isolateur coplanaire [2]. Si le champ de saturation est M et le champ appliqué au ferrite H_0 alors les ondes magnétostatiques se retrouvent dans la bande de fréquence entre ω_0 et ω_r , ces deux fréquences étant données par les formules suivantes [5] :

$$\begin{cases} \omega_0 = \gamma\mu_0\sqrt{H_0(H_0 + M)} \\ \omega_M = \gamma\mu_0(H_0 + M) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

IV.3 Résultats de mesures

Nous allons d'abord présenter les résultats de mesure d'un isolateur à 1 fente de longueur 8-6mm pour différentes largeurs avec différentes valeurs de champ de polarisation, puis les résultats pour 1 fente de longueur 6-4mm.

Après les résultats d'une fente, ensuite nous présenterons les résultats pour l'isolateur à 2 fentes, sur lequel nous ferons la même étude paramétrique que pour l'isolateur à 1 fente, en fonction de la largeur de la fente, de sa longueur et de l'aimantation.

Après avoir présenté les résultats de mesure, nous ferons la comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesure pour les différentes versions de l'isolateur.

Et enfin nous faisons une analyse des résultats et conclusion.

IV.3.1 Positionnement de l'échantillon sur l'aimant

Afin d'observer l'effet non réciproque, il est nécessaire de bien choisir la position de l'échantillon sur l'aimant. Si la position est mal choisie, il n'y aura aucun effet non réciproque. C'est-à-dire qu'on doit positionner l'échantillon sur l'aimant, de telle sorte que les amplitudes du champ de polarisation au niveau des deux ports d'entrée soient approximativement identiques, avec une amplitude du champ au centre de l'échantillon plus élevée que celles au niveau des deux ports.

Dans certaines positions, on peut observer un effet non réciproque mais pas le maximum, ce sont les cas où les valeurs du champ au niveau des deux ports ont une différence de quelques dizaines de milli Tesla. Pour avoir l'optimum de l'isolation (Maximal), il faut que l'amplitude du champ des deux ports soit presque identique (symétrie par rapport au plan central). Ce résultat, issu de notre expérience de mesure, constitue une première recommandation pour l'aimantation des isolateurs.

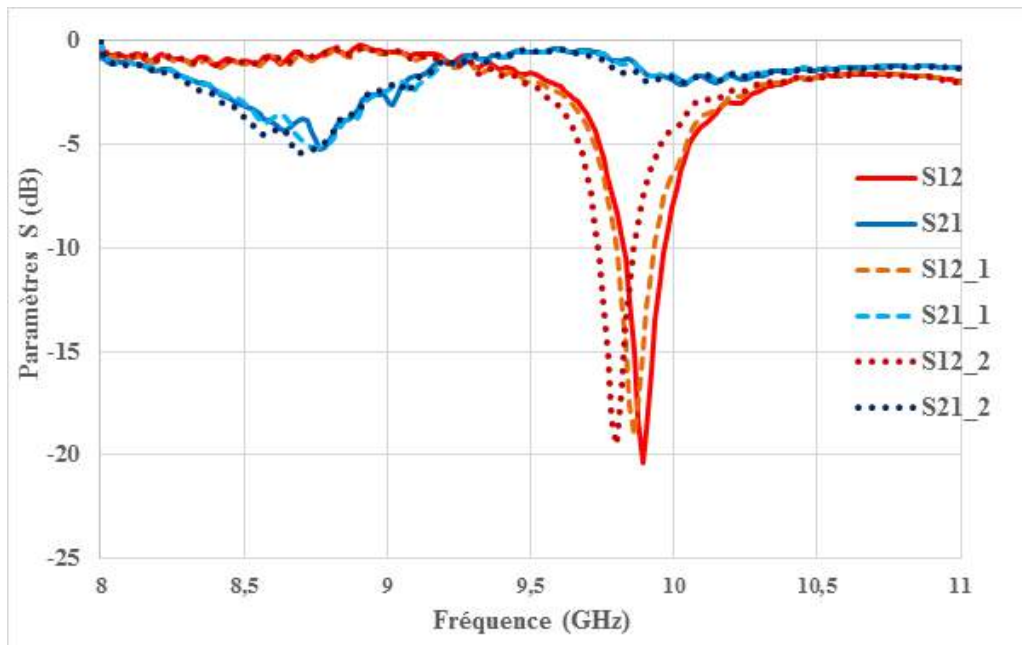


FIGURE IV.8 – Choix de la position maximale ou de l'optimum

La figure IV.8 présente les mesures liées à trois positions différentes sur l'aimant et on constate dans ce résultat qu'on a la même allure qui se présente avec les deux pics d'isolation à deux fréquences de résonance à des endroits différents, mais l'isolation a changé de profondeur et de fréquence, cela est dû au positionnement de l'échantillon sur l'aimant ce qui induit une valeur du champ différente pour chaque position de mesure. Elles sont un peu différentes de quelque Décibels entre elles, environ $\Delta IS = 5\%$ et de quelques MHz, environ $\Delta f = 5\%$. On voit aussi que les pertes d'insertions restent identiques sur les trois mesures. Dans ces mesures l'optimum est obtenu si le champ de polarisation au niveau des deux ports d'entrées est presque identique (2% de différence maximum).

IV.3.2 Résultats de mesure pour l'isolateur à 1 fente

IV.3.2.1 Résultats de mesure pour l'isolateur à 1 fente de longueur 8-6mm

Dans cette partie nous présentons les résultats de mesure de l'isolateur coplanaire à une fente de notre étude paramétrique. A l'étude en fonction de la largeur de fente, nous avons ajouté une étude en fonction de l'aimantation qui n'apparaît pas dans le chapitre 3 sur la simulation. Dans ce qui suit nous allons donc étudier l'effet de la modification de la largeur de fente ainsi que de l'intensité du champ d'aimantation sur la structure avec une fente de 8mm. Tout d'abord nous présentons le résultat avec une largeur de 1mm, ce qui correspond au composant trouvé dans l'état de l'art que nous allons essayer d'optimiser [4], ensuite nous présentons les résultats pour différentes largeurs ainsi qu'avec différents champs de mesure.

IV.3.2.2 Etude paramétrique de l'isolateur à 1 fente sur la largeur de fente avec $H_0=180\text{mT}$

a. Largeur de fente 1mm avec $H_0=180\text{mT}$

Dans cette partie on présente le résultat d'un isolateur coplanaire à 1 fente avec une longueur de fente 8-6mm et de largeur 1mm.

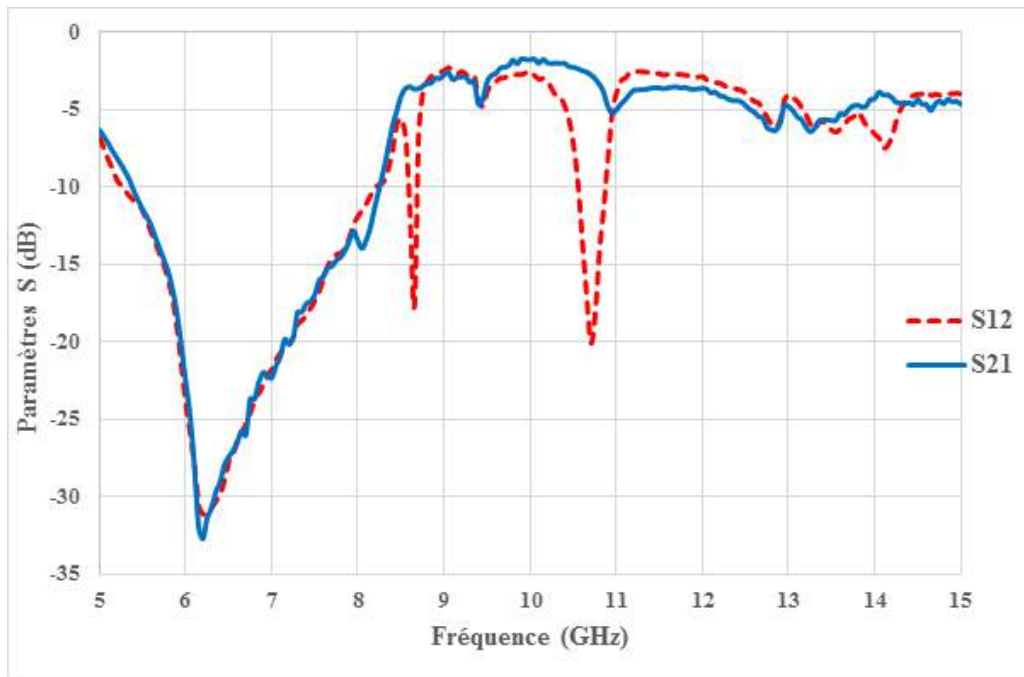


FIGURE IV.9 – 1 fente de longueur 8-6mm avec largeur 1mm pour un champ $H_0=180\text{mT}$

Le champ est non uniforme sur tout le long du composant, mais le champ est pris en moyenne, c'est-à-dire que l'amplitude du champ des deux ports d'entrées doit être quasi identique, celle du centre du composant restant toujours plus grande par rapport aux entrées d'un delta de 3%.

Avec un champ moyen $H_0=180\text{mT}$, nous observons dans cette figure la zone de gyrorésonance, située entre 5GHz et 8GHz, bande dans laquelle les pertes sont élevées et l'absorption du signal d'entrée est élevée.

Il apparaît deux pics d'effet non réciproque, avec le premier pic proche de la gyrorésonance à 8,6GHz, qui présente une isolation importante de l'ordre de 17,7dB, mais des pertes d'insertion élevées, d'environ 3,6dB, du fait que la fréquence de résonance de ce pic est proche de la bande gyrorésonance, ou peut être dans la bande.

Sur le second pic, il y a aussi un effet non réciproque dont l'isolation est importante, de 21dB, alors que les pertes d'insertion sont élevées, environ 2,7dB.

Cet effet non réciproque du 2nd pic est situé à la fréquence de 10,7GHz.

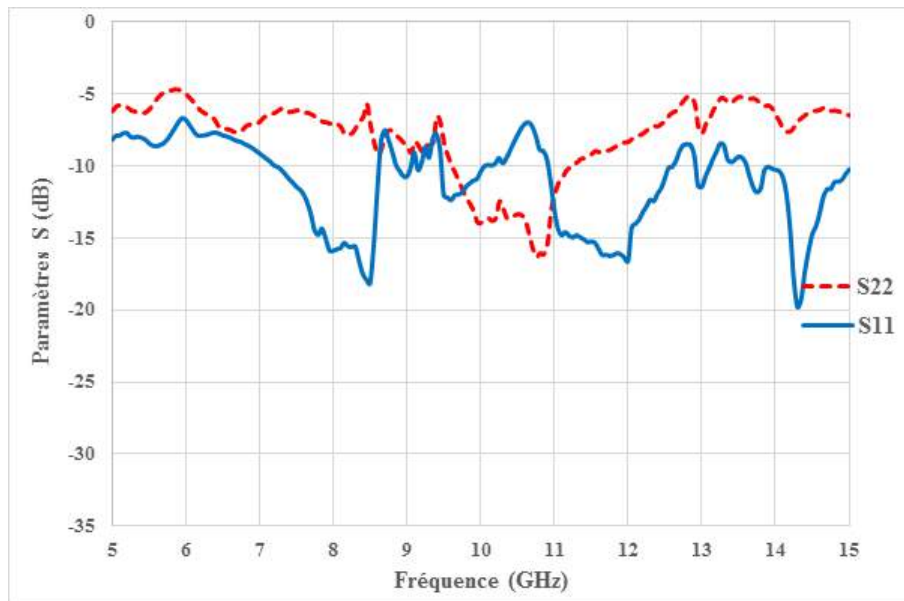
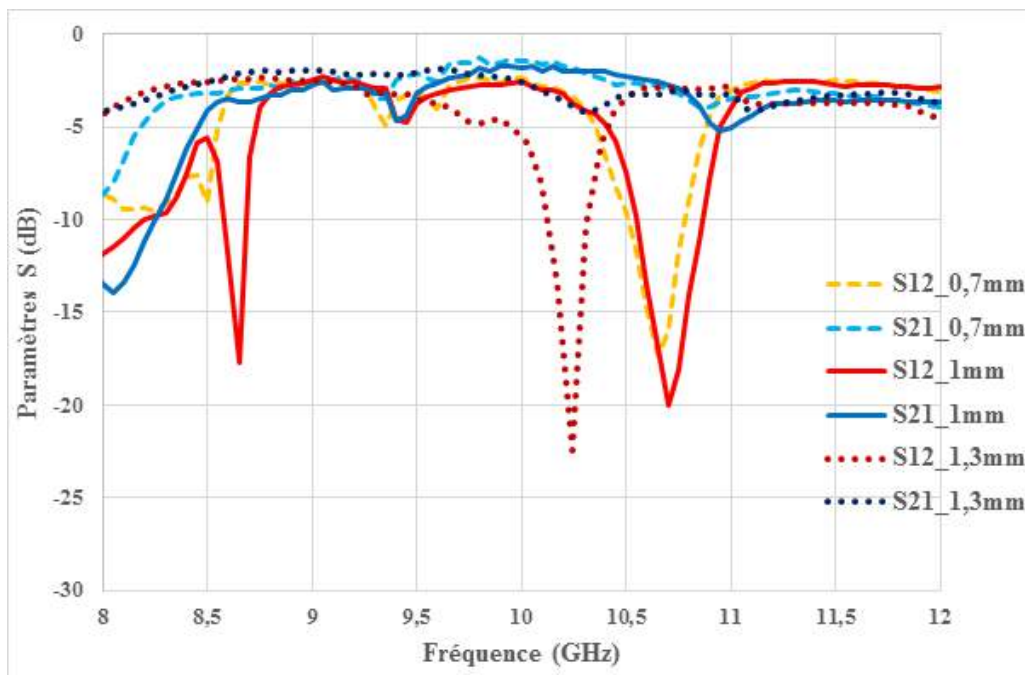


FIGURE IV.10 – Paramètres de réflexion

Nous observons dans cette figure que la réflexion du signal retour S_{22} est presque de -16dB, par contre pour le signal passant la réflexion S_{11} est autour de -10dB. Les résultats obtenus montrent que nous sommes au dessus du résultat classique pour lequel S_{11} et S_{22} doivent être $< -20\text{dB}$. Il reste à optimiser la désadaptation du composant.

Nous retrouvons bien les résultats décrits dans l'état de l'art pour cette structure.

Une variation de la largeur de fente est maintenant présentée avec la longueur de fente fixée à 8-6mm. Cette variation permet de voir l'influence de la largeur sur l'effet non réciproque et les différents paramètres S.

FIGURE IV.11 – 1 fente de longueur 8-6mm avec largeur 0,7mm-1,3mm pour un champ $H_0=180\text{mT}$

Le résultat de la variation de largeur de fente de 0,7mm à 1,3mm montre que l'effet non réciproque existe toujours mais varie en amplitude et en fréquence selon la largeur. Il est insuffisant pour la largeur de 0,7mm avec une isolation de 17dB pour des pertes d'insertion un peu grande de 2,7dB. Alors que pour une largeur de 1mm, l'effet non réciproque est bon avec une bonne isolation de 20dB, mais des pertes identiques aux précédentes (2,7dB). Ces deux largeurs (0,7mm et 1mm) ont presque la même fréquence de résonance située à 10,7GHz. Tandis que lorsque la largeur de fente est passée à 1,3mm, sa fréquence de résonance est décalée à 10,2GHz. Son isolation S12 est augmentée jusqu'à 22,5dB, par contre ses pertes aussi sont élevées par rapport à celles des deux autres largeurs avec 3,9dB. On voit qu'il y a un début de résonance dans l'autre sens, qui vient dégrader les pertes d'insertion (PI).

On peut dire à partir de ces résultats, que la variation de largeur joue sur la fréquence de résonance qui dépend de chaque largeur, même si pour les deux largeurs (0,7mm et 1mm), elles sont très proche ou presque égales.

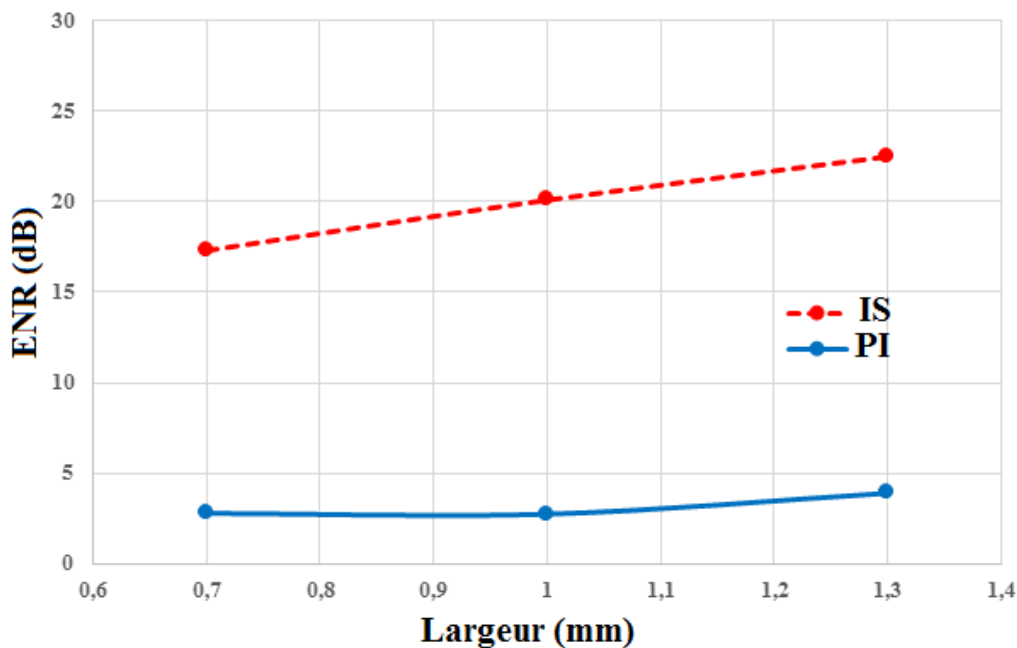


FIGURE IV.12 – Isolation et pertes d'insertion en fonction de la largeur de fente avec $H_0=180mT$

On observe sur la synthèse de la figure IV.12 de l'effet non réciproque en fonction de la largeur que, l'isolation augmente avec l'augmentation de la largeur de fente, et l'optimum est obtenu à la largeur de 1,3mm (22,5dB), on constate dans ce résultat qu'à partir de la largeur de 1mm, le signal retour est parfaitement isolé $> 20dB$ même si on observe des pertes d'insertion qui sont un peu grandes du fait de la présence d'une faible résonance de la structure dans l'autre sens de propagation.

IV.3.2.3 Etude paramétrique de l'isolateur à 1 fente sur la largeur de fente avec $H_0=200\text{mT}$

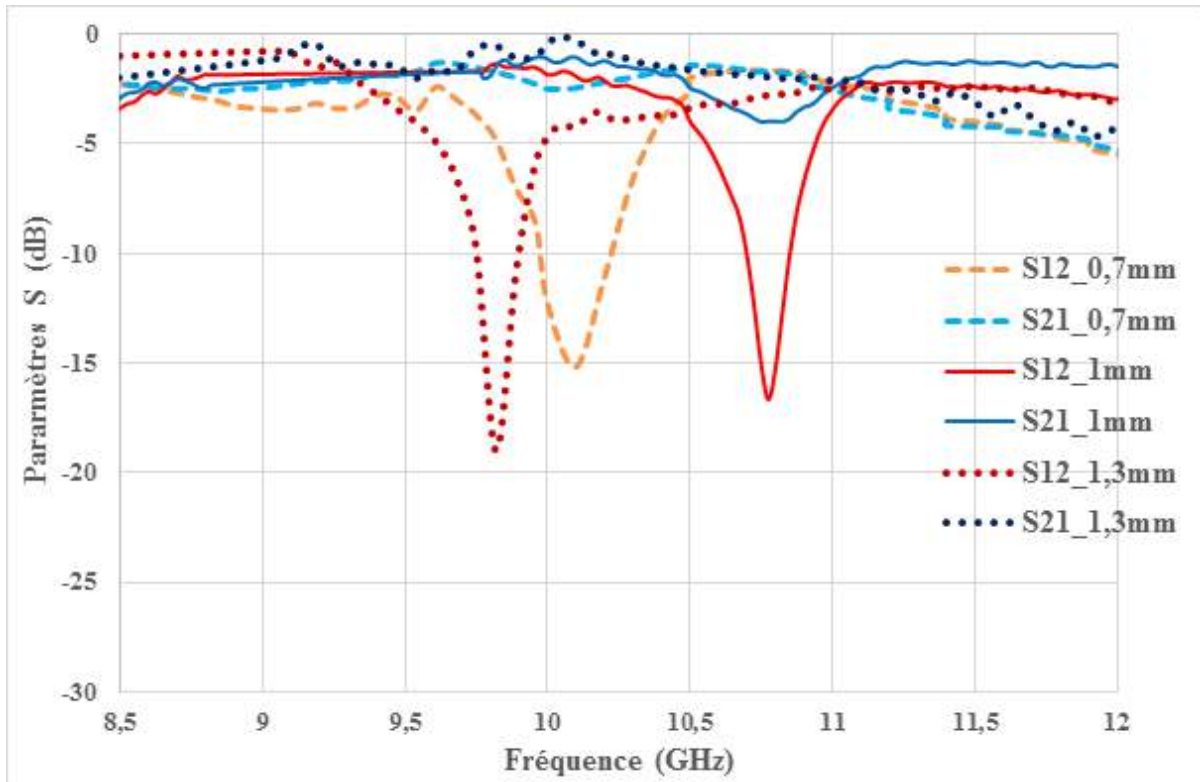


FIGURE IV.13 – Isolateur 1 fente de longueur 8-6mm et de largeurs 0,7mm-1,3mm $H_0=200\text{mT}$

Dans cette partie la mesure est faite sur trois largeurs de fente qui vont de 0,7mm à 1,3mm pour un champ de mesure appliqué d'environ 200mT, les résultats montrent que l'effet non réciproque est observé et dépend de la largeur de la fente.

Pour une largeur de fente de 0,7mm, l'isolation est de 15dB avec des pertes d'insertion de 2,5dB à 10,1GHz. Alors que pour la largeur de 1mm, l'effet non réciproque possède une isolation de 17dB environ et des pertes d'insertion élevées d'environ 4dB à la fréquence de 10,8GHz. Tandis que pour une largeur de 1,3mm l'isolation est élevée mais pas totalement suffisante pour atteindre le cahier des charges fixé (20dB) avec une isolation de 19dB, mais les pertes sont meilleures, de 1,7dB à la fréquence de 9,9GHz.

En termes de fréquence de résonance, elle dépend de chaque largeur, malgré cette variation, la fréquence de résonance reste toujours autour de la fréquence de 10GHz.

IV.3.2.4 Etude paramétrique de l'isolateur à 1 fente sur la largeur de fente avec $H_0=245\text{mT}$

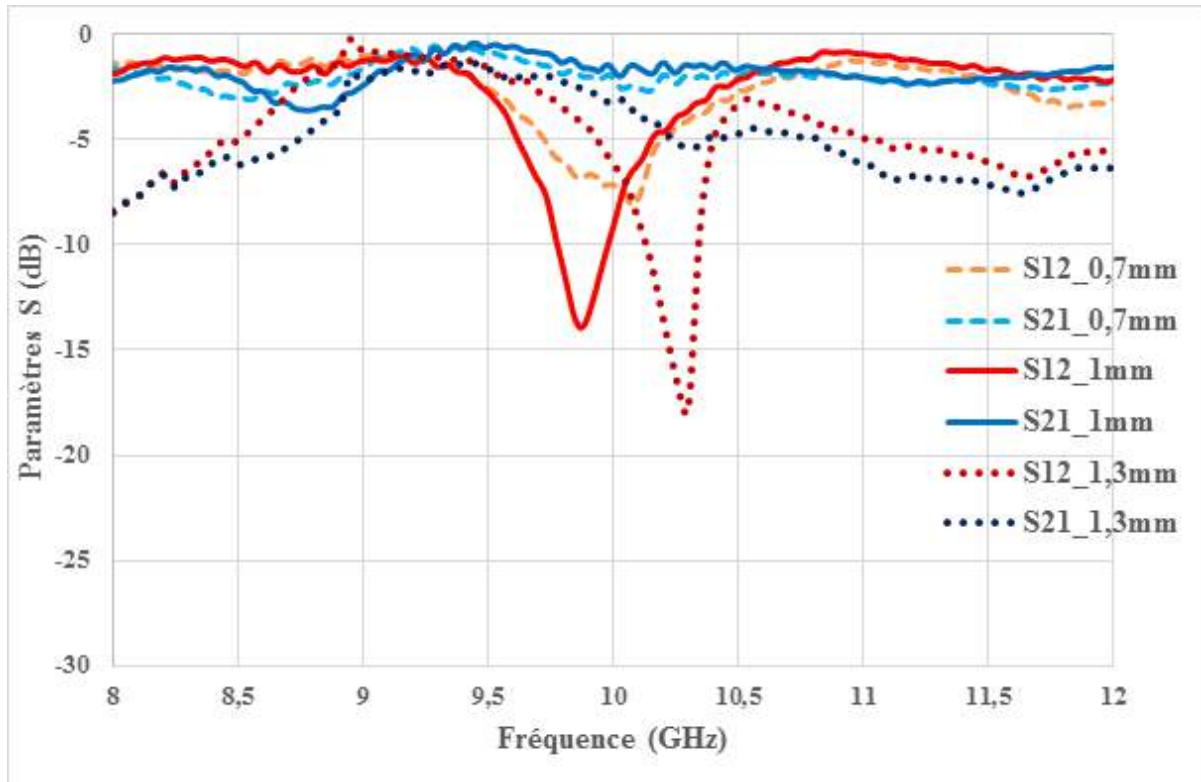


FIGURE IV.14 – *Isolateur 1 fente longueur 8-6mm largeur 0,7mm-1,3mm avec $H_0=245\text{mT}$*

Le résultat de la variation de largeur de fente de 0,7mm à 1,3mm pour un champ de mesure appliqué d'environ 245mT montre un effet non réciproque qui dépend de chaque largeur. Pour une largeur de fente de 0,7mm, elle possède une isolation de 8,5dB pour des pertes d'insertion un peu plus grande de 2,5dB à la fréquence de 10,2GHz, alors que pour une largeur de 1mm l'isolation est moyenne avec $S_{12} = -14\text{dB}$ mais les pertes d'insertion sont légèrement meilleures, à 1,9dB à la fréquence de 9,9GHz. Lorsque la largeur de fente est passée à 1,3mm, l'isolation est meilleure que les deux autres, à 18dB environ, mais les pertes d'insertion sont plus élevées que pour les deux autres largeurs avec 5dB à la fréquence de résonance de 10,3GHz. On peut dire que pour cette valeur de champ de 245mT, la variation de largeur joue sur l'isolation et que l'optimum est obtenu à la largeur de 1mm, mais elle reste insuffisante pour que le signal retour soit complètement isolé. La fréquence de résonance aussi dépend de chaque largeur, elle diminue lorsque la largeur augmente, tout en restant toujours autour de la fréquence de 10GHz.

IV.3.3 Synthèse des résultats sur l'isolateur à 1 fente en fonction de champ H_0

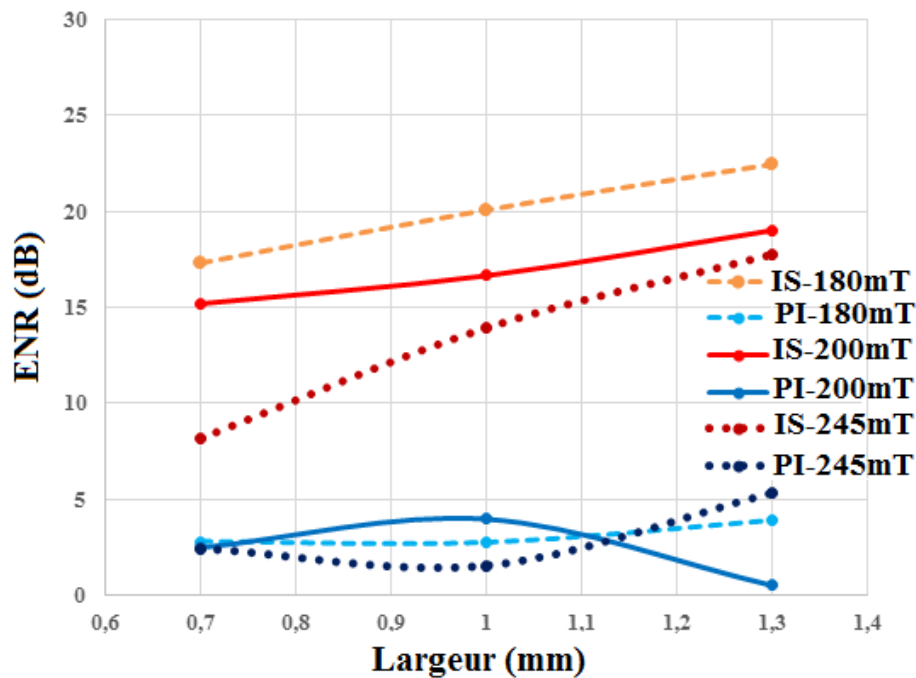


FIGURE IV.15 – Synthèse des résultats de mesure en fonction du champ H_0

En faisant une synthèse de l'effet non réciproque en fonction du champ pour chaque largeur de fente, trois champs sont appliqués à la mesure (180mT, 200mT et 245mT) et on constate que :

Pour une largeur de fente de 0,7mm, les pertes d'insertion sont moyennes autour de 2,5dB et restent constantes quel que soit le champ appliqué. Alors que pour la largeur de 1mm, les pertes varient selon le champ appliqué, elles sont élevées, presque 4dB lorsque le champ est de 200mT, mais elles sont bien meilleures lorsque le champ est de 245mT (1,5dB). Tandis que lorsque la largeur est de 1,3mm, les pertes varient aussi selon le champ, mais elles sont très élevées lorsque le champ est devenu plus grand, mais elles sont meilleures (0,5dB) à la valeur de champ de 200mT.

En observant l'isolation, elle dépend aussi de la largeur de fente, ainsi que du champ de polarisation, on voit qu'elle diminue avec l'augmentation de champ appliqué. Mais sa diminution dépend de chaque largeur. On voit pour la largeur de champ de 0,7mm, l'isolation diminuée jusqu'à 8,15dB, et pour la largeur de 1mm, elle est diminuée jusqu'à 14dB tandis que pour la largeur de 1,3mm, l'isolation est descendue jusqu'à 18dB.

L'isolation reste faible si la largeur de fente est faible, elle devient importante avec champ appliqué autour de 180mT. L'optimum est obtenu à la largeur de 1,3mm.

On peut dire que pour cet isolateur à une fente, il n'est pas nécessaire d'appliquer un champ de polarisation très grand pour obtenir un bon effet non réciproque. Si le champ est plus grand,

l'isolation est observée, mais pas suffisante pour isoler totalement le signal retour. Il est préférable d'appliquer un champ autour de 200mT, afin d'obtenir une grande isolation qui permet d'isoler parfaitement le signal retour et avoir des pertes d'insertion meilleures.

IV.3.4 Synthèse de l'étude paramétrique sur la largeur de fente et l'aimantation pour l'isolateur à 1 fente

Un récapitulatif des résultats sur la variation de largeur fente, en fonction de la valeur de champ de polarisation, est présenté dans le tableau ci-dessous.

Champ Fente (mm)	$H_0=180\text{mT}$			$H_0=200\text{mT}$			$H_0=245\text{mT}$		
	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)
0,7	-2,7	-17,3	10,7	-2,4	-15,2	10,1	-2,4	-8,2	10,1
1	-2,7	-20,1	10,7	-3,9	-16,7	10,8	-1,5	-14	9,9
1,3	-3,9	-22,5	10,2	-0,5	-19,1	9,9	-5,3	-17,8	10,3

TABLE IV.1 – *Isolateur 1 fente pour différentes largeurs avec différentes valeurs de champ de polarisation*

On constate que la largeur de fente et le champ de polarisation influent sur les paramètres d'isolation S_{12} et les pertes d'insertion S_{21} .

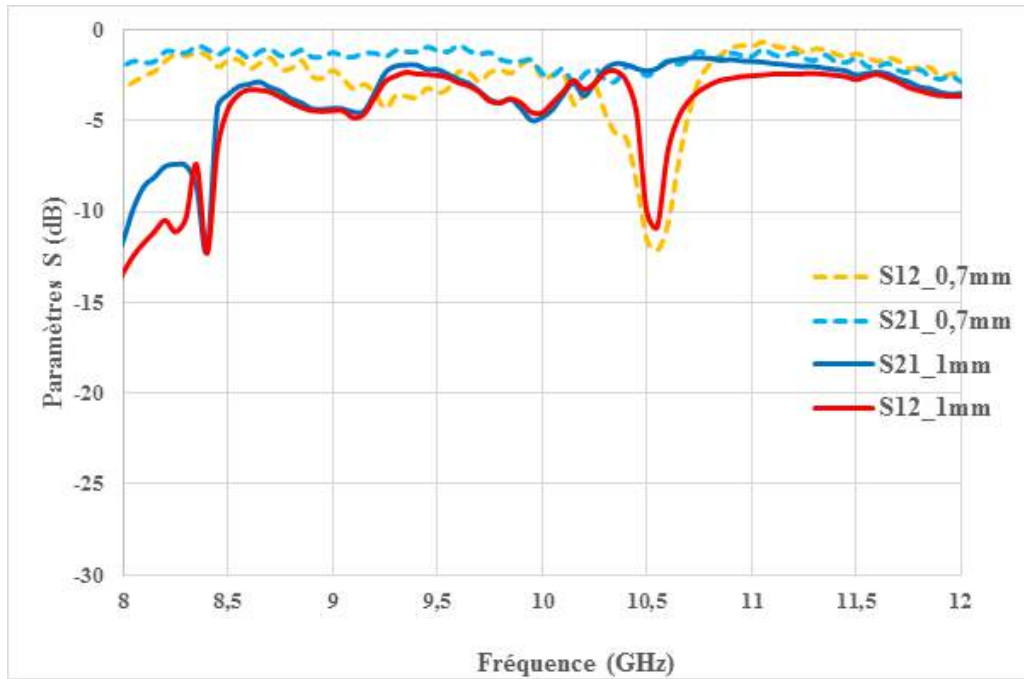
Les meilleures pertes d'insertion sont obtenues à la largeur de 1,3 mm pour un champ de 200mT, et la meilleure isolation est aussi observée avec cette largeur (1,3mm) mais à la valeur de champ de 180mT.

La fréquence de résonance dépend de chaque largeur de fente, elle varie avec le champ appliqué. Elle reste autour de la fréquence de 10GHz, quelle que soit la largeur et le champ appliqué.

Dans le tableau IV.1, les résultats de mesure montrent que les performances optimales sont obtenues pour une largeur de 1,3mm, avec une isolation de 19,1dB et des pertes d'insertion de 0,5dB pour un champ de 200mT. On peut préciser que seules trois valeurs de largeur ayant été testées, pour trouver le vrai optimal il faut faire des retro-simulations et s'assurer que le modèle sous HFSS est fiable et ensuite simuler d'autres valeurs intermédiaires. Nous examinerons plus en détail cette question dans la dernière partie de ce chapitre.

IV.3.4.1 Isolateur 1 fente de longueur 6-4mm

Dans cette partie nous présentons les résultats d'un isolateur 1 fente de longueur 6-4mm pour un champ de mesure 180mT.

FIGURE IV.16 – *Isolateur 1 fente 6-4mm avec $H_0=180mT$*

Dans ce résultat de mesure, le champ appliqué est $H_0=180mT$. Nous observons que dans cette figure qu'il apparaît un pic d'effet non réciproque à 10,6GHz pour les deux largeurs (0,7mm et 1mm) avec une isolation moyenne de l'ordre de 11dB pour la largeur de 1mm et de 12,1dB pour la largeur de 0,7mm. Les pertes d'insertion sont identiques pour les deux structures et relativement élevées d'environ 2,6dB.

Les paramètres de réflexions ne sont pas présentés dans cette partie, mais les réflexions du signal retour (S_{22}) restent élevées pour la largeur de 1mm, environ 25dB, et pour la largeur de 0,7mm, environ 15dB, par contre les réflexions du signal passant restent moyen autour de 10dB.

Ces deux largeurs de fente sont mesurées avec les autres champs (200mT et 245mT) et l'atténuation n'est pas observée.

Pour la largeur de 1,3mm, aucun effet non réciproque n'est observé avec les trois valeurs de champ appliqué.

De même pour les autres dispositifs à 1 fente de longueur 4-2mm avec différentes largeurs de fente, l'effet non réciproque n'est pas observé.

IV.3.5 Résultat de mesure pour l'isolateur à 2 fentes

IV.3.5.1 Résultat de mesure pour l'isolateur à 2 fentes de longueur 8-6mm

La structure à double fente est polarisée à l'aide d'un aimant permanent dont le champ est appliqué verticalement suivant l'axe z , dans la même configuration que pour les échantillons à 1 fente.

IV.3.5.2 Etude paramétrique de l'isolateur à 2 fentes sur la largeur de fente avec $H_0=180\text{mT}$

a. Largeur de fente 1mm avec $H_0=180\text{mT}$

Dans cette partie nous présentons les résultats pour un isolateur coplanaire à double fentes, avec un champ appliqué d'environ $H_0=180\text{mT}$.

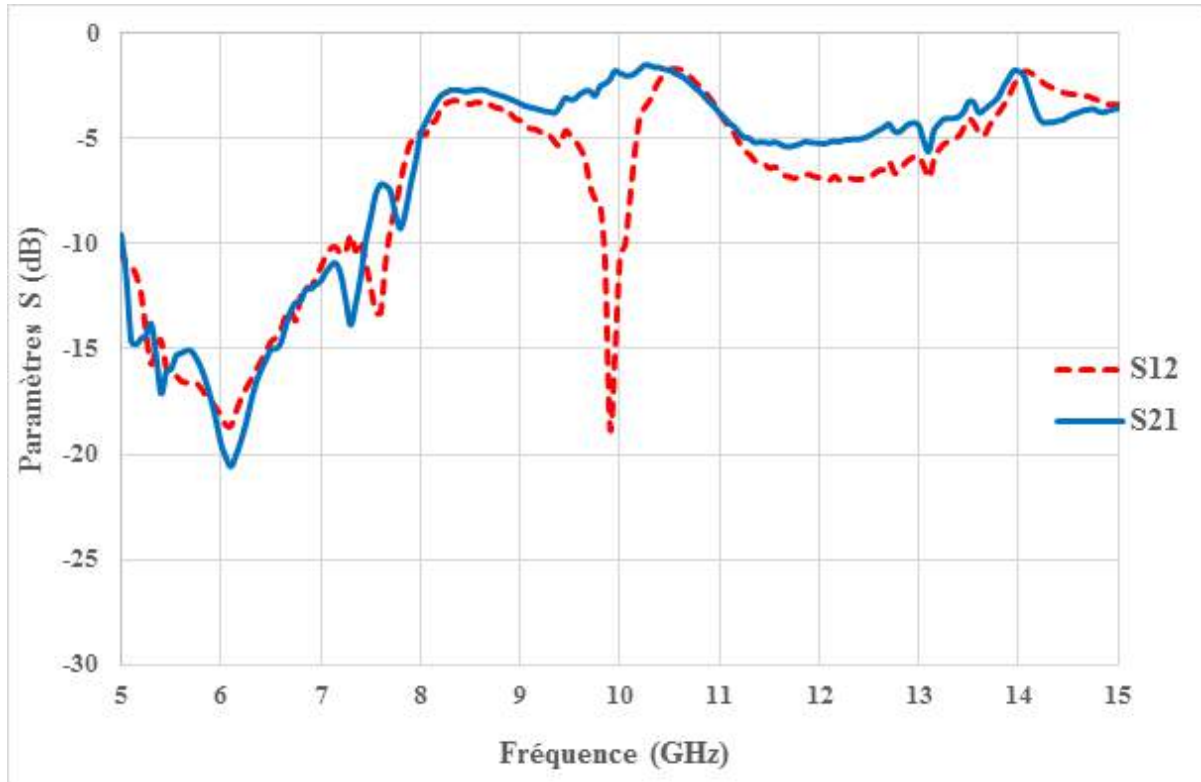


FIGURE IV.17 – Isolateur 2 fentes longueur 8-6mm largeur 1mm $H_0=180\text{mT}$

Ce résultat de l'isolateur à deux fentes de longueur 8-6mm pour une largeur de 1mm, montre que la bande de résonance gyromagnétique se situe entre 5GHz et 8GHz. Après cette bande, on observe un effet non réciproque avec une isolation importante d'environ 19dB et des pertes d'insertion moins bonne de 2,2dB à la fréquence de 9,9GHz.

Nous n'avons pas imaginé que la structure à 2 fentes possède un effet non réciproque, alors qu'elle est totalement symétrique. C'est en effet ce qui avait été constaté en simulation.

Cet effet non réciproque provient qu'à la résonance il y a l'apparition d'une onde rétrograde dans une partie du guide, entraînée par la présence d'une onde magnétostatique avec propagation main gauche. Ce qui veut dire qu'au niveau des ports de l'isolateur, les deux ondes qui se propagent ont des signes opposés. Donc elles se retrouvent en opposition de phase et se recombinaient en produisant des interférences destructives, ce qui annule l'amplitude du signal et donne le phénomène d'isolation.

La visualisation de ce phénomène est présentée plus loin dans ce chapitre, à partir des résultats de retro-simulation sous HFSS, et est similaire à la structure à 1 fente.

L'isolateur à double fente montre un effet non réciproque pour la largeur de 1mm, une

étude paramétrique sur la largeur de fente est faite afin d'observer son influence sur l'effet non réciproque.

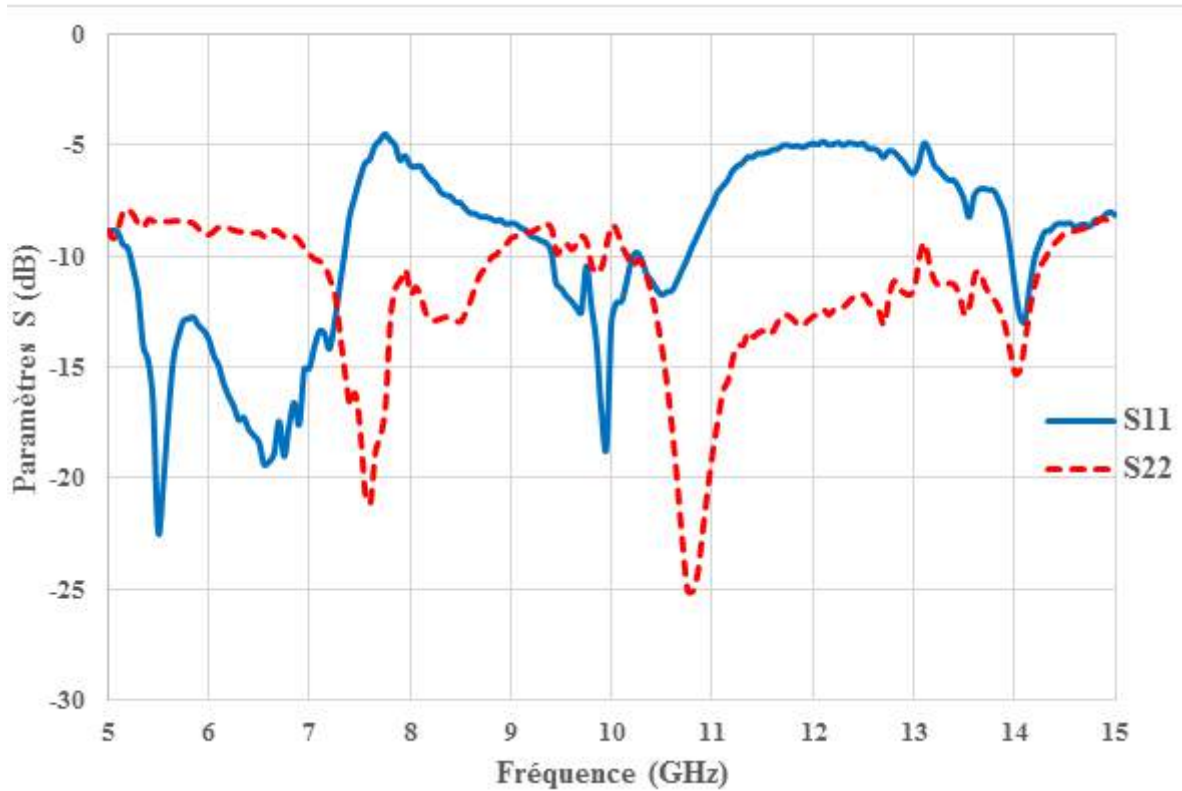


FIGURE IV.18 – Paramètres de réflexion d'un isolateur à 2 fentes pour un champ $H_0=180mT$

Dans cette figure, on voit que les paramètres de réflexion sont un peu élevés, avec la réflexion du signal retour S₂₂ est meilleure presque -19dB et la réflexion du signal passant S₁₁ est inférieure par rapport au signal retour d'environ -11dB. On peut dire que le résultat du signal retour atteint presque le résultat classique (<-20dB), par contre le signal passant est au dessus de résultat classique. Il reste à optimiser la désadaptation du port 1 du composant.

La variation de largeur de fente est faite afin de regarder son influence sur le résultat.

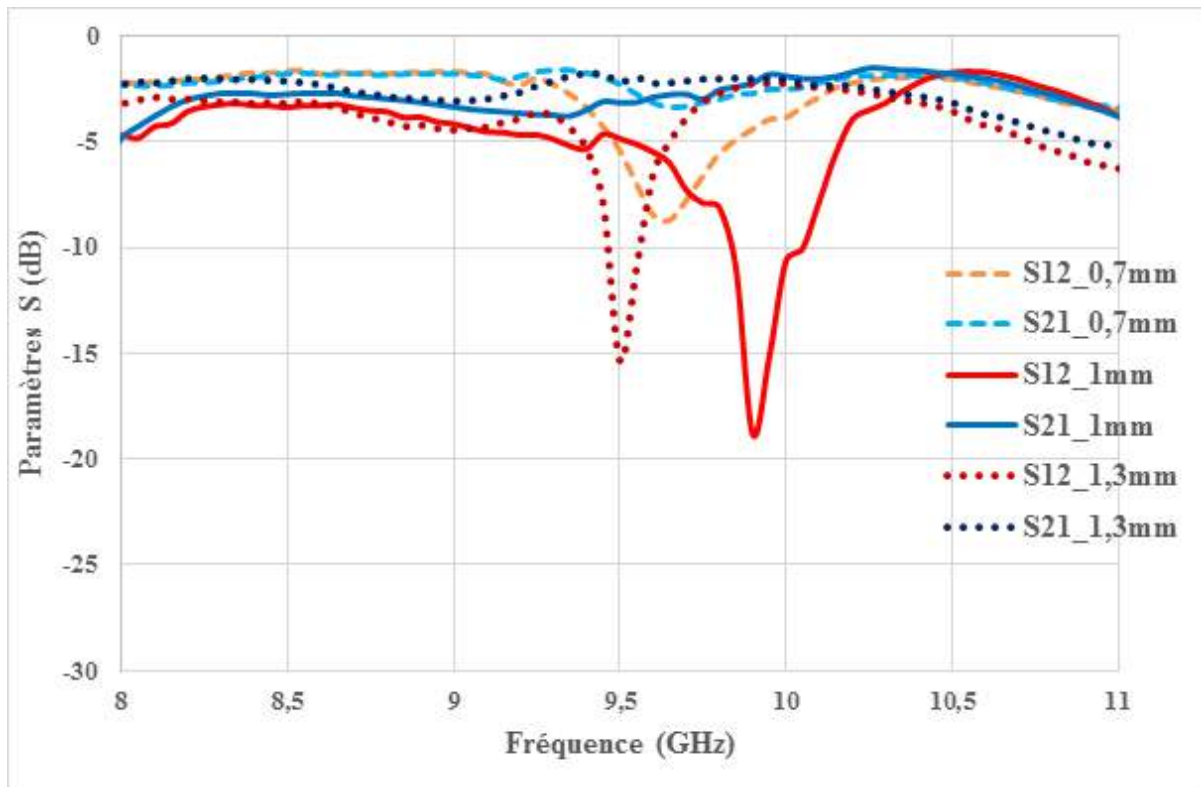


FIGURE IV.19 – Variation de la largeur de fente avec $H_0 = 180mT$

On observe sur la variation de la largeur de fente en partant de 0,7mm à 1,3mm que l'effet non réciproque existe bien quel que soit la largeur de fente, mais qu'il dépend de chaque largeur. Pour une largeur de 0,7mm l'effet non réciproque est très faible, car l'isolation S_{12} n'est que de -9dB et la transmission S_{21} est faible aussi environ -3,3dB à 9,65GHz. Pour la largeur de 1,3mm, l'effet non réciproque existe aussi et est meilleur, avec une isolation S_{12} d'environ -15,5dB pour une transmission S_{21} un peu plus faible d'environ -2,1dB à la fréquence de 9,5GHz.

Pour la largeur de 1mm déjà citée sur la figure précédente, les résultats sont meilleurs que pour les deux autres largeurs, avec une fréquence de résonance décalée d'environ 300MHz par rapport aux fréquences de résonance des dispositifs précédents.

Les limites théoriques pour la bande de fréquence d'apparition des ondes magnétostatiques pour un champ appliqué de 180mT, sont $7,15 \leq f \leq 10,1GHz$. Donc les fréquences de résonance liées aux différentes largeurs sont bien situées dans cette bande, et en dehors de la bande de résonance gyromagnétique (5-8GHz).

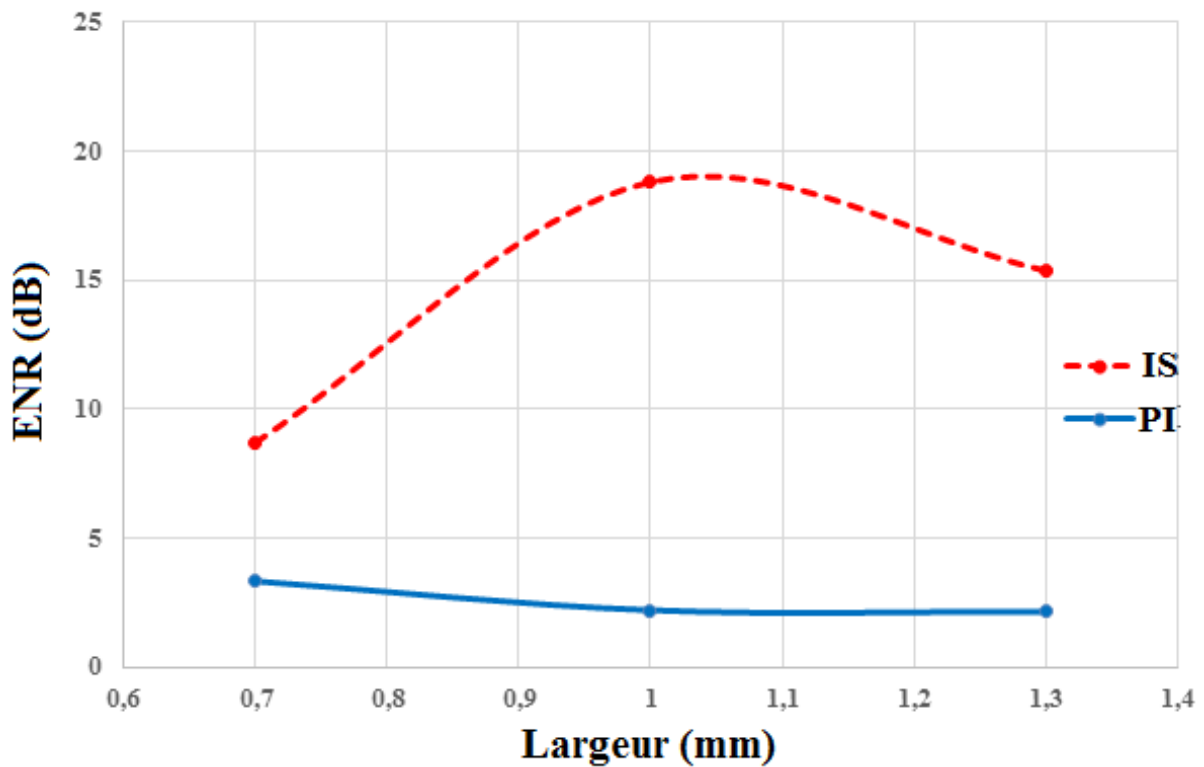


FIGURE IV.20 – Isolation et pertes d'insertion en fonction de la largeur de fente pour $H_0 = 180mT$

La synthèse des résultats de variation de largeur montre que, quelle que soit la largeur de fente, l'effet non réciproque existe, mais dépend de chaque largeur. Il reste faible si la largeur de fente est faible, et l'optimum d'isolation est obtenu à la largeur de 1mm (19dB). Les pertes d'insertion diminuent quand la largeur augmente, avec un optimum pour une largeur de 1,3mm à 2,1dB. On peut dire qu'avec le champ de 180mT, le signal retour est presque parfaitement isolé, mais le signal passant possède des pertes encore élevées.

IV.3.5.3 Etude paramétrique de l'isolateur à 2 fentes sur la largeur de fente avec $H_0=200mT$

a. Largeur de fente 1mm avec $H_0=200mT$

Le résultat montre que la zone de résonance gyromagnétique dans ce dispositif à doubles fentes est située sur la bande de 3 à 7,5GHz environ. Après cette bande, se trouve la zone d'apparition des ondes magnétostatiques qui se situe entre 7,5GHz et 11GHz environ, c'est la zone où il y a l'apparition de l'effet non réciproque, en lien avec l'effet de déplacement de champ.

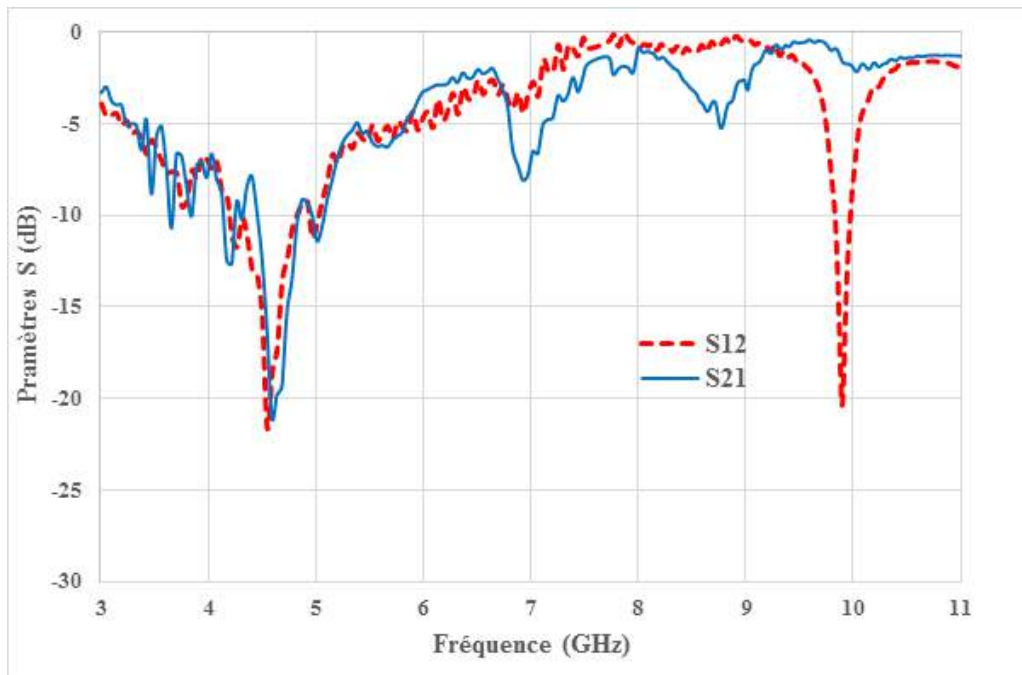


FIGURE IV.21 – *Isolateur 2 fentes longueur 8-6mm largeur 1mm avec $H_0=200mT$*

On voit dans ce résultat 3 pics de résonance, mais ils semblent différents en nature, seul le 3^e pic à un facteur de qualité élevé, avec une bonne isolation de l'ordre de 20,5dB pour des pertes d'insertion moyennement bonnes autour de 1,5dB à 9,9GHz.

Les réflexions S_{11} et S_{22} à cette fréquence sont aux environs de -10dB pour cette configuration. A cette fréquence (9,9GHz), la propagation du signal est de sens direct, par contre pour les deux premiers pics qui sont situés respectivement à 7GHz et 8,5GHz, le sens de propagation est inverse, c'est-à-dire que le paramètre S qui isole est S_{21} au lieu de S_{12} .

Cette inversion de sens de propagation pour certaines résonances n'est pas observée sur les isolateurs coplanaires à simple fente (1 fente). L'effet non réciproque des deux premiers pics est faible, le premier pic situé au voisinage de la bande gyromagnétique, ou presque dans la bande (3 à 7,5GHz), possède une isolation faible d'environ 8dB avec des pertes d'insertion très élevées de l'ordre 3,5dB. Tandis que les pertes d'insertion du 2nd pic sont convenables environ 1dB, mais l'isolation est très faible autour de 5dB.

La bande de fréquence théorique d'apparition des ondes magnétostatiques pour cette valeur de champ (200mT) est de $7,73 \leq f \leq 10,63GHz$.

En observant la courbe, les fréquences de résonance des pics d'isolation sont bel et bien situés dans la bande, sauf le 1^{er} pic qui n'est pas situé dans cette bande.

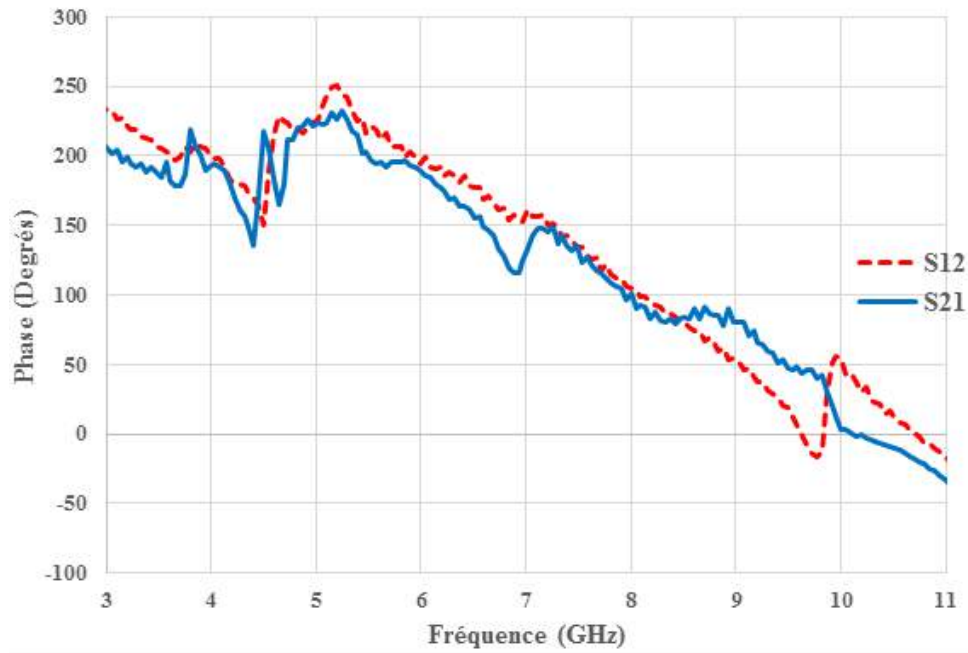


FIGURE IV.22 – Résultat de mesure de la phase de l'isolateur à 2 fentes 8-6mm

Sur la courbe de phase pour la mesure de l'isolateur à double fente de longueur 8-6m avec largeur 1mm, on observe bel et bien que la bande de résonance gyromagnétique va de 3GHz à 6,5GHz, c'est ce qui est observée sur la courbe précédente et la zone magnétostatique est entre 6,5GHz à 15GHz.

On voit dans cette figure, un pic de résonance autour de 7GHz, qui correspond au 1^{er} pic de résonance observé sur la figure précédente. Un peu plus loin à 9,9GHz, on voit bien une grande résonance qui correspond au 3^e pic d'isolation de la figure passé qui possède une isolation parfaite de 20,5dB. C'est à cette fréquence que l'effet non réciproque est situé.

Pour le second pic de résonance observé sur la figure précédente, ce pic apparaît dans cette figure de phase, mais de faible résonance dû à sa faible isolation (5dB).

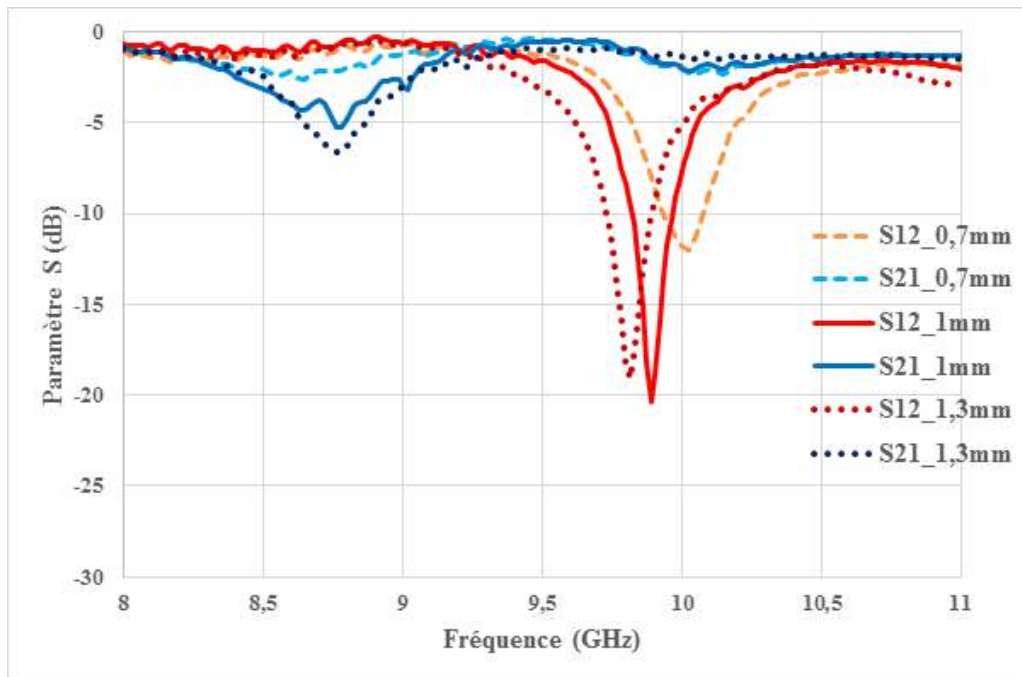


FIGURE IV.23 – Variation de la largeur de fente 0,7mm-1,3mm avec $H_0=200mT$

En observant les résultats obtenus par la variation de la largeur fente, avec un champ de 200mT, on constate que la largeur de fente influe sur les paramètres d'isolation S_{12} et les pertes d'insertion S_{21} .

Dans cette figure, un premier pic de sens inverse est observé autour de 8,7GHz, c'est-à-dire qu'à cette fréquence, la transmission S_{21} est devenue l'isolation et l'isolation S_{12} est devenue la transmission. Cet effet se vérifie pour toutes les versions de différentes largeurs. Une isolation de 3dB et des pertes d'insertion de 1dB pour une largeur de 0,7mm. Pour la largeur de 1mm, comme on l'a défini précédemment, le 1^{er} pic est à la même fréquence que celle de 0,7mm, et les pertes aussi sont égales (1dB), mais l'isolation est augmentée un peu à 5dB. De même que pour une largeur de 1,3mm, elle possède aussi un pic à la fréquence de 8,7GHz avec une isolation d'environ 7dB et des pertes d'insertion de 1dB.

Un peu plus loin en fréquence, un second pic est observé, qui possède un effet non réciproque de sens direct, et dont l'amplitude dépend de chaque largeur ainsi que sa fréquence de résonance. Pour une largeur de 0,7mm, l'effet non réciproque est située à 10GHz, avec une isolation de 12 dB et des pertes d'insertion de 2dB. Pour la largeur de 1mm, l'effet non réciproque est presque à la même fréquence mais un peu avant, à 9,9GHz, avec une bonne isolation de 20,5dB pour des pertes d'insertion de 1,5GHz. Enfin pour la largeur de 1,3mm, sa fréquence de résonance est encore plus faible que celles des deux autres, à 9,8GHz, et l'isolation est de 19,1dB avec des pertes d'insertion aux environs de 1dB.

On constate qu'avec un champ de mesure $H_0=200mT$, l'isolateur coplanaire à deux fentes possède deux pics d'effet non réciproque, dont les pertes d'insertion pour le 1^{er} pic restent constantes (1dB) quelle que soit la largeur, mais dont l'isolation varie en fonction de chaque largeur, augmentant avec cette dernière. L'optimum est trouvé à la valeur de 1,3mm (7dB).

Pour le second pic dont le sens est direct et l'effet non réciproque dépend aussi de chaque largeur de fente, il possède des pertes d'insertion qui varient en fonction de la valeur de fente, elles deviennent faible si la fente est augmentée. L'isolation S_{12} dépend aussi de chaque largeur, l'optimum est obtenu à la valeur de 1mm (20,5dB).

De même la fréquence de résonance varie selon la largeur de fente, elle reste autour de 10GHz.

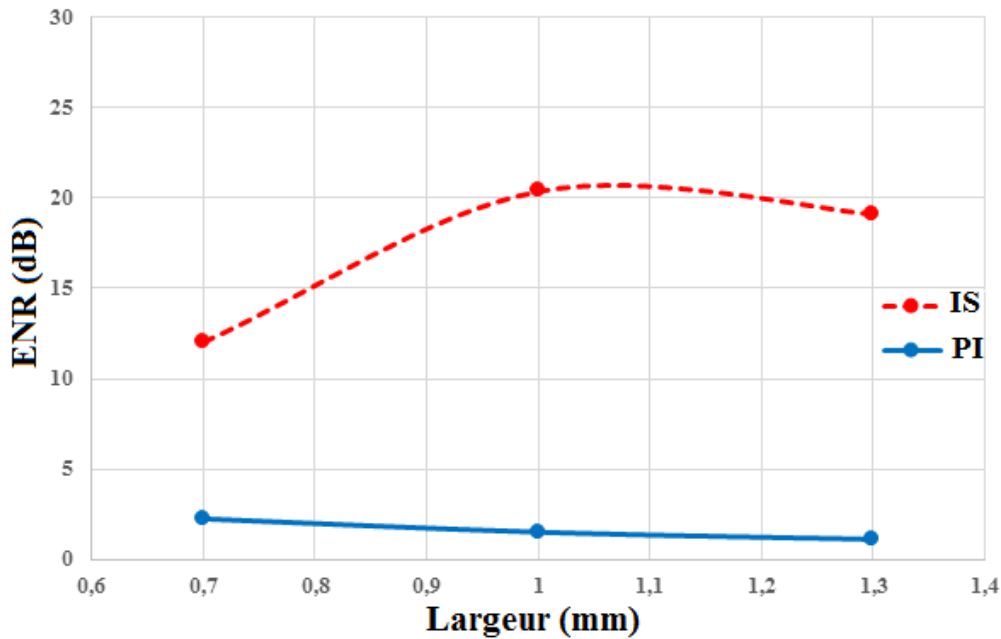


FIGURE IV.24 – Isolation et pertes d'insertion en fonction de la largeur de fente pour $H_0=200mT$ (2nd pic)

Sur la synthèse de ce résultat de variation de largeur pour un champ de polarisation appliqué de 200mT, l'effet non réciproque est observé quel que soit la largeur de fente, mais il dépend de celle-ci. Il reste faible si la largeur de fente est faible, et l'optimum d'isolation est obtenu à la valeur de 1mm (20,5dB). Les pertes d'insertion diminuent si la largeur augmente, et l'optimum de notre étude est trouvé à 1,3mm (1dB). On voit qu'avec le champ de 200mT, le signal retour est presque parfaitement isolé pour la largeur de 1,3mm, et pour la largeur de 1mm, il est parfaitement isolé.

IV.3.5.4 Etude paramétrique de l'isolateur à 2 fentes sur la largeur de fente avec $H_0=245\text{mT}$

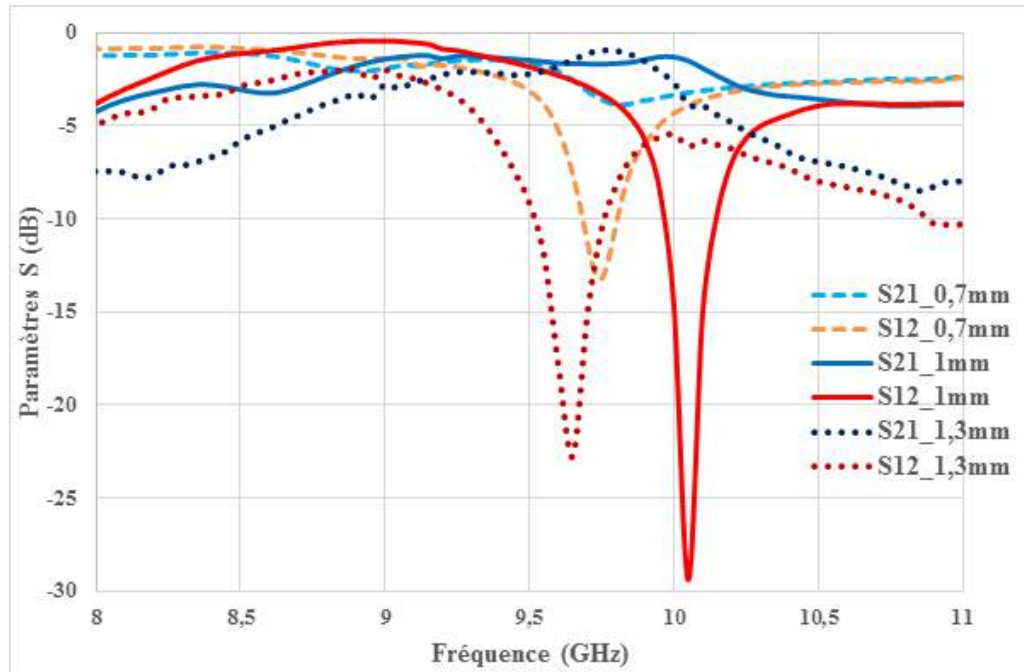


FIGURE IV.25 – Variation de la largeur de fente 0,7mm-1,3mm avec $H_0=245\text{mT}$

Les résultats de variation de la largeur fente, pour un champ de 245mT environ, comme les autres valeurs de champ montrent que la largeur de fente agit sur les paramètres d'isolation S_{12} et la transmission S_{21} .

On observe dans cette figure que les trois versions de largeur de fente ont des pics d'isolation de sens différents à des fréquences différentes. Les largeurs 0,7mm et 1mm possèdent deux pics d'isolation, alors que la largeur de 1,3mm, possède 3 pics d'isolation. Seuls les seconds pics présentent un intérêt, les autres pics présentant une faible isolation.

Pour le 1^{er} pic, les pertes d'insertion restent constantes d'environ 1dB pour les deux largeurs (0,7mm et 1mm), mais leurs isolations sont moins bonnes, de l'ordre 3dB à 8,7GHz. Tandis que pour la largeur de 1,3mm, elle possède un pic d'isolation plus élevé que les deux autres d'environ 8dB, pour des pertes d'insertion de 4dB à la fréquence de 8,2GHz.

Ces 1^{er} pics sont de sens inverse, l'effet non réciproque reste faible quelle que soit la largeur, car l'isolation est faible bien que les pertes d'insertion soient bonnes pour les deux largeurs.

On observe un peu plus loin un second pic qui présente plus d'intérêt, ce pic est le pic principal dont l'effet non réciproque est de sens direct, pour chaque largeur il apparaît à des fréquences différentes.

Pour une largeur de 0,7mm, l'effet non réciproque est situé à 9,8GHz, avec une isolation de 14dB, pour des pertes d'insertion moins bonnes de 3,5dB. Pour la largeur de 1mm, l'effet non réciproque est à la fréquence de 10,1GHz, avec une isolation importante de 29,5dB et des pertes d'insertion de 1,5dB. Pour la largeur de 1,3mm, la fréquence du second pic est légèrement

avant celle correspondant aux deux autres, à 9,6GHz, et l'isolation est de 23dB avec des pertes d'insertion aux environs de 1,4dB.

Le constat observé est qu'avec un champ de mesure $H_0=245\text{mT}$, la structure à double fente possède plus de pics d'isolation, qui ne sont pas d'égale importance, seul le second pic montrant un intérêt. Ce dernier (2^{nd} pic) est de sens direct, et possède des pertes d'insertion qui varient en fonction de la largeur de fente, mais qui deviennent faible si la largeur de fente est augmentée. L'isolation dépend de chaque largeur, l'optimum est obtenu à la largeur de 1mm (29,5dB).

Pour ce champ de 245mT, la fréquence de résonance varie légèrement selon la largeur de fente, et reste toujours autour de 10GHz.

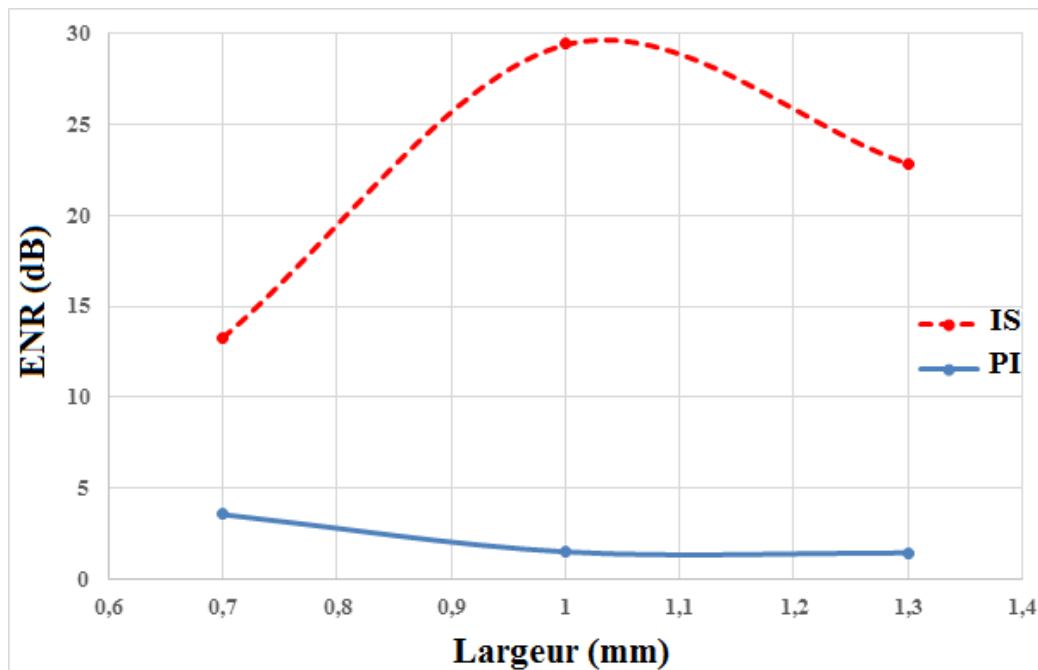


FIGURE IV.26 – Isolation et pertes d'insertion en fonction de la largeur de fente pour $H_0=245\text{mT}$ (2^{nd} pic)

Dans ce résultat de variation de largeur pour un champ de mesure appliqué de 245mT, l'effet non réciproque existe pour ce champ quelle que soit la largeur de fente, mais il dépend de la largeur, il reste faible si la largeur de fente est faible, et l'optimum d'isolation est obtenu à la largeur de 1mm (29,5dB). Les pertes d'insertion diminuent si la largeur augmente, l'optimum étant trouvé à la largeur de 1,3mm (1,4dB). On voit qu'avec le champ de 245mT, le signal retour est bien isolé pour les largeurs de 1mm et 1,3mm.

IV.3.6 Synthèse des résultats sur l'isolateur à 2 fentes en fonction de champ H_0

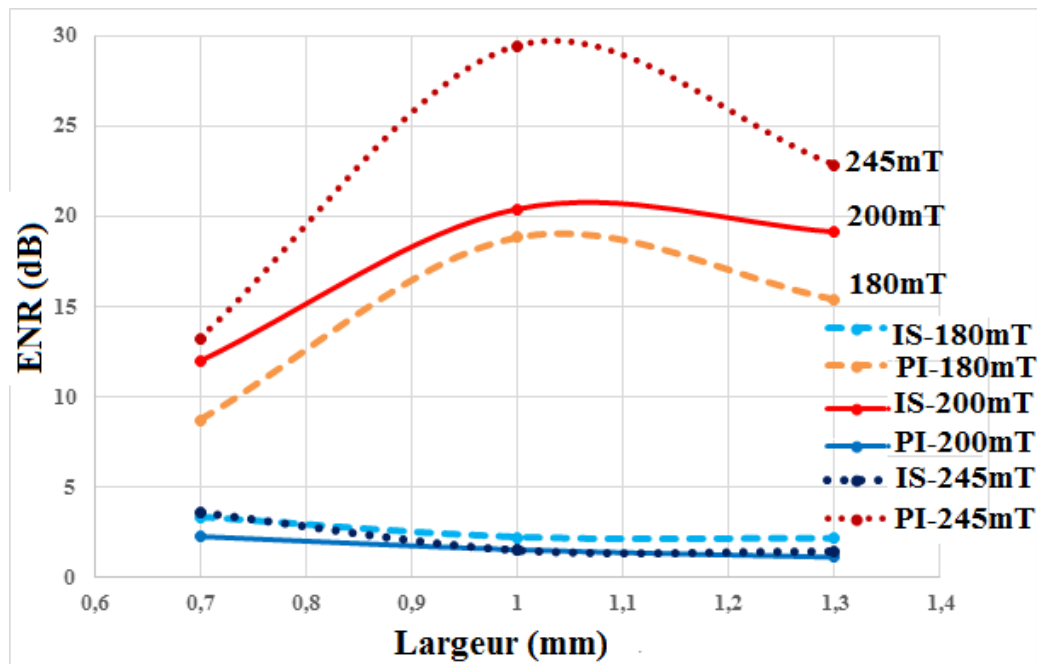


FIGURE IV.27 – Synthèse des résultats de mesure en fonction du champ H_0

En faisant une synthèse de l'effet non réciproque en fonction du champ pour chaque largeur de fente, trois champs étant appliqués à la mesure (180mT, 200mT et 245mT), on constate que :

Pour une largeur de fente de 0,7mm, les pertes d'insertion sont importantes quelle que soit la valeur de champ, l'optimum étant obtenu avec un champ moyen de 200mT (2dB). Pour la largeur de 1mm, les pertes sont moyennes (2,2dB) lorsque le champ est faible, et elles restent constantes (1,5dB) lorsque le champ augmente. Lorsque la largeur est de 1,3mm, les pertes d'insertion sont plus grandes si le champ est de 180mT (2,1dB) et plus faible lorsque le champ est de 245mT (1,4dB). L'optimal est obtenu pour un champ de 200mT (1dB).

Concernant l'isolation, S_{12} dépend aussi de la largeur de fente, ainsi que du champ de polarisation. On observe qu'elle augmente avec le champ quelle que soit la largeur, mais sa valeur dépend de chaque largeur. On voit pour la largeur de 0,7mm que l'isolation est améliorée mais elle n'est pas totalement parfaite, l'optimum étant obtenu à 14dB pour un champ de 245mT. Pour la largeur de 1,3mm, l'isolation augmente aussi avec le champ, elle est importante pour 180mT, mais pas suffisante pour isoler totalement le signal retour. De même lorsque le champ est de 200mT, l'isolation atteint presque la valeur du cahier des charges, il ne reste quelques décimales de dB pour isoler le signal retour à 20dB. En augmentant encore le champ appliqué, l'isolation dépasse le seuil de 20dB.

Pour la largeur de 1mm, l'isolation est bonne même avec une faible valeur de champ appliqué, et elle augmente avec la valeur du champ jusqu'à atteindre quasiment 30dB à 245mT.

On peut dire que l'isolation reste faible si la largeur de fente est faible, elle devient importante avec l'augmentation du champ appliqué. L'optimum est obtenu à la largeur de 1mm.

IV.3.7 Synthèse de l'étude paramétrique sur la largeur de fente et l'aimantation pour l'isolateur à 2 fentes

Un récapitulatif des résultats obtenus sur la variation de la largeur fente, et la variation du champ appliqué est présenté dans le tableau ci-dessous.

Champ Fente (mm)	$H_0=180\text{mT}$			$H_0=200\text{mT}$			$H_0=245\text{mT}$		
	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)
0,7	-3,3	-8,7	9,65	-2	-12	10	-3,5	-14	9,8
1	-2,2	-18,8	9,9	-1,5	-20,5	9,9	-1,5	-29,5	10,1
1,3	-2,1	-15,4	9,5	-1	-19,1	9,8	-1,4	-23	9,6

TABLE IV.2 – *Isolateur 2 fentes pour différentes largeurs avec différents champ*

En faisant un récapitulatif dans ce tableau des résultats obtenus sur la variation de la largeur fente, et la variation du champ appliqué, on constate que :

La largeur de fente et le champ de polarisation influent sur les paramètres d'isolation et les pertes d'insertion S_{21} . Les pertes d'insertion varient en fonction de la largeur de fente, elle devient faible si la largeur de fente est augmentée. Mais elles augmentent si le champ de polarisation augmente. L'isolation S_{12} dépend aussi de la largeur de fente, ainsi que du champ de polarisation. Elle est faible si la largeur de fente est faible, elle devient importante avec l'augmentation du champ appliqué. Mais l'optimum est obtenu à la largeur de 1mm. Cela montre que l'effet non réciproque augmente avec le champ de polarisation.

On rappelle que la réflexion du signal retour est autour de la valeur classique ($<-20\text{dB}$) quelle que soit la largeur, par contre pour le signal passant elle reste entre -10dB et -15dB . Il reste à optimiser la désadaptation du port 1, ce n'est pas notre objectif.

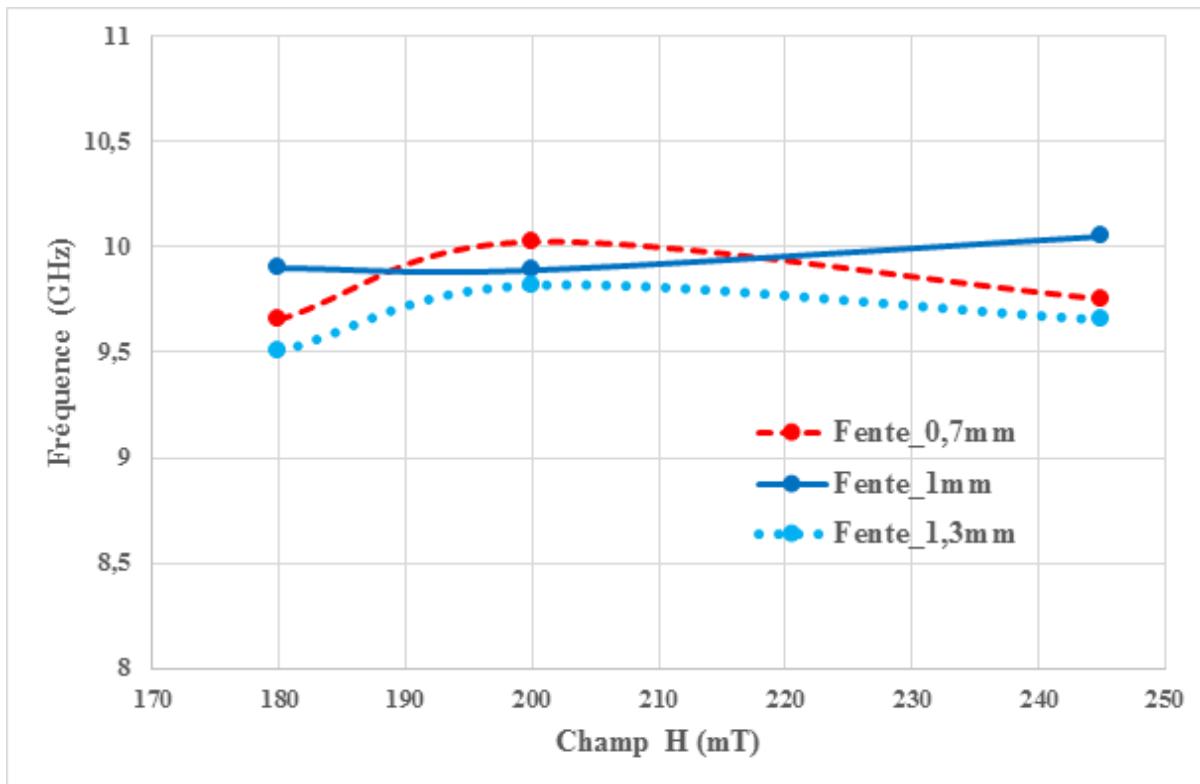


FIGURE IV.28 – Fréquence en fonction du champ

En faisant un récapitulatif sur la fréquence de résonance du 2nd pic, on voit qu'elle dépend de chaque largeur de fente ainsi que du champ appliqué.

On observe que les fréquences de résonance des deux largeurs 0,7mm et 1,3mm, suivent la même tendance, c'est-à-dire que la fréquence diminue pour les deux champs appliqués 180mT et 245mT et augmente pour un champ moyen (200mT), alors que pour la largeur de 1mm, la fréquence de résonance reste constante pour les deux premiers champs (180mT et 200mT) et augmente légèrement si le champ est plus grand.

Le phénomène remarquable est que la fréquence reste autour de la fréquence de 10GHz quelle que soit la largeur et les champs appliqués. La valeur du champ de polarisation n'influe donc que très peu sur cette fréquence, et c'est probablement plus la distribution spatiale des lignes de champ qui influence ces différences, comme nous le verrons dans la partie retro-simulation.

IV.3.7.1 Isolateur 2 fentes de longueur 6-4mm

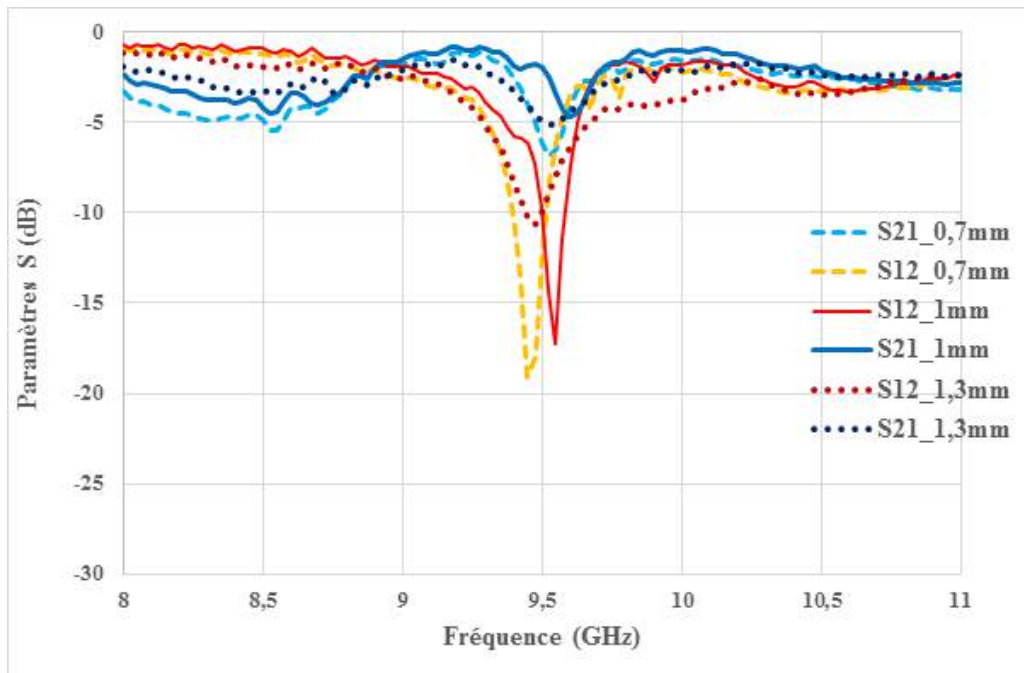


FIGURE IV.29 – Isolateur 2 fentes 6-4mm avec $H_0=200mT$

Dans cette partie on a fait des mesures sur les isolateurs à double fente de longueur 6-4mm. Les résultats de la variation de largeur de fente en partant de 0,7mm à 1,3mm, montrent que l'effet non réciproque existe quelle que soit la largeur de fente, que ses effets dépendent de chaque largeur.

Deux pics d'isolation sont observés dans cette figure, le 1^{er} la fréquence de 8,5GHz environ de faible isolation, l'optimum est obtenu à la largeur de 0,7mm avec une isolation de 5,5dB. Les pertes restent constantes dans ce 1^{er} pic d'isolation quelle que soit la largeur.

Pour une largeur de 0,7mm l'effet non réciproque est grand, car son isolation est élevée environ 19,2dB, mais les pertes d'insertion sont aussi élevées, environ 3,93dB à 9,45GHz. Pour la largeur de 1mm, l'effet non réciproque existe aussi mais est plus faible que pour 0,7mm, avec une isolation S_{12} d'environ -17,5dB, et une transmission S_{21} légèrement meilleure à -3,47dB à la fréquence de 9,55GHz.

Pour la largeur de 1,3mm, les résultats sont moins bons avec une isolation moyenne autour de 10,7dB et des pertes d'insertion importantes (4,56dB) à la fréquence de 9,5GHz.

En appliquant la formule théorique de la bande de fréquence de résonance de la zone magnéto-statique lorsque le champ appliqué est de 200mT, la bande est située $7,73 \leq f \leq 10,63GHz$.

Donc les fréquences de résonance de chaque largeur sont situées dans la bande.

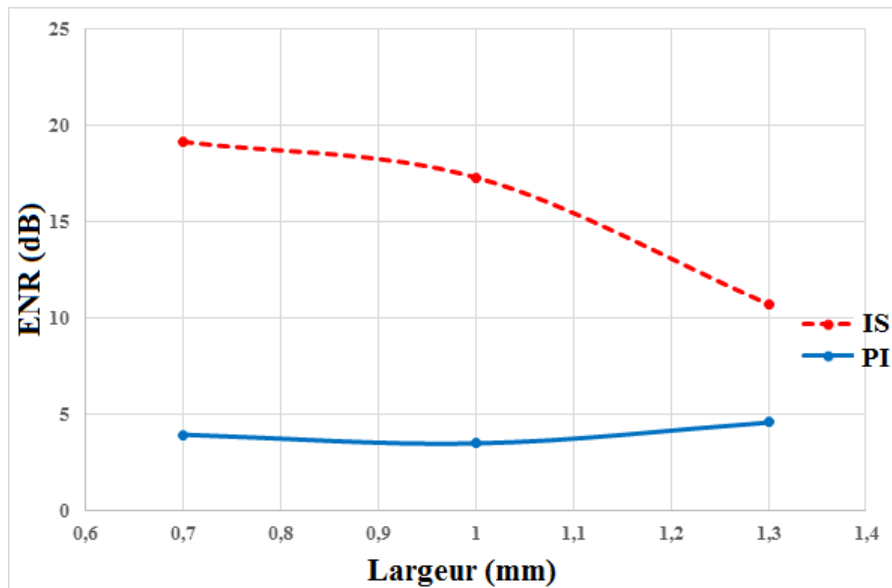


FIGURE IV.30 – Isolation et pertes d'insertion en fonction de la largeur de fente pour $H_0=200mT$ (2^{nd} pic)

Ce résultat sur la variation de la largeur de fente montre qu'un effet non réciproque existe pour ce champ de 200mT, mais qu'il dépend de chaque largeur. Il reste important si la largeur de fente est faible, l'optimum d'isolation étant obtenu pour la largeur de 0,7mm (19,2dB). Les pertes d'insertion sont élevées quelle que soit la largeur, l'optimum étant trouvé à la largeur de 1mm environ 3,4dB.

Une étude paramétrique n'a pas été faite, car nous n'avons pas des résultats avec les autres valeurs de champ de polarisation.

IV.3.7.2 Isolateur 2 fentes de longueur 4-2mm

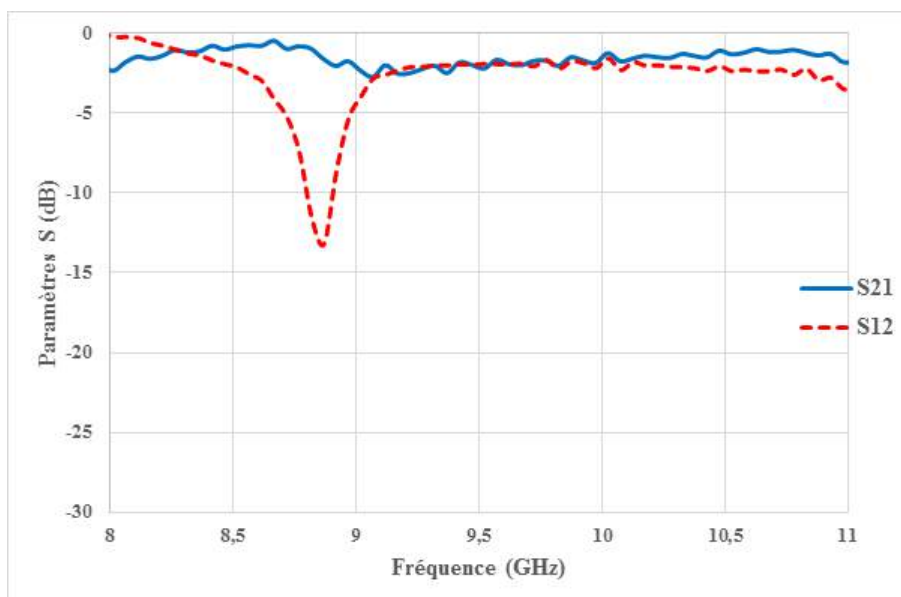


FIGURE IV.31 – Isolateur 2 fentes 4-2mm avec $H_0=245mT$

La structure à double fentes de longueur 4-2mm et de largeur 1mm, est mesurée à l'aide d'un aimant permanent de 245mT. L'effet non réciproque est observé autour de 8,9GHz, cette effet est moyen car l'isolation est de 13,2dB, tandis que les pertes d'insertion sont convenables de 1,6dB.

Les autres largeurs (0,7mm et 1,3mm) ont été mesurées avec ce champ de 245mT, mais l'effet non réciproque n'est pas observé. De même sur l'étude paramétrique nous n'avons pas des résultats avec les autres valeurs de champ de polarisation.

IV.4 Analyse et comparaison

IV.4.1 Comparaison entre simulation et mesure

L'un des objectifs de ce travail était de voir dans quelle mesure HFSS est fiable pour réaliser un travail d'optimisation sur cette structure particulière, et comment faire pour obtenir avec ce logiciel des résultats les plus proches possibles de la réalité.

Dans cette partie nous allons faire une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesure pour un isolateur à 1 fente.

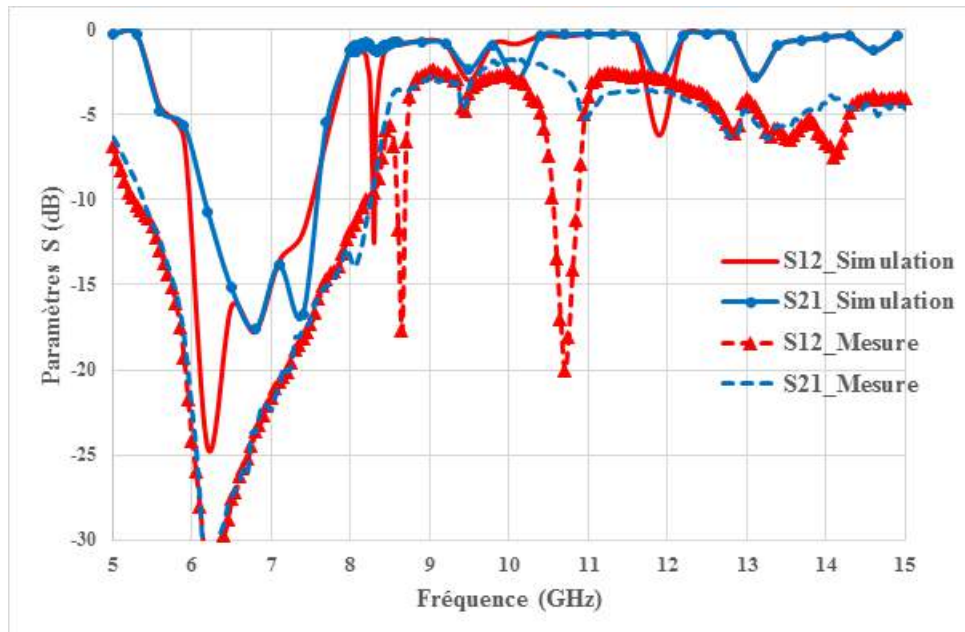


FIGURE IV.32 – Comparaison entre simulation et mesure pour un isolateur à 1 fente, longueur 8-6mm, largeur 1mm

Dans ces deux résultats, on constate que la bande de gyrorésonance est la même située entre 5GHz et 8GHz. Et l'effet non réciproque est présent en simulation et en mesure et est situé en dehors de la zone gyrorésonance.

Dans la simulation, on observe 3 pics de résonance à des fréquences différentes, dont certains

isolent en sens inverse. En mesure, on observe 2 pics de résonance de sens direct situés à des fréquences différentes de la simulation.

Ces deux résultats ont été détaillés précédemment, on constate une différence d'amplitude d'isolation en simulation et en mesure. En simulation, le 1^{er} pic est le pic principal, et possède une isolation S_{12} plus faible de 12,5dB avec des pertes d'insertion autour de 1,1dB à la fréquence de 8,3GHz, alors qu'en mesure, le 1^{er} pic possède des pertes d'insertion élevées de l'ordre de 3,6dB, mais l'isolation est bonne avec 17,7dB à 8,7GHz.

Le 2nd pic observé en simulation a un sens de propagation inverse situé à 10,1GHz, avec une isolation très faible de l'ordre de 3dB et des pertes d'insertion satisfaisantes de 0,8dB.

Quant au 2nd pic observé en mesure, le sens de propagation est direct, avec des pertes d'insertion moins bonnes autour de 2,7dB et une bonne isolation de 20,1dB à la fréquence 10,7GHz.

On remarque que les pertes d'insertion sont bonnes en simulation, ce qui n'est pas le cas en mesure, mais l'atténuation en mesure est satisfaisante.

On observe une différence de fréquences de résonance entre la simulation et la mesure, certainement due au champ de polarisation en simulation et au champ appliqué en mesure qui ne sont pas les mêmes. Le champ de polarisation en simulation est $H_i = 160\text{kA/m}$ et le champ appliqué en mesure est $H_0 = 144\text{kA/m}$. C'est l'objectif de la retro-simulation que d'estimer l'impact de ces différences et de corriger les paramètres du modèle numérique.

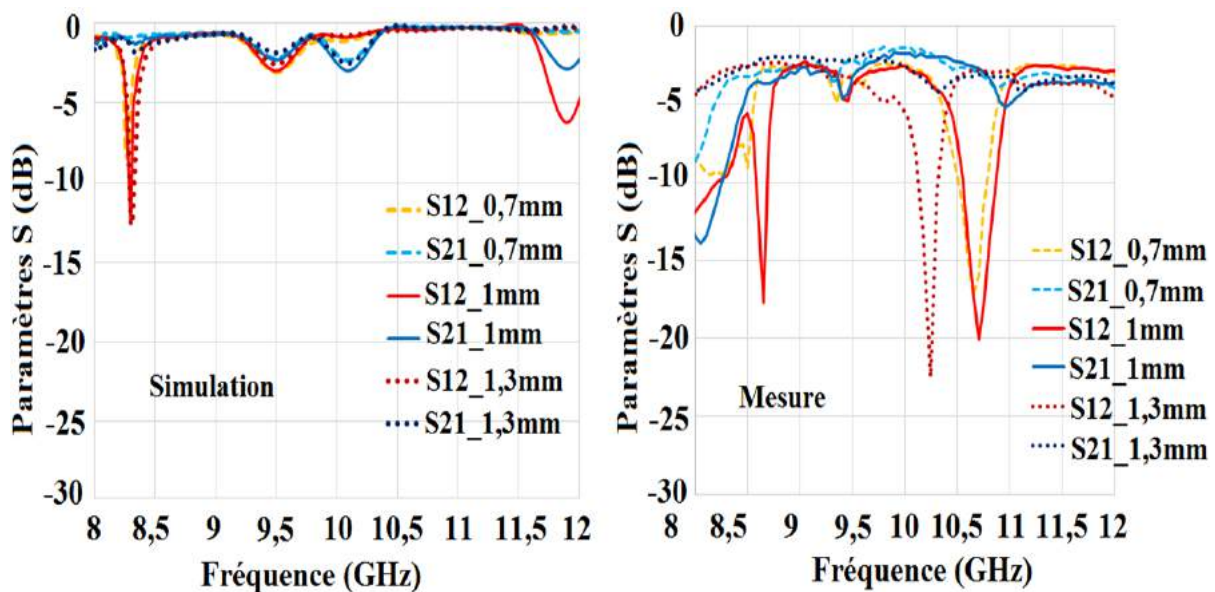


FIGURE IV.33 – Comparaison entre la simulation et la mesure pour différentes largeurs de fente

En regardant ces deux figures, on constate que l'effet non réciproque dépend de chaque largeur, et qu'il augmente avec la largeur de fente. Les résultats de mesure sont meilleurs que le résultat de simulation et c'est ce qui est souhaité. L'inconvénient pour la mesure est que les pertes d'insertion sont moins satisfaisantes.

Pour les fréquences de résonance, elles sont totalement différentes en mesure et en simulation. La fréquence de résonance en simulation ne varie pas quelle que soit la largeur, mais en celle de la mesure varie lorsque la largeur de fente est grande. Ce qui veut dire que le champ de

polarisation en mesure influe sur la valeur de la fréquence de résonance, ce n'est pas le cas en simulation.

La retro-simulation nous permet de regarder le rôle de la distribution de champ dans la structure.

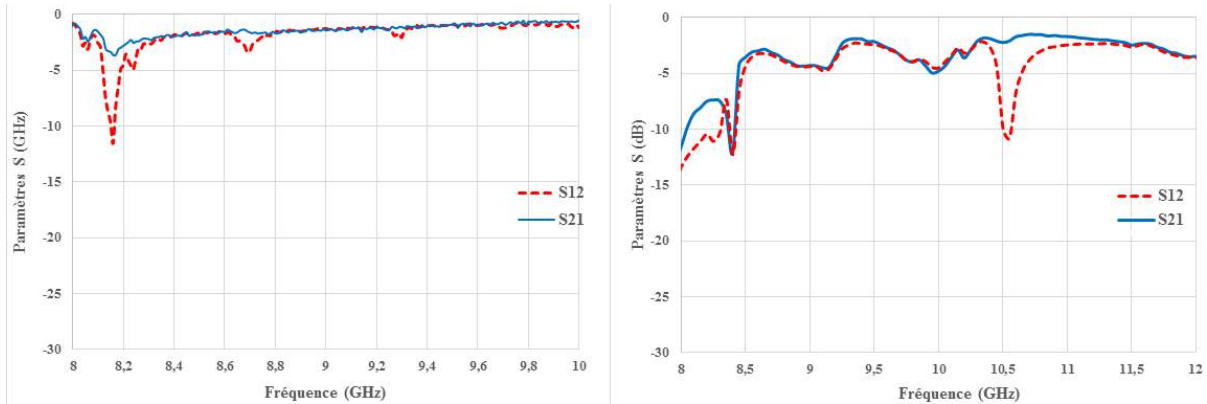


FIGURE IV.34 – Comparaison entre simulation et mesure pour 1 fente 6-4mm de largeur 1mm

On observe dans cette figure que l'amplitude du pic d'isolation est la même dans la simulation et la mesure, mais leur fréquence de résonance ne sont pas au même endroit. Celle de la mesure est située à 10,5GHz, un peu plus haut par rapport à la simulation (8,2GHz).

IV.4.2 Comparaison des résultats entre les versions à une fente et à deux fentes

Un des apports de cette thèse à l'état de l'art des isolateurs coplanaire est l'introduction de la structure à deux fentes. Dans cette partie nous allons donc faire une comparaison des résultats de mesure des isolateurs à une fente avec ceux de la structure à deux fentes.

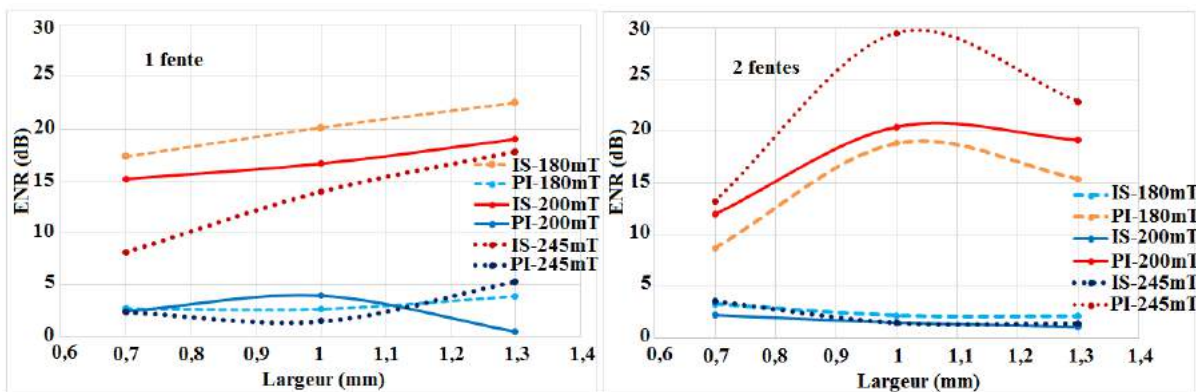


FIGURE IV.35 – Comparaison des résultats entre les versions à une fente et à deux fentes

A titre de comparaison entre l'isolateur à une fente à celui à 2 fentes, on constate qu'avec l'isolateur double fente, une amélioration de profondeur du pic se confirme. Pour l'isolateur à une fente l'isolation augmente avec l'augmentation de la largeur de fente et l'optimum est à la largeur de 1,3mm alors que pour la double fente l'optimum est obtenu à la largeur de 1mm.

En variant le champ de mesure, l'effet non réciproque de l'isolateur à une fente décroît avec l'augmentation du champ et le maximum d'isolation (22,5dB) est obtenu avec un champ de 180mT pour une largeur de 1,3mm. Tandis que pour la double fente l'isolation augmente avec l'augmentation du champ et le maximum d'isolation (29,5dB) est obtenu avec un champ de 245mT pour la largeur de 1mm.

Quant aux pertes d'insertion, on constate qu'elles ne sont pas identiques dans les deux versions, elles dépendent de chaque configuration. Elles sont importantes pour l'isolateur à une fente quelle que soit la largeur, mais l'optimum des pertes est obtenu avec un champ de 200mT pour une largeur de 1,3mm, elles sont satisfaisantes de l'ordre de 0,5dB. Alors que les pertes d'insertion pour la double fente diminuent avec l'augmentation de la largeur et les minimums des pertes sont aussi obtenus avec le même champ de 200mT et la même largeur de 1,3mm.

Par contre la fréquence de résonance elle, n'est pas la même entre les deux versions. Elle dépend de chaque configuration, mais celle à une fente elle passe jusqu'à 10,8GHz alors que pour la double fente elle est à 10,1GHz. Cette différence de fréquence peut être due à la différence de configuration des champs dans le composant.

Le résultat de mesure de cet isolateur à double fente est meilleur que celle d'une fente.

Le constat fait sur les deux types d'isolateurs est que, pour avoir une bonne isolation, il faut que la largeur de fente soit ≥ 1 mm, quel que soit les types d'isolateur (une fente ou deux fentes). Ce résultat est probablement lié à l'épaisseur de la couche magnétique, et une étude complémentaire sur ce paramètre serait nécessaire pour le confirmer. Mais la différence se situe sur le champ de polarisation. Pour les isolateurs à une fente il faut que le champ soit inférieur à 200mT. Alors que pour les isolateurs à deux fentes il faut que le champ soit ≥ 200 mT, afin que l'isolation soit parfaite. L'isolateur à une fente est moins sensible au champ de polarisation, mais l'isolateur à deux fentes est meilleur en terme d'isolation.

Quant aux pertes d'insertion, pour qu'elles soient plus faible possible, il faut que la largeur de fente soit plus grande quel que soit le type d'isolateur et que le champ de polarisation soit autour de 200mT. Néanmoins, la mise au point de dispositifs plus courts pourrait permettre de minimiser ces pertes d'insertion.

IV.4.3 Analyse des résultats

Le premier constat qui peut être fait sur cette structure à double fente comparée à la structure à simple fente, est qu'il y apparait plus de pics de résonance présentant un intérêt pour la fonction d'isolation. Alors que la structure simple fente ne fonctionnait en isolateur qu'à une seule fréquence, la structure à double fente permet d'obtenir cette fonction à d'autres fréquences dans la bande d'apparition des ondes magnétostatiques.

Pour certaines de ces résonances le sens d'isolation est même inversé passant du S_{21} au S_{12} .

Le fonctionnement global tel que l'expérience et l'analyse numérique nous permettent de le comprendre semble être le suivant : le plan de masse inférieur permet de créer dans une partie de la structure un guide de type microruban, avec une partie de l'onde restant guidée en mode coplanaire. Ce guidage est obtenu grâce à l'effet de déplacement de champ, qui aiguille

l'énergie vers la structure microruban quand l'onde aborde la transition du taper. Les modes intervenants dans cette structure sont potentiellement assez complexes, et nous avons besoin d'une étude théorique plus poussée pour en comprendre précisément la répartition et les effets. Néanmoins, à la résonance, l'apparition d'une onde rétrograde dans la partie du guide où le champ est déplacé, semble indiquer que nous sommes en présence d'une onde magnétostatique à propagation main-gauche, ce qui n'est pas en contradiction avec la bande de fréquence de travail qui est celle d'apparition des ondes magnétostatiques, comme présenté dans le chapitre 1. La propagation rétrograde, ou main-gauche, est un mode dans lequel la vitesse de groupe et la vitesse de phase de l'onde ont des signes opposés. C'est-à-dire que l'énergie se propage toujours dans le même sens qu'hors résonance, mais que la phase de l'onde « remonte » en sens contraire de la structure. La propagation main-gauche n'intervenant que dans une moitié de la structure, la seconde moitié, où il n'y a pas déplacement de champ, continue à guider l'onde sur un mode main-droite, et les deux ondes se propagent dans les deux branches de la structure avec des vitesses de phase de signes opposés. Au niveau des ports de l'isolateur, les deux ondes se retrouvent donc en opposition de phase et se recombinent en produisant des interférences destructives, ce qui annule l'amplitude du signal et donne le phénomène d'isolation.

Un résultat qui peut paraître étonnant sur cette structure à double fente, est que le dispositif étant géométriquement rendu symétrique, nous aurions pu penser que la fonction d'isolation disparaisse et que la structure « isole » dans les deux sens à la même fréquence. Bien que ça soit effectivement le cas en simulation ça ne l'est pas sur la structure mesurée, l'effet non réciproque est certainement à attribuer à la non symétrie de la polarisation, ce que nous allons vérifier dans la dernière partie du chapitre.

IV.5 Rétro-simulation

On s'aperçoit avec l'expérience que les résultats de mesure ne correspondent pas aux résultats de simulation, pour les deux types d'isolateurs.

Une première différence de fréquences des pics principaux de la simulation et de la mesure est constatée pour les isolateurs à une fente. Les fréquences de résonance trouvées en simulation sont différentes que celles trouvées en mesure.

Une autre différence de résultat trouvé entre la simulation et la mesure concerne les isolateurs à deux fentes, qui possèdent des effets non réciproques, alors qu'en simulation ces phénomènes ne sont pas observés, dû à la symétrie du dispositif. Une source d'explication de ces différences entre la simulation et la mesure est la différence d'aimantation dans la couche de YIG réelle. Il est donc nécessaire de modéliser une aimantation non uniforme pour prendre en compte ces effets. Une phase de rétro-simulation est donc nécessaire afin de vérifier les résultats de mesures.

IV.5.1 Paramètres du substrat de YIG sous HFSS

L'isolateur coplanaire réalisé est constitué d'un substrat de ferrite, précisément le YIG. Dans la réalité, il existe plusieurs types de YIG avec différentes saturations, et le type de YIG utilisé pour réaliser notre composant n'est pas indiqué sur la notice technique, donc il est nécessaire d'étudier les paramètres de saturation qui caractérisent le ferrite utilisé.

TYPES	$4\pi J_s$ (Gauss) ± 5%	T_c (°C) ± 5%	G_{eff} ± 5%	ΔH (Oe) ± 20%	ΔH_{eff} (Oe) ± 20%	ΔH_k (Oe) ± 10%	ϵ' ± 5%	$10^4 \tan \delta$	$\infty \cdot 10^3$ (°C) -20, +60°C ± 0.2
Y10	1790	280	2.00	45	4	2	15.3	< 2	2.2
Y101	1820	280	2.00	20	4	2	15.4	< 2	2.2
Y102	1800	280	2.00	30	4	2	15.3	< 2	2.2

TABLE IV.3 – Différente types de YIG [7]

Les paramètres qui ont été utilisés pour simuler initialement le ferrite (YIG) dans HFSS sont présenté dans le tableau ci-dessous :

Permittivité	Perméabilité	Tangente diélectrique	M_s (Gauss)	Delta H (A/m)	H_i (kA/m)
15,3	1	0,0002	1840	50	160

TABLE IV.4 – Paramètres caractéristique du YIG

Ces paramètres ont donné des résultats qui ne coïncident pas avec les résultats de mesure. Il est donc nécessaire de revoir ces paramètres afin de retrouver des simulations qui correspondent avec les résultats de mesures.

La phase de rétro-simulation consiste faire une étude sur la couche de ferrite et ses paramètres. On voit bien que les polarisations en simulation et en mesure ne sont pas faites dans les mêmes conditions. Pour la simulation, elle est faite avec un champ statique, alors que celle de mesure, est faite avec un aimant permanent. Donc les deux champs de polarisation sont différents, un essai d'étude sur le champ de polarisation dans le logiciel de simulation est nécessaire, que nous allons présenter ici.

IV.5.1.1 Saturation du ferrite M_s

On sait que la saturation magnétique du YIG est une propriété qui modélise son état de magnétisation. Il existe plusieurs types de YIG avec différentes valeur de magnétisation ou de saturation. On voit dans le tableau sur les 3 différents types de YIG avec différentes valeur de champ de saturation M_s . Une étude a été faite précédemment au laboratoire sur la saturation du YIG. L'étude faite, en variant la saturation du YIG utilisé (2000G, 2500G et 3000G), et par rapport à ces résultats de mesure trouvés, a mentionné qu'il faut régler le champ de saturation M_s à 2500G [8]. Dans notre cas, nous avons fait varier la saturation du YIG afin de regarder son influence sur le résultat, jusqu'à faire concorder les résultats de simulation et de mesure. Le champ de saturation joue sur la fréquence de résonance, plus le champ de saturation est augmenté plus la fréquence de résonance se situe haut.

IV.5.1.2 Largeur de résonance à mi-hauteur (ΔH)

L'un des paramètres d'entrée d'HFSS dans le modèle du YIG est la largeur de résonance ΔH liée à l'élargissement des moments magnétiques qui dépend du coefficient d'amortissement α . Cette largeur est calculée à la fréquence de résonance f_r [10]. Elle est déterminée par la relation :

$$\Delta H = \frac{2\alpha f_r}{\mu_0 \gamma} \quad (\text{IV.3})$$

Avec

$$\alpha = 0,1$$

$\gamma = 28\text{GHz/T}$: rapport gyromagnétique.

IV.5.1.3 Champ de polarisation H_i

L'utilisation de ferrite dans le logiciel nécessite de définir dans le modèle un champ de polarisation interne H_i . Ce champ doit être défini avec une orientation suivant l'axe de polarisation. Dans notre cas la polarisation est verticale, suivant l'axe z . Le champ utilisé dans le logiciel est un champ statique H_i (160kA/m).

La synthèse des nouveaux paramètres est présentée dans le tableau ci-dessous.

Permittivité	Perméabilité	Tangente diélectrique	Ms (Gauss)	Delta H (A/m)	Hi (kA/m)
15,3	1	0,0002	2500	57	70
15,3	1	0,0002	2900	57	70
15,3	1	0,0002	3000	57	70

TABLE IV.5 – Paramètres du YIG sous HFSS

Les étapes pour trouver ces nouveaux paramètres qui correspondent aux résultats de mesure seront présentés dans les paragraphes suivants.

IV.5.2 Modèle d'aimantation non-uniforme

Une mesure du champ magnétique est faite au magnétomètre (Gaussmeter GM04) sur le composant, on constate que l'amplitude du champ au milieu du composant est supérieure (250mT) à celle trouvée sur les deux ports d'entrée (245mT). Cette différence de champ le long du composant montre que l'aimant ne permet pas d'obtenir un champ uniforme sur toute la surface du dispositif.

Suite à ce constat, plusieurs simulations ont été faites sur l'isolateur à deux fentes, en faisant varier la valeur du champ de polarisation (H_i) à l'intérieur de la couche de ferrite.

On sait que le logiciel HFSS ne permet de simuler les ferrites qu'avec un champ de polarisation statique, et l'option, ou le paramètre, d'utiliser un champ non uniforme ne figure pas dans le logiciel. Le logiciel Maxwell 3D présente cette option de champ non-uniforme, mais nous n'avons pas ce logiciel à disposition pour notre étude. Nous avons donc divisé la couche de YIG en sous-bloc, auxquels nous avons attribué différentes aimantations pour simuler la magnétisation réelle de la couche.

IV.5.2.1 Sous-bloc avec module du champ non-uniforme

Comme le champ réel produit en mesure n'est pas uniforme, nous avons tenté de le reproduire sous HFSS. Pour cela, nous avons découpé le substrat de YIG en plusieurs parties et grâce à la cartographie des champs obtenus en mesure (figure 39 (a)), chaque partie du YIG découpé, a été affectée d'une valeur de polarisation similaire à celle mesurée.

La cartographie de champ est faite, en prenant dans chaque partie du composant, une valeur de champ, suivant la longueur et la largeur. Le champ est pris en valeurs moyennes.

La taille de chaque bloc correspond à la taille de la cellule de mesure du GM04.

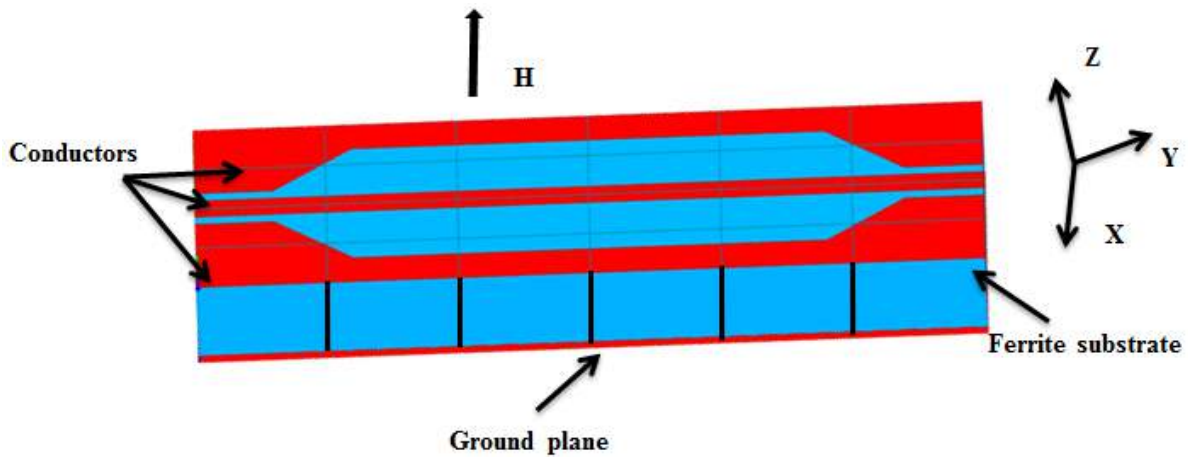


FIGURE IV.36 – Ferrite découpé

Suite à ce découpage, plusieurs simulations ont été faites, en changeant la valeur du champ interne H_i , mais toujours l'effet non réciproque n'est pas observé. On rappelle que le composant choisit pour la retro simulation est la structure double fente de longueur 8-6mm et de largeur 1mm.

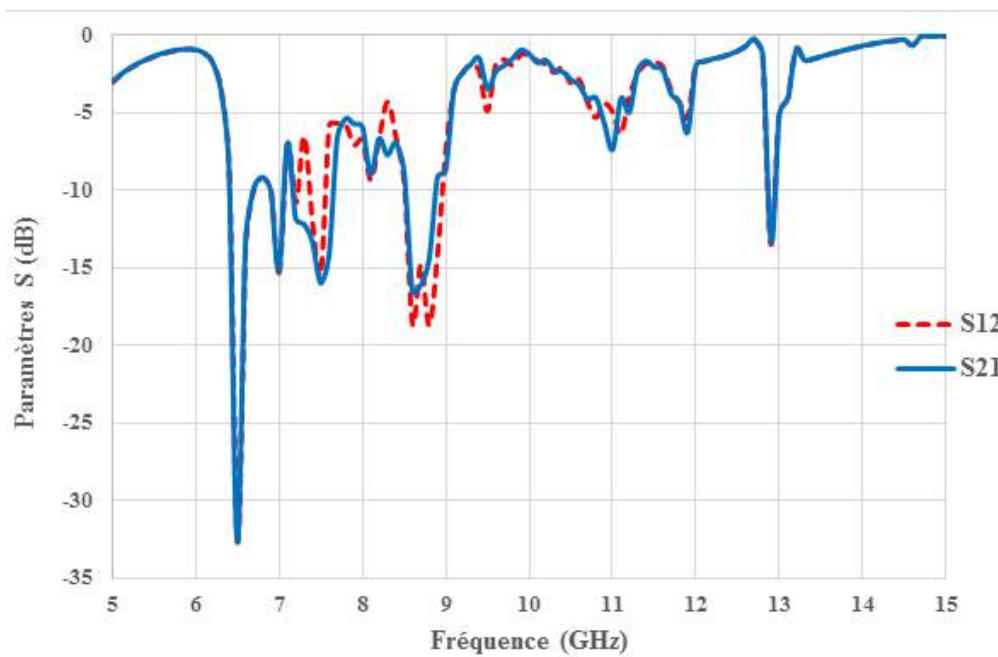


FIGURE IV.37 – Résultat de simulation avec un champ non uniforme

On voit dans ce résultat la bande gyromagnétique située entre 5 et 8GHz, et que dans la zone magnétostatique située après cette bande, aucun effet non réciproque n'est observé. Comme l'effet non réciproque n'est pas observé avec un champ de module non-uniforme mais d'orientation verticale, nous nous sommes intéressés à l'influence de l'orientation des vecteurs de champ de polarisation sur les résultats.

IV.5.2.2 Module du champ uniforme avec orientation de vecteur de champ

Dans cette partie, on essaie de voir si l'effet non réciproque provient de l'orientation de vecteur champ ou de la non uniformité de champ de polarisation. Chaque partie du ferrite découpé est affecté une même valeur de champ de polarisation $H_i = 70\text{kA/m}$, c'est-à-dire un champ statique uniforme en module sur toutes les parties du ferrite, mais avec des orientations des vecteurs de champ qui simulent celles produites par le champ d'un aimant (fig. IV.39). Le champ de saturation est de 2900G.

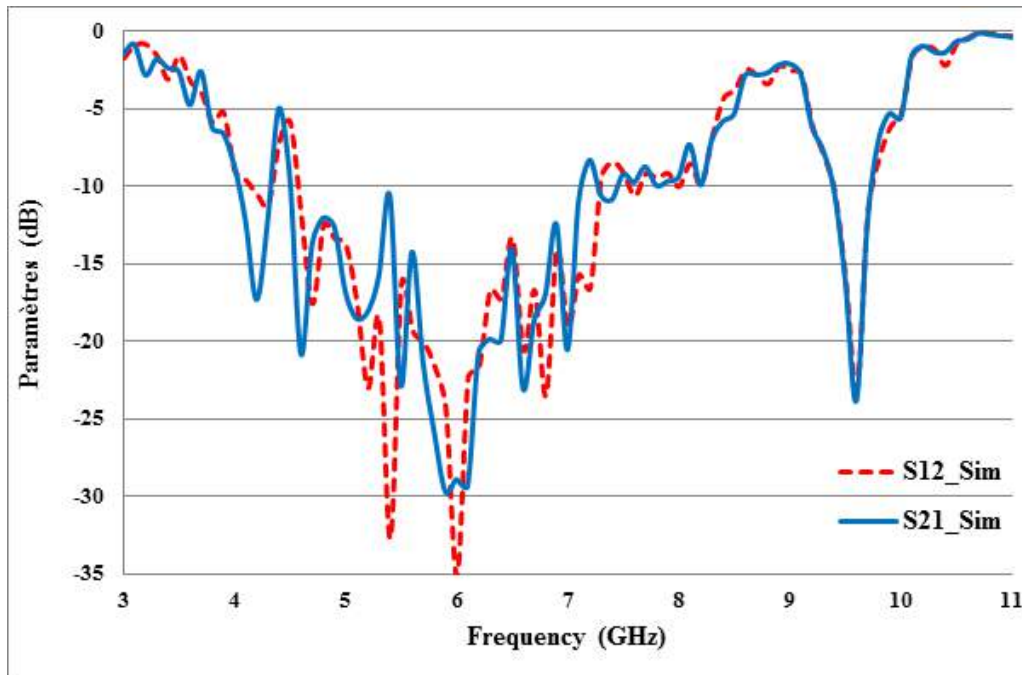


FIGURE IV.38 – Orientation de vecteur de champ avec un champ de polarisation $H_i = 70\text{kA/m}$

On voit dans ce résultat que, la bande de fréquence gyromagnétique reste la même entre 3 et 8,5GHz, mais l'effet non réciproque n'est toujours pas observé.

On peut dire que, l'effet non réciproque dépend de l'orientation de vecteurs de champ et aussi de la non uniformité de champ de polarisation, comme nous allons le déterminer dans le paragraphe suivant.

IV.5.2.3 Sous-bloc module de champ non-uniforme avec orientation des vecteurs de champ

De manière pratique, comme nous polarisons le composant avec un aimant permanent, les vecteurs de champ ne sont pas totalement verticaux sur toute la surface du dispositif, ils sont quasi verticaux au centre et en s'éloignant du centre, les vecteurs deviennent oblique ou presque horizontaux. Suite à ce constat, nous avons donc changé l'orientation des vecteurs de champ pour chaque partie du ferrite, en attribuant à chaque partie, une orientation comme celle d'un aimant permanent, comme indiqué dans la figure suivante.

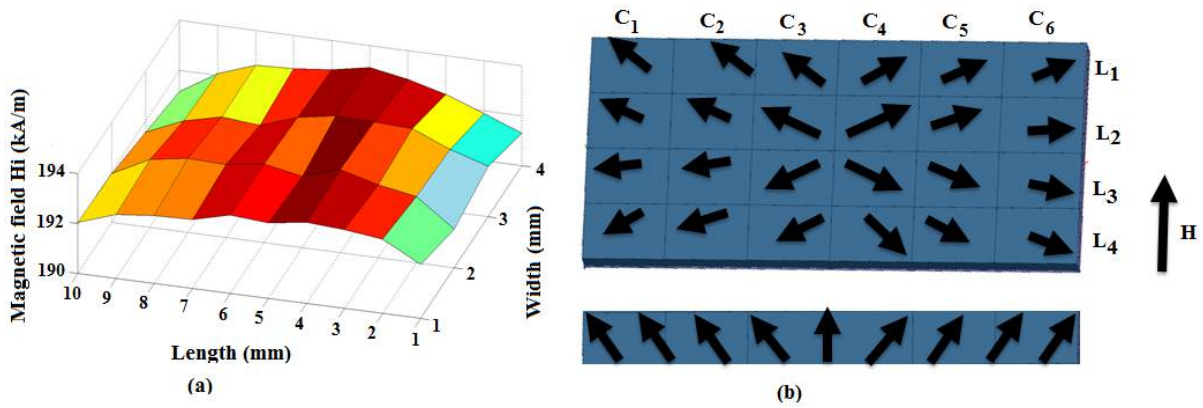


FIGURE IV.39 – Orientation du champ interne du YIG en simulation

Dans cette partie chaque portion du ferrite est affectée d'une valeur de champ et d'une orientation différente. Grâce à cette cartographie de champ et l'orientation des vecteurs de polarisation, l'effet non réciproque est finalement bien observé en simulation, comme montré sur la figure IV.38.

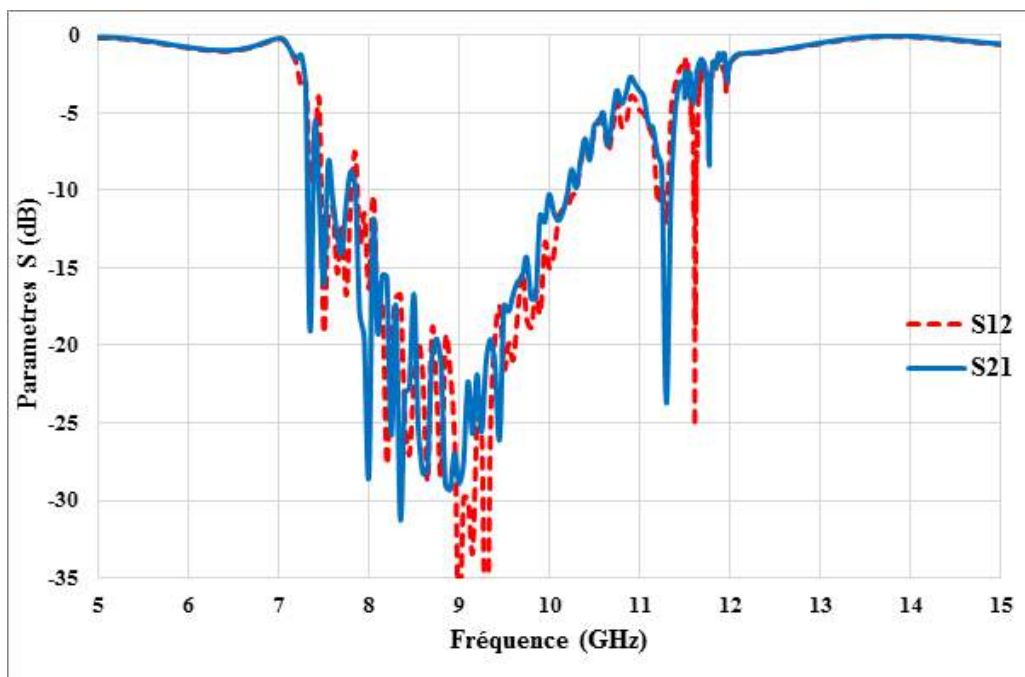


FIGURE IV.40 – Résultat de simulation d'un isolateur à 2 fentes avec un champ $H_i = 196\text{kA/m}$

On observe dans cette figure un effet non réciproque à la fréquence de 11,6GHz, avec une isolation de 25dB pour des pertes d'insertion d'environ 4,2dB.

On peut dire que l'effet non réciproque observé, est dû à la non-uniformité du module du champ de polarisation ainsi qu'à l'orientation des vecteurs de champ non vertical.

Si les vecteurs de champ sont symétriques par rapport au centre, l'effet non réciproque n'est pas observé même si le module de champ est non-uniforme.

On observe dans ce résultat un peu plus haut à 11,8GHz, un second pic d'isolation de sens

inverse, mais de faible valeur avec une isolation de 8,5dB pour des pertes d'insertion d'environ 4,5dB. Dans cet effet non réciproque, la transmission S_{21} est devenue l'isolation et l'isolation S_{12} est devenue la transmission.

En faisant une comparaison avec les résultats de mesure de l'isolateur 2 fentes de longueur 8-6mm et de largeur 1mm, pour un champ $H_0 = 200\text{mT}$ (figure IV.19), on voit que sur les deux résultats (mesure et simulation), les fréquences de résonances de l'effet non réciproque ne concordent pas. Pour la simulation, la bande de gyrorésonance est située entre 7 et 11GHz. Alors que la bande de gyrorésonance trouvée en mesure est entre 3 et 7GHz. Cela est dû au fait que le champ interne H_i (196kA/m) entré en simulation, est différent du champ appliqué en mesure. De même, les fréquences d'isolation ne concordent pas entre les deux résultats. Celle de la mesure est à 9,9GHz, alors qu'en simulation est à 11,6GHz. Il y a une grande différence de fréquence de résonance, presque 1,7GHz de différence. Suite à ce constat, on fait varier le champ de polarisation interne pour regarder son influence sur la fréquence ainsi que sur l'effet non réciproque.

IV.5.2.4 Adaptation avec les nouveaux paramètres trouvés

Dans cette partie, nous avons réduit le champ de polarisation interne H_i , nous avons fait entrer le champ interne $H_i = 147\text{kA/m}$, qui correspond au champ de saturation du YIG (1840G).

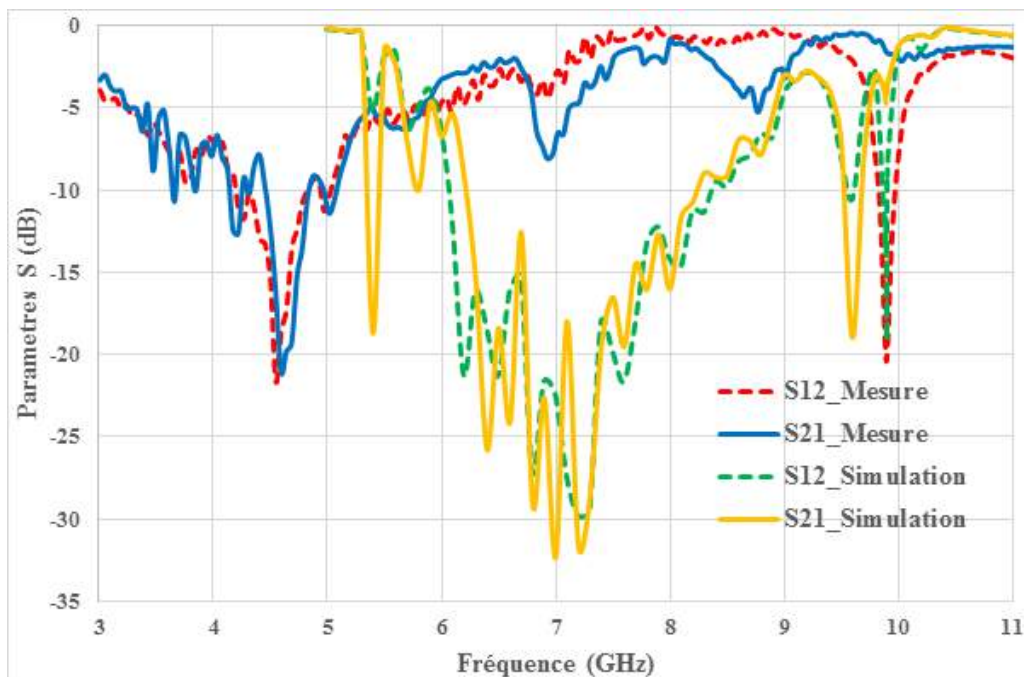


FIGURE IV.41 – Résultat de simulation d'un isolateur à 2 fentes avec un champ $H_i = 147\text{kA/m}$

On voit dans ce résultat, la bande de gyrorésonance qui était avant entre 7 et 11GHz, pour un champ H_i de 196kA/m, cette bande est descendue entre 5 et 9GHz, et la fréquence de résonance qui était avant à 11,6GHz est descendue à 9,9GHz. Mais l'isolation de l'effet non réciproque est diminuée de 25dB à 19,2dB, tandis que les pertes d'insertion sont légèrement

augmentées de 4,2dB à 4,5dB.

On constate que la diminution du champ de polarisation permet aussi bien de diminuer la fréquence de résonance que l'isolation.

Le champ de polarisation joue sur les fréquences de résonances ainsi que sur les effets non réciproque, c'est ce qui est aussi bien observé en mesure.

En faisant une comparaison de ce résultat avec la mesure, on s'aperçoit que les fréquences de résonance de l'isolation des deux résultats (mesure et simulation) correspondent à la même fréquence (9,9GHz), mais les bandes gyrorésonance ne sont pas totalement situées aux mêmes fréquences, elles ont une différence de 2GHz, celle de mesure commence de 3 à 7GHz, alors que pour la simulation commence de 5 à 9GHz. Suite à ce constat de fréquence, on réduit le champ de polarisation H_i dans les paramètres du modèle du YIG une fois de plus, en appliquant la formule du champ interne :

$$H_i = H_0 - 4\pi M_s \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

H_i : champ appliqué de l'extérieur

M_s : champ de saturation

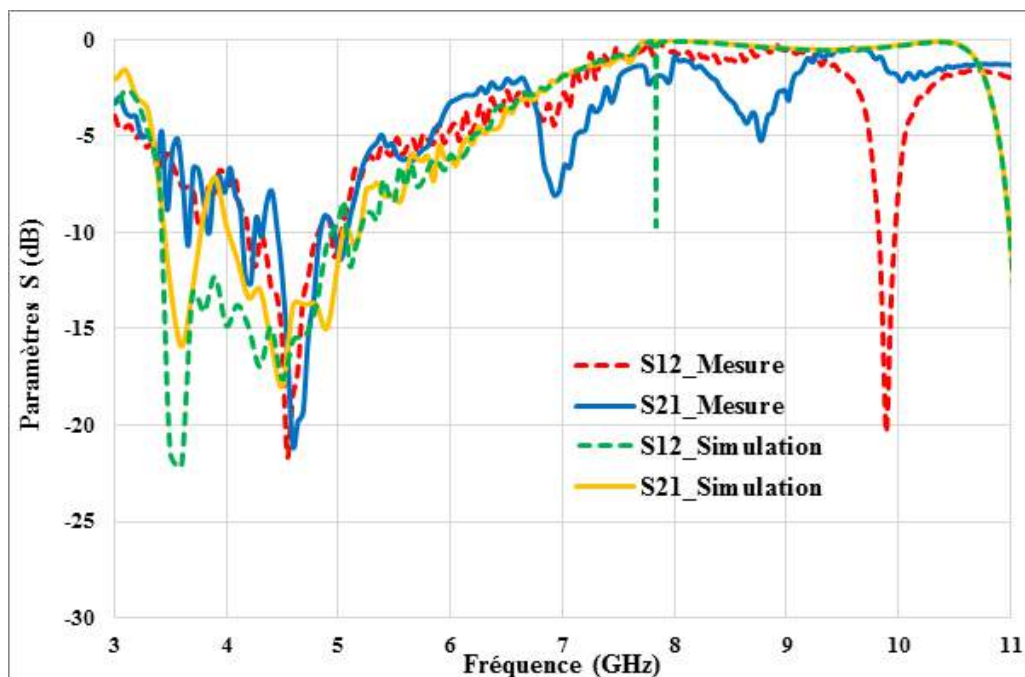


FIGURE IV.42 – Résultat de simulation d'un isolateur à 2 fentes avec un champ $H_i = 70\text{kA/m}$

Avec ce champ H_i autour de 70kA/m, on observe que la bande gyrorésonance s'étend de 3 à 7GHz environ, ce qui correspond à la bande de gyrorésonance trouvée en mesure, mais la fréquence du pic d'isolation n'est pas située à la même fréquence que celle de la mesure. Celle-ci (simulation) est située à 7,9GHz environ, alors que celle de la mesure est à 9,9GHz. Avec un champ interne plus petit, on retrouve la même bande de gyrorésonance en mesure, mais la fréquence de pic d'isolation est différente. On cherche donc à faire une autre étude sur

la saturation du ferrite utilisé (YIG), tout en gardant le champ de polarisation H_i autour de 70kA/m.

Selon notre étude sur la variation de champ de saturation (tableau 5), on a trouvé que pour que les résultats de simulation se rapprochent aux résultats de mesure, il faut que le champ de saturation soit égal à 2900G environ. Le résultat trouvé est présenté sur la figure 43.

IV.5.3 Comparaison mesure/retro-simulation

IV.5.3.1 Isolateur 2 fentes de longueur 8-6mm

a. Largeur de fente 1mm

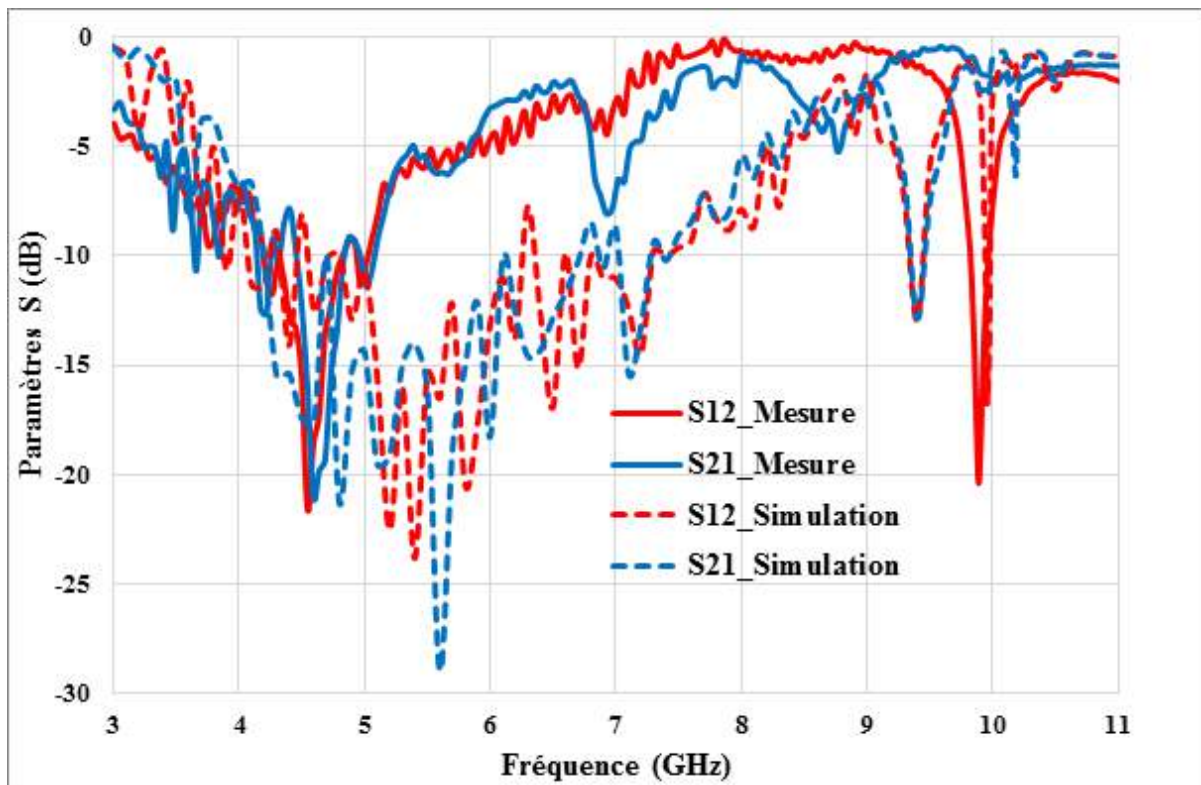


FIGURE IV.43 – Isolateur à 2 fentes 8-6mm de largeur de fente 1mm

Comme on l'a précisé avant, dans cette partie on a gardé la même configuration du ferrite, c'est-à-dire que chaque partie du ferrite divisé est affecté d'une valeur de champ H_i autour de 70kA/m seul le champ de saturation M_S est varié.

En comparant ce résultat de simulation avec celui de mesure, on observe que la bande de gyrorésonance est presque la même, sauf celle de la simulation est un peu étroite par rapport à celle de la mesure, elle est située sur la bande de 3 à 8,5GHz, et celle de mesure va de 3 à 7GHz. Tandis que la fréquence de résonance de l'effet non réciproque est la même et est située à 9,9GHz. A cette fréquence (9,9GHz), un pic d'isolation de 17dB inférieur à celle de mesure (20,5dB) et des pertes d'insertions de 2,3dB environ. Ces pertes sont énormes par rapport aux pertes de mesure qui sont de 1,5dB. Cette augmentation des pertes, due à la forme du ferrite

qui est découpé en plusieurs parties et chaque partie est affectée d'une valeur de champ de polarisation avec une orientation comme celle de mesure. Ce changement brusque de valeur et d'orientation de champ influe sur les pertes d'insertions qui peuvent être augmentées.

On voit dans ce résultat de simulation, un second pic d'isolation de sens inverse situé à 10,2GHz avec une faible isolation de 6,3dB et des pertes d'insertion 1,7dB. Dans ce second pic, le paramètre d'isolation S_{12} est devenu la transmission et le paramètre de transmission S_{21} est devenu l'isolation.

Deux pics d'isolation sont observés dans ce résultat de simulation comme celle de mesure, et la fréquence de pic d'isolation de sens direct est la même que celle de la mesure, mais la fréquence du second pic ne correspond pas à celle de la mesure (8,7GHz).

Après avoir déterminé les paramètres de simulation de la couche magnétique qui permettent de faire correspondre les résultats de mesure de l'isolateur à deux fentes de 1mm à ceux de simulation, nous avons appliqué ces paramètres aux autres versions pour vérifier l'adéquation des résultats de mesure pour les largeurs de 0,7mm et 1,3mm.

b. Largeur de fente 0,7mm

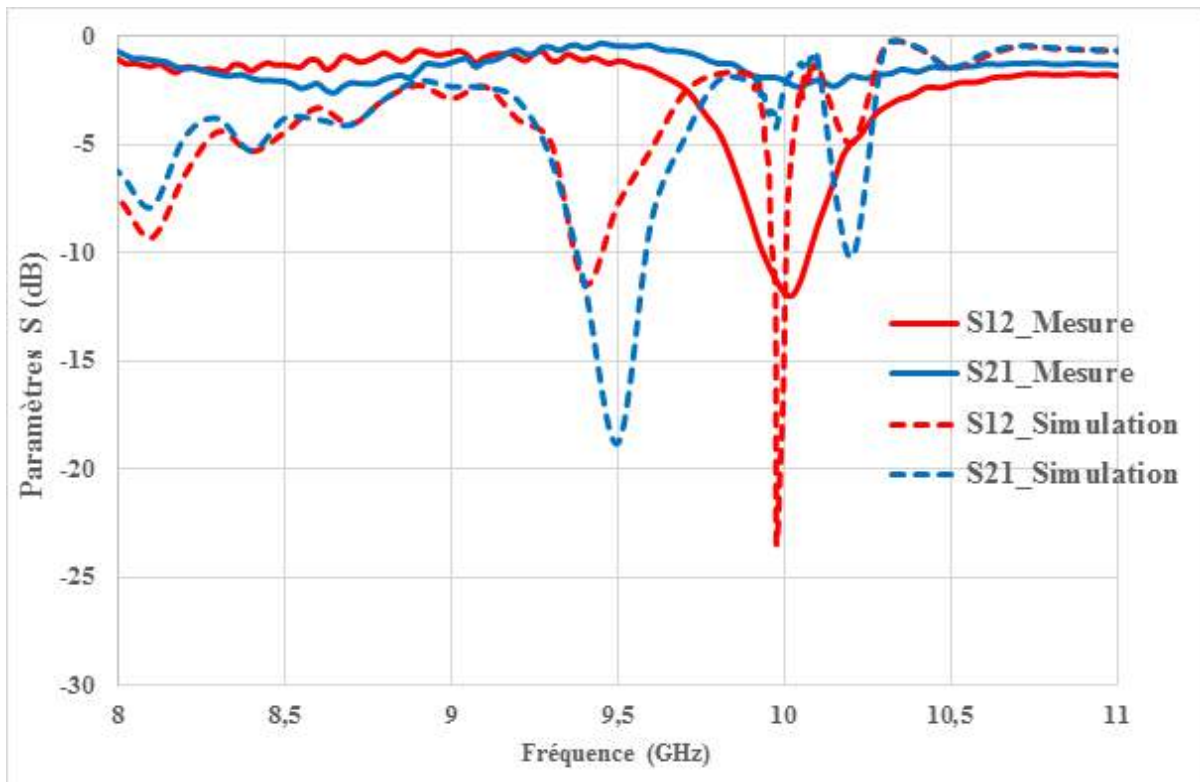


FIGURE IV.44 – Isolateur à 2 fentes 8-6mm de largeur de fente 0,7mm

En faisant une comparaison des résultats de simulation de l'isolateur avec une largeur de fente de 0,7mm avec ceux de mesure, on voit que HFSS nous montre que le résultat de simulation est meilleur que celui de la mesure.

Bien que HFSS prédit la fréquence du pic principal, et l'inversion de sens de propagation, le

nombre de pic n'est pas prédit, ni leurs amplitudes. La simulation possède plus des pics que la mesure avec des amplitudes plus grandes.

c. Largeur de fente 1,3mm

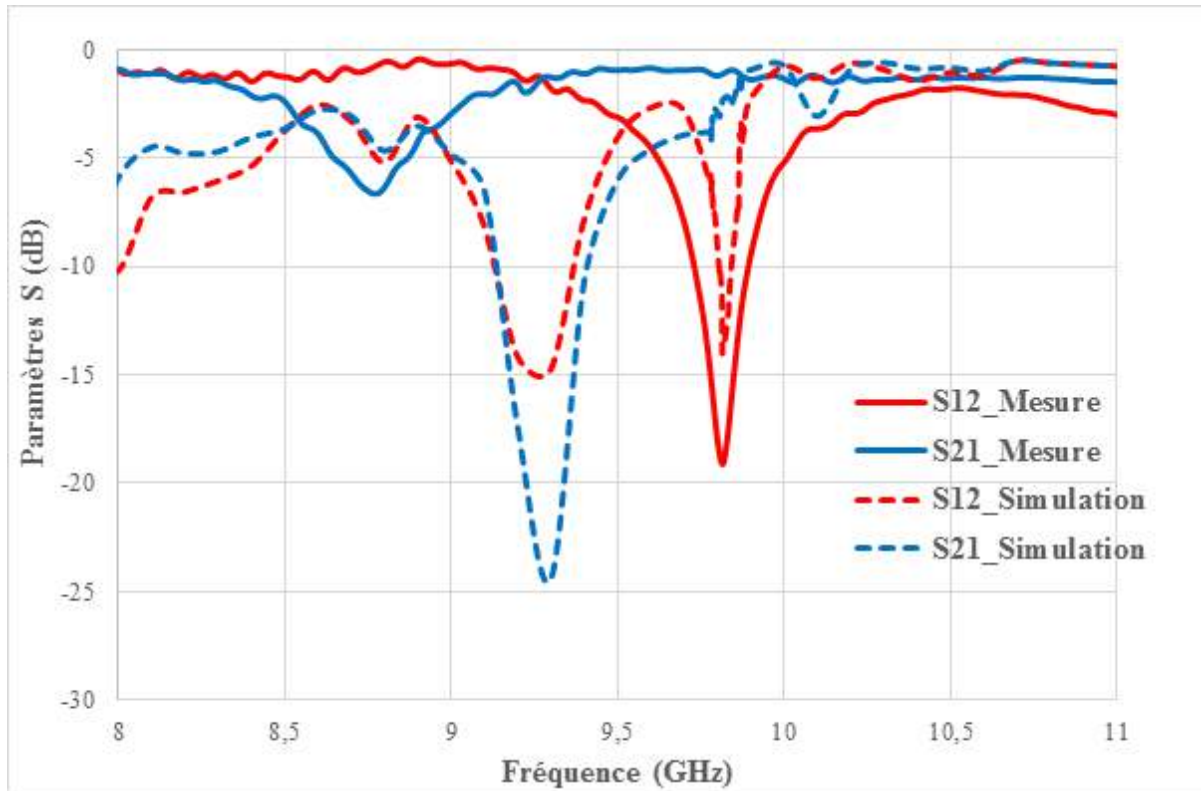


FIGURE IV.45 – Isolateur à 2 fentes 8-6mm de largeur de fente 1,3mm

Le logiciel HFSS prédit bien les valeurs de fréquence observées en mesure, mais l'amplitude du pic d'isolation est mal prédite. HFSS aurait fait croire que 0,7mm est meilleur que 1,3mm. Il y a aussi des pics en simulation qui n'existent pas en mesure, cela peut induire en erreur, et le modèle est encore insuffisant pour se reposer dessus pour une étude d'optimisation.

Résultat	Mesure			Retro-Simulation		
Champ	$H_0=160\text{kA/m}$			$H_i=70\text{kA/m}$		
Fente (mm)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)
0,7	-2	-12	10	-4,2	-23,5	10
1	-1,5	-20,5	9,9	-2,4	-17	9,9
1,3	-1	-19,1	9,8	-2,5	-14	9,8

TABLE IV.6 – Récapitulatif de mesure et simulation 2 fentes

On observe dans ce tableau que la fréquence de résonance de l'effet non réciproque de la

mesure et simulation sont presque les mêmes sauf l'isolation et les pertes qui sont différentes. L'isolation décroît avec l'augmentation de la largeur, alors qu'en mesure le maximum de l'isolation a été obtenu à la largeur de 1mm. Les pertes d'insertion diminuent avec l'augmentation de la largeur, tandis qu'en simulation l'optimum est trouvé à la largeur de 1mm.

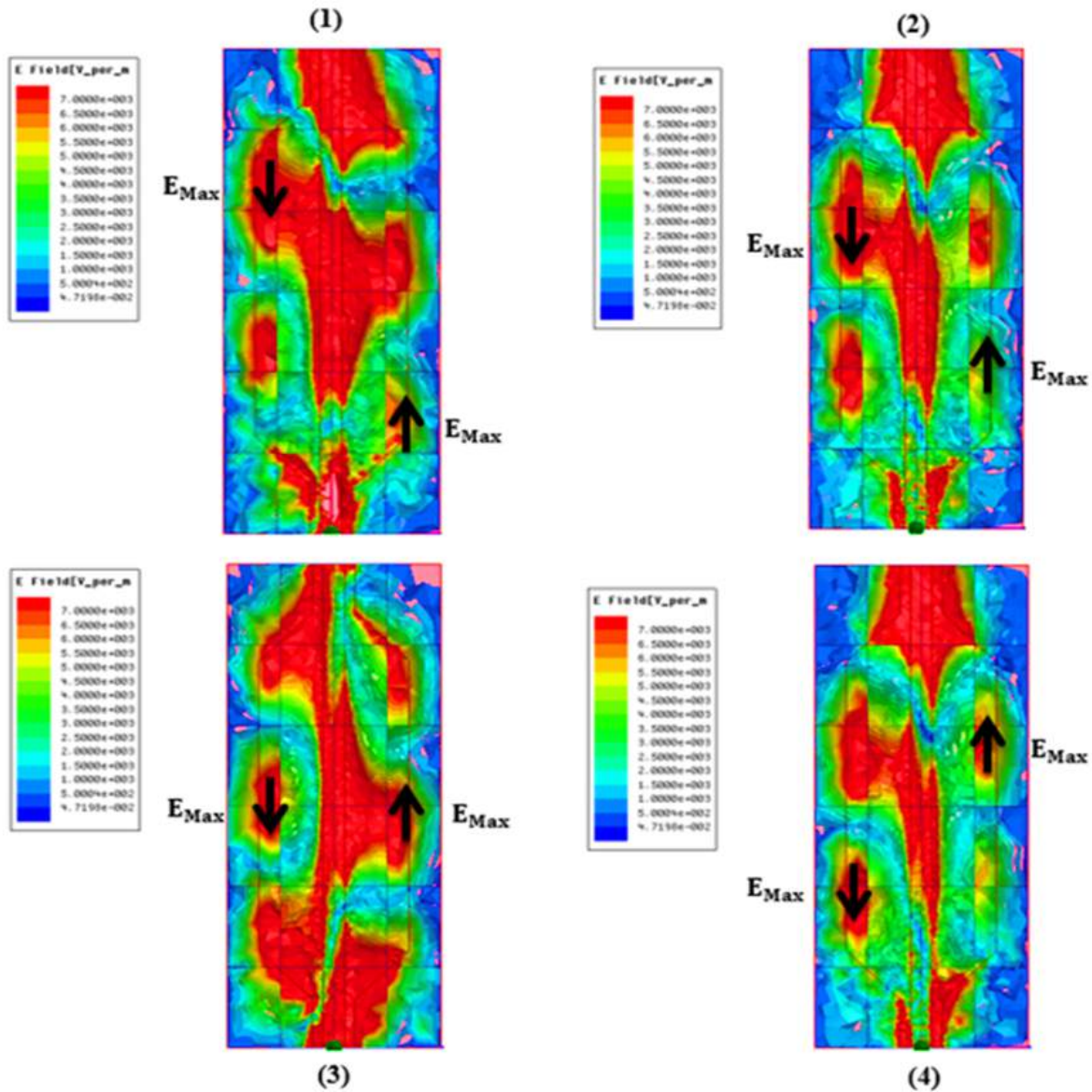


FIGURE IV.46 – Evolution en fonction du temps (de gauche à droite et de haut en bas) du maximum du module du champ électrique, colocalisé avec le maximum du module de Poynting

Dans cette configuration, les simulations montrent que le fait qu'on retrouve la même chose qu'avec 1 fente et que les amplitudes dans chacune des branches sont probablement plus égales, ce qui introduit une isolation meilleure.

Les résultats de simulation montrent que l'effet non réciproque est observé avec les nouveaux paramètres de simulation dans la configuration de deux fentes. Ces nouveaux paramètres vont être appliqués dans la configuration à une fente pour voir leur influence sur les résultats.

IV.5.3.2 Isolateur 1 fente ou simple fente

On a appliqué ces nouveaux paramètres de simulation sur les isolateurs à une fente afin de comparer les résultats de simulation avec les résultats de mesure.

On a appliqué les mêmes paramètres de simulation avec un champ de polarisation non-uniforme et un champ uniforme. Pour le champ non-uniforme, les paramètres de simulation sont que, le ferrite est divisé en plusieurs parties et à chaque partie du ferrite est affectée une valeur de champ autour de 100kA/m, avec une orientation qui tente de reproduire celle provoquée par un aimant permanent.

Pour le champ uniforme, ce sont les paramètres déterminé au paragraphe 1 ($M_S=2900G$, $H_i=100kA/m$, $\Delta H=57A/m$) qui sont utilisé, et le substrat n'est pas divisé en plusieurs parties, un seul champ est appliqué verticalement de 100kA/m. Les résultats sont présentés sur la figure suivante.

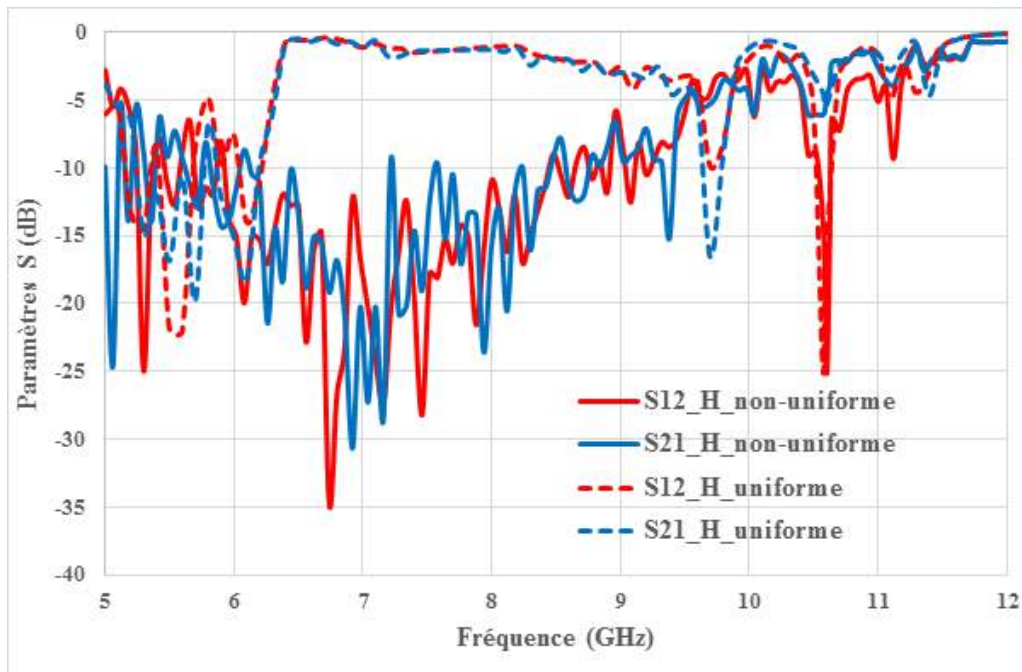


FIGURE IV.47 – Comparaison de champ de polarisation sous HFSS d'un isolateur 1 fente longueur de fente 8-6mm largeur 1mm

On voit dans cette figure qu'il n'y a pas une grosse différence entre les deux résultats, ils sont presque pareils. Les fréquences de résonance sont les mêmes (10,6GHz). Les deux pics d'isolation ont presque la même amplitude (25dB). Les pertes d'insertion diffèrent un peu, celles liée au champ non-uniforme sont plus grandes que celles associées au champ uniforme, dues à la non-uniformité de champ de polarisation et l'orientation des vecteurs de champ.

Les deux résultats n'ont pas la même bande gyromagnétique, celle du champ uniforme est moins étroite que celle du champ non-uniforme. Cela montre que pour le champ non-uniforme, les pertes sont plus élevées au champ uniforme.

Notre modèle reste robuste, il reste à l'appliquer sur les autres isolateurs avec différentes largeurs de fentes et comparer les résultats avec ceux de mesure.

Comme les résultats de simulation avec un champ non-uniforme et un champ uniforme sont proche, on a choisi de re-simuler les autres composants avec les paramètres de champ uniforme déterminés au paragraphe 1.

a. Largeur de fente 1mm

Dans cette partie on a appliqué les nouveaux paramètres pour le champ uniforme sur l'isolateur à une fente de largeur 1mm, la longueur de fente est 8-6mm.

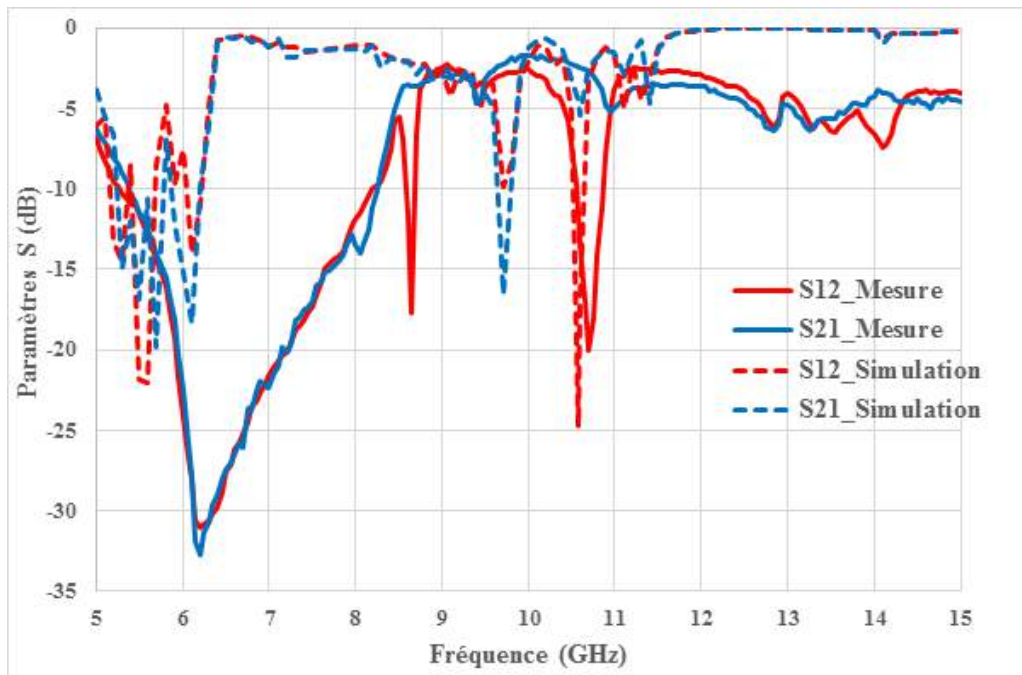


FIGURE IV.48 – Résultats de mesure et simulation d'un isolateur 1 fente longueur de fente 8-6mm largeur 1mm

En comparant ce résultat de simulation avec celui de mesure, on regarde que les bandes de gyrorésonance de simulation et mesure commencent à la même fréquence, mais celle de la simulation est moins étroite par rapport à la mesure, elle va de 5 à 6,5GHz et celle de mesure va de 5 à 8,5GHz. La fréquence de résonance du pic principale (2^{nd}) est presque la même que celle de la mesure avec une amplitude plus grande. Pour les restes du pic la fréquence n'est pas du tout.

Le 1^{er} pic en mesure à 8,7GHz, n'est pas observé en simulation.

b. Largeur de fente 0,7mm

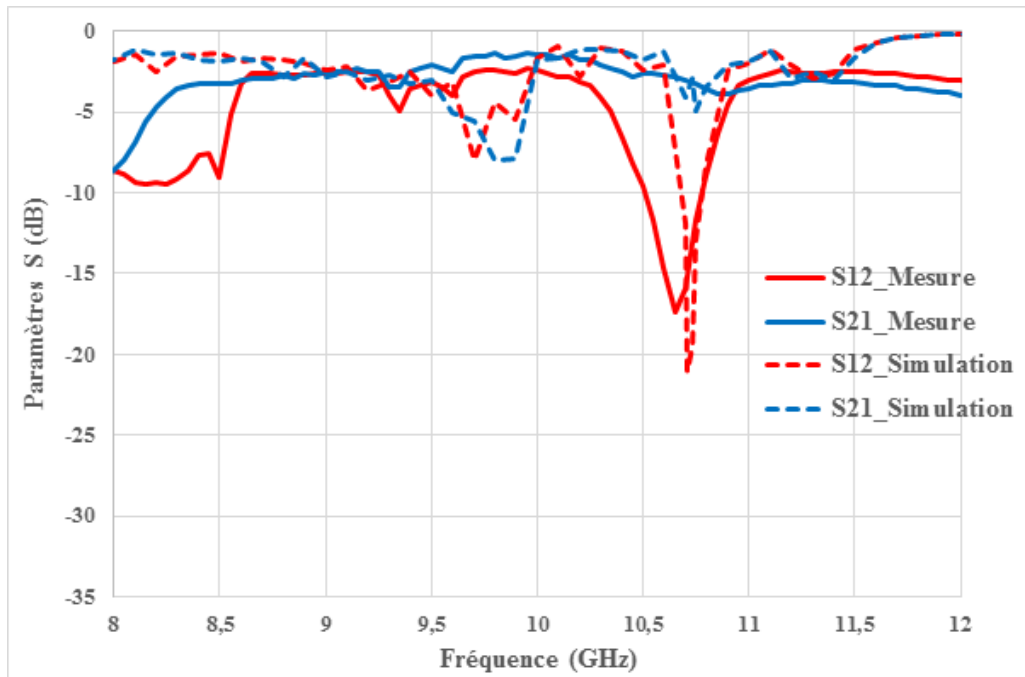


FIGURE IV.49 – Mesure et simulation d'un isolateur 1 fente longueur de fente 8-6mm largeur 0,7mm

En appliquant les mêmes paramètres de simulation sur l'isolateur 1 fente de largeur 0,7mm, on voit que le pic principal est situé presque à la fréquence de résonance trouvée en mesure (10,7GHz). Par contre l'amplitude est plus élevée que celle de la mesure.

c. Largeur de fente 1,3mm

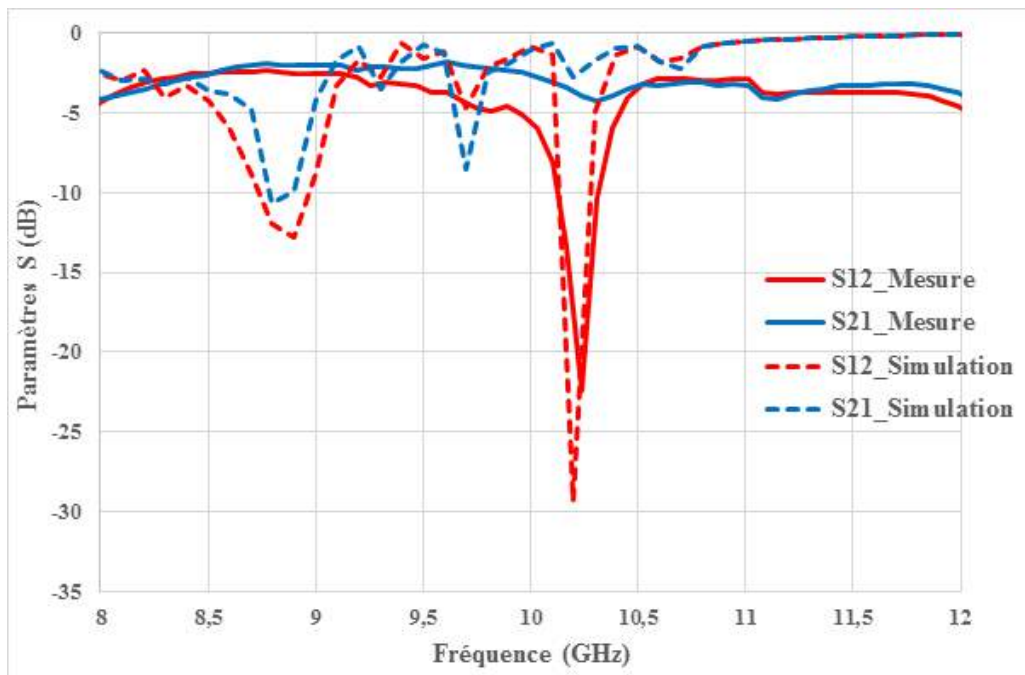


FIGURE IV.50 – Mesure et simulation d'un isolateur 1 fente longueur de fente 8-6mm largeur 1,3mm

De même pour la largeur de 1,3mm, la fréquence de résonance du pic d'isolation est presque la même que celle de la mesure, avec une amplitude plus grande que celle trouvée en mesure. Les pertes d'insertion pour la simulation sont meilleures que celles de la mesure.

Résultat	Mesure			Retro-Simulation		
Champ	$H_0=144\text{kA/m}$			$H_i=100\text{kA/m}$		
Fente (mm)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)	S21 (dB)	S12 (dB)	Fréquence (GHz)
0,7	-2,7	-17,3	10,7	-5	-21	10,7
1	-2,7	-20,1	10,7	-4	-25	10,7
1,3	-3,9	-22,5	10,2	-2,7	-29,3	10,2

TABLE IV.7 – Récapitulatif de mesure et simulation 1 fente

On voit dans ce tableau que l'effet non réciproque augmente avec la largeur c'est ce qui est constaté en mesure comme en simulation. Et que les fréquences de résonance sont les mêmes. Sur l'isolateur 1 fente, les nouveaux paramètres de couche uniforme marchent bien pour prédire l'évolution du 2^{ème} pic en fonction de la largeur de fente, mais ils marchent mal pour le 1^{er} pic vers 8,7GHz et pour la gyrorésonance.

Il serait quand même intéressant d'essayer le modèle de couche à polarisation non-uniforme sur la version à 1 fente, mais faute de temps ça n'a pas pu être fait.

Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les techniques de réalisation d'un isolateur coplanaire avec un plan de masse inférieur en cuivre déposé sur un substrat de YIG. Ensuite les mesures ont été faites à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau et d'un testeur sous pointes.

Les résultats de mesure des deux types d'isolateurs (à une et deux fentes), en fonction de la variation de la largeur de fente et des différentes valeurs du champ de polarisation ont été présentés.

Pour les isolateurs à une fente, nous avons constaté que :

- l'effet non réciproque, pour une largeur donnée, diminue avec l'augmentation du champ de polarisation appliqué ;
- il augmente en fonction de l'augmentation de la largeur de fente quelle que soit la valeur du champ appliqué.

La meilleure isolation (pic d'isolation de 22,5 dB) a été observée avec une largeur de 1,3 mm et un champ de 180mT.

Pour les isolateurs à deux fentes, l'effet non réciproque augmente avec le champ de polarisation appliqué, et l'amplitude maximale a été obtenue pour un champ de 245mT avec une largeur de 1mm (29,5dB d'isolation).

Dans le cas de l'isolateur à deux fentes, nous avons aussi observé l'apparition de pics de résonance à différentes fréquences avec un sens d'isolation inversé.

Il ressort de cette étude que l'effet non réciproque est influencé par la largeur de fente et le champ de polarisation. La largeur de fente doit être ≥ 1 mm pour l'obtention d'une isolation satisfaisante ($S_{12} \leq -20$ dB) avec un champ de polarisation ≤ 200 mT pour la structure simple fente et ≥ 200 mT pour la structure deux fentes.

La deuxième partie du chapitre est basée sur une étude de retro simulation qui consiste à déterminer les différences observées entre les résultats de mesure et la simulation. Cette étude a montré que :

- pour l'isolateur simple fente, la différence provient des valeurs des champs de saturation et de polarisation considérées lors de la simulation. En effet, une augmentation du premier et une réduction du second permet de faire concorder la simulation à la mesure sur le second pic d'isolation, toutefois ce modèle a ses limites sur d'autres paramètres comme la gyrorésonance ;
- pour l'isolateur à deux fentes, l'effet non réciproque est obtenu si le champ est inhomogène et l'orientation des vecteurs de champ ne sont pas totalement verticaux.

Cette approche (découpe du ferrite et orientation des vecteurs de champ de polarisation) est robuste et satisfaisante. Néanmoins, une vérification de la structure sous le logiciel Maxwell 3D, afin de mieux comprendre les paramètres qui influent sur les fréquences de résonance et les amplitudes des pics d'isolation, doit être envisagée pour mener à bien un véritable travail d'optimisation du dispositif.

De la même manière, en changeant d'aimant ou de système de polarisation, il est nécessaire d'anticiper que cela produira un effet sur le comportement du dispositif.

Notre travail de thèse à permis d'éclairer certain aspects du fonctionnement de ces isolateurs, mais en a laissé d'autres dans l'ombre, comme la question de la fréquence de résonance, dont nous avons montré qu'elle ne dépendait ni de la longueur, ni de la largeur des fentes, mais dont nous n'avons toujours pas l'origine. Il est probable que l'épaisseur du substrat joue un rôle dans la valeur de cette fréquence, mais nous n'avons pas pu mener à terme la fabrication et la mesure des prototypes envisagés avec des épaisseurs du ferrite plus faible. La poursuite de ces études est donc renvoyée aux perspectives, ainsi que la modélisation plus fine du dispositif, par fonction de Green par exemple.