



HAL
open science

Contribution à la conception d'antennes composées de structures CRLH (Composite Right Left-Handed)

Aïta Thior

► **To cite this version:**

Aïta Thior. Contribution à la conception d'antennes composées de structures CRLH (Composite Right Left-Handed). Sciences de l'information et de la communication. Télécom ParisTech, 2012. Français. NNT : 2012ENST0059 . tel-01130347

HAL Id: tel-01130347

<https://pastel.hal.science/tel-01130347>

Submitted on 11 Mar 2015

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

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



EDITE ED 130

Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

Télécom ParisTech

Spécialité “**Electronique et Communications**”

présentée et soutenue publiquement par

Aïta THIOR

Le 9 octobre 2012

Contribution à la conception d’antennes composées de structures CRLH (Composite Right Left-Handed)

Directeur de thèse : **Xavier BEGAUD**
Directeur de thèse : **Anne-Claire LEPAGE**
Directeur de thèse : **Olivier MAAS**

Jury

Mme Anne-Claude TAROT, Maître de Conférences HDR, Université de Rennes 1/IETR
M. Jean Marc RIBERO, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis
M. Victor FOUAD HANNA, Professeur, Université Pierre & Marie Curie, L2E
M. Pierre LEMAITRE-AUGER, Maître de Conférences, Grenoble INP-ESISAR LCIS
M. Bernard HUYART, Professeur, TELECOM ParisTech
M. Olivier MAAS, Ingénieur d’études, Thales Air Systems
M. Xavier BEGAUD, Professeur, TELECOM ParisTech
Mme Anne-Claire LEPAGE, Maître de Conférences, TELECOM ParisTech

Rapporteur
Rapporteur
Examinateur
Examinateur
Examinateur
Directeur de thèse
Directeur de thèse
Directeur de thèse

**T
H
È
S
E**

Contribution à la conception d'antennes composées de structures CRLH (Composite Right Left-Handed)

RÉSUMÉ : Les métamatériaux sont des matériaux artificiels devenus très attractifs du fait de leurs propriétés électromagnétiques atypiques. Les structures CRLH (Composite Right Left-Handed) à ondes de fuite en particulier, permettent d'effectuer un balayage angulaire très important sur une large bande passante. Toutefois l'état de l'art montre qu'il faudrait un très grand nombre de cellules pour atteindre une efficacité de rayonnement acceptable. Vu la demande récurrente des nouveaux systèmes de transmission d'avoir des antennes de faible encombrement, il serait plus intéressant de trouver de nouvelles architectures d'antennes utilisant ces structures CRLH. L'objectif de la thèse est en premier lieu d'avoir une connaissance approfondie du comportement électromagnétique des structures CRLH. Afin de tirer profit de leurs propriétés électromagnétiques atypiques, de nouvelles architectures d'antennes inspirées des structures CRLH sont proposées. Ces nouvelles antennes permettent de réaliser différents types de diagrammes de rayonnement (large ouverture angulaire, faisceau étroit, double polarisation). Elles sont caractérisées grâce à une modélisation analytique qui aura été validée auparavant par la simulation électromagnétique.

Mots clés : Métamatériaux, structures CRLH (Composite Right Left-Handed), antennes à ondes de fuite.

Contribution to CRLH (Composite Right Left-Handed) based antennas design

ABSTRACT :Metamaterials are artificial structures with unusual electromagnetic properties. Composite Right-Left Handed (CRLH) radiating structures are very attractive antennas because of their scanning capability and wideband performances. However CRLH lines must contain a large number of cells in order to have sufficient radiation efficiency. Due to the recurring request of having small antennas in new communication systems, new designs based on CRLH structures must be found. The first objective of this thesis is to have full knowledge of electromagnetic properties of CRLH structures. To take advantages of atypical electromagnetic behavior of CRLH structures, new CRLH based antennas designs are proposed. These new inspired antennas could produce different radiation patterns (with large beamwidth, narrow beam, double polarization). Analytical model, previously validated by electromagnetic simulator, is used to characterize the new proposed antennas.

Keywords :Metamaterials, CRLH structures (Composite Right Left-Handed), leaky-wave antennas.

Remerciements

Je tiens à remercier mes encadrants Anne-Claire Lepage, Xavier Begaud et Olivier Maas pour m'avoir choisie pour ce travail. Merci à vous pour votre compréhension, votre disponibilité et votre accompagnement tout au long de cette thèse. Ce fut une expérience très enrichissante.

J'aimerais également remercier Monsieur Victor Fouad Hanna, Professeur à l'Université Pierre & Marie Curie, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Je remercie vivement Madame Anne-Claude Tarot, Maître de Conférences HDR à l'Université de Rennes 1 et Monsieur Jean Marc Ribero, Professeur, à l'Université de Nice-Sophia Antipolis pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ma thèse. Mes remerciements vont également à Monsieur Pierre Lemaitre-Auger, Maître de Conférences à l'INP-ESISAR à Grenoble, pour avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse en qualité d'examineur.

Un grand merci à Lana Damaj, ma chère collègue de bureau, pour ton soutien, ta disponibilité et pour tous les bons moments passés ensemble. Un grand merci également à RedaMohellebi, Lila Mouffok, ZeinabMhanna, Christopher Djoma, Antoine Khy, José Enriquez Gonzalez, Julien Sarrazin. Travailler à vos côtés a été un réel plaisir. Je remercie aussi toutes les personnes avec qui j'ai fait un bout de chemin au sein du groupe. Je pense à Hajar, Raquel, Fabrice, Michael.

Je remercie également tous les permanents du groupe, particulièrement Monsieur Bernard Huyart, pour sa participation dans mon jury de thèse et pour ses bons conseils dans le domaine des circuits. Merci à Zouina, Chantal et Karim pour toutes les maquettes réalisées.

Je ne pourrai terminer sans adresser un grand merci à mes parents qui m'ont toujours soutenue et qui ont toujours cru en moi. Toute ma gratitude à mon cher mari sans qui je n'aurais pu effectuer sereinement cette thèse.

TABLE DES MATIERES

Introduction générale.....	9
Liste des acronymes.....	11
Chapitre 1 Les métamatériaux	
Introduction.....	13
1.1. Classification des métamatériaux.....	14
1.1.1. Les matériaux « main gauche ».....	14
1.1.2. Les structures composites CRLH.....	18
1.1.3. Les cristaux photoniques et structures à bande interdite photoniques (BIP)....	21
1.2. Caractérisation des métamatériaux.....	23
1.2.1. Les paramètres d'un milieu.....	23
1.2.2. Les paramètres de propagation.....	23
1.2.2.1. Constante de propagation β	24
1.2.2.2. Impédance de Bloch Z_B	27
1.3. Structures CRLH rayonnantes.....	28
1.3.1. Antenne à ondes de fuite.....	28
1.3.1.1. Fonctionnement d'une antenne à ondes de fuite.....	28
1.3.1.2. Structures à ondes de fuite uniformes.....	30
1.3.1.3. Structures à ondes de fuite périodiques.....	31
1.3.1.4. Structures à ondes de fuite à base de métamatériaux.....	31
1.3.2. Antennes résonantes.....	35
1.3.2.1. Antennes bi-bandes.....	35
1.3.2.2. Résonateur d'ordre zéro.....	37
Conclusion.....	42
Chapitre 2 Etude paramétrique et optimisation d'une antenne CRLH à ondes de fuite	
Introduction.....	47
2.1. Etude paramétrique d'une antenne CRLH à ondes de fuite.....	48
2.1.1. Géométrie de l'antenne CRLH.....	48
2.1.2. Performances de l'antenne CRLH.....	49
2.1.2.1. Diagramme de dispersion et paramètres S de la ligne CRLH.....	51
2.1.2.2. Diagrammes de rayonnement de l'antenne CRLH.....	53
2.1.3. Influence de la dimension latérale du substrat.....	55
2.1.4. Effet de la permittivité du substrat sur la largeur de la bande leaky-wave.....	58
2.2. Optimisation de la structure CRLH à ondes de fuite.....	66
2.2.1. Suppression des résonances parasites de la capacité interdigitale.....	66
2.2.2. Réduction de la polarisation croisée.....	69
2.2.3. Optimisation de l'adaptation d'impédance de l'antenne CRLH.....	73
2.2.4. Efficacité de rayonnement de la ligne CRLH.....	78

Conclusion.....	81
------------------------	-----------

Chapitre 3 Modélisation analytique du rayonnement d'une ligne CRLH

Introduction.....	85
3.1. Polarisation de l'antenne CRLH.....	87
3.2. Modèle analytique du rayonnement de la ligne CRLH 1D.....	90
3.2.1. Description du modèle analytique.....	90
3.2.1.1. Rayonnement de la cellule unitaire.....	93
3.2.1.2. Validation du modèle analytique.....	96
Conclusion.....	101

Chapitre 4 Architectures d'antennes à base de lignes CRLH

Introduction.....	103
4.1. Etude du couplage entre deux lignes CRLH.....	104
4.1.1. Etude des paramètres S.....	104
4.1.2. Influence du couplage sur le rayonnement de la ligne CRL.....	107
4.2. Antenne méandre à base de lignes CRLH.....	108
4.2.1. Géométrie de l'antenne.....	108
4.2.2. Fonctionnement et intérêt de l'antenne méandre.....	109
• <i>Diagramme de rayonnement focalisé dans le plan (xOz).....</i>	<i>109</i>
• <i>Diagramme à large ouverture angulaire dans le plan (xOz).....</i>	<i>110</i>
4.2.3. Modélisation analytique du rayonnement du méandre.....	111
4.2.4. Validation du modèle analytique du méandre.....	115
4.2.4.1. Antenne méandre constituée de 2 lignes CRLH.....	115
4.2.4.2. Antenne méandre constituée de 4 lignes CRLH.....	120
4.2.4.3. Antenne méandre constituée de 8 lignes CRLH.....	126
4.2.5. Exploitation du modèle analytique de calcul du rayonnement.....	128
• <i>Diagramme focalisé sur l'axe (Oz) soit $\theta=0^\circ$.....</i>	<i>128</i>
• <i>Diagramme avec une annulation du rayonnement dans l'axe (xOz).....</i>	<i>121</i>
4.2.6. Validation par la mesure du modèle analytique de calcul du rayonnement....	133
• <i>Diagramme à large ouverture angulaire dans le plan (xOz).....</i>	<i>135</i>
4.3. Antenne spirale à base de lignes CRLH.....	137
4.3.1. Géométrie de l'antenne spirale.....	137
4.3.2. Modèle analytique d'estimation du rayonnement.....	138
4.3.3. Validation du modèle analytique de la spirale.....	139
4.3.3.1. Port 1 excité.....	139
4.3.3.2. Port 2 excité.....	143
Conclusion.....	147
Conclusion générale et perspectives.....	149

Table des figures.....	151
Liste des tableaux.....	155
Publications.....	157

Introduction générale

Le développement des systèmes de communication impose l'évolution et la modernisation des systèmes radiofréquences. Dans le domaine des radars, le faible encombrement et le faible coût de réalisation sont devenus des priorités importantes dans la conception des antennes. Une manière d'y parvenir est de réduire la surface occupée par les éléments rayonnants afin d'intégrer près de ces derniers d'autres composants hyperfréquences et ainsi réduire le volume et le coût du radar. Cet aménagement optimal de la surface rayonnante doit être fait tout en garantissant une bonne efficacité de rayonnement dans une largeur de bande donnée.

Les techniques classiques de miniaturisation utilisées pour réduire les dimensions des antennes présentent souvent des performances insuffisantes face à toutes les demandes des nouvelles applications. En effet, ces techniques de miniaturisation sont généralement confrontées à un compromis entre la taille de l'antenne, son efficacité de rayonnement et sa bande passante. Pour une largeur de bande donnée, il est très difficile voire impossible de réaliser une antenne à faibles dimensions avec une très bonne efficacité uniquement avec les matériaux conventionnels. Ceci peut s'expliquer par le critère de Chu qui montre que le facteur de qualité d'une antenne est inversement proportionnel à sa dimension.

En ce sens, les métamatériaux sont devenus très attractifs du fait des propriétés électromagnétiques atypiques qu'ils présentent. En effet, les métamatériaux sont des structures périodiques caractérisées par une propagation des ondes avec une vitesse de phase et une vitesse de groupe de sens opposés. Les nombreuses recherches effectuées sur leurs caractéristiques ont permis de réaliser de nouvelles antennes ou d'autres dispositifs électroniques. Il apparaît dans la littérature deux types d'application des métamatériaux :

- Les *guides d'ondes* (filtres, coupleurs, diviseurs de puissance)
- Les *dispositifs rayonnants* (réflecteurs, antennes à ondes de fuite ou résonantes)

Ces différentes applications ont montré que les métamatériaux permettent d'atteindre des performances équivalentes voire meilleures que celles des structures classiques présentant les mêmes fonctions. Parmi les antennes à métamatériaux, les structures composites CRLH (Composite Right Left-Handed) à ondes de fuite en particulier, permettent d'effectuer un balayage angulaire du faisceau plus important et sur une large bande passante, en comparaison avec les antennes à ondes de fuite classiques.

Dans ce contexte d'exploitation des métamatériaux, s'inscrit l'objectif de la thèse qui consiste en la recherche d'antennes de petites dimensions permettant un balayage angulaire du faisceau dans la bande passante de l'antenne. Ces antennes pourront par la suite être utilisées pour concevoir un réseau produisant un diagramme agile ou non, tout en conservant une certaine compacité. Les structures CRLH à ondes de fuite semblent ainsi être les mieux adaptées pour répondre à ce cahier des charges.

Toutefois, l'état de l'art montre que les structures CRLH nécessitent un très grand nombre de cellules pour atteindre une efficacité de rayonnement acceptable. Il est donc essentiel de trouver de nouvelles architectures d'antennes utilisant ces structures CRLH qui satisfont ce critère d'un grand nombre de cellules. Pour que ces antennes innovantes soient performantes, il est important d'avoir une connaissance approfondie du comportement électromagnétique des structures CRLH. La méthode de conception de ces nouvelles antennes sera développée ainsi que les performances atteintes par rapport aux solutions classiques.

Mes travaux de recherches ont été menés conjointement à TELECOM ParisTech et à ThalesAirSystems (Limours) dans le cadre d'une collaboration CIFRE. Les activités au niveau de ThalesAirSystems sont le développement de radars pour des applications sol et naval.

Le premier chapitre présentera les propriétés électromagnétiques des métamatériaux et plus particulièrement des structures CRLH rayonnantes. Le principe de fonctionnement des structures CRLH à ondes de fuite sera détaillé ainsi que leurs avantages par rapport aux structures à ondes de fuite classiques.

Dans le deuxième chapitre, une étude paramétrique sera effectuée sur une structure CRLH à ondes de fuite. Cette structure CRLH sera optimisée par la suite afin d'obtenir ses performances optimales. Les simulations électromagnétiques étant très longues et nécessitant de nombreuses ressources, une modélisation analytique de la structure CRLH s'impose. Ce modèle analytique sera détaillé et validé dans le troisième chapitre.

Enfin, dans le quatrième chapitre, seront présentées les architectures des nouvelles antennes proposées et inspirées des structures CRLH à ondes de fuite. Ces nouvelles antennes utilisant plusieurs structures CRLH nécessitent également une modélisation analytique permettant de les caractériser rapidement. Pour chaque nouvelle antenne proposée, une fois validé par la simulation électromagnétique, son modèle analytique sera utilisé pour définir les types de diagrammes de rayonnement pouvant être obtenus ainsi que leur efficacité de rayonnement.

Liste des acronymes

CRLH	Composite Right-LeftHanded
CST Microwave Studio	Computer Simulation TechnologyMicroWave Studio
TLM	Transmission Line Matrix
ZOR	ZerothOrderResonator

1 Les métamatériaux

Introduction

Les métamatériaux sont définis comme des matériaux artificiels présentant des propriétés électromagnétiques introuvables dans la nature. Ce sont généralement des structures périodiques dont la taille de la cellule unitaire p est très faible devant la longueur d'onde ($p \ll \lambda_0$). La faible dimension de la cellule unitaire permet de considérer les structures à métamatériaux comme des milieux homogènes et par conséquent il est possible de les caractériser avec les paramètres d'un milieu homogène, à savoir la permittivité relative ϵ_r et la perméabilité relative μ_r , ou leur indice de réfraction $n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$.

La Figure 1.1 ci-dessous présente une classification des matériaux en fonction des paramètres constitutifs ϵ et μ .

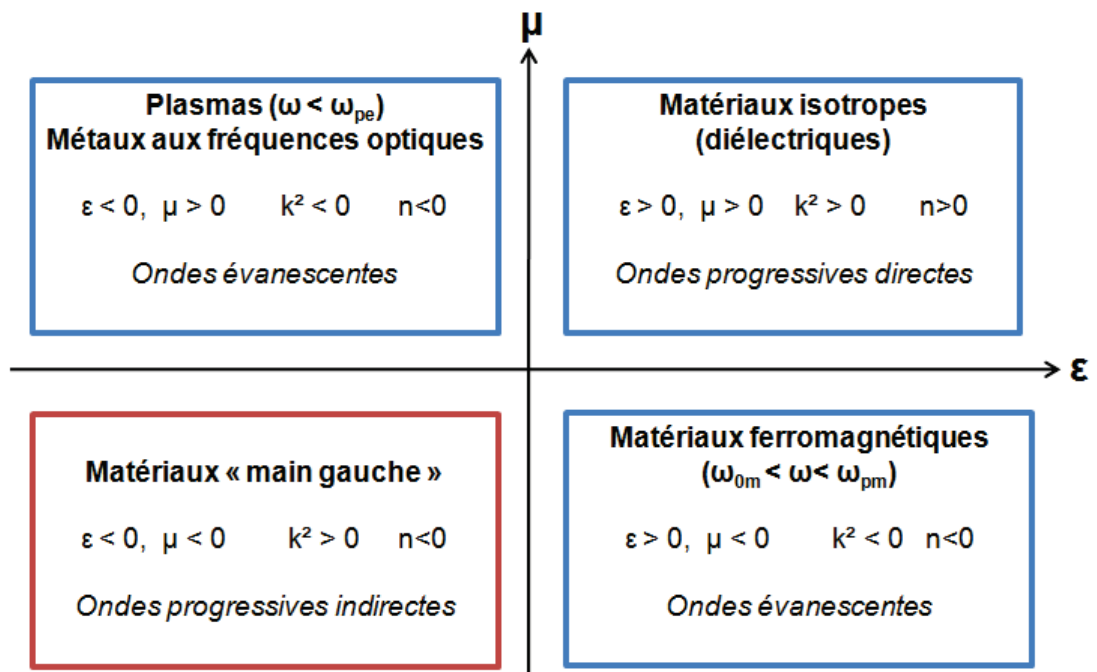


Figure 1.1 Classification des matériaux

Les ondes ne peuvent pas se propager dans les plasmas ($\omega < \omega_{pe}$) ou les matériaux ferromagnétiques ($\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}$) car ils sont caractérisés par une constante de propagation complexe k imaginaire pure. ω_{pm} et ω_{0m} sont respectivement la fréquence plasma magnétique et la fréquence de résonance magnétique du milieu. ω_{pe} est la fréquence plasma électrique du milieu.

Les diélectriques ayant une permittivité positive $\epsilon > 0$ et une perméabilité positive $\mu > 0$ permettent la propagation des ondes dans le même sens que le vecteur de Poynting. Les métamatériaux, caractérisés par une permittivité négative $\epsilon < 0$ et une perméabilité négative $\mu < 0$, permettent également une propagation des ondes mais dans le sens opposé au vecteur de Poynting. Ce type de propagation est dû au fait que le champ électrique, le champ magnétique et la constante de propagation forment un trièdre gauche.

1.1. Classification des métamatériaux

1.1.1. Les matériaux « main gauche »

Ils ont été introduits en 1967 par Viktor Veselago [1]. Il leur a attribué le terme « main gauche » pour définir le fait que le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et la constante de propagation \vec{k} de ces matériaux forment un trièdre gauche (Figure 1.2b), contrairement aux matériaux conventionnels dans lesquels on retrouve un trièdre direct.



Figure 1.2 Trièdre direct (a) et Trièdre gauche (b)

Les matériaux « main gauche » sont caractérisés par une propagation des ondes avec une vitesse de phase et une vitesse de groupe de sens opposés, d'où l'expression « backwardwaves ». Ces matériaux sont généralement des structures périodiques homogènes dans lesquelles la cellule unitaire a une taille très faible devant la longueur d'onde ($p \ll \lambda_0$). Ces structures homogènes peuvent être caractérisées par des paramètres constitutifs ϵ et μ .

J. Pendry a démontré qu'une structure composée de fils métalliques très fins pouvait présenter une fréquence plasma électrique ($\epsilon < 0$) si on lui applique un champ électrique parallèle à l'axe des fils (Figure 1.3) [2]. La fréquence plasma électrique (respectivement magnétique) d'un milieu est la fréquence de coupure en dessous de laquelle la permittivité effective du milieu (respectivement la perméabilité effective) est négative et au-delà de

laquelle la permittivité effective (respectivement la perméabilité effective) devient positive mais très faible ($\epsilon_r < 1$).

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\gamma\omega} \right) \quad (1.1)$$

ω_{pe} étant la fréquence plasma électrique du milieu.

γ représente les pertes dans le milieu en fonction de la fréquence.

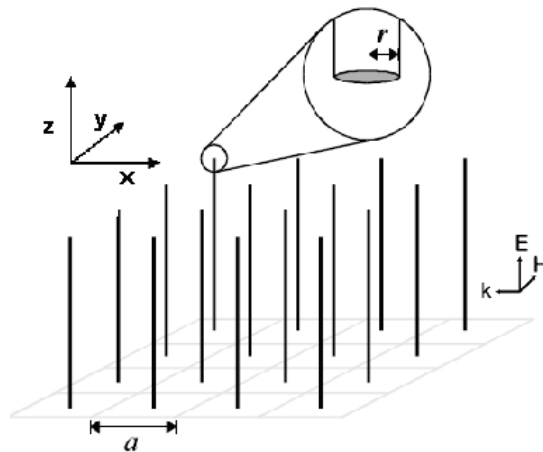


Figure 1.3 Structure 3D à fils métalliques [2]

De même, il a été démontré [3] qu'une structure réalisée avec des anneaux métalliques à fentes (Split Ring Resonators ou SRR) pouvait présenter une fréquence plasma magnétique ($\mu < 0$) si on lui applique un champ magnétique perpendiculaire aux anneaux, de telle sorte à générer un dipôle magnétique (Figure 1.4).

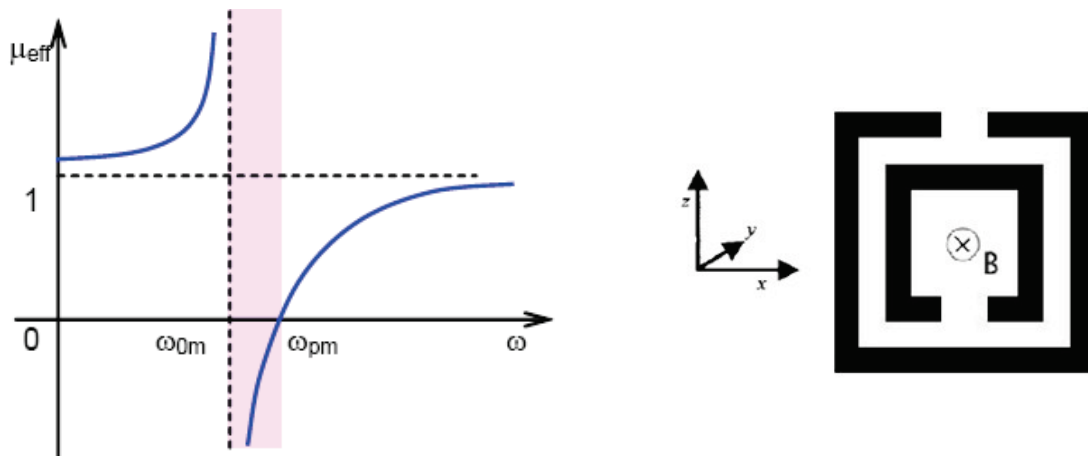


Figure 1.4 Structure anneau métallique à fente

$$\mu(\omega) = \mu_0 \left(1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_{0m}^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\gamma\omega} \right) \quad (1.2)$$

ω_{pm} représente la fréquence plasma magnétique du milieu.

ω_{0m} représente la fréquence de résonance magnétique.

John Pendry démontre en 2000 l'existence de deux structures présentant respectivement une permittivité négative ($\epsilon < 0$) et une perméabilité négative ($\mu < 0$). Ces structures pouvant être réalisées de telle sorte qu'elles aient leurs fréquences plasma dans le domaine microondes. En s'appuyant sur les travaux de J. Pendry, D. R. Smith réalise alors la première structure à indice de réfraction négatif en associant des fils métalliques et des anneaux métalliques (Figure 1.5), afin de synthétiser respectivement une permittivité négative et une perméabilité négative [4], [5].

L'expression de la perméabilité montre le caractère résonant de la structure anneau (Equation 1.2), contrairement à l'expression de la permittivité. Pour avoir simultanément une permittivité négative et une perméabilité négative, si on s'assure que $\omega_{pe} = \omega_{pm}$, il suffit que la fréquence de fonctionnement soit comprise entre la fréquence de résonance magnétique et la fréquence plasma magnétique ($\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}$). Ces structures résonantes à indice de réfraction négatif sont ainsi caractérisées par une faible bande passante. Elles restent difficiles à intégrer dans un système microondes, du fait de leur encombrement et de leur faible efficacité.

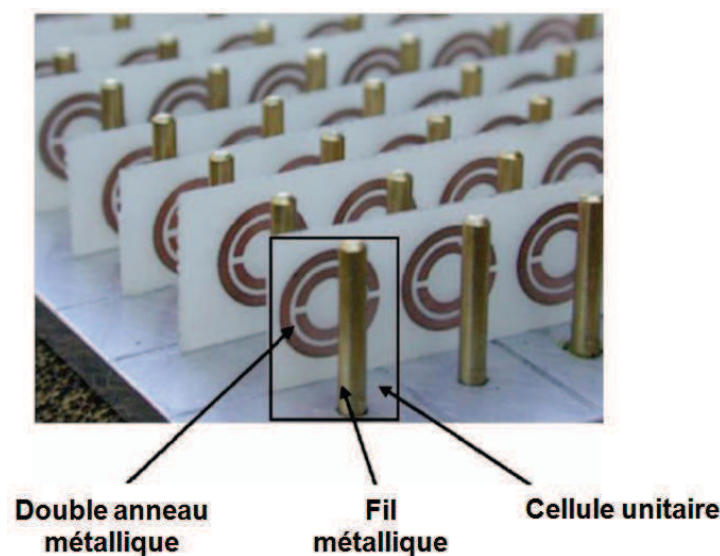


Figure 1.5 Structure 3D constituée d'anneaux à fente et de fils métalliques

Afin de contourner les limites de ces structures résonantes, de nouvelles approches ont été proposées [6], [7], [8]. Elles se basent sur un modèle circuit équivalent d'une ligne de transmission sans pertes constitué d'un circuit LC de type passe-haut, avec une capacité en série et une inductance en parallèle (Figure 1.6). Ce modèle circuit équivalent a déjà été introduit par Brillouin [9], qui a montré que les ondes se propageant dans ce type de circuit ont une vitesse de groupe et une vitesse de phase ayant des sens opposés.

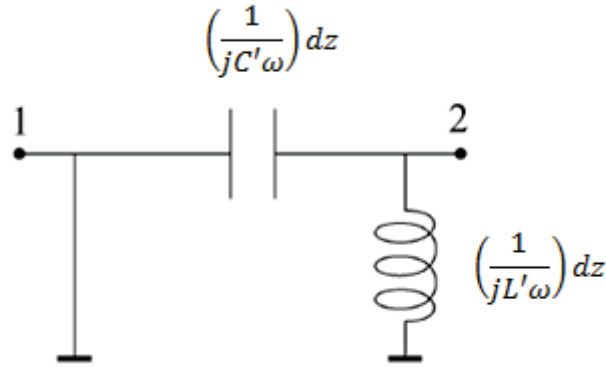


Figure 1.6 Modèle équivalent de la structure « main gauche »

Il existe une relation entre une permittivité négative et une inductance parallèle et également entre une perméabilité négative et une capacité en série [7].

$$\mu = \frac{Z'}{j\omega} \quad \text{avec} \quad \mu = \frac{-1}{C' \omega^2} \quad (1.3)$$

$$\varepsilon = \frac{Y'}{j\omega} \quad \text{avec} \quad \varepsilon = \frac{-1}{L' \omega^2} \quad (1.4)$$

Si on réalise le modèle équivalent ci-dessus en technologie microruban, des effets parasites apparaissent. En effet, lorsqu'une onde se propage à travers la structure « main gauche », le courant associé traversant la capacité en série C' crée des flux magnétiques qui donnent lieu à une inductance en série L'' . De même, il existe une différence de potentiel entre le plan de masse et la partie conductrice, d'où une capacité en parallèle C'' en plus de l'inductance en parallèle L' . Par conséquent, une structure ligne de transmission se comportant comme un matériau purement « main gauche » n'existe pas dans la nature. En technologie microruban, un matériau à indice de réfraction négatif est en réalité une structure

composite CRLH (Composite Right-LeftHanded) dont le modèle circuit sans pertes équivalent est donné par la Figure 1.7, où :

$$C_R = C'' , \quad C_L = C' , \quad L_R = L'' , \quad L_L = L'$$

Par conséquent le matériau composite CRLH est représenté par les termes C_R et L_R qui traduisent son comportement « main droite » (Right-Handed), alors que les termes C_L et L_L représentent sa propriété « main gauche » (Left-Handed).

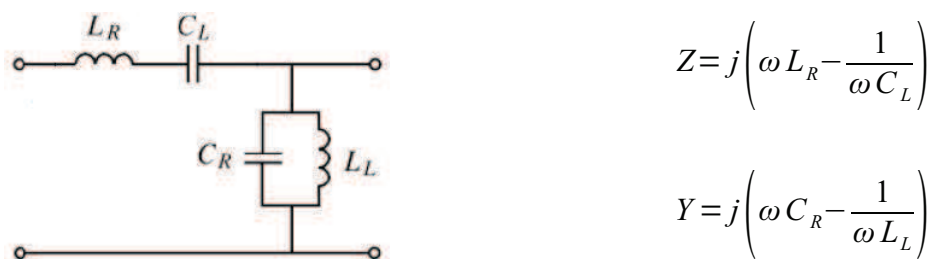


Figure 1.7 Modèle équivalent de la structure composite CRLH

Ce modèle équivalent permet ainsi de modéliser le comportement « main gauche » avec des structures à base de lignes de transmission. Cette technique est d'un grand intérêt car il sera ainsi possible de réaliser des structures de faibles dimensions et ayant de faibles pertes. En effet une bonne adaptation en impédance de la structure permettra de limiter les pertes de désadaptation. La largeur de bande étant contrôlée par les paramètres LC, elle peut ainsi être élargie en utilisant des structures à base de lignes de transmission de nature large bande pouvant synthétiser les capacités et inductances du modèle équivalent (capacités interdigitales, lignes en forme de spirale).

1.1.2. Les structures composites CRLH

En plus d'avoir les caractéristiques des matériaux conventionnels, c'est-à-dire une constante de propagation positive ($\beta > 0$), les structures CRLH (Composite Right-LeftHanded) peuvent avoir une constante de propagation nulle ($\beta = 0$) et même négative ($\beta < 0$). Ces structures généralement périodiques, avec une taille de cellule unitaire très petite devant la longueur d'onde ($p \ll \lambda_g$), se comportent devant les ondes électromagnétiques comme un milieu homogène.

En se basant sur le modèle circuit équivalent de la structure CRLH (Figure 1.8), on peut définir la résonance en série ω_{se} et la résonance en parallèle ω_{sh} qui dépendent des paramètres intrinsèques de la cellule unitaire.

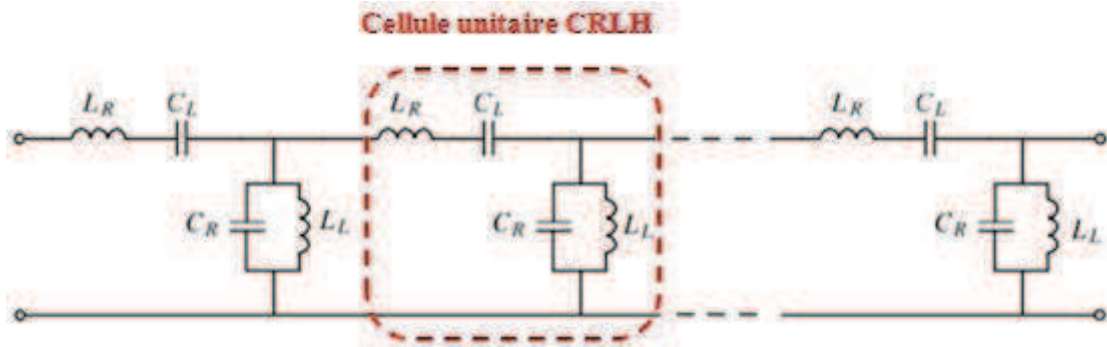


Figure 1.8 Circuit électrique équivalent d'une structure composite CRLH

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad \text{et} \quad \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}} \quad (1.5)$$

À partir de ce modèle de ligne de transmission, on peut déterminer l'impédance linéique Z (Ω/m) et l'admittance linéique Y (S/m) de la ligne [10].

$$Z = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) = j \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_{se}} \right)^2 - 1}{\omega C_L} \quad (1.6)$$

$$Y = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) = j \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_{sh}} \right)^2 - 1}{\omega L_L} \quad (1.7)$$

L'impédance caractéristique de la structure étant définie par : $Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$.

Si $\omega_{se} \neq \omega_{sh}$ la structure est déséquilibrée et présente une discontinuité sur son diagramme de dispersion, comme le montre la Figure 1.9. La constante de propagation β est nulle et la longueur d'onde guidée est infinie sur cette bande de fréquence ($\omega_{se} < \omega < \omega_{sh}$).

Si $\omega_{sc} = \omega_{sh} = \omega_0$, on a : $L_R C_L = C_R L_L$. La structure est dite équilibrée et il n'y a qu'une seule fréquence ω_0 à laquelle $\beta=0$.

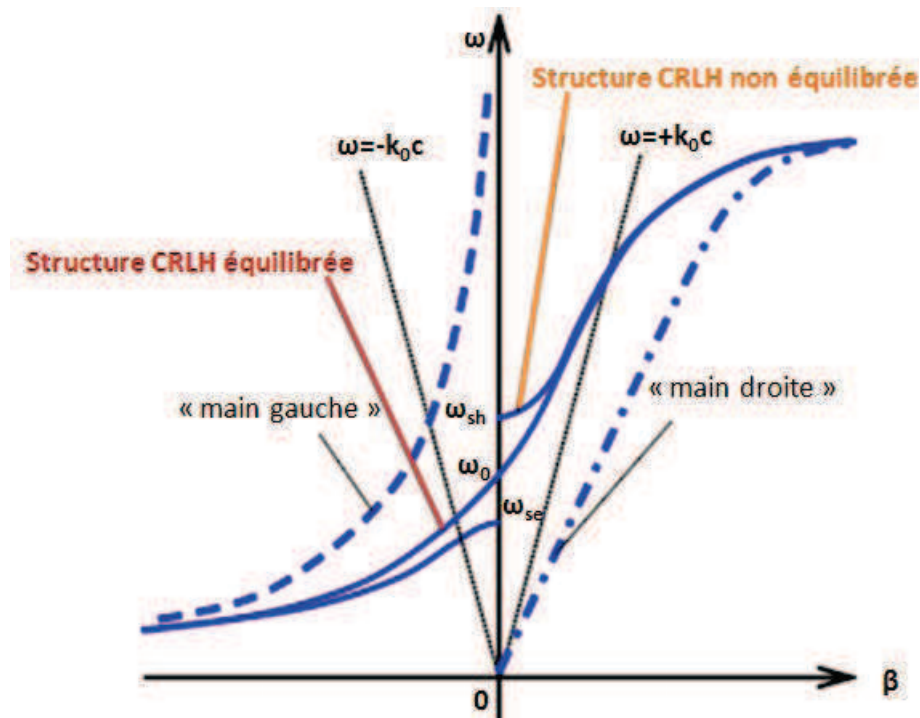


Figure 1.9 Diagramme de dispersion d'une structure CRLH

Les paramètres constitutifs d'une structure ligne de transmission CRLH sont définis par :

$$\mu(\omega) = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L} \quad (1.8)$$

$$\varepsilon(\omega) = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L} \quad (1.9)$$

A très hautes fréquences, les paramètres de la structure CRLH tendent vers les paramètres d'un matériau conventionnel parfait :

$$\mu(\omega \rightarrow \infty) = L_R$$

$$\varepsilon(\omega \rightarrow \infty) = C_R$$

A très basses fréquences les paramètres de la structure CRLH tendent vers ceux d'un matériau « main gauche » parfait :

$$\mu(\omega \rightarrow 0) = \frac{-1}{\omega^2 C_L}$$

$$\varepsilon(\omega \rightarrow 0) = \frac{-1}{\omega^2 L_L}$$

1.1.3. Les cristaux photoniques et structures à bande interdite photoniques (BIP)

Ce sont des structures périodiques qui ont la particularité d'avoir des bandes de fréquences à l'intérieur desquelles il n'y a ni propagation des ondes électromagnétiques, ni émission de photons [11]. Cette propriété est identique au déplacement des électrons dans un semi-conducteur. Les bandes de fréquences interdites aux ondes électromagnétiques correspondent aux bandes interdites des électrons comprises entre leur bande de valence et de conduction. Les bandes interdites photoniques ou régime de Bragg sont délimitées par les fréquences de résonance de Bragg. Au-delà des fréquences de résonance de Bragg, la structure n'est plus homogène. En effet, la taille de la cellule élémentaire est de l'ordre de la demi-longueur d'onde, voire plus ($p \approx n\lambda/2$) pour les structures BIP et les cristaux photoniques.

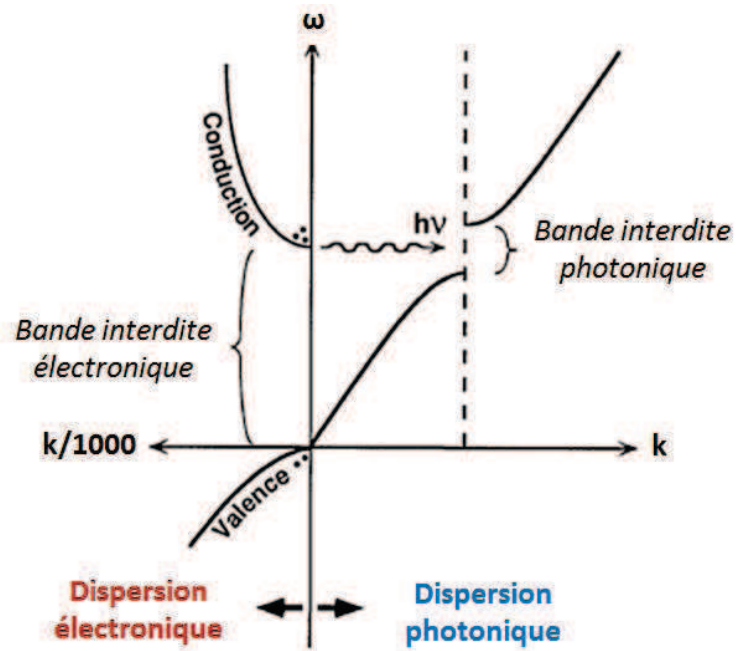


Figure 1.10 Diagramme de dispersion d'une structure photonique

La première structure BIP (Yablonovite) introduite par Yablonovitch[11] est constituée d'un bloc de plexiglas usiné pour reproduire une structure cristalline, (Figure 1.11).

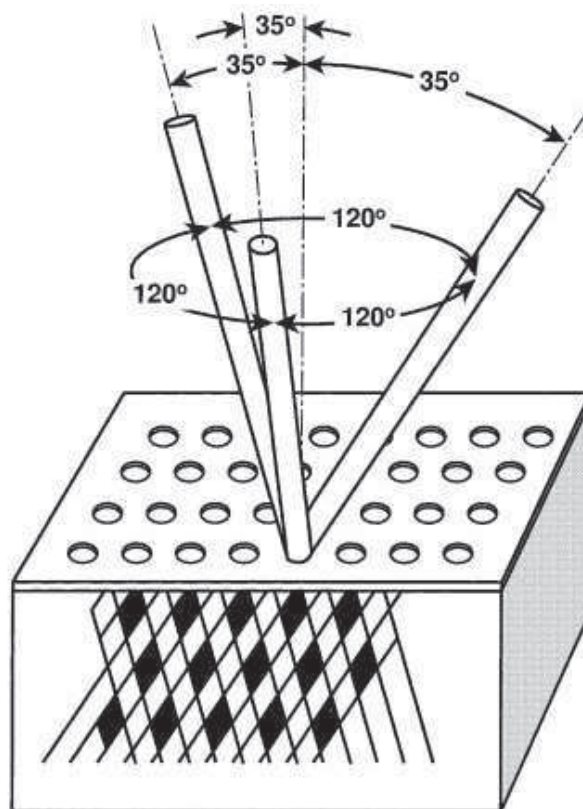


Figure 1.11 Yablonovite

Plus tard, les structures BIP ont été réduites à des structures unidimensionnelles voire bidimensionnelles, qui sont plus pratiques et plus faciles à réaliser que la Yablonovite, comme le montre la Figure 1.12. Pour les structures photoniques, la périodicité est indispensable pour leur fonctionnement en régime de Bragg, alors que les structures composites CRLH sont homogènes et ne nécessitent pas d'être périodiques.

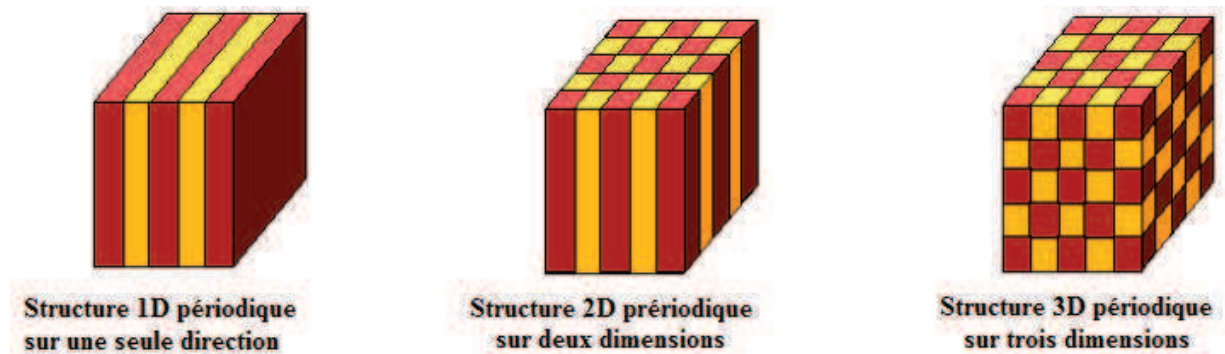


Figure 1.12 Exemples de structures à bande interdite photonique

1.2. Caractérisation des métamatériaux

1.2.1. Les paramètres d'un milieu

Contrairement aux cristaux photoniques qui opèrent à leur fréquence de Bragg (où la dimension de la cellule $p \approx n\lambda_g/2$), les structures CRLH, opèrent dans un régime où la cellule unitaire est très petite devant la longueur d'onde guidée ($p \ll \lambda_g$). Une structure CRLH peut ainsi être considérée comme un milieu homogène caractérisé par une permittivité ϵ et une perméabilité μ , dont les expressions sont données dans les équations (1.7) et (1.8).

1.2.2. Les paramètres de propagation

Les principales grandeurs utilisées pour caractériser les métamatériaux sont l'impédance de Bloch Z_B et la constante de propagation β . Le diagramme de Bloch exprime l'impédance de Bloch Z_B ou impédance caractéristique de la structure en fonction de la fréquence. Le diagramme de dispersion représente la constante de propagation en fonction de la pulsation $\beta(\omega)$ dans la zone de Brillouin qui est la plus petite zone irréductible dans une structure périodique. Le diagramme de dispersion décrit ainsi le déphasage induit par un matériau en fonction de la fréquence.

La zone de Brillouin est délimitée par trois points Γ , M et X qui définissent un triangle isocèle rectangle en X, comme le montre la Figure 1.13. Pour tracer le diagramme de dispersion d'une structure périodique, il suffit de définir la valeur de la constante de propagation dans la zone de Brillouin, en parcourant le triangle: $\Gamma \rightarrow X \rightarrow M \rightarrow \Gamma$.

Zone de Brillouin

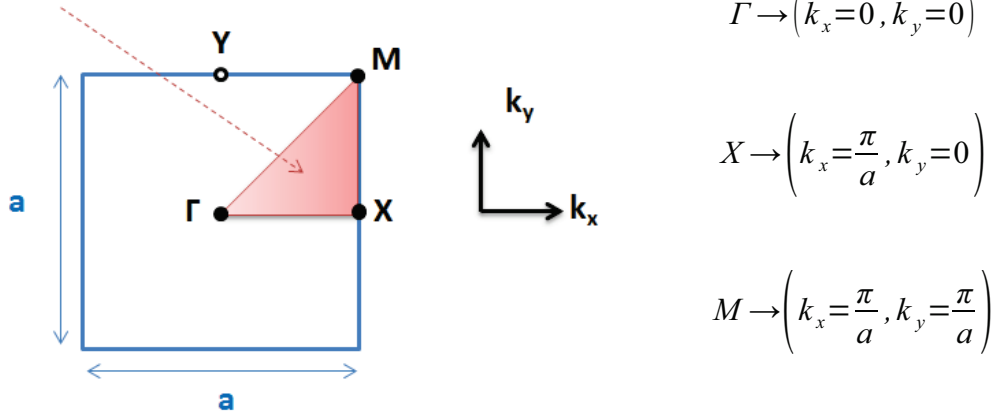


Figure 1.13 Zone de Brillouin sur la cellule unitaire d'une structure périodique

1.2.2.1. Constante de propagation β

La constante de propagation d'une structure périodique peut être obtenue de deux manières :

- Détermination de la constante de propagation β à partir de la phase du coefficient de transmission S_{21}

La matrice chaîne $[A_N B_N C_N D_N]$ d'une structure périodique de N cellules est égale au produit des N matrices représentant chaque cellule [13]:

$$\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^N \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Comme toutes les cellules sont identiques :

$$\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^N \quad (1.11)$$

La matrice S de la structure peut ainsi être déduite de la matrice chaîne précédente [13]:

$$\begin{bmatrix} S_{11,N} & S_{12,N} \\ S_{21,N} & S_{22,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_N + B_N/Z_c - C_N Z_c - D_N & A_N D_N - B_N C_N \\ \frac{2}{A_N + B_N/Z_c + C_N Z_c + D_N} & \frac{1}{A_N + B_N/Z_c + C_N Z_c + D_N} \end{bmatrix} \cdot \begin{matrix} \dot{i} \\ \dot{i} \\ 2 \quad 2 \dot{i} \\ \dot{i} \end{matrix} \quad (1.12)$$

La constante de propagation β ainsi que la constante d'atténuation α peuvent être déduites à partir du coefficient de transmission de la structure complète.

$$S_{21,N} = |S_{21,N}| e^{j\varphi(S_{21,N})} = e^{-(\alpha + j\beta)l} \quad (1.13)$$

l étant la longueur de la structure complète.

La fonction exponentielle complexe étant une fonction périodique, la phase du coefficient de transmission varie dans l'intervalle $[-\pi, +\pi]$ ou $[0, 2\pi]$. Cependant, la constante de propagation est une fonction continue de la fréquence. Il est alors nécessaire d'effectuer un déroulement de la phase ou *unwrapping*. Cette technique consiste à rajouter à la phase d'origine des multiples de $(\pm 2\pi)$ lorsqu'il apparaît des sauts de phase, dus à la périodicité de la fonction exponentielle complexe.

- Détermination de la constante de propagation β à partir des paramètres LCRG du modèle électrique

Cette méthode utilise le théorème de Bloch-Floquet. Pour une structure périodique infinie, le Théorème de Floquet stipule que la seule différence entre les tensions et courants à l'entrée de la cellule n et ceux à l'entrée de la cellule $(n+1)$ est le déphasage et l'atténuation induits $(e^{-\gamma p} = e^{-(\alpha + j\beta)p})$ par la longueur de la cellule élémentaire (p étant la longueur de la cellule élémentaire). Dans une structure périodique sur l'axe (Ox), la variation du champ électromagnétique d'une cellule élémentaire à une autre adjacente est donnée par l'expression suivante :

$$\phi(x+p, y, z) = e^{-\gamma p} \cdot \phi(x, y, z) \quad (1.14)$$

On a $V_{n+1} = V_n e^{-\gamma p}$ et $I_{n+1} = I_n e^{-\gamma p}$
 donc :

Dans cette analyse, un réseau périodique peut être caractérisé par la matrice de transmission ABCD de la cellule élémentaire, sur laquelle on applique des conditions périodiques. En effet dans une structure périodique comportant N cellules élémentaires, il existe une relation entre les tensions et courants à l'entrée et à la sortie de chaque cellule.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = e^{\gamma p} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$\begin{bmatrix} A-e^{jp} & B \\ C & D-e^{jp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (1.16)$$

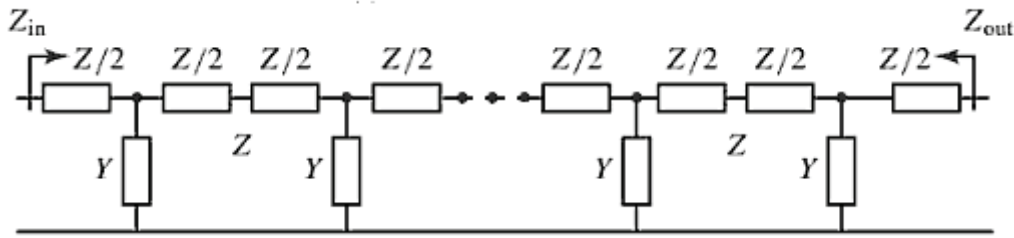
Ce système d'équations a une solution unique si et seulement si la première matrice a un déterminant nul. D'où l'égalité suivante :

$$AD - (A+D)e^{jp} + e^{2jp} - BC = 0 \quad (1.17)$$

Pour une structure CRLH passive AD-BC=1, alors :

$$1 - (A+D)e^{jp} + e^{2jp} = 0 \quad (1.18)$$

Le circuit électrique équivalent d'une structure CRLH symétrique du point de vue de ses deux accès peut être représenté ainsi :



Dans cette structure symétrique, la matrice chaîne peut s'exprimer en fonction des impédances et admittances Z et Y [13]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{ZY}{2} & Z \left(1 + \frac{ZY}{4} \right) \\ Y & 1 + \frac{ZY}{2} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Avec $Z = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right)$ et $Y = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right)$

On peut ainsi obtenir l'expression de la constante de propagation complexe en intégrant l'expression de la matrice ABCD de l'équation (1.20) dans l'équation (1.18).

$$4 \sinh^2\left(\frac{\gamma p}{2}\right) - ZY = 0 \quad (1.21)$$

$$\gamma = \frac{1}{p} \cosh^{-1}\left(1 - \frac{ZY}{2}\right) \quad (1.22)$$

D'où l'expression de la constante d'atténuation et de la constante de propagation :

$$\alpha = \frac{1}{p} \cosh^{-1}\left\{1 - \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\omega^2 L_L C_L} + \omega^2 L_R C_R - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)\right]\right\} \quad (1.23)$$

$$\beta = \frac{1}{p} \cos^{-1}\left\{1 - \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\omega^2 L_L C_L} + \omega^2 L_R C_R - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)\right]\right\} \quad (1.24)$$

La constante de propagation et la constante d'atténuation dépendent ainsi intégralement des paramètres LC du modèle équivalent de la cellule unitaire et de sa longueur p . Cela implique une connaissance au préalable des valeurs des éléments constituant le modèle circuit équivalent. De plus, la précision de cette méthode dépend du nombre de cellules de la structure à caractériser puisque le théorème de Floquet s'applique sur des structures périodiques infinies.

1.2.2.2. Impédance de Bloch Z_B

Dans une structure périodique, le rapport entre les tensions et les courants aux bornes de chaque cellule élémentaire est constant. Cette constante définit l'impédance de Bloch. On l'obtient également avec la matrice ABCD de la cellule unitaire.

$$Z_B = \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (1.25)$$

En utilisant l'équation (1.16), on a :

$$Z_B = \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} = \frac{B}{(A - e^{\gamma p})} = \frac{D - e^{\gamma p}}{C} \quad (1.26)$$

On peut retrouver l'expression de $e^{\gamma p}$ en fonction de A et D, en résolvant l'équation (1.18):

$$e^{\gamma p} = \frac{(A+D) \pm \sqrt{(A+D)^2 - 4}}{2} \quad (1.27)$$

D'où :

$$Z_B = \frac{-2B}{2A - A - D \pm \sqrt{(A+D)^2 - 4}} \quad (1.28)$$

Pour une structure symétrique A=D.

$$Z_B = \frac{\pm B}{\sqrt{A^2 - 1}} \quad (1.29)$$

1.3. Structures CRLH rayonnantes

L'état de l'art montre que les propriétés électromagnétiques inhabituelles des structures CRLH sont utilisées pour réaliser des filtres [14], [15], des diviseurs de puissance [16] ou des coupleurs [17]. Les structures CRLH peuvent également se comporter comme des antennes dont les performances et les applications dépendent entièrement de la courbe $\beta(\omega)$. Selon la valeur de la constante de propagation β , la structure CRLH se comporte comme une antenne résonante ou une antenne à ondes de fuite. Les propriétés électromagnétiques inhabituelles des structures CRLH permettent ainsi d'atteindre des performances plus intéressantes que celles obtenues avec les antennes classiques.

1.3.1. Antenne à ondes de fuite

1.3.1.1. Fonctionnement d'une antenne à ondes de fuite

Une structure à ondes de fuite est une structure guide d'onde ouverte ou une ligne de transmission ayant une interface avec l'air. La propagation des ondes dans la structure à ondes de fuite présentée sur la Figure 1.14, se fait suivant l'axe (Ox). L'angle θ est l'angle formé par

les vecteurs \vec{k}_0 et \vec{k}_z . Il définit la direction du rayonnement des ondes leaky-wave.

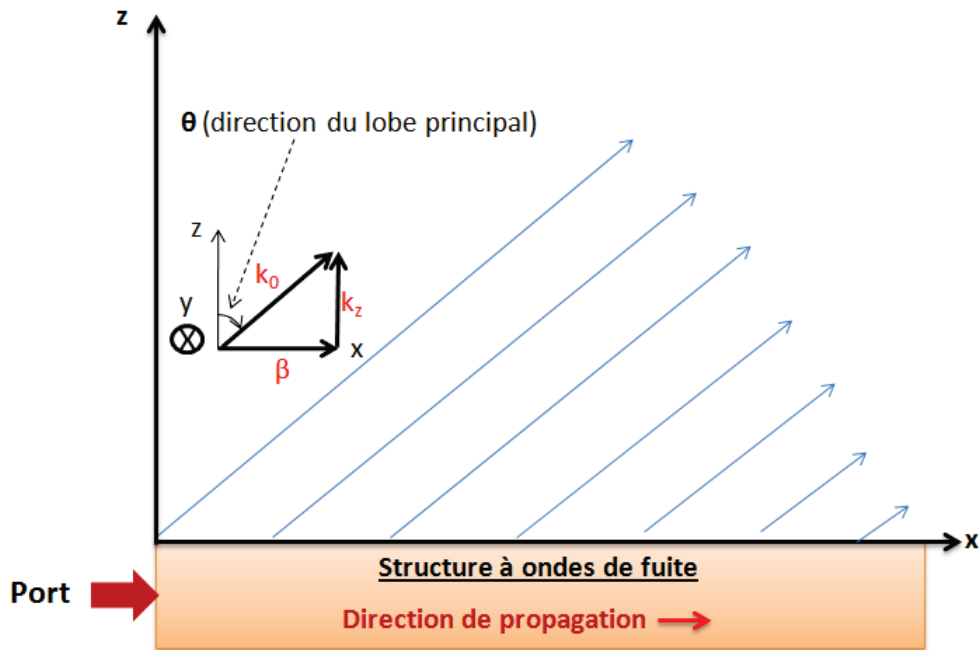


Figure 1.14 Principe de fonctionnement d'une structure à ondes de fuite

Si on néglige la propagation des ondes dans la direction transversale (Oy), les ondes électromagnétiques à l'intérieur d'une structure à ondes de fuite placée sur l'axe (Ox), sont caractérisées par la forme d'onde suivante :

$$A(x, z) = A_0 e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} e^{-j k_z z} = A_0 e^{-\gamma x} e^{-j k_z z} \quad (1.30)$$

Avec $k_z = \sqrt{k_0^2 - \beta^2}$ (1.31)

L'équation (1.30) montre que deux types d'ondes peuvent se propager :

- $\beta > k_0$

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} = \text{imaginaire pur}$$

Les ondes se propagent suivant l'axe (Ox) en s'atténuant progressivement. Elles ne créent pas de rayonnement suivant l'axe (Oz) et sont uniquement guidées dans la structure.

Ces ondes sont appelées « slow waves », car leur vitesse de phase est inférieure à la vitesse de

la lumière dans l'air. En effet : $v_p = \frac{\omega}{\beta} < \frac{\omega}{k_0} = c$

- $\beta < k_0$

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} = \text{réel}$$

Il y a une propagation des ondes suivant les deux axes (Ox) et (Oz). Ces ondes traversent la structure à ondes de fuite tout en produisant un rayonnement dans le plan (xOz), raison pour laquelle elles sont appelées « ondes de fuite » ou ondes leaky-wave. Ces ondes sont aussi appelées « fastwave » car elles ont une vitesse de phase supérieure à la vitesse de la lumière.

Ces deux types de propagation dans la structure à ondes de fuite peuvent être représentés sur le diagramme de dispersion. Il apparaît ainsi une zone de rayonnement délimitée par la condition $-k_0 \leq \beta \leq k_0$ ($-k_0 c \leq \omega \leq k_0 c$). Cette zone a la forme d'une section d'un cône et est appelé *cône de lumière*. Par conséquent, toute structure dont le diagramme de dispersion pénètre dans le cône de lumière, est une structure à ondes de fuite à ces fréquences. L'antenne à ondes de fuite permet ainsi d'effectuer un balayage angulaire du faisceau.

$$\theta_{\text{lobe principal}} = \arcsin\left(\frac{\beta}{k_0}\right) \quad (1.32)$$

β et k_0 sont respectivement la constante de propagation dans la structure et dans l'air.

La largeur du lobe principal est donnée par la relation suivante [18]:

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{\left(\frac{l}{\lambda_0}\right) \cos\theta} \quad (1.33)$$

l étant la longueur de la structure à ondes de fuite.

1.3.1.2. Structures à ondes de fuite uniformes

Ce sont généralement des structures guide d'ondes caractérisées par une section transversale invariante le long de la direction de propagation, ou avec une variation douce et continue [19], [20]. Les antennes à ondes de fuite uniformes classiques sont généralement caractérisées par une constante de propagation positive $\beta > 0$ à toutes les fréquences. Dans ce type de structures, le seul mode « fastwave » qui peut se propager est celui apparaissant à la fréquence limite inférieure de la zone de rayonnement. Les modes apparaissant aux fréquences inférieures à cette fréquence limite sont guidés dans la structure et ne créent pas de rayonnement. Cependant, ces modes apparaissant aux fréquences basses doivent être supprimés afin que seul le mode qui crée le rayonnement soit excité. Ceci implique une alimentation complexe et peu efficace.

Lorsque la structure à ondes de fuite uniforme est alimentée par une de ses extrémités, la direction du faisceau varie entre $\theta = 0^\circ$ et $\theta = +90^\circ$. Le rayonnement à $\theta = 0^\circ$ est difficilement obtenu, car il faudrait avoir $\beta = 0$, sachant que cette condition n'est remplie qu'à la fréquence nulle ($\omega = 0$), soit le continu. Toutefois il existe des solutions pour y parvenir. Une solution est d'alimenter la structure à ondes de fuite par ses deux extrémités ou en son milieu, à une fréquence légèrement supérieure à la fréquence de coupure de la structure guide d'onde [21]. Il apparaît ainsi deux lobes pointant dans deux directions opposées proches de $\theta = 0^\circ$. Ces deux lobes peuvent ainsi fusionner et créer un lobe à $\theta = 0^\circ$.

1.3.1.3. Structures à ondes de fuite périodiques

Elles sont caractérisées par une section transversale variant périodiquement [22]. Dans ces structures, le mode fondamental est guidé, donc le rayonnement est obtenu avec une ou avec la superposition de plusieurs harmoniques. En utilisant les harmoniques négatives on peut créer un balayage avec des angles de rayonnement positifs ($\theta > 0$) ou négatifs ($\theta < 0$).

Les structures à ondes de fuite périodiques présentent systématiquement une bande interdite électromagnétique sur leur diagramme de dispersion. Il n'y a pas de rayonnement à l'intérieur de cette bande interdite, ce qui rend impossible le rayonnement dans l'axe perpendiculaire à la structure à onde de fuite ($\theta = 0^\circ$). Cette bande interdite empêche également la continuité du balayage angulaire depuis les angles négatifs jusqu'aux angles positifs.

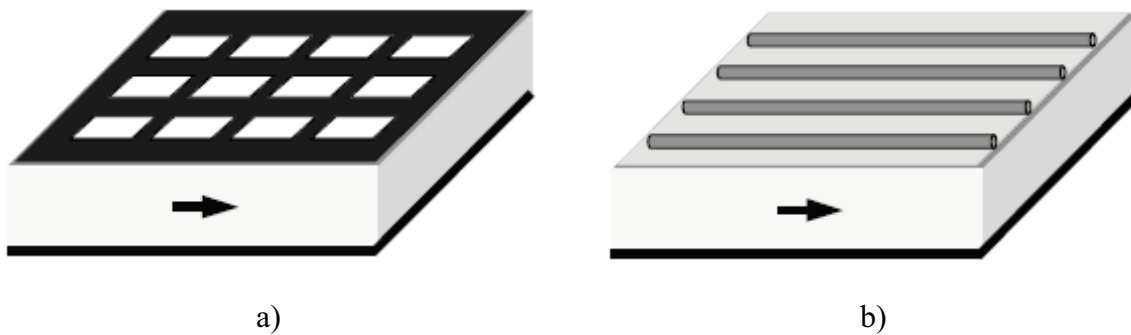


Figure 1.15 Structures à ondes de fuite à fentes périodiques a) ou des fils métalliques b)

1.3.1.4. Structures à ondes de fuite à base de métamatériaux

Les structures à ondes de fuite à base de métamatériaux sont généralement périodiques. Etant donné que la taille de la cellule unitaire est très faible devant la longueur d'onde ($p \ll \lambda$), ces structures à ondes de fuite sont également uniformes. Les structures CRLH en particulier peuvent se comporter comme des antennes à ondes de fuite [23]. En effet, leur diagramme de dispersion décrit une courbe allant de la partie « main gauche » à celle des matériaux conventionnels, qui, pour certaines fréquences pénètre et traverse tout le cône de rayonnement.

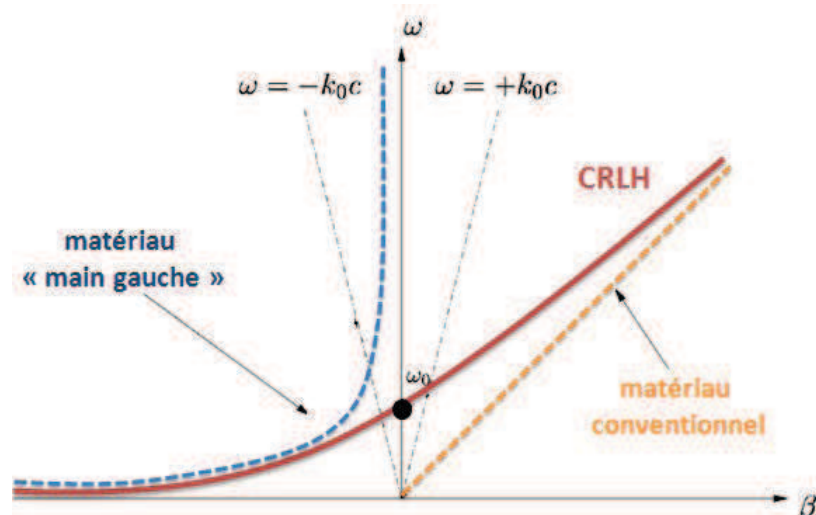


Figure 1.16 Diagramme de dispersion d'une structure CRLH équilibrée

Les structures CRLH permettent ainsi à travers leur diagramme de dispersion de traverser tout le cône de rayonnement ($-k_0 \leq \beta \leq +k_0$). Ceci implique un rayonnement possible dans toutes les directions pour θ variant de -90° à 90° (inclus), y compris dans l'axe ($\theta=0^\circ$

pour $\beta=0$). Le rayonnement dans l'axe à $\theta=0^\circ$ est impossible avec les structures à ondes de fuite classiques, qui sont limitées en terme de balayage et ne peuvent fournir un rayonnement dans l'axe. Pour une structure CRLH équilibrée, le rayonnement dans l'axe perpendiculaire à la structure à onde de fuite ($\theta=0^\circ$) se produit à la fréquence de transition $\omega(\beta=0)$ entre la partie « main gauche » et celle des matériaux conventionnels. Pour une structure non équilibrée, la discontinuité qui apparaît sur le diagramme de dispersion génère une vitesse de groupe nulle et donc il ne peut y avoir de rayonnement. Un autre avantage des structures CRLH à ondes de fuite est qu'elles peuvent facilement être intégrées dans des structures planaires et présentent un faible coût de réalisation.

On présente sur la Figure 1.17 un exemple d'antenne CRLH à ondes de fuite. La structure CRLH [24] est constituée de 10 cellules élémentaires. Chaque cellule est composée de :

- une capacité en série C_L synthétisée par la capacité interdigitale
- une inductance en série L_R créée par le courant sur les digits de la capacité interdigitale
- une inductance en parallèle L_L fournie par un stub en court circuit (via)
- une capacité parallèle C_R créée par la partie conductrice et le plan de masse

La fréquence $f_{(\beta=0)} = 2.4$ GHz. La taille de la cellule unitaire $p \approx \lambda_{(\beta=0)} / 8$.

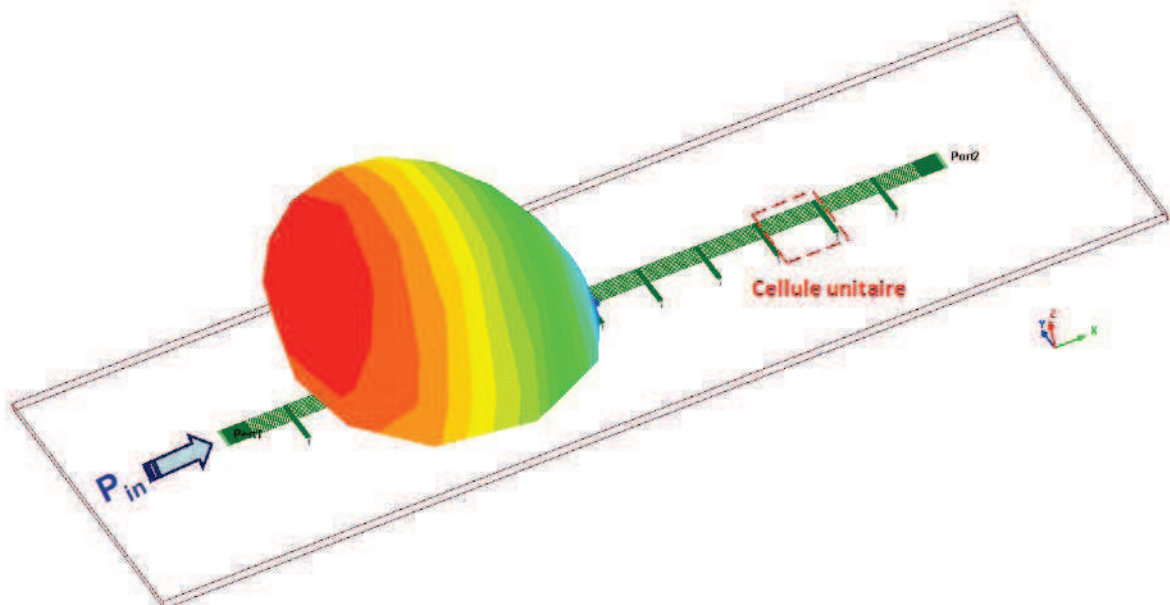


Figure 1.17 Antenne CRLH à ondes de fuite constituée de 10 cellules

Le rayonnement dans le plan (xOz) de l'antenne CRLH ci-dessus est présenté sur la Figure 1.18. On note bien le dépointage du faisceau en fonction de la fréquence.

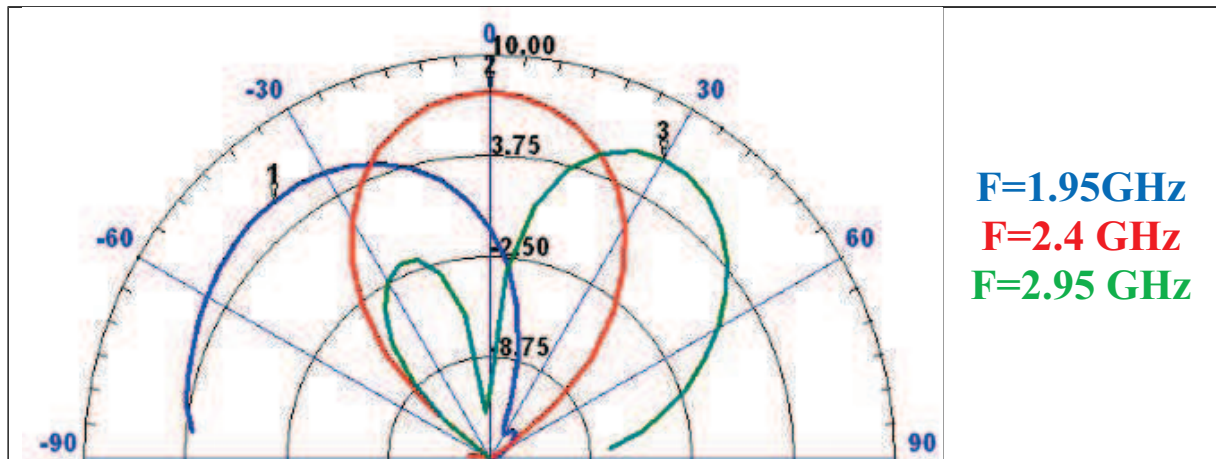


Figure 1.18 Diagrammes de rayonnement de l'antenne CRLH à ondes de fuite dans le plan (xOz)

Les caractéristiques des structures à ondes de fuite CRLH sont comparées à celles des structures à ondes de fuite classiques (uniformes ou périodiques), dans le Tableau 1-1. On remarque que, contrairement aux structures à ondes de fuite classiques, les structures CRLH présentent un motif élémentaire plus petit et un système d'alimentation plus simple car fonctionnant en mode fondamental. De plus le balayage angulaire en fréquences est deux fois plus important avec les antennes CRLH qu'avec les antennes à ondes de fuite classiques. Les structures CRLH à ondes de fuite s'avèrent ainsi être très intéressantes, notamment pour les applications radars.

Tableau 1-1 Comparaison entre les antennes à ondes de fuite classiques et les antennes à ondes de fuite à métamatériaux

	Structure à ondes de fuite <u>uniforme</u>	Structure à ondes de fuite <u>périodique</u>	Structure à ondes de fuite <u>CRLH</u>
Taille du motif élémentaire	$\lambda_g/2$	$\lambda_g/2$	$\approx \lambda_g/8$

Modes de fonctionnement	Mode apparaissant à la fréquence limite inférieure de la zone de rayonnement	Superposition de plusieurs harmoniques	Mode fondamental de la ligne CRLH
Balayage Quadrant droit $0^\circ < \theta_{\text{lobe principal}} < 90^\circ$	Oui	Oui	Oui
Balayage Quadrant gauche $-90^\circ < \theta_{\text{lobe principal}} < 0^\circ$	Non	Oui (avec le mode $n=-1$)	Oui
Rayonnement à $\theta_{\text{lobe principal}} = 0^\circ$	Non (onde stationnaire)	Non (onde stationnaire)	Oui (onde progressive)

1.3.2. Antennes résonantes

1.3.2.1. Antennes bi-bandes

Sur le diagramme de dispersion d'une structure CRLH, pour chaque résonance apparaissant dans le quadrant droit (matériaux conventionnels), il existe une résonance correspondante dans la partie des matériaux « main gauche ». Pour une structure CRLH terminée par un circuit ouvert, ces résonances correspondantes présentent le même module pour la constante de propagation ($|\beta_{(-m)}| = |\beta_{(+m)}|$) et la même impédance. Par conséquent, la structure CRLH peut ainsi produire deux résonances : l'une ayant les propriétés d'un matériau à indice de réfraction négative et l'autre celles d'un matériau conventionnel [25].

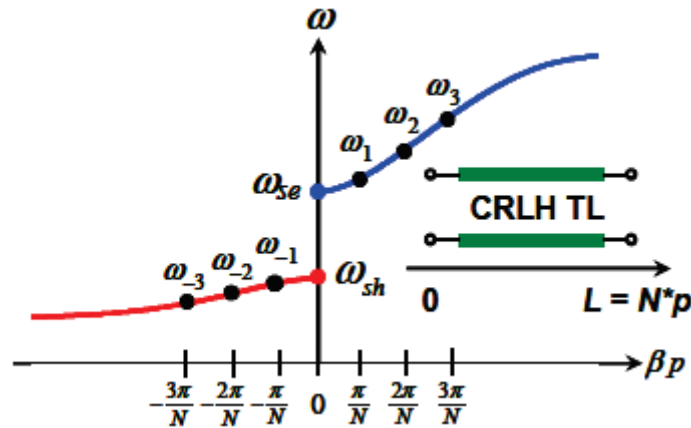


Figure 1.19 Modes de résonance d'une ligne de transmission CRLH

Les structures résonantes CRLH permettent ainsi de réaliser des antennes bi-bandes avec des diagrammes de rayonnement identiques aux deux fréquences de résonances [26], [27]. Cela est d'un grand intérêt car les antennes conventionnelles bi-bandes présentent une seconde résonance qui est généralement un multiple du mode fondamental et par conséquent produisent des diagrammes de rayonnement différents. De plus, les résonances créées par la structure CRLH sont totalement indépendantes.

La fréquence de résonance ne dépend pas de la longueur physique de la structure mais uniquement des paramètres L et C du circuit équivalent de la cellule unitaire CRLH. Ceci permet d'avoir plus de degrés de liberté sur la conception de l'antenne contrairement aux antennes résonantes conventionnelles. Les dimensions de la cellule unitaire sont ainsi limitées par les valeurs de L et C fixées par la technologie de fabrication.

Ci-dessous un exemple d'antenne CRLH résonante bi-bande à polarisation linéaire [26]. Elle comporte 8 cellules unitaires définissant un cercle et réalisées avec des capacités interdigitales et des stubs inductifs interconnectés au centre du cercle.

Les stubs de la structure sont terminés par des circuits ouverts, ce qui lui donne une impédance capacitive. D'où la présence d'une capacité interdigitale reliée à la ligne d'alimentation 50Ω .

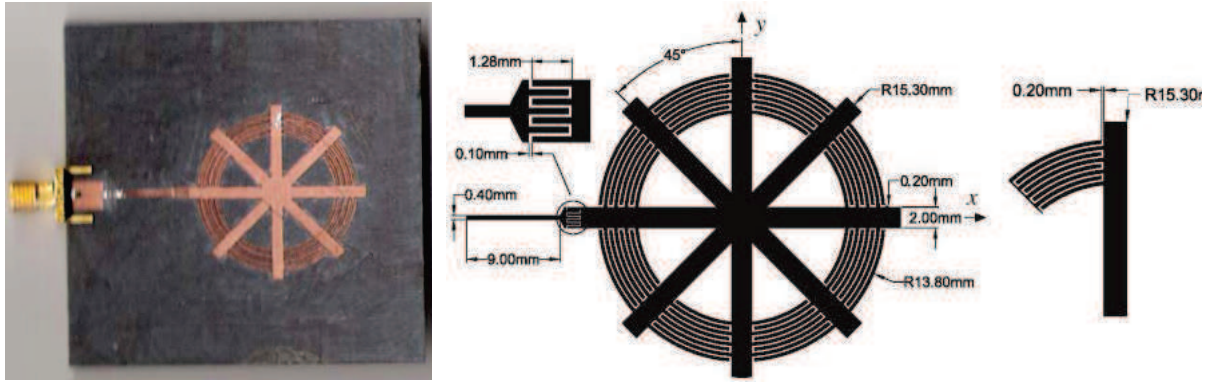


Figure 1.20 Antenne CRLH bi-bande [26]

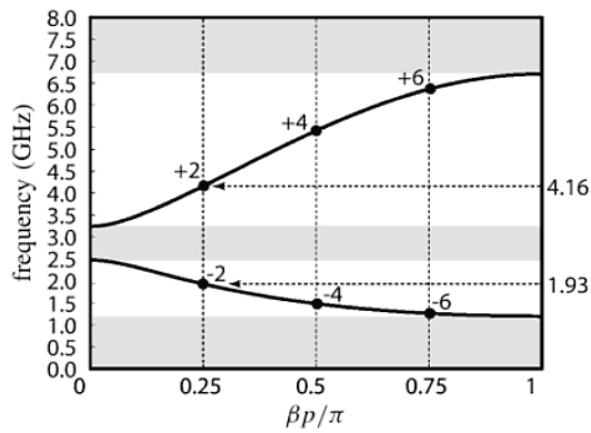


Figure 1.21 Modes de résonances de l'antenne CRLH bi-bande [26]

Les modes $m=-2$ (1.93 GHz) et $m=+2$ (4.16 GHz) sont excités. Les diagrammes sont presque identiques aux deux fréquences de résonance. Le gain mesuré est de -3.2dB à $f_2=1.93$ GHz et 7.4 dB à $f_2=4.16$ GHz.

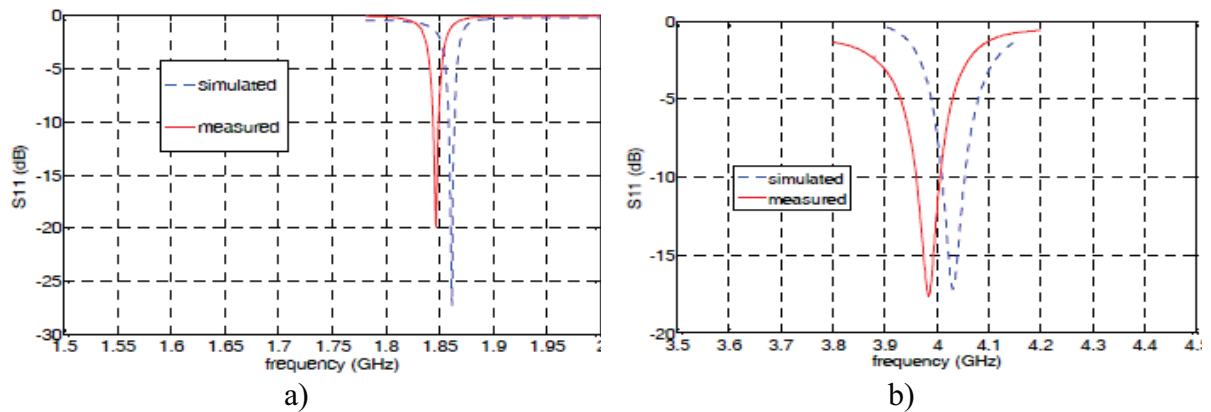


Figure 1.22 Adaptation en impédance de l'antenne CRLH bi-bande à la 1^{ère} résonance a) et à la 2^{ème} résonance b) [26]

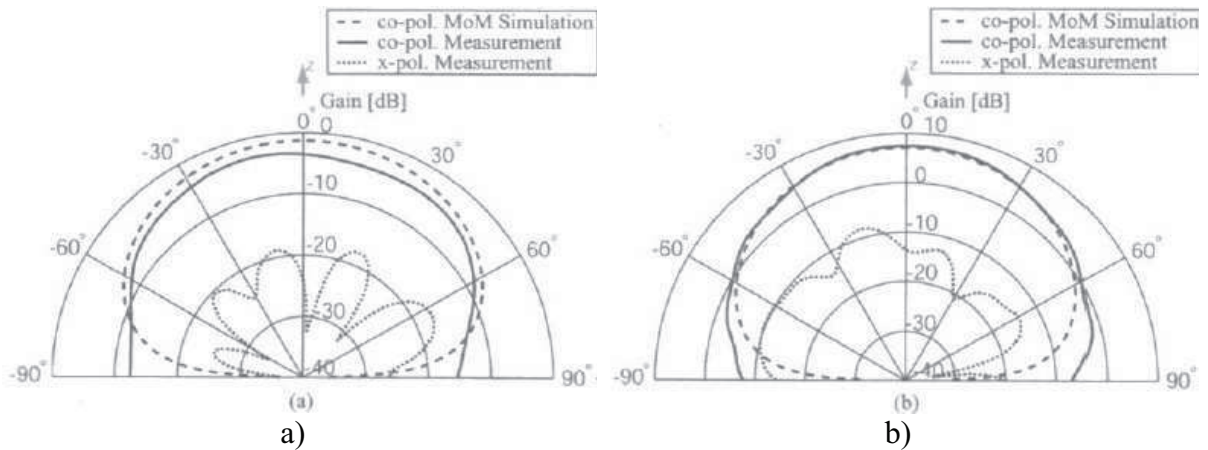


Figure 1.23 Diagrammes de rayonnement de l'antenne CRLH bi-bande à la 1^{ère} résonance a) et à la 2^{ème} résonance b) [26]

Les deux résonances ($m=\pm 2$) de l'antenne CRLH bi-bande présentent bien le même diagramme de rayonnement.

Cette antenne est intéressante car elle permet d'obtenir le même diagramme de rayonnement à deux fréquences indépendantes. Toutefois la bande passante autour de chaque résonance reste faible

1.3.2.2. Résonateur d'ordre zéro

La résonance d'ordre zéro a lieu sur le diagramme de dispersion, à la fréquence de transition entre la zone « main gauche » et celle des matériaux conventionnels. Elle correspond à une propagation uniforme de l'onde à travers la structure CRLH. A cette fréquence de résonance, la distribution du champ électrique est uniforme (non harmonique), donc indépendante de la longueur physique de l'antenne. Par conséquent, l'impédance caractéristique de la structure est également indépendante de la longueur de la structure. D'où la possibilité de réaliser des antennes de très petite taille [28], [29], [30]. La répartition uniforme du champ réduit fortement les pertes résistives. Par conséquent, on peut obtenir une grande efficacité de rayonnement avec ce type d'antenne.

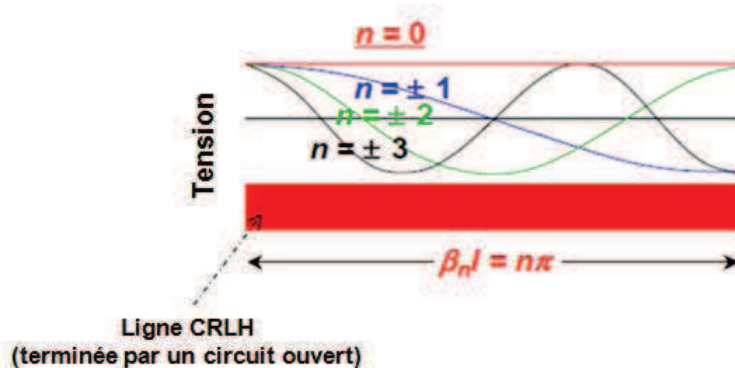


Figure 1.24 Distribution du champ électrique dans une ligne de transmission CRLH terminée par un circuit ouvert

Si la structure CRLH est équilibrée, il n'y a qu'une seule résonance d'ordre zéro.

$$\omega_0 = \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}} \text{ d'où } C_R L_L = C_L L_R$$

Si la structure CRLH n'est pas équilibrée, en fonction du circuit de terminaison, il existe différentes résonances pour lesquelles $\beta=0$.

- Circuit ouvert

Pour une structure à pertes, le circuit équivalent du résonateur d'ordre zéro composé de N cellules CRLH, est un circuit RLC parallèle.

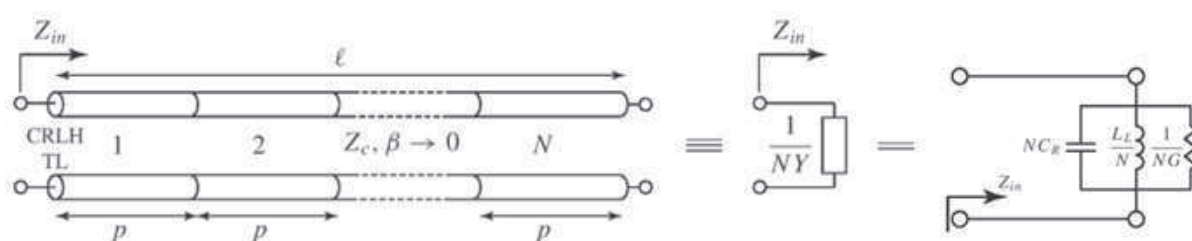


Figure 1.25 Circuit équivalent de la structure CRLH terminée par un circuit ouvert

$$\omega_0^{open} = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}} \tag{1.34}$$

Le facteur de qualité du résonateur d'ordre zéro, terminé par un circuit ouvert est :

$$Q_0^{open} = \frac{\omega_0^{open}}{\Delta \omega} \text{ avec } \Delta \omega = \frac{1}{N C_R \left(\frac{1}{NG} \right)} \quad (1.35)$$

$$Q_0^{open} = \omega_{sh} C_R \left(\frac{1}{G} \right) \quad (1.36)$$

$$Q_0^{open} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C_R}{L_L}} \quad (1.37)$$

Le facteur de qualité dépend uniquement de la conductance de la cellule élémentaire et du rapport C_R/L_L . On peut ainsi améliorer le facteur de qualité en augmentant ce rapport.

- Court-circuit

Pour une structure à pertes, le circuit équivalent est un circuit RLC série.

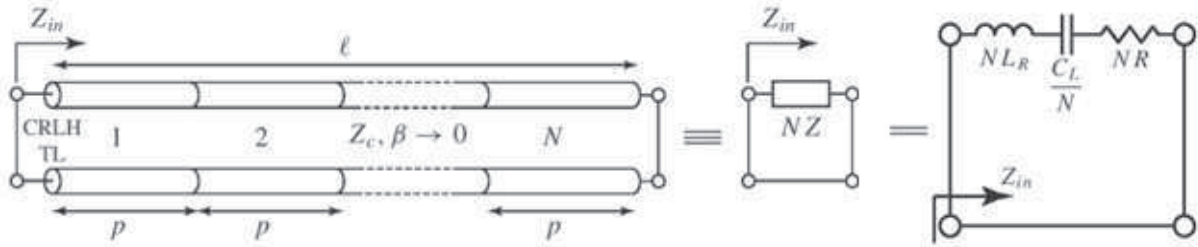


Figure 1.26 Circuit équivalent de la structure CRLH terminée par un court-circuit

$$\omega_0^{short} = \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{C_L L_R}} \quad (1.38)$$

$$Q_0^{short} = \frac{\omega_0^{short}}{\Delta \omega} \text{ avec } \Delta \omega = \frac{R}{L_R} \quad (1.39)$$

$$Q_0^{short} = R \sqrt{\frac{C_L}{L_R}} \quad (1.40)$$

Le facteur de qualité du résonateur d'ordre zéro, terminé par un court-circuit dépend uniquement de la résistance de la cellule unitaire et du rapport C_L/L_R . On peut ainsi obtenir un

facteur de qualité élevé car Q ne dépend pas du nombre de cellules et donc pas de la longueur du résonateur. Que la structure CRLH soit terminée par un circuit ouvert ou un circuit fermé, la fréquence de résonance et le facteur de qualité du résonateur d'ordre zéro dépendent uniquement des éléments du modèle électrique de la cellule unitaire (L_L , C_L , L_R , C_R). Les dimensions du résonateur d'ordre zéro sont donc limitées par la technologie utilisée.

Ci-dessous un exemple de résonateur d'ordre zéro constitué de 4 cellules CRLH [28]. La dimension de la cellule unitaire est égale à 2.5mm ($\lambda_{(\beta=0)}/25$). L'antenne est imprimée sur un substrat de permittivité relative $\epsilon_r=2.68$ et d'épaisseur $h=0.787\text{ mm}$. La fréquence de résonance de l'antenne est $f_{(\beta=0)}=4.88\text{ GHz}$. En comparant les dimensions de cette antenne (10 mm) avec celles d'une antenne patch $\lambda/2$ imprimée sur un même substrat à la même fréquence de résonance (20.6 mm), on remarque une réduction de taille de 75% (Figure 1.28).

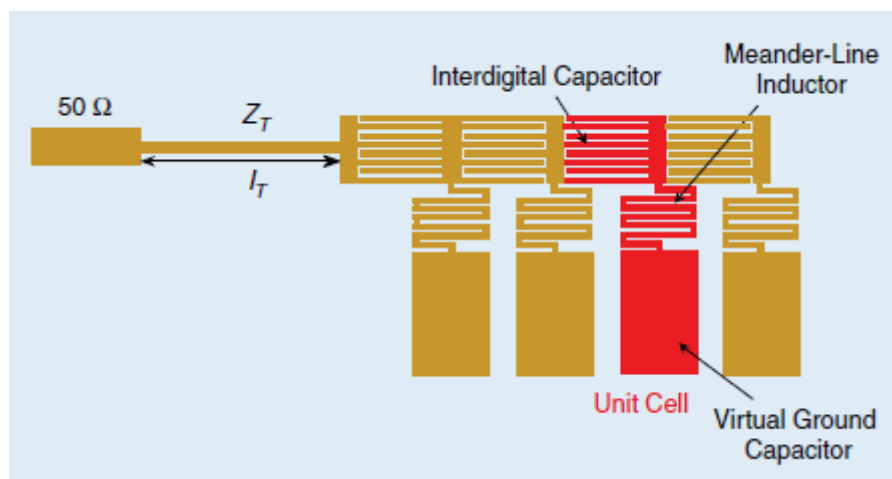


Figure 1.27 Antenne ZOR [28]

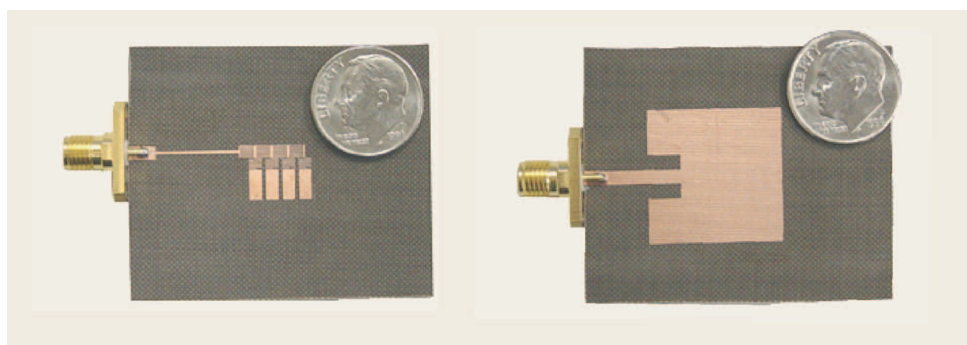


Figure 1.28 Comparaison entre l'antenne ZOR et une antenne patch résonant à la fréquence $f_{(\beta=0)}$ [28]

L'antenne est alimentée par une ligne 50Ω . Elle présente une adaptation à -11 dB pour le mode $n=0$ et un large faisceau.

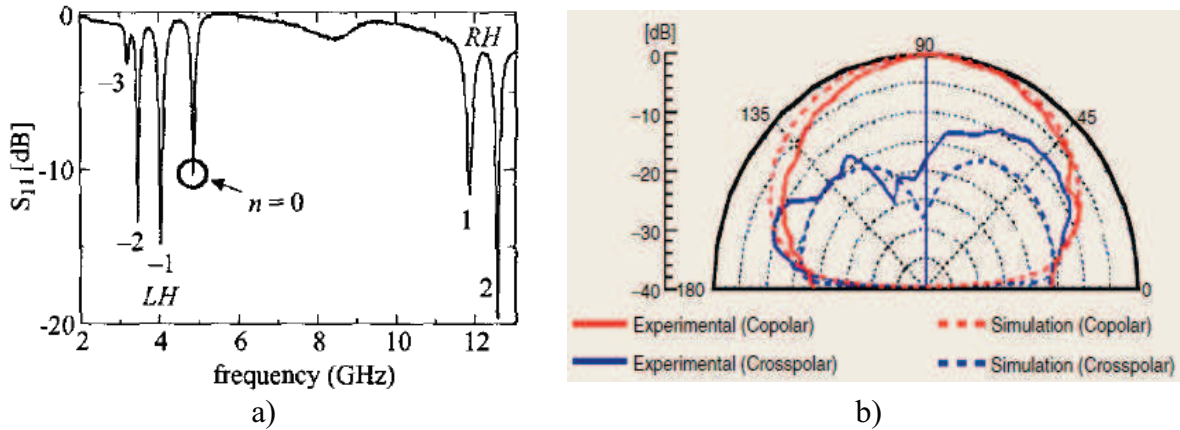


Figure 1.29 Module du coefficient de réflexion de l'antenne ZOR a) et son diagramme de rayonnement à la fréquence $f(\beta=0)$

L'antenne ZOR est ainsi très intéressante du fait de ses faibles dimensions. Par contre elle présente une bande passante très réduite (largeur de bande relative $< 3\%$). Les antennes résonantes présentent donc de faibles dimensions mais ne permettent pas d'effectuer un balayage angulaire du faisceau. Les structures CRLH à ondes de fuite semblent ainsi être la solution pour répondre aux objectifs de la thèse.

Conclusion

Les structures à métamatériaux CRLH (à ondes de fuite ou résonantes) s'avèrent être une solution très intéressante pour réaliser des antennes de faibles dimensions. L'état de l'art montre en effet que le compromis entre la taille de l'élément rayonnant, son efficacité et sa bande passante est moins important qu'avec les matériaux conventionnels.

Les résonateurs d'ordre zéro présentent également un grand intérêt pour la réalisation de petites antennes. La distribution uniforme du champ électrique et indépendante de la longueur physique de l'antenne permet de réduire fortement la taille de l'antenne tout en conservant ses performances. De plus, cette distribution uniforme du champ électrique tout le

long de la structure optimise son efficacité de rayonnement. L'autre avantage de ce type de structure est que le facteur de qualité du résonateur d'ordre zéro dépend uniquement des éléments du modèle électrique de la cellule unitaire et non de la longueur de la structure. Cependant sa bande passante généralement très réduite ainsi que son diagramme de rayonnement ne permettent pas de répondre au cahier des charges.

Les antennes CRLH à ondes de fuite sont par contre particulièrement intéressantes pour la suite des travaux. En effet elles permettent d'effectuer un balayage angulaire du faisceau plus important, en comparaison avec les antennes à ondes de fuite classiques. Afin de mieux les exploiter pour répondre au cahier des charges, il est important de bien comprendre leur fonctionnement. Une étude paramétrique d'une antenne CRLH à ondes de fuites sera donc effectuée dans le prochain chapitre.

Références

- [1] V. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ”, *Soviet Physics Uspekhi*, Vol.10, No.4, February 1968.
- [2] J. B. Pendry, “Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures”, *The American Physical Society*, 1996.
- [3] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999.
- [4] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity”, *Physics Review Letters*, Vol.84, No.18, May 2000.
- [5] R. A. Shelby, D.R. Smith, S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction”, *Science*, Vol.292, April 2001.
- [6] A. Grbic, G. V. Eleftheriades, “A backward-wave antenna based on negative refractive index LC networks”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.4, 2002.
- [7] C. Caloz, “Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microruban LH line”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.2, 2002.
- [8] A. A. Oliner, “A planar negative-refractive-index medium without resonant elements”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2003.
- [9] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures*, McGraw-Hill, 1946.
- [10] C. Caloz, T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, Wiley-IEEE Press, 2006.

- [11] E. Yablonovitch, "Photonic band gap structures", *Journal of Optical Society of America B*, Vol.10, No.2, February 1993.
- [12] N. W. Ashcroft, N. D. Mermin, *Solid State Physics*, Saunders, New York, 1976.
- [13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Edition, John Wiley & Sons, 2004.
- [14] B. Ghahremani, M. Kamyab, "The design of a novel compact CRLH band pass filter with harmonics suppression", *Progress in Electromagnetics Research C*, Vol. 16, 2010.
- [15] T. Ishizaki, M. Tamura, C.A. Allen, T. Itoh, "Left-handed band pass filter realized by coupled negative order resonators", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2008.
- [16] H. T. Hai, P. Anh-Vu, "Compact Wilkinson power divider based on novel via-less composite right/left-handed (CRLH) transmission lines", *Third International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, 2010.
- [17] I. A. Mocanu, T. Petrescu, "Novel dual band hybrid rat-race coupler with CRLH and D-CRLH transmission lines", *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2011.
- [18] A. Oliner, "Leaky-wave antennas", in *Antenna Engineering Handbook*, Third Edition, edited by R. C. Johnson, McGraw Hill, 1993.
- [19] O. Losito "A broad beam and broadband tapered leaky-wave antenna", *19th International Conference ICECom on Applied Electromagnetics and Communications*, 2007.
- [20] J. Liu, D. R. Jackson and Y. Long, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) leaky-wave antenna with transverse slots", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 1, January 2012.
- [21] G. Lovat, P. Burghignoli and D. R. Jackson, "Fundamental properties and optimization of broadside radiation from uniform leaky-wave antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, May 2006.

- [22] Y. Li, Q. Xue, H. Z. Tan, and Y. Long, "The Half-Width Microruban Leaky Wave Antenna With the Periodic Short Circuits", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 9, September 2011.
- [23] L. Liu, C. Caloz, T. Itoh, "Dominant mode leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability", *Electronics Letters*, Vol. 38, 2002.
- [24] Ansoft Corporation, *Left-Handed Metamaterial Design Guide*, 2007.
- [25] C. J. Lee, K. M. Leong, and T. Itoh, "Composite Right/Left-Handed Transmission Line Based Compact Resonant Antennas for RF Module Integration", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 8, August 2006.
- [26] S. Otto, A. Rennings, C. Caloz, P. Waldow, T. Itoh, "Composite Right/Left-Handed λ -Resonator Ring Antenna for Dual Frequency Operation", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, 2005.
- [27] K.L. Sheeja, Nabil Dakhli, P.K. Sahu, S.K. Behera, "Resonant antenna based on CRLH TL", *International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, September, Kyiv, Ukraine, 2010.
- [28] A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, H. Kubo, C. Caloz, and T. Itoh, "A planar zeroth order resonator antenna using left-handed transmission line", *European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, 2004.
- [29] Hong-Min Lee, "A Compact Zeroth-Order Resonant Antenna Employing Novel Composite Right/Left-Hand Transmission-Line Unit-Cells", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, 2011.
- [30] J. Ha, K. Kwon, J. Choi, "Compact zeroth-order resonance antenna for implantable biomedical service applications", *Electronics Letters*, Vol. 47, No. 23, November 2011.

Chapitre 1 Etude paramétrique et optimisation d'une antenne CRLH à ondes de fuite

Introduction

L'état de l'art a montré que les structures CRLH possèdent des propriétés très intéressantes. Parmi les différentes structures rayonnantes CRLH présentées dans le premier chapitre, les antennes CRLH à ondes de fuite semblent être les plus appropriées pour des applications radars. Ces antennes CRLH à ondes de fuite permettent en effet un balayage angulaire du faisceau plus important que les antennes à ondes de fuite classiques, de plus elles ont également une large bande passante [1].

Comme le montre le modèle équivalent sur la Figure 2.30, une ligne CRLH doit être composée d'une capacité en série C_L et d'une inductance en parallèle L_L , C_R et L_R étant des effets parasites.

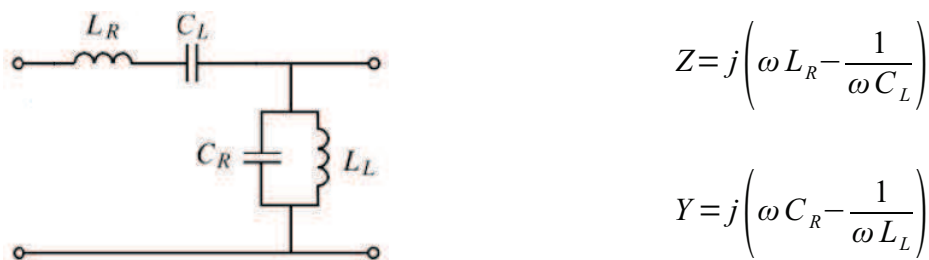


Figure 2.30 Modèle équivalent de la structure composite CRLH

Différentes technologies sont utilisées pour concevoir les structures CRLH. On retrouve dans la littérature des structures CRLH réalisées avec des éléments localisés reliés par des lignes de transmission, mais plus généralement elles sont réalisées avec des éléments distribués (ligne microruban, ligne coplanaire, MIM : Metal Isolant Metal). La technique MIM consiste à imprimer des pavés métalliques sur les deux faces d'un même substrat afin de créer une capacité par les surfaces en regard. Cette méthode permet ainsi de réaliser des structures compactes [2], [3], avec de grandes valeurs de capacités en utilisant des substrats de très faible épaisseur et peu dispersifs, mais elle reste coûteuse.

La technologie microruban est la plus utilisée car moins coûteuse et plus facile à réaliser [4], [5]. La structure CRLH la plus simple en technologie microruban est une structure périodique de type « champignon » [6], dans laquelle chaque cellule est constituée d'un pavé métallique court-circuité en son centre par un via métallique. Le pavé court-circuité

représente l'inductance en parallèle L_L alors que la capacité en série C_L du modèle est synthétisée par le gap qui sépare les pavés. Toutefois cette structure présente une bande passante réduite. Pour avoir une bande passante plus large le gap est remplacé par une capacité interdigitale et le pavé métallique court-circuité par un stub court-circuité par un via métallique [7].

Dans ce chapitre, une étude paramétrique sur une structure CRLH à ondes de fuite est effectuée. Le motif de cette antenne CRLH est constitué d'une capacité interdigitale reliée à un stub court-circuité par un via métallique. Une fois les performances de l'antenne CRLH obtenues, l'influence de ses paramètres géométriques, tels que la dimension latérale du substrat ou la permittivité du substrat sur ses performances sera étudiée. Une capacité interdigitale présente souvent des résonances parasites pouvant réduire sa bande de fonctionnement, une optimisation de la cellule CRLH sera alors effectuée. Enfin, l'efficacité de rayonnement de l'antenne CRLH optimisée sera calculée en fonction du nombre de cellules qui la constituent.

2.1. Etude paramétrique d'une antenne CRLH à ondes de fuite

2.1.1. Géométrie de l'antenne CRLH

Le motif élémentaire de l'antenne CRLH est composé d'une capacité interdigitale reliée à un stub court-circuité par un via métallique [7], comme le montre la Figure 2.31. La ligne CRLH est imprimée sur un substrat présentant de faibles pertes, de type Rogers Duroid RT5880 avec $\epsilon_r=2.2$ ($\tan\delta=0.0009$).

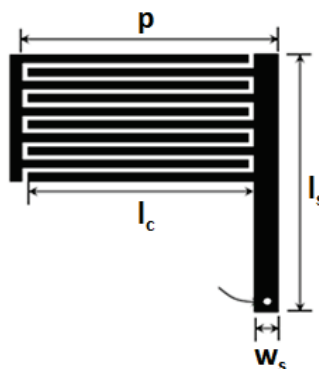


Figure 2.31 Motif élémentaire CRLH

Les dimensions de la cellule CRLH sont présentées sur le Tableau 2-2 [7].

Tableau 2-2 Dimensions de la cellule unitaire CRLH

Paramètres de la cellule unitaire CRLH	Dimensions(mm)
Période de ligne CRLH p	11.4
Longueur des digits de la capacité interdigitale l_c	10.2
Largeur des digits de la capacité interdigitale w_c	0.3
Gap entre les digits de la capacité interdigitale g	0.2
Longueur du stub l_s	10.9
Largeur du stub w_s	1
Rayon du via r	0.125
Epaisseur du substrat h	1.57

La cellule unitaire CRLH ayant des dimensions très petites devant la longueur d'onde ($p \approx \lambda_{(\beta=0)0}/8$), son rayonnement est presque identique à celui d'une source isotrope, ce qui empêche de vérifier le balayage angulaire attendu du faisceau. Les faibles dimensions de la cellule CRLH seule impliquent également que son rayonnement ne peut être efficace. Il est donc plus utile de faire l'étude paramétrique de l'antenne CRLH avec un nombre de cellules plus important.

2.1.2. Performances de l'antenne CRLH

Afin d'étudier ses performances, une antenne CRLH composée de plusieurs cellules est simulée sur CST MicrowaveStudio®. Du fait des multiples résonances à l'intérieur de la capacité interdigitale de la cellule CRLH, le solveur le plus adapté est le solveur TLM (Transmission Line Matrix) [8]. L'intérêt du solveur TLM réside dans le fait qu'il est particulièrement adapté aux structures complexes, notamment celles comportant des géométries de faibles dimensions (fentes, fils métalliques). Pour résoudre les équations de Maxwell dans ces parties de l'antenne présentant de faibles dimensions et nécessitant un maillage très fin, le solveur TLM utilise des modèles de lignes de transmission équivalents, ce qui permet de réduire considérablement les temps de calcul par rapport aux autres solveurs. Par conséquent, toutes les simulations électromagnétiques de l'antenne CRLH sont effectuées avec le solveur TLM.

L'antenne CRLH peut être construite sous deux configurations qui font apparaître des cellules unitaires différentes. La première configuration montre une cellule unitaire

asymétrique (Figure 2.3a) alors que la deuxième configuration fait apparaître une antenne CRLH symétrique du point de vue des deux accès (Figure 2.3b).

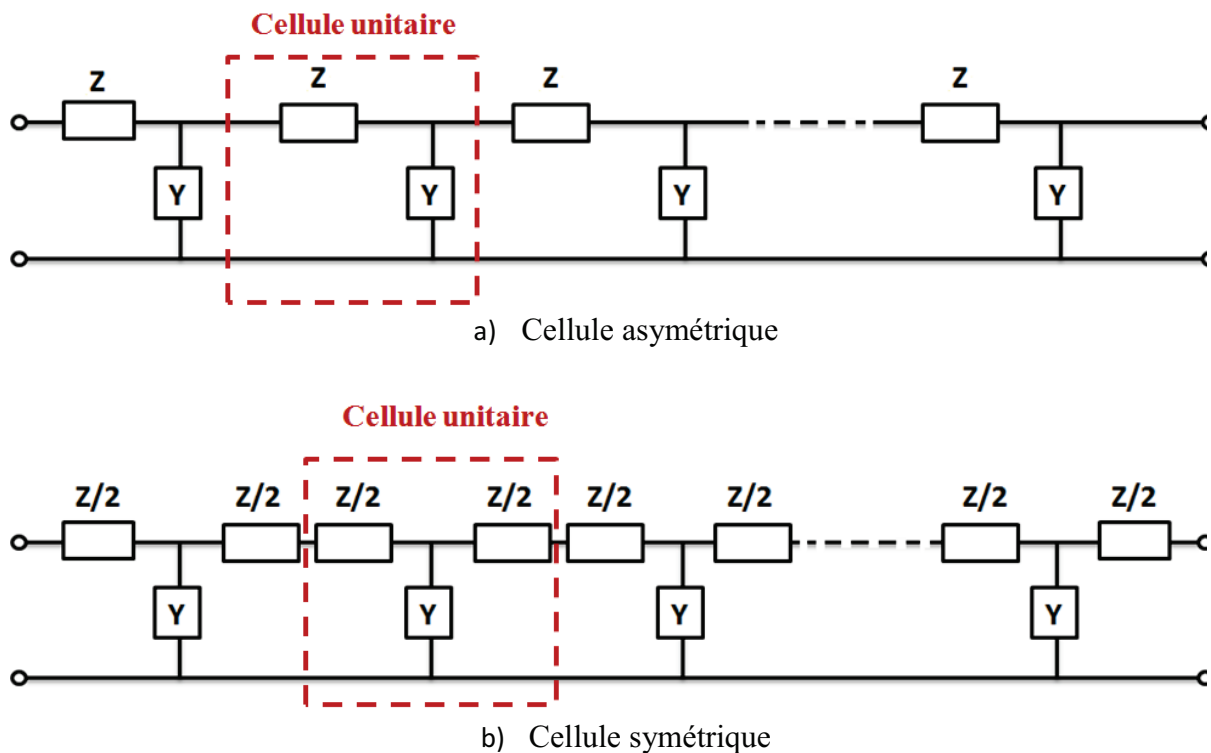


Figure 2.32 Configuration de la ligne CRLH

Pour réaliser l'antenne CRLH de façon à avoir une symétrie sur l'axe de propagation (Ox), il faudrait avoir la moitié de l'impédance Z du circuit équivalent de la cellule CRLH à chaque extrémité de la ligne CRLH, comme le montre la Figure 2.32b. Cette impédance $Z/2$ se traduit par une valeur de capacité double au niveau de la capacité interdigitale. Une manière d'obtenir cette valeur de capacité est de doubler le nombre de doigts dans la capacité interdigitale tout en réduisant de moitié la valeur du gap entre les doigts.

Pour étudier le comportement de la ligne CRLH avec un temps de calcul réduit, dix cellules CRLH suffisent. L'antenne CRLH à 10 cellules est ainsi réalisée avec la deuxième configuration (Figure 2.33). La longueur totale de la ligne CRLH est égale à $L=124.4$ mm avec une dimension latérale du substrat $W=73$ mm. Elle est alimentée par une de ses extrémités et terminée à l'autre extrémité par une charge égale à son impédance caractéristique.

Il a été démontré [9] que dans une structure périodique, si la taille de la cellule unitaire est très faible devant la longueur d'onde, alors l'impédance caractéristique de la structure tend

vers celle de la cellule unitaire. La simulation électromagnétique de la cellule unitaire a par ailleurs montré que la cellule CRLH présentait une impédance caractéristique égale à 50Ω .

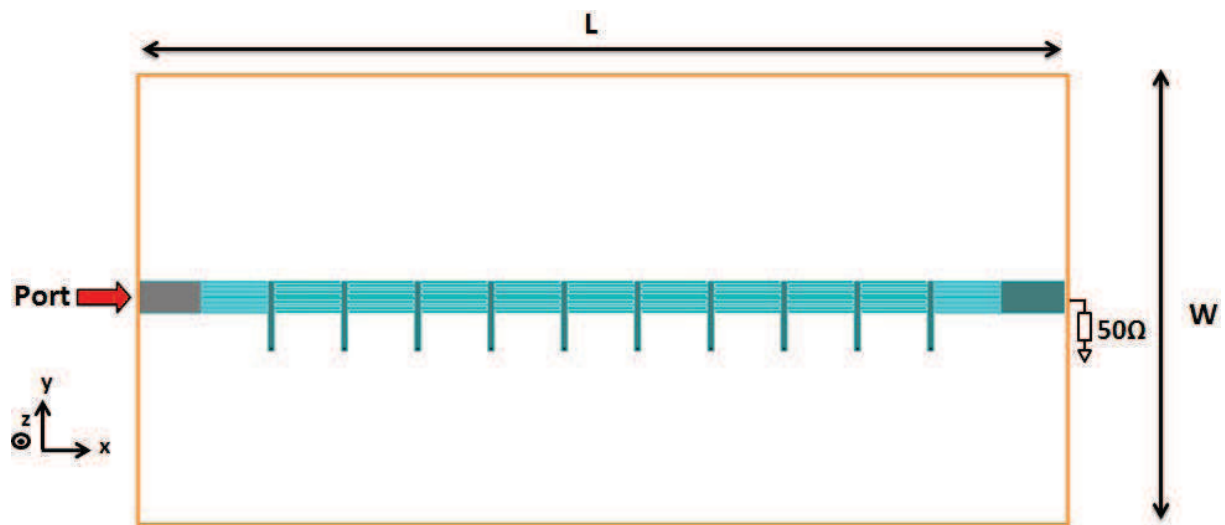


Figure 2.33 Structure CRLH à 10 cellules

2.1.2.1. Diagramme de dispersion et paramètres S de la ligne CRLH

La constante de propagation β de la ligne CRLH est calculée à partir de la phase du coefficient de transmission (chapitre 1, paragraphe 1.2.2.1). Il apparaît ainsi sur la Figure 2.34 une zone leaky-wave dans la bande 1.8-2.6GHz.

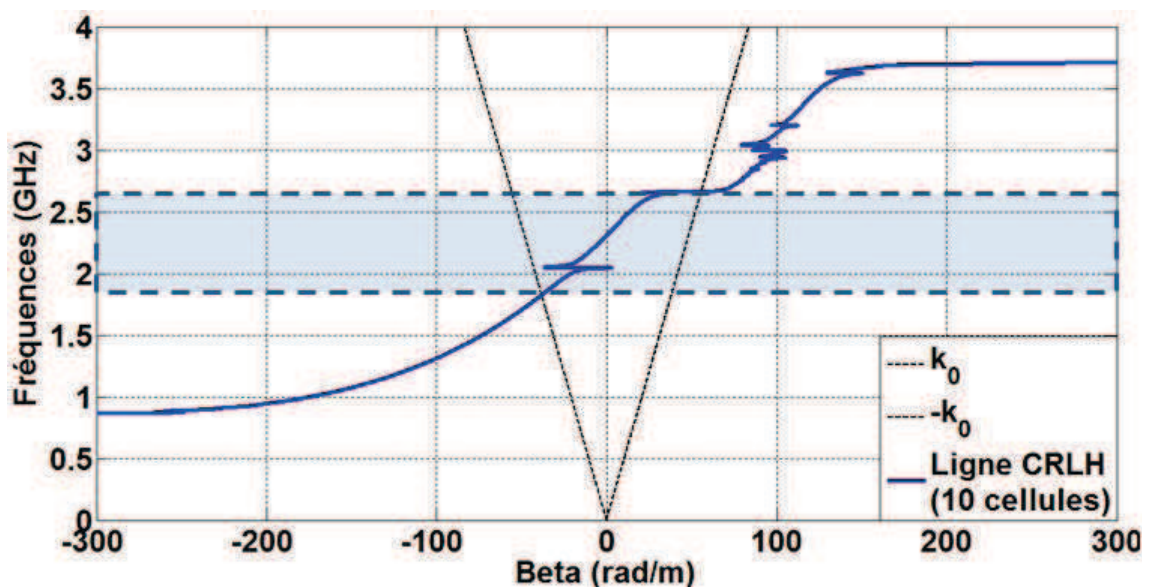


Figure 2.34 Diagramme de dispersion de la ligne CRLH à 10 cellules

La fréquence de résonance d'ordre zéro qui correspond à la fréquence à laquelle la constante de propagation est nulle est égale à $f_{(\beta=0)}=2.3\text{GHz}$.

Le coefficient de réflexion de la ligne CRLH est présenté sur la Figure 2.35. La simulation électromagnétique montre que l'antenne CRLH à 10 cellules a une impédance d'entrée de $50\ \Omega$.

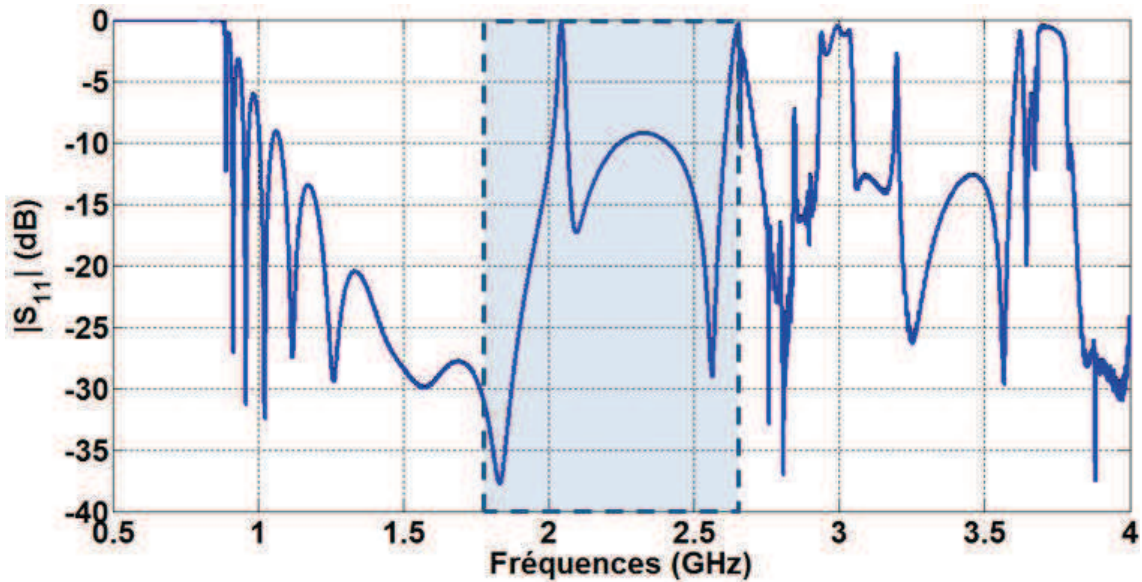


Figure 2.35 Module du coefficient de réflexion de la ligne CRLH à 10 cellules

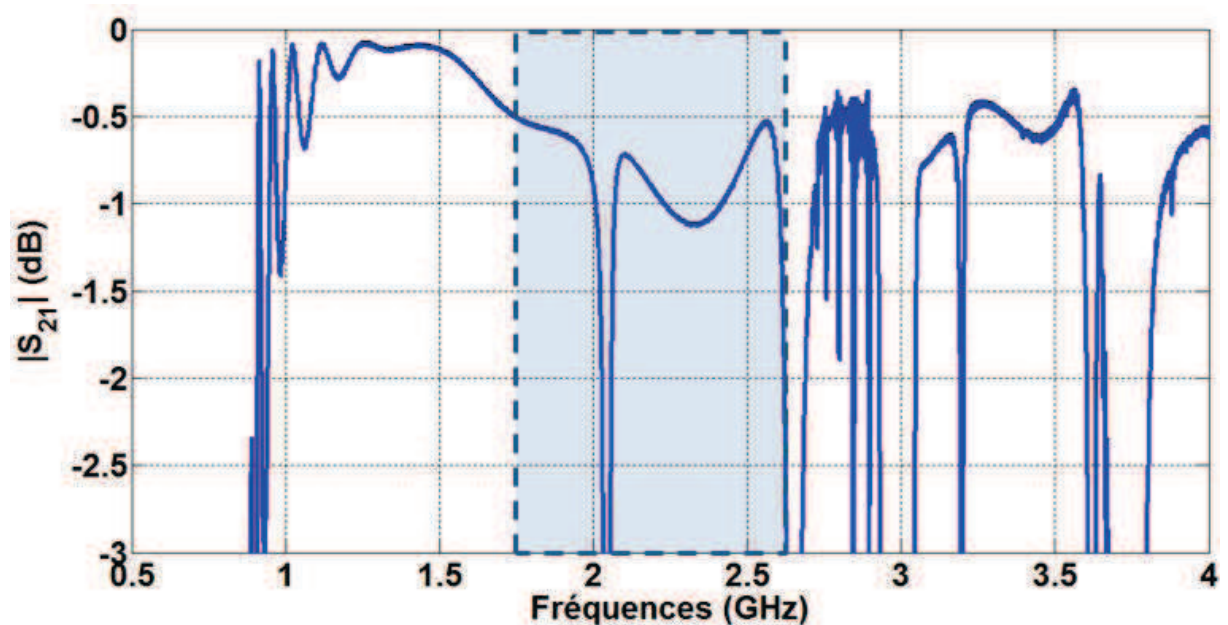


Figure 2.36 Module du coefficient de transmission de la ligne CRLH à 10 cellules

La bande leaky-wave correspond sur les figures présentées à la zone grisée. Le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB entre 1.2GHz et 4GHz, excepté à proximité des fréquences 2.15GHz, 2.6GHz, 3GHz et 3.7GHz où la désadaptation est très forte (Figure 2.35). Cette désadaptation périodique se traduit sur la Figure 2.36 par un coefficient de transmission très faible. En dehors de ces résonances, le coefficient de transmission est inférieur à -0.5dB entre 1.7GHz et 4GHz.

La désadaptation presque périodique qui apparaît sur les paramètres S de la ligne CRLH, se traduit sur le diagramme de dispersion par des discontinuités à ces mêmes fréquences. Ainsi le palier qui apparaît à 2.6GHz sur la Figure 2.34 laisse penser que la zone leaky-wave se termine à la fréquence 2.6GHz. Comme nous le verrons au paragraphe suivant, les diagrammes de rayonnement prouvent qu'il y a encore du rayonnement et un dépointage au-delà de $f=2.6\text{GHz}$ (Figure 2.37).

Cette désadaptation sera étudiée dans la phase d'optimisation afin de préserver le caractère large bande de ces structures.

2.1.2.2. Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH

Les diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH à 10 cellules sont présentés sur la Figure 2.37 pour trois fréquences : $f_{(\beta<0)}=1.85\text{GHz}$, $f_{(\beta=0)}=2.3\text{GHz}$ et $f_{(\beta>0)}=2.8\text{GHz}$. La composante principale du champ rayonné par la ligne CRLH correspond sur la Figure 2.37 à E_θ dans le plan (xOz) et E_ϕ dans le plan (yOz). Par conséquent, la composante croisée du champ rayonné correspond à E_ϕ dans le plan (xOz) et E_θ dans le plan (yOz).

Les diagrammes de rayonnement présentent une grande ouverture angulaire dans le plan (yOz). Cette grande ouverture angulaire est due à la faible dimension de l'antenne CRLH dans le plan (yOz). On note également que la polarisation croisée est très importante dans les deux plans de coupe, notamment dans le plan (yOz). En effet sur les figures 2.8b, 2.8d et 2.8f, la polarisation croisée est presque du même niveau que la polarisation principale. Cela peut être dû au fait que la structure CRLH n'est pas symétrique dans le plan (yOz).

La composante croisée est plus gênante lorsqu'elle a un niveau élevé dans le plan (xOz) où on souhaite effectuer un balayage angulaire du faisceau avec une polarisation pure. Dans le plan (yOz), le niveau de la composante croisée a moins d'intérêt. Toutefois des solutions sont proposées dans la phase d'optimisation pour réduire cette polarisation croisée.

F=1.85GHz ($\beta<0$)

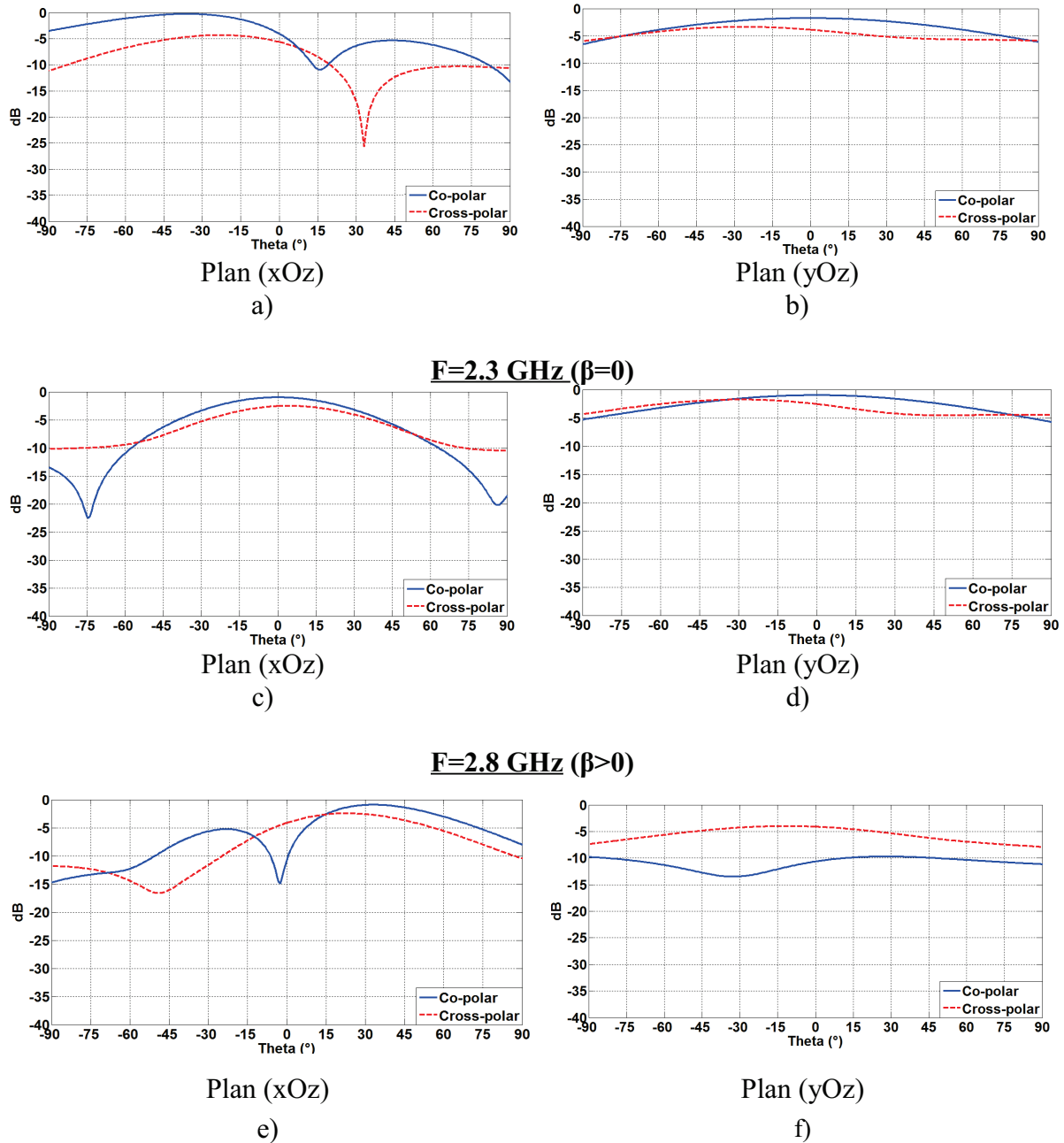


Figure 2.37 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH à 10 cellules

2.1.3. Influence de la dimension latérale du substrat

Cette étude permet d'étudier l'influence de la dimension latérale du substrat W sur les performances de l'antenne CRLH présentée sur la Figure 2.33. L'antenne CRLH à 10 cellules est donc simulée sur CST Microwave Studio (solveur TLM) en diminuant progressivement la

largeur W du substrat. Pour chaque valeur de W , le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission de l'antenne CRLH sont respectivement présentés sur les figures 2.9 et 2.10.

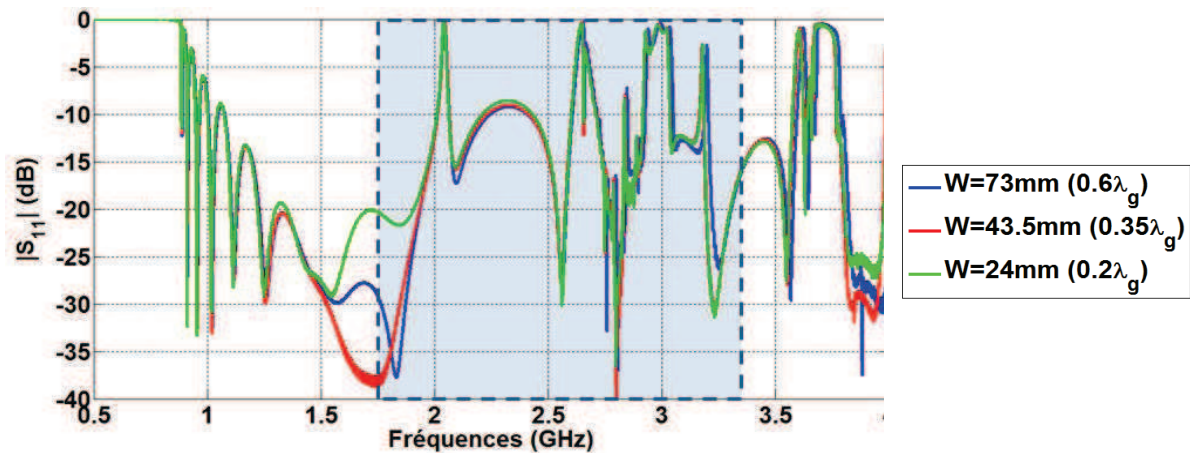


Figure 2.38 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules en fonction de la dimension latérale du substrat W

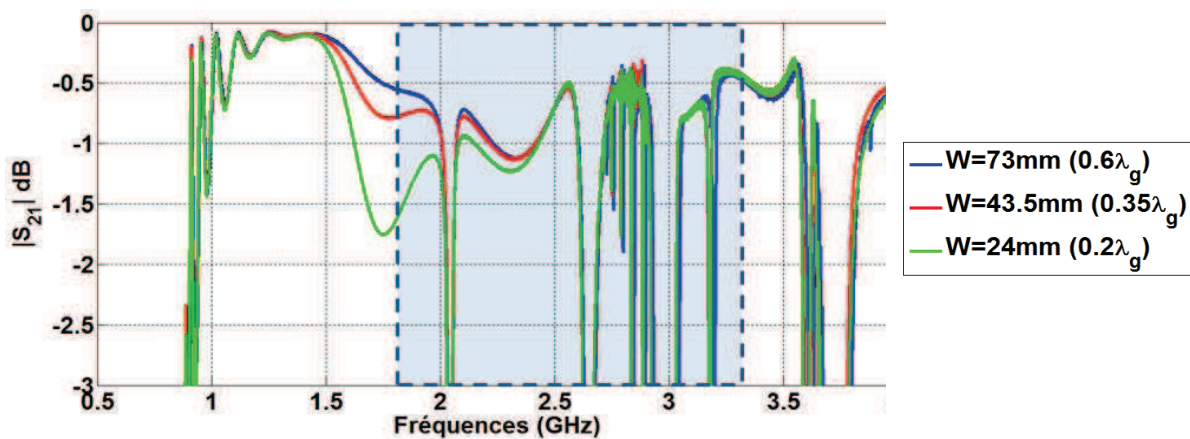
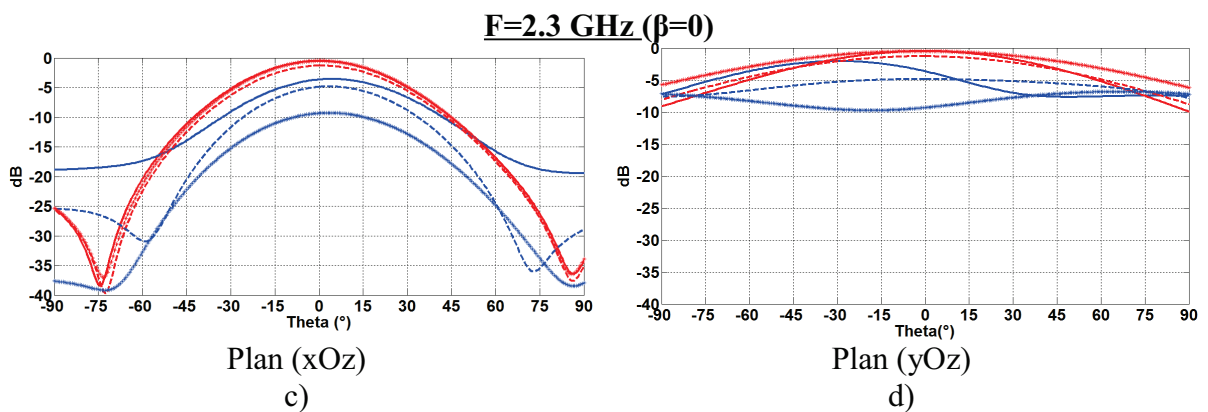
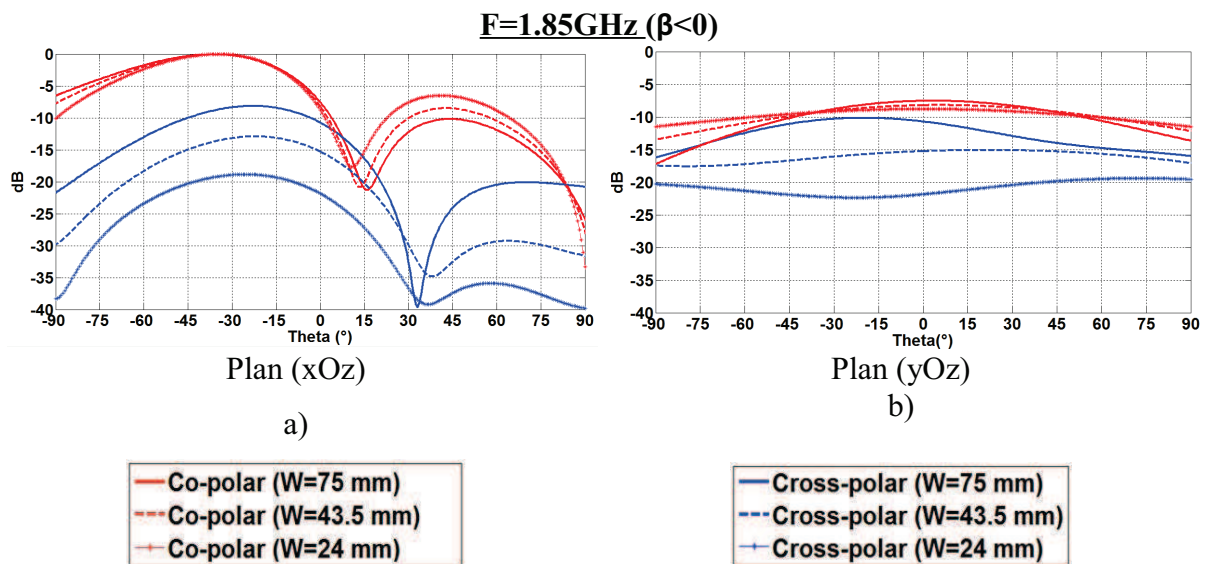


Figure 2.39 Module du coefficient de transmission de l'antenne CRLH à 10 cellules en fonction de la dimension latérale du substrat W

On constate que pour les différentes valeurs de W , les paramètres S restent inchangés dans la bande 0.5 - 4 GHz, excepté dans la bande 1.6-1.9GHz où on note une différence de niveau d'adaptation en impédance de 5 à 10dB sur la Figure 2.38, même si l'antenne CRLH reste adaptée en impédance. Dans cette même zone (1.6-1.9GHz), le coefficient de transmission $|S_{21}|$ est différent pour les trois valeurs de W , contrairement au reste de la bande. On remarque plus précisément que lorsque la dimension latérale W du substrat diminue, la puissance transmise à la charge 50Ω est plus faible dans la bande 1.6-1.9GHz. Cette bande 1.6-1.9GHz correspond précisément à l'entrée de la zone leaky-wave sur le diagramme de

dispersion (Figure 2.34). L'onde qui traverse l'antenne CRLH passe d'un mode de propagation guidée à un mode de rayonnement leaky-wave.

Les diagrammes de rayonnement normalisés obtenus avec la simulation électromagnétique pour les différentes valeurs de la dimension latérale du substrat W sont présentés sur la Figure 2.40. On remarque que pour les trois fréquences présentées, la composante croisée est naturellement réduite lorsque la dimension latérale W du substrat diminue. Cette diminution de la composante croisée est d'autant plus visible dans le plan (xOz) , où on note une réduction de 10dB à 1.85GHz (Figure 2.11a) et de 5dB à 2.3GHz (Figure 2.11c) et 2.8GHz (Figure 2.11e).



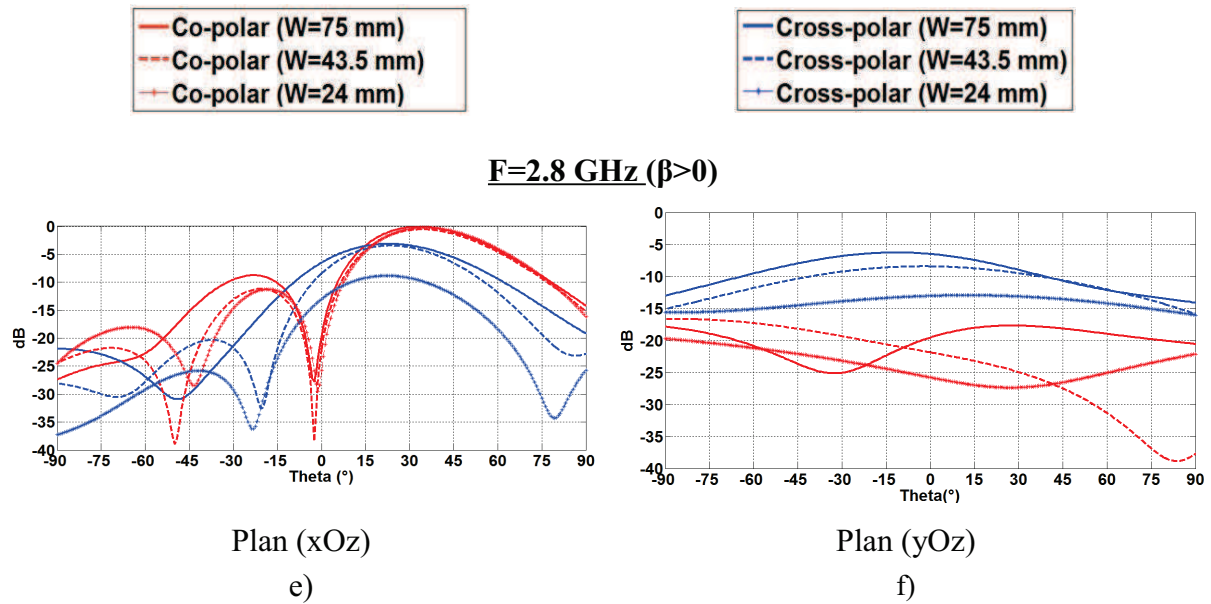


Figure 2.40 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne à 10 cellules CRLH pour différentes valeurs de W

Les paramètres S (Figure 2.38 et Figure 2.39) montrent que la variation de la dimension latérale du substrat n'influe que dans la bande (1.6-1.9GHz), alors que la réduction de la composante croisée concerne toute la zone leaky-wave. On peut donc en déduire que la composante croisée de l'antenne CRLH peut être réduite en diminuant la dimension latérale du substrat. Toutefois les figures 2.11c et 2.11e montrent que cette composante croisée reste importante (-10dB en dessous de la composante principale). Il sera donc toujours nécessaire de trouver une alternative pour réduire plus fortement la composante croisée.

2.1.4. Effet de la permittivité du substrat sur la largeur de la bande leaky-wave

Afin d'étudier l'influence de la permittivité du substrat sur les performances de la structure CRLH [10], la cellule unitaire CRLH (Figure 2.41) est réalisée sur différents matériaux :

- RO3010 ($\epsilon_r=10.2$, $\tan\delta=0.0023$),
- NX 9300ST ($\epsilon_r=3$, $\tan\delta=0.0023$),
- Rogers Duroid RT5880 ($\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$),
- Matériau ayant les caractéristiques de l'air ($\epsilon_r=1$).

Pour chaque matériau, on garde la même épaisseur ($h=1.57$ mm) et la même dimension latérale $W=25$ mm. La largeur des deux lignes d'accès reliant les deux ports à la cellule CRLH, est ajustée pour chaque matériau afin de garder la même impédance d'entrée (50Ω). Les dimensions de la cellule CRLH restent inchangées quel que soit le matériau utilisé.

Afin de déterminer la largeur de bande relative de la zone leaky-wave obtenue pour chaque matériau, la constante de propagation de la cellule CRLH est calculée à partir du coefficient de transmission.

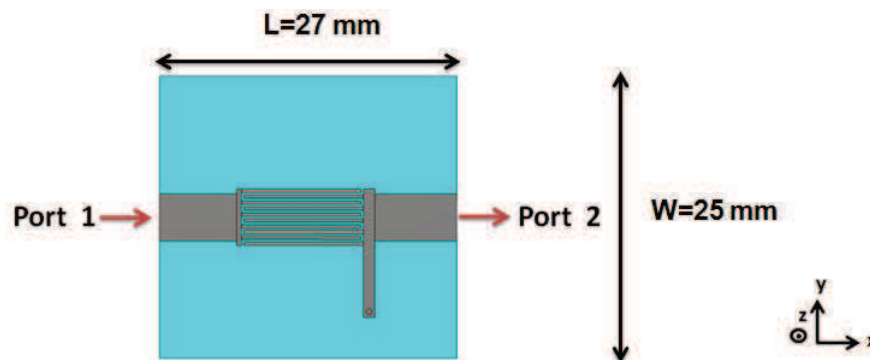


Figure 2.41 Cellule unitaire CRLH

Le Tableau 2-3 présente la largeur de bande leaky-wave relative obtenue pour chaque matériau. Les fréquences délimitant la zone leaky-wave sont également présentées. La fréquence $f_{(\beta=-k_0)}$ correspond à la fréquence limite basse de la zone leaky-wave. A cette fréquence la direction du lobe principal est $\theta=-90^\circ$. De la même manière $f_{(\beta=+k_0)}$ est la fréquence limite haute de la zone leaky-wave et donc correspond à un dépointage $\theta=+90^\circ$.

Tableau 2-3 Influence de la permittivité du substrat sur la largeur de la bande leaky-wave de la ligne CRLH

Substrat	RO3010 $\epsilon_r=10.2$	NX 9300ST $\epsilon_r=3$	RT5880 $\epsilon_r=2.2$	Air $\epsilon_r=1$
$f_{(\beta=-k_0)}$ (GHz)	1	1.6	1.8	2.2
$f_{(\beta=0)}$ (GHz)	1.1	2	2.1	3.1
$f_{(\beta=+k_0)}$ (GHz)	1.25	2.7	3.4	9.1
Largeur de bande leaky-wave	22%	51%	60%	120%

A partir des deux fréquences délimitant la zone leaky-wave, on peut calculer la largeur de bande leaky-wave relative de la cellule CRLH :

$$\Delta f = 2 * \left(\frac{f_{(\beta=+k_0)} - f_{(\beta=-k_0)}}{f_{(\beta=+k_0)} + f_{(\beta=-k_0)}} \right) \quad (2.1)$$

On peut noter que la fréquence donnant la résonance d'ordre zéro, soit le rayonnement dans l'axe ($\theta=0^\circ$), devient plus faible lorsque la constante diélectrique du substrat devient plus forte. Ce décalage vers les basses fréquences peut s'expliquer à l'aide des paramètres LC du circuit équivalent de la structure CRLH qui apparaît sur la Figure 2.42.

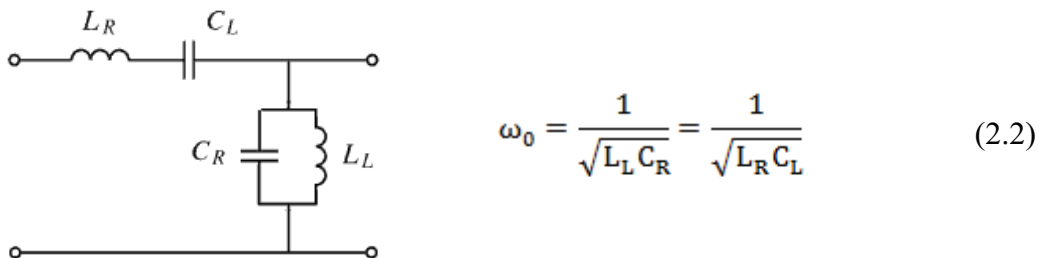


Figure 2.42 Circuit équivalent de la cellule unitaire CRLH

Pour une structure CRLH équilibrée, dans laquelle il n'y a pas de discontinuité entre la partie « main gauche » et le quadrant droit du diagramme de dispersion, la résonance d'ordre zéro est obtenue à la fréquence $f_0 = \omega_0 / (2 * \pi)$. Lorsque la constante diélectrique du substrat diminue, la capacité C_L diminue [11], par conséquent la résonance d'ordre zéro apparaît à une fréquence plus grande.

L'autre conséquence importante de la réduction de la permittivité relative du substrat est l'augmentation de la bande leaky-wave relative de la structure CRLH. En variant la permittivité relative du substrat de $\epsilon_r=10.2$ à $\epsilon_r=1$, la largeur de bande leaky-wave relative passe de 22% à 120%. Ce résultat peut également être expliqué en utilisant les paramètres du modèle électrique équivalent de la structure CRLH. En effet, une structure CRLH présente une courbe de dispersion délimitée par une fréquence de coupure basse ω_{cL} et une fréquence de coupure haute ω_{cR} définies par :

$$\omega_{cL} = \omega_R \left| 1 - \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right| \quad (2.3)$$

$$\omega_{cR} = \omega_R \left| 1 + \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right| \quad (2.4)$$

Avec $\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}$ et $\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}$ (2.5)

La bande de fréquences opérationnelle est ainsi définie par :

$$\Delta \omega = 2 * \left(\frac{\omega_{cR} - \omega_{cL}}{\omega_{cR} + \omega_{cL}} \right) \quad (2.6)$$

En remplaçant ω_{cR} et ω_{cL} par leurs expressions dans les équations (2.3) et (2.4), on obtient l'expression de la bande leaky-wave relative en fonction des paramètres LC du modèle de circuit équivalent de la cellule CRLH :

$$\Delta \omega = 2 * \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} = 2 * \sqrt{1 + \left(\sqrt{\frac{L_R}{L_L}} * \sqrt{\frac{C_R}{C_L}} \right)} \quad (2.7)$$

Les paramètres inductifs L_R et L_L du circuit équivalent sont légèrement modifiés par la réduction de la permittivité relative du substrat. La seule modification apparaît alors au niveau du rapport (C_R/C_L) . Lorsque la permittivité relative du substrat diminue, la valeur des capacités C_R et C_L est réduite. Cette influence est plus importante sur le paramètre C_L que sur C_R , car C_R n'est en fait qu'un effet parasite du stub court-circuité de la cellule CRLH. De ce fait, si la permittivité du substrat diminue, le rapport (C_R/C_L) augmente et par conséquent la bande leaky-wave $\Delta\omega$ augmente.

Afin de valider l'influence de la permittivité du substrat sur la bande leaky-wave, une antenne CRLH à ondes de fuite est réalisée. Une antenne à ondes de fuite classique doit avoir une longueur minimale de $8\lambda_0$ pour atteindre une efficacité de rayonnement de 90% [12]. Pour réduire le temps de calcul tout en ayant une antenne efficace en rayonnement, l'antenne CRLH est simulée avec 22 cellules. Le substrat employé est de type NX9300ST avec $\epsilon_r=3$

($\tan \delta=0.0023$). L'antenne CRLH est alimentée par une extrémité et est terminée par une charge 50Ω à l'autre extrémité (Figure 2.43).

Comme il a été démontré dans le paragraphe 2.1.3, la dimension latérale du substrat W est réduite afin de diminuer la composante croisée. Par conséquent la dimension latérale de l'antenne CRLH est limitée à $W=25\text{mm}$ ($0.2\lambda_{(\beta=0)}$) avec une longueur totale $L=270\text{mm}$ ($1.8\lambda_{(\beta=0)}$). Les dimensions de la cellule CRLH sont les mêmes que celles du Tableau 2-2. L'antenne CRLH à ondes de fuite à 22 cellules est simulée sur CST MicrowaveStudio® avec le solveur TLM (Transmission Line Matrix).

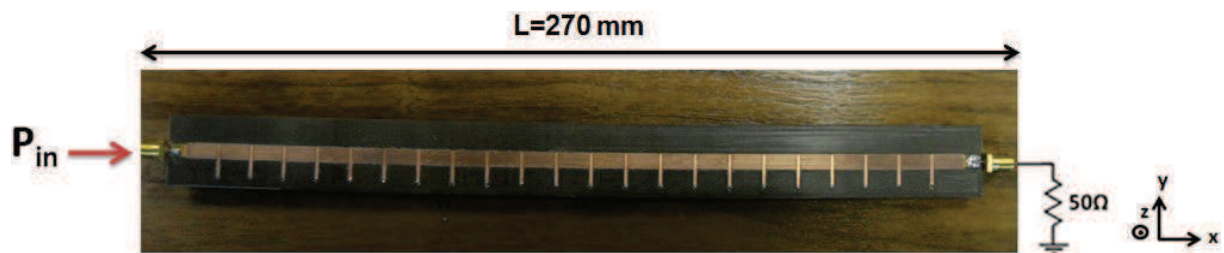


Figure 2.43 Antenne CRLH à ondes de fuite à 22 cellules ($\epsilon_r=3$)

Le coefficient de réflexion de l'antenne CRLH est présenté sur la Figure 2.44. La simulation montre une adaptation en impédance de l'antenne CRLH inférieure à -8dB entre 1.5 GHz et 3.9 GHz , avec une impédance de normalisation de 50Ω . Les résultats de mesures confirment les performances obtenues en simulation mais avec un décalage en fréquences d'environ 300MHz . Ce décalage en fréquences peut être dû aux défauts de réalisation de l'antenne CRLH ou à la précision des mesures.

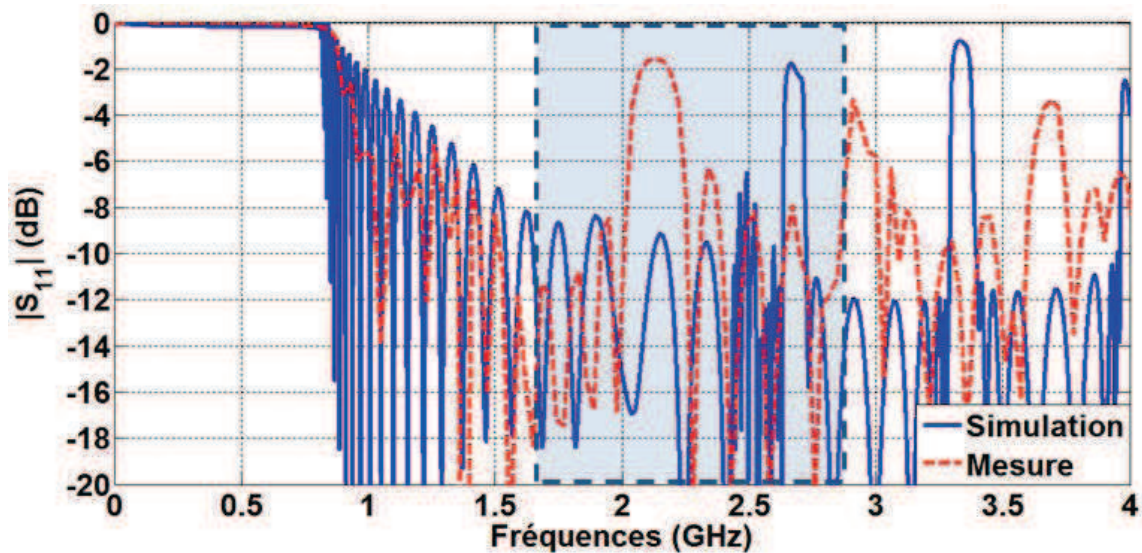


Figure 2.44 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$)

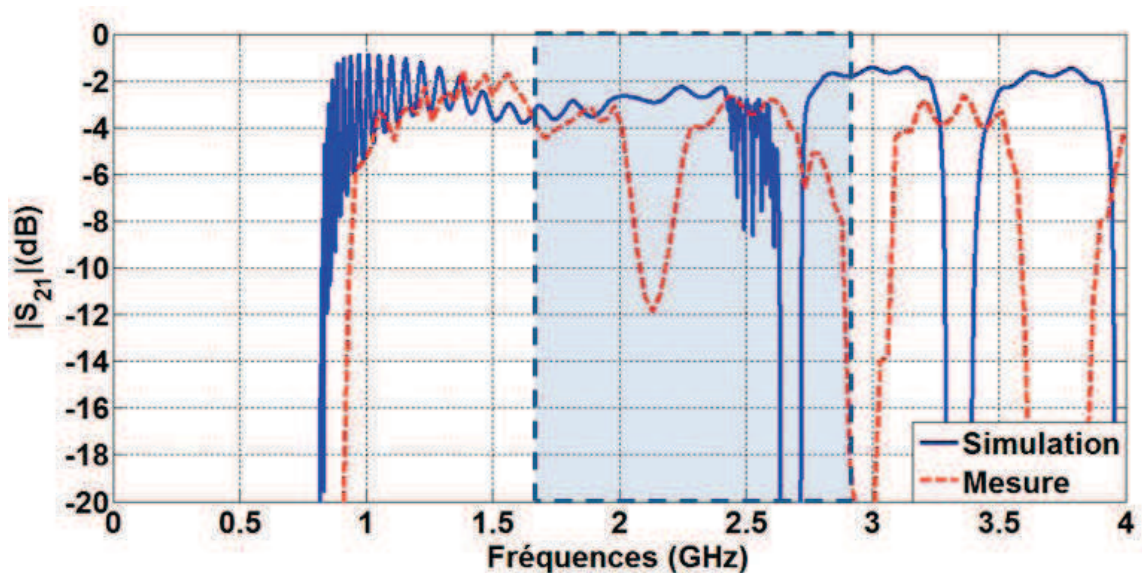


Figure 2.45 Module du coefficient de transmission de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$)

Il apparaît une désadaptation de l'antenne CRLH (2.65GHz, 3.3GHz en simulation et 2.2GHz, 2.9GHz et 3.6GHz en mesures). Cette désadaptation est due aux résonances parasites de la capacité interdigitale de la cellule unitaire CRLH et de la capacité interdigitale de transition aux extrémités de l'antenne CRLH. Ces résonances parasites peuvent être supprimées en connectant entre eux les doigts de la capacité interdigitale alimentés du même côté. Cette méthode de suppression des résonances parasites sera présentée dans la phase d'optimisation. En supposant que les résonances parasites soient supprimées, le coefficient de transmission est de l'ordre de -3dB dans la zone leaky-wave.

La constante de propagation de l'antenne CRLH est calculée à partir de la phase du coefficient de transmission (chapitre 1, paragraphe 1.2.2.1). Le diagramme de dispersion présenté sur la Figure 2.46 est obtenu à partir des paramètres S simulés et mesurés. On peut noter une bande leaky-wave comprise entre 1.6GHz et 2.9GHz. La désadaptation périodique qui apparaît sur la Figure 2.44 à cause des résonances parasites de la cellule unitaire est aussi visible sur le diagramme de dispersion. Elle se traduit par les discontinuités qui apparaissent sur la courbe de dispersion de la Figure 2.46.

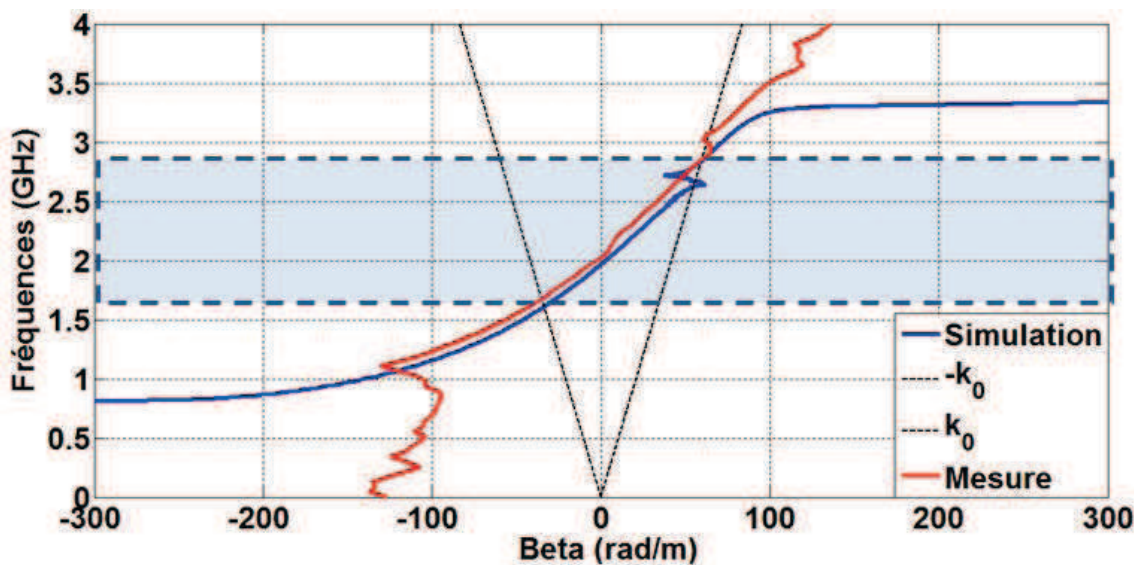


Figure 2.46 Diagramme de dispersion de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$)

Le diagramme de dispersion obtenu à partir des paramètres S mesurés montre une discontinuité autour de la résonance d'ordre zéro. Ce déséquilibre de la structure CRLH est certainement dû aux défauts de réalisation (précision des gravures). En effet la largeur des doigts de la capacité interdigitale est égale à 0.3mm et le gap entre eux est de 0.2mm. De plus l'équation 2.2, montre que la fréquence de résonance d'ordre zéro dépend entièrement des éléments réactifs constituant la cellule unitaire. Par conséquent des défauts de gravures sur une ou plusieurs cellules CRLH peuvent entraîner un décalage de la fréquence de résonance d'ordre zéro et même un déséquilibre de la structure CRLH.

Les diagrammes de rayonnement, représentant le gain mesuré de l'antenne CRLH à 22 cellules, confirment également le dépointage prédit par la simulation électromagnétique de l'antenne CRLH (Figure 2.47). Les fréquences présentées correspondent à des constantes de propagation différentes: $f=1.85\text{GHz}$ ($\beta<0$), $f_0=2\text{GHz}$ ($\beta=0$), $f=2.4\text{GHz}$ ($\beta>0$) et $f=2.6\text{GHz}$

($\beta > 0$). Par conséquent quatre directions de rayonnement sont obtenues, soient respectivement pour $\theta = -55^\circ$, $\theta_0 = 0^\circ$, $\theta = +18^\circ$ et $\theta = +45^\circ$.

La direction du maximum de rayonnement et l'ouverture angulaire du lobe principal obtenues par la mesure correspondent bien aux valeurs données par la simulation électromagnétique. La polarisation croisée reste importante car la structure est toujours asymétrique dans le plan (yOz), comme on le voit sur la Figure 2.47.

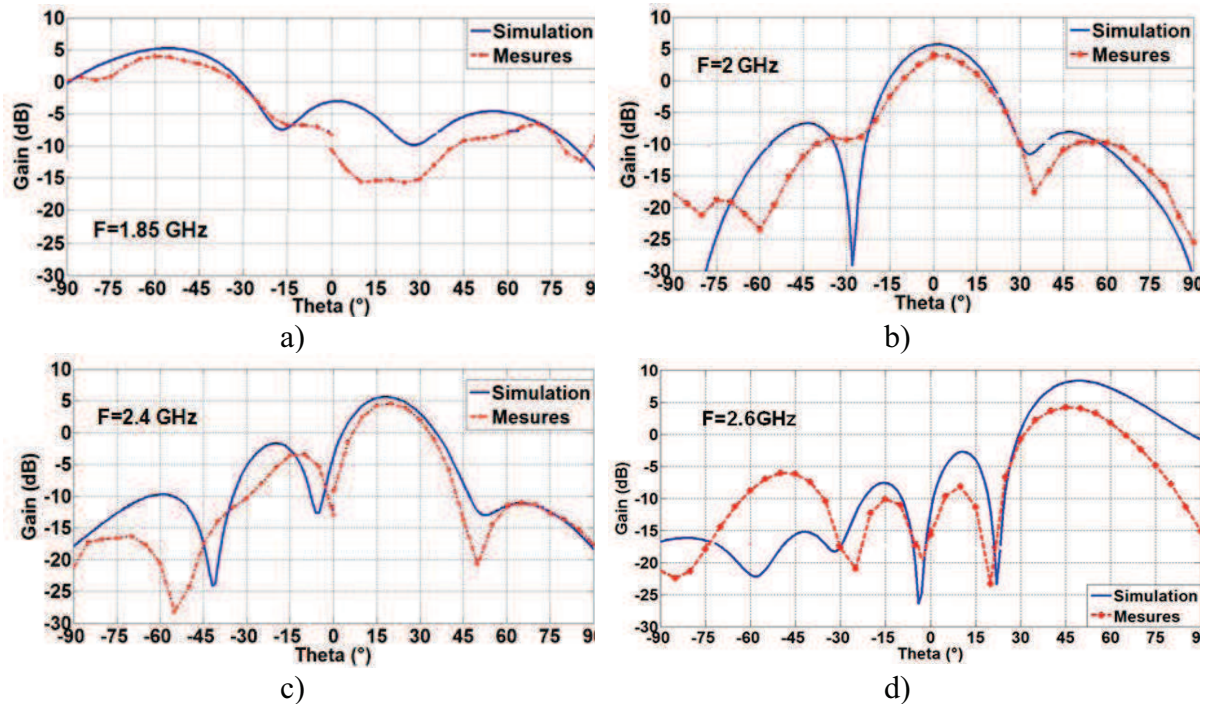


Figure 2.47 Composante principale du rayonnement de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$) dans le plan (xOz)

Pour confirmer l'influence de la constante diélectrique du substrat, l'antenne CRLH à 22 cellules est étudiée avec un substrat de permittivité plus faible, soit un substrat dont les propriétés électromagnétiques sont proches de l'air ($\epsilon_r=1$). La constante de propagation de la nouvelle antenne, calculée à partir de ses paramètres S est présentée sur la Figure 2.48.

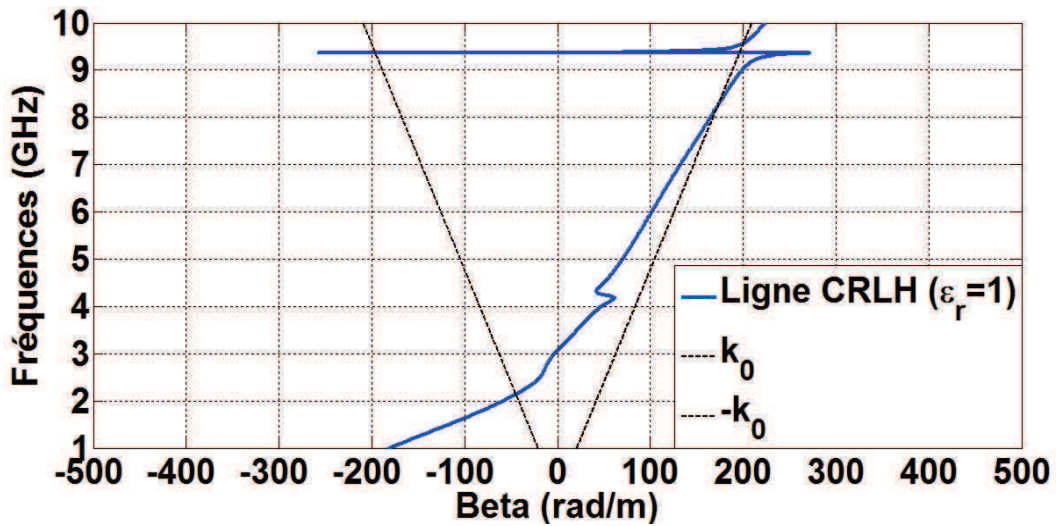
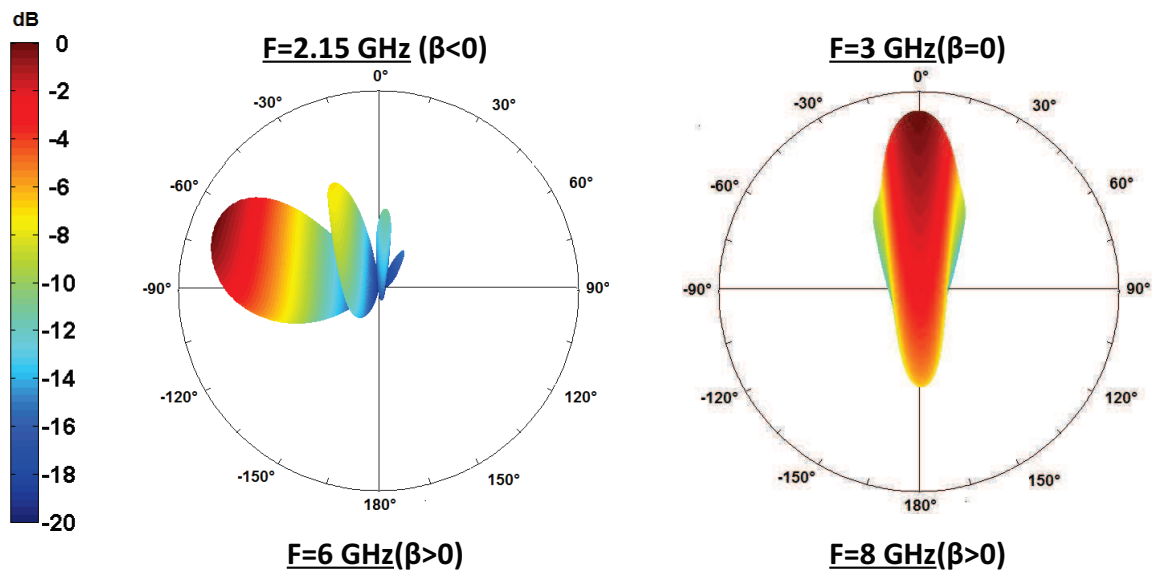


Figure 2.48 Diagramme de dispersion de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=1$)

Il apparaît sur la Figure 2.48 que l'antenne CRLH à 22 cellules avec $\epsilon_r=1$ a une bande leaky-wave comprise entre 2GHz et 8.2GHz soit une bande relative de 120%. Les diagrammes de rayonnement obtenus avec la simulation électromagnétique et représentant le gain de l'antenne CRLH à 22cellules ($\epsilon_r=1$), sont présentés sur la Figure 2.49. On constate un balayage angulaire important allant de $\theta=-70^\circ$ (2.15GHz) à $\theta=+55^\circ$ (8GHz).



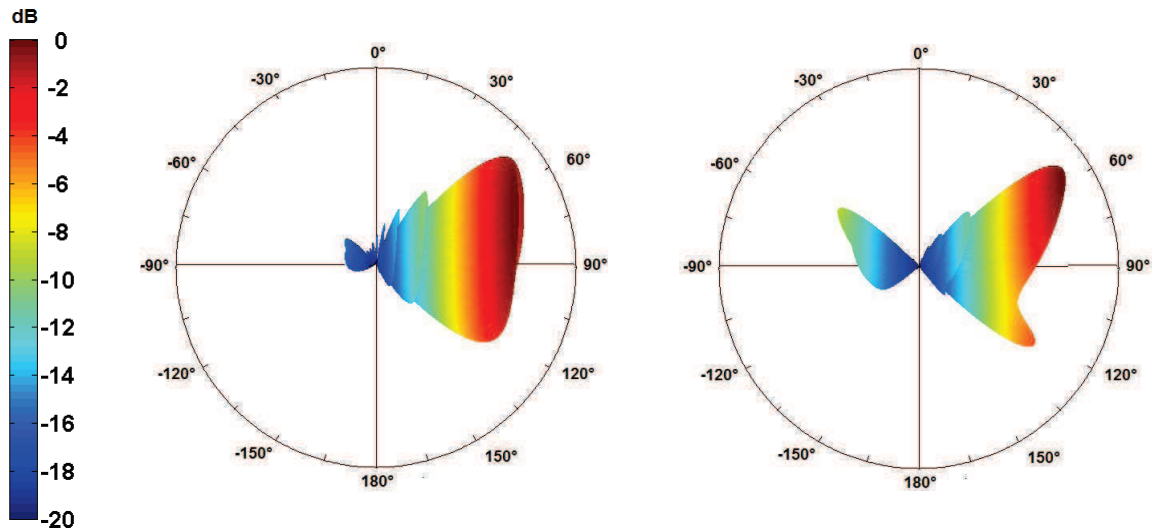


Figure 2.49 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=1$)

2.2. Optimisation de la structure CRLH à ondes de fuite

2.2.1. Suppression des résonances parasites de la capacité interdigitale

Les simulations électromagnétiques de l'antenne CRLH ont montré qu'il apparaît, quelque soit le nombre de cellules, une désadaptation périodique autour de 2.15GHz, 2.6GHz et 3.3GHz (Figure 2.35). La capacité interdigitale est généralement utilisée pour réaliser en technologie microruban ou MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) des valeurs de capacités de l'ordre de quelques picofarads.

Les résonances série f_s de la capacité interdigitale peuvent être prédites en utilisant leur schéma équivalent (Figure 2.50). Toutefois la simulation électromagnétique fait apparaître d'autres résonances parasites f_i [13], comme le montre la Figure 2.51.

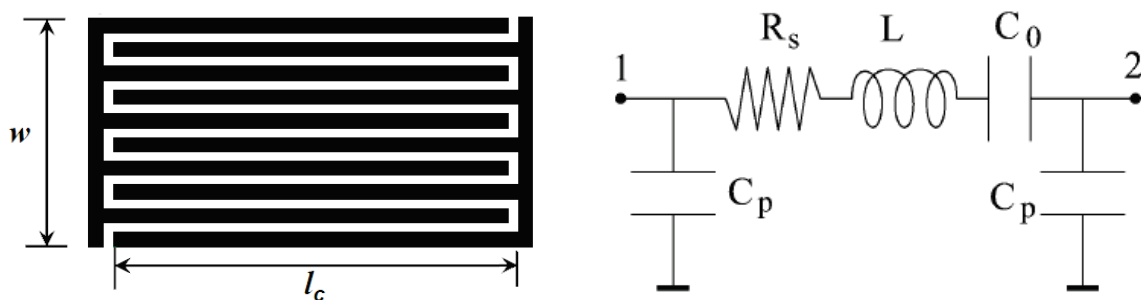


Figure 2.50 Capacité interdigitale et circuit électrique équivalent

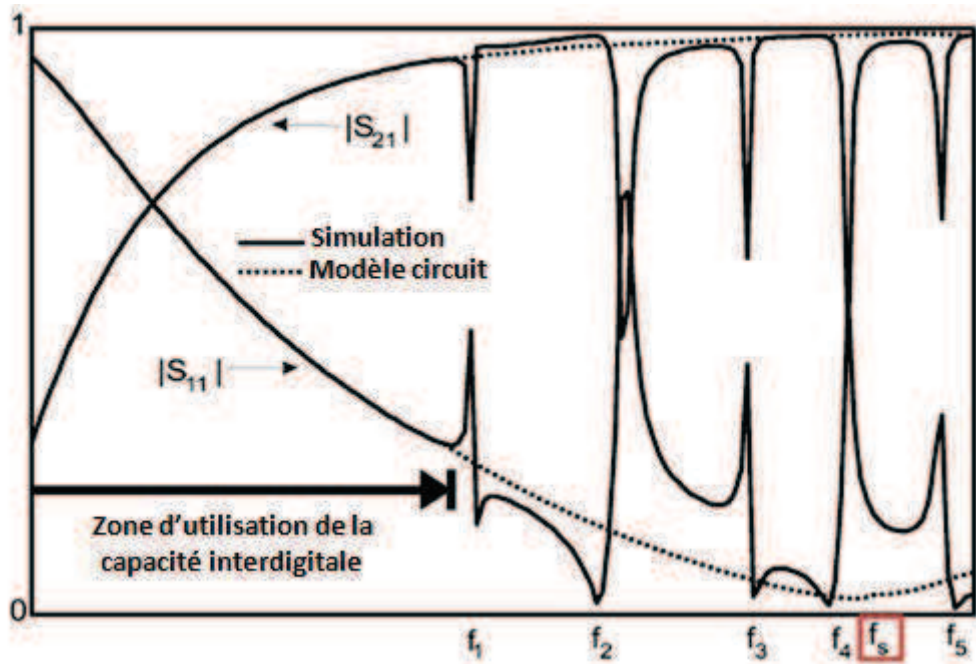


Figure 2.51 Module des paramètres S d'une capacité interdigitale [13]

Pour augmenter la valeur de la capacité interdigitale, on peut augmenter la longueur des doigts ou leur nombre. La longueur des digits de la capacité interdigitale doit être inférieure au quart de la longueur d'onde guidée [13]. Du fait de cette limite, la seule possibilité est d'augmenter le nombre de doigts. Cependant, plus celui-ci augmente, plus les résonances parasites f_i ($i=1, 2, \dots$) apparaissent à basses fréquences, allant jusqu'à être inférieures à la fréquence de résonance en série f_s de la capacité interdigitale (Figure 2.51).

Afin de profiter au maximum du caractère large bande de la capacité interdigitale, il est important d'éliminer ces résonances parasites. Une technique pour supprimer ces résonances parasites est de relier entre eux les doigts alimentés du même côté avec des fils métalliques afin d'équilibrer la structure [14], comme le montre la Figure 2.52.

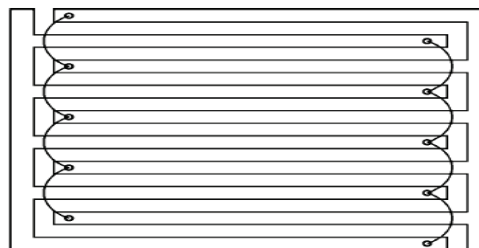


Figure 2.52 Capacité interdigitale équilibrée avec des fils métalliques

On applique cette méthode à chaque capacité interdigitale de l'antenne CRLH à 10 cellules (Figure 2.33). Les paramètres S de l'antenne CRLH avec et sans les fils métalliques sont comparés sur les figures 2.24 et 2.25.

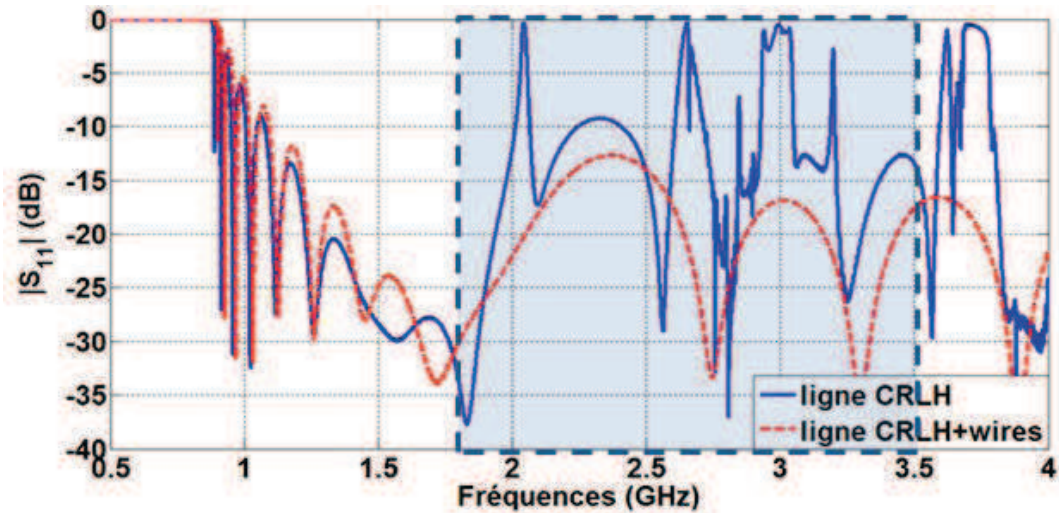


Figure 2.53 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec ou sans les fils métalliques

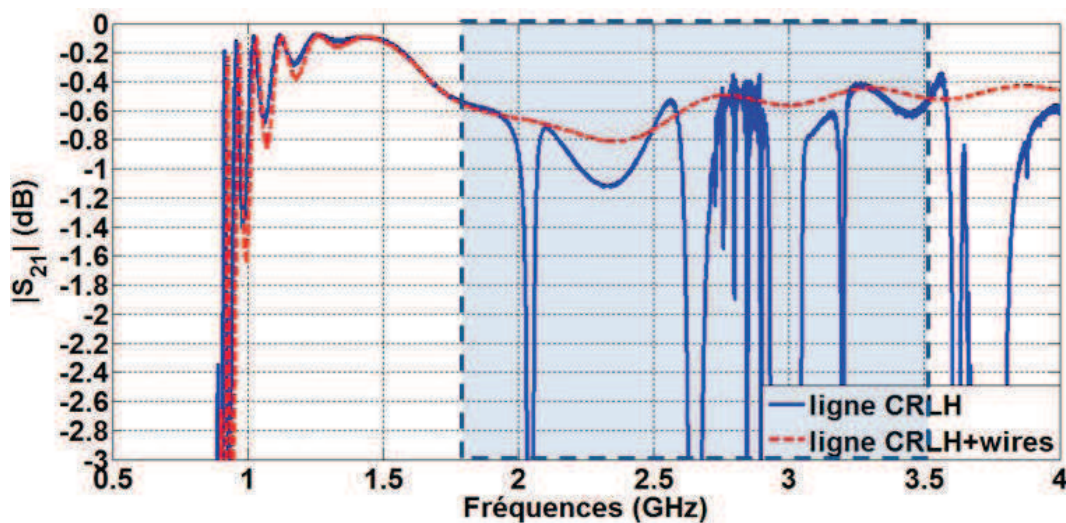


Figure 2.54 Module du coefficient de transmission de l'antenne CRLH à 10 cellules avec ou sans les fils métalliques

Les résonances parasites à 2GHz, 2.6GHz, 3.1GHz et 3.6GHz disparaissent totalement en présence des fils métalliques. L'antenne CRLH présente maintenant une bonne adaptation en impédance dans la bande 1-4GHz. Les fils métalliques ajoutés à la structure CRLH apportent une inductance en série dans le circuit électrique qui se traduit par un décalage en

fréquence du diagramme de dispersion (150 MHz), comme le montre la Figure 2.53. La zone leaky-wave apparaît plus clairement sur le diagramme de dispersion (1.8-3.6GHz), sur la Figure 2.55.

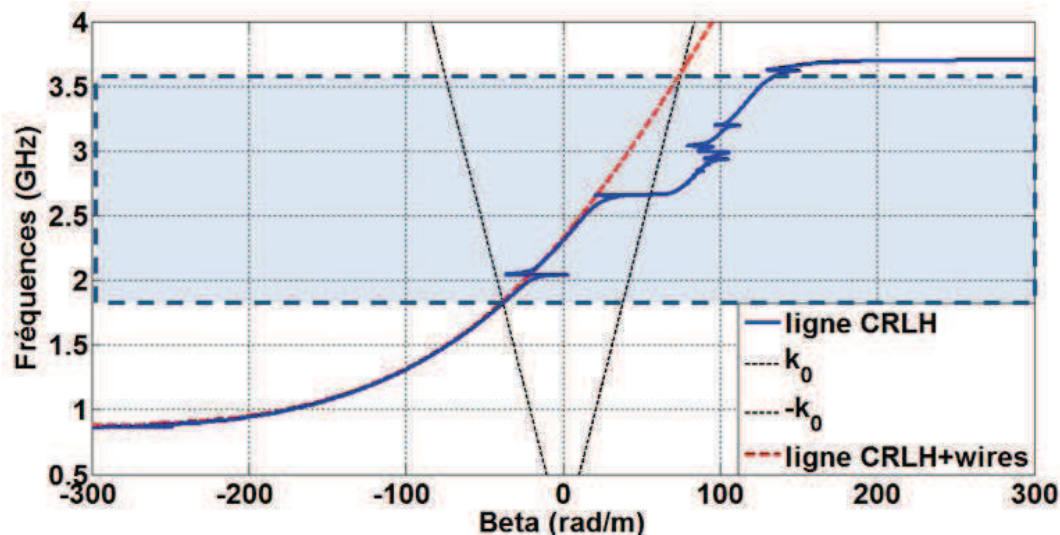


Figure 2.55 Diagramme de dispersion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec ou sans fils métalliques

L'ajout des fils métalliques permet donc de supprimer les résonances parasites et de rendre plus visible les performances de l'antenne CRLH. Toutefois ils rallongent la durée de simulation (durée de simulation presque doublée). Par conséquent, il n'est pas nécessaire d'introduire les fils métalliques pendant la phase de conception de l'antenne CRLH.

2.2.2. Réduction de la polarisation croisée

Les diagrammes de rayonnement de la ligne CRLH à 10 cellules ont montré une composante croisée importante par rapport à la polarisation principale (Figure 2.37). Cette polarisation croisée élevée est due au fait que la ligne CRLH n'est pas symétrique dans le plan (yOz), qui est transversal au plan de polarisation (xOz).

Pour réduire cette composante croisée, les stubs peuvent être disposés différemment afin de rendre l'antenne CRLH symétrique par rapport à l'axe (Oy), tout en maintenant la même valeur d'inductance du stub court-circuité. Deux méthodes sont proposées dans la littérature. La première méthode [15] consiste à positionner, par alternance, les stubs de part et d'autre de l'axe principal de la ligne CRLH. Dans la seconde méthode [16], il s'agit de transformer le stub original produisant une admittance $Y_s=1/j\omega L_s$ en deux stubs identiques

parallèles. Les deux nouveaux stubs produisent chacun une admittance égale à $Y_s/2$ et présentent donc une longueur deux fois plus grande comme le montre la Figure 2.56.

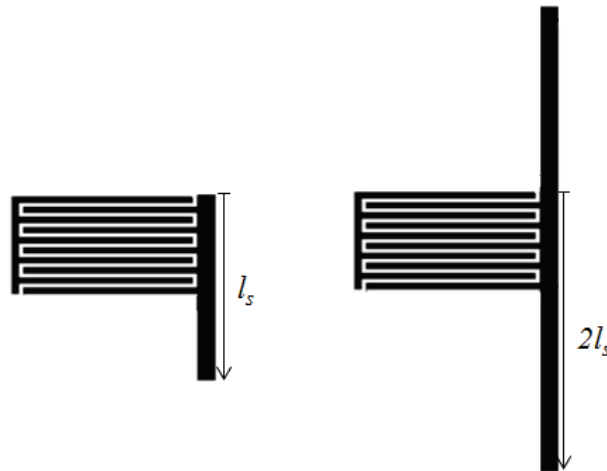


Figure 2.56 Cellule unitaire CRLH simple et cellule CRLH avec un double stub

Afin de réduire l'encombrement de l'antenne CRLH à ondes de fuite, la première méthode est privilégiée. La ligne CRLH à 10 cellules est alors modifiée en alternant les stubs (Figure 2.57). Cette modification de la position des stubs ne modifie pas la largeur de la bande leaky-wave de la ligne CRLH (1.8-3.6GHz). Néanmoins l'adaptation en impédance autour de la fréquence de résonance d'ordre zéro ($f_{(\beta=0)}=2.3\text{GHz}$) est moins bonne (Figure 2.58).

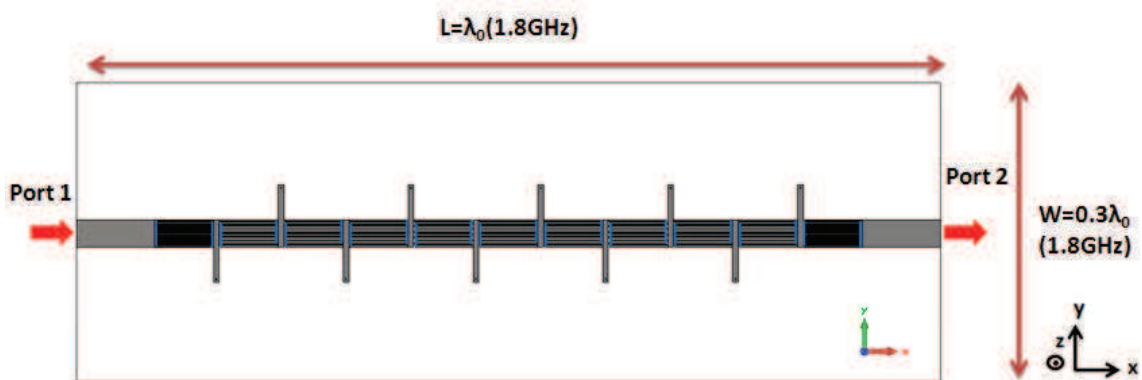


Figure 2.57 Antenne CRLH à 10 cellules avec les stubs alternés

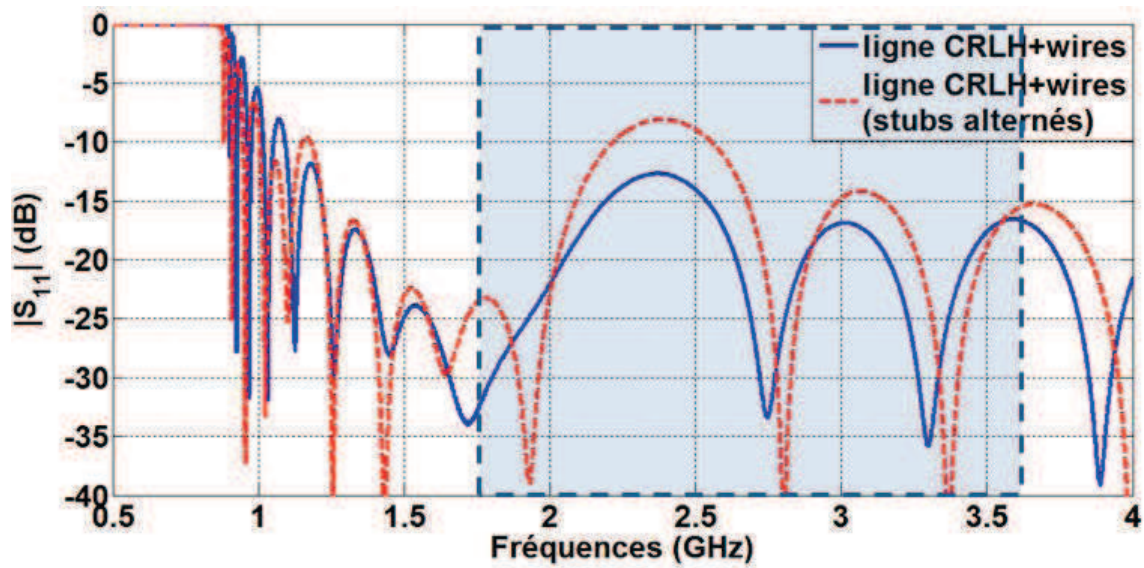


Figure 2.58 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec les stubs alternés et les fils métalliques

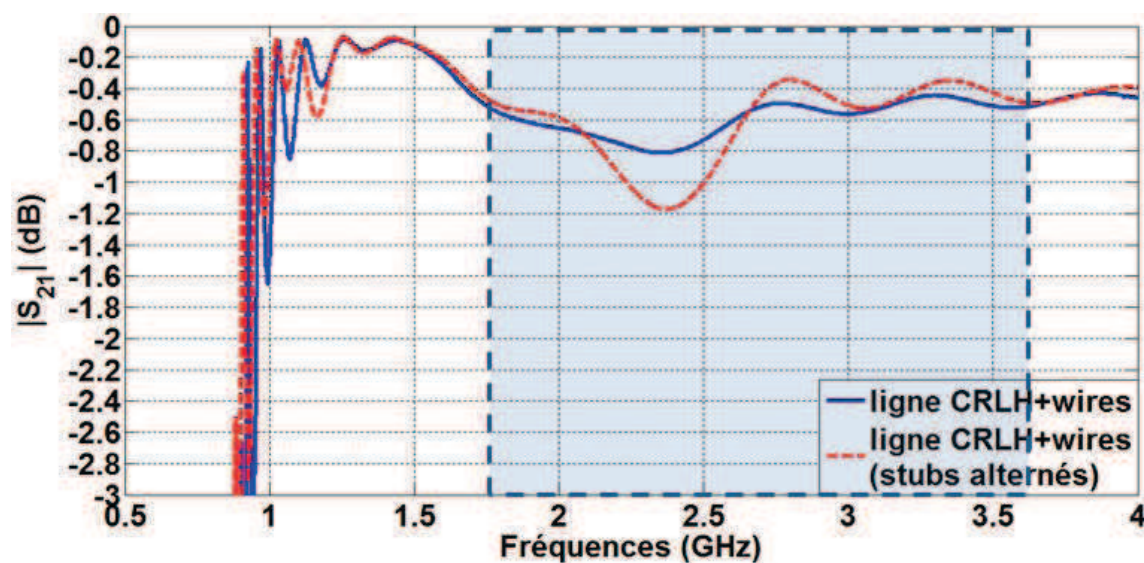


Figure 2.59 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec les stubs alternés et les fils métalliques

Les diagrammes de rayonnement montrent que le niveau de la composante croisée de la ligne CRLH avec les stubs alternés est bien réduit (Figure 2.60). En effet on observe une réduction de la polarisation croisée de 6dB dans le plan (xOz). La direction du faisceau ainsi que la largeur du lobe principal ne sont pas modifiés.

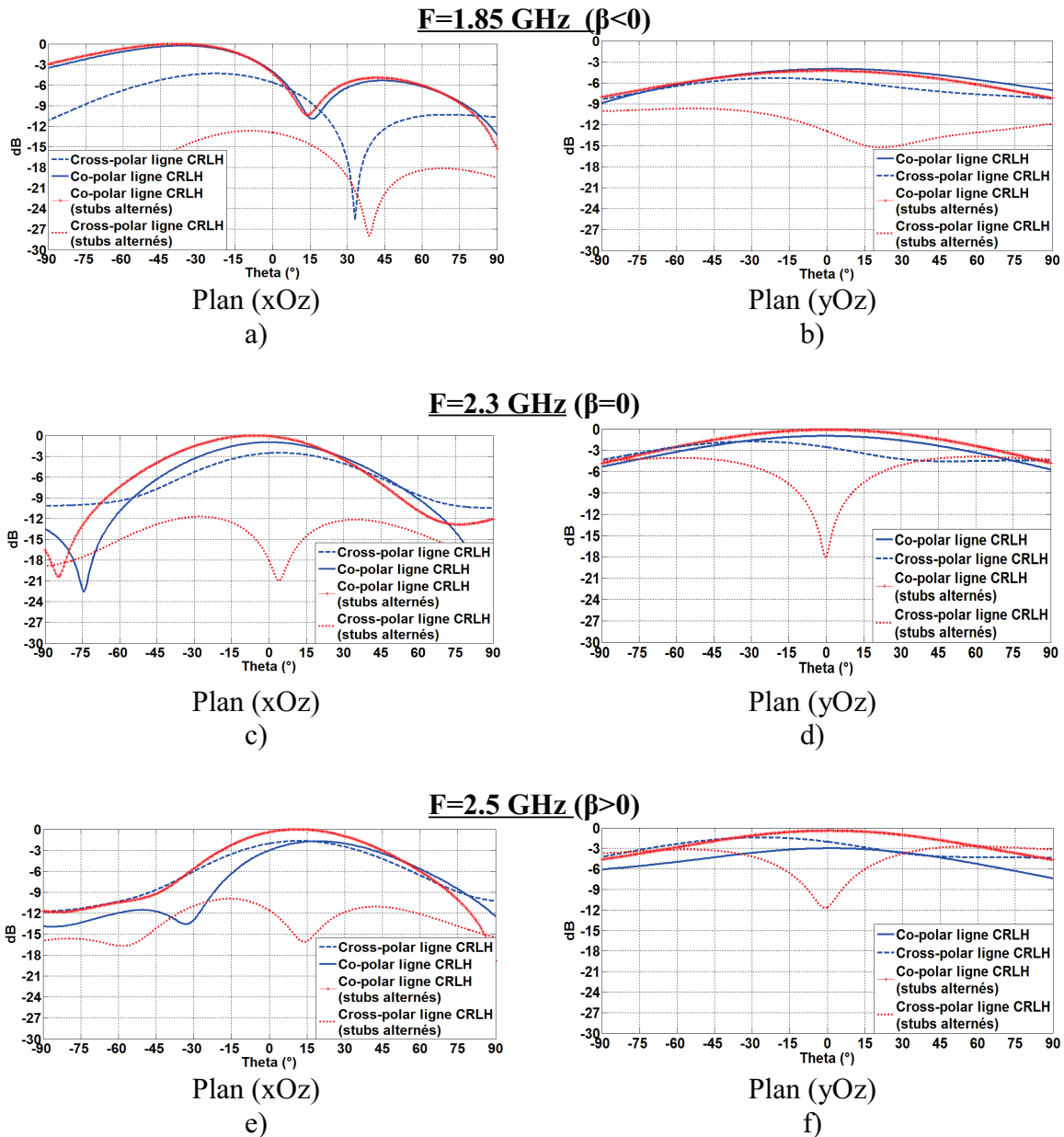


Figure 2.60 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH avec les stubs alternés et les fils métalliques

Toutes les modifications apportées à la ligne CRLH ont permis d'une part de supprimer les résonances parasites des capacités interdigitales par l'intermédiaire de fils métalliques (wires), d'autre part de réduire la composante croisée sur les diagrammes de rayonnement. Cependant l'antenne CRLH avec les stubs alternés montre une adaptation en impédance à -8dB autour de la fréquence de résonance d'ordre zéro ($f_{(\beta=0)}=2.3\text{GHz}$), alors qu'on observe un coefficient de réflexion inférieur à -15dB dans tout le reste de la bande leaky-wave. Cette différence d'adaptation entre la fréquence de résonance d'ordre zéro et le reste de la bande leaky-wave est le résultat d'une dynamique importante dans la variation de

l'impédance caractéristique de la cellule CRLH. En effet, une structure composée de plusieurs cellules, présente une impédance caractéristique qui accumule les défauts de chaque cellule. Par conséquent plus on augmente le nombre de cellules, plus la désadaptation de la structure CRLH est importante, à fortiori autour de la fréquence de résonance d'ordre zéro.

Pour préserver le caractère large bande de l'antenne CRLH à ondes de fuite, il est préférable d'avoir une bonne adaptation en impédance dans toute la bande leaky-wave. Il ne suffit donc pas d'avoir une impédance moyenne dans la bande leaky-wave, mais plutôt une impédance caractéristique stable dans toute la zone leaky-wave. Cette stabilité de l'impédance caractéristique de la cellule CRLH permettra d'obtenir une meilleure adaptation en impédance de l'antenne CRLH et par conséquent une meilleure efficacité de rayonnement et un gain stable dans la bande leaky-wave.

2.2.3. Optimisation de l'adaptation d'impédance de l'antenne CRLH

Pour améliorer l'adaptation en impédance de la structure CRLH, la cellule unitaire CRLH doit être optimisée pour avoir une impédance d'entrée plus stable, avec une partie réelle plus stable autour de 50Ω et une partie imaginaire nulle dans toute la bande leaky-wave. Cependant, il est plus adéquat de faire l'optimisation sur une structure à deux ou trois cellules CRLH (Figure 2.61), afin de prendre en compte l'interaction entre les cellules CRLH.

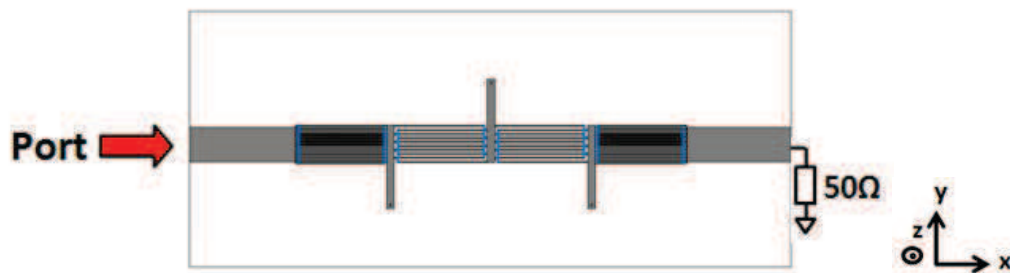


Figure 2.61 Structure CRLH à 3 cellules à stubs alternés

Le circuit électrique équivalent de la structure CRLH est présenté sur la Figure 2.62. Pour assurer la symétrie il faudrait avoir la moitié de l'impédance Z du circuit équivalent de la cellule CRLH (Figure 2.30) à chaque extrémité de la ligne CRLH. Cette impédance $Z/2$ se traduit par une valeur de capacité double ($2 \cdot C_L$) au niveau de la capacité interdigitale.

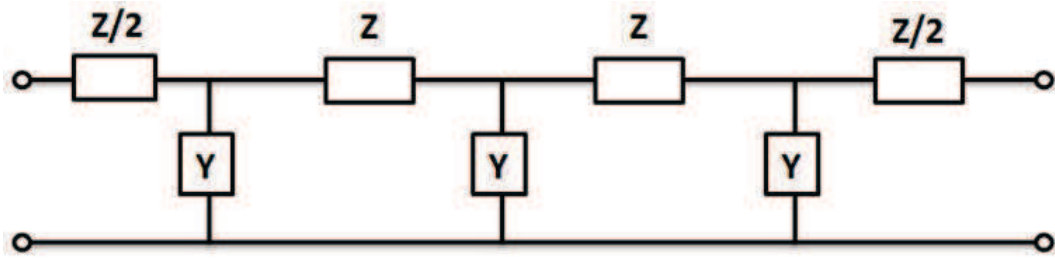


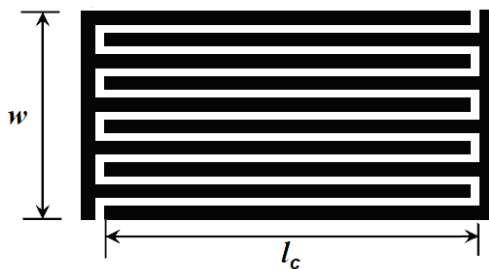
Figure 2.62 Circuit électrique équivalent de la structure CRLH à 3 cellules à stubs alternés

$$Z = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad (2.8)$$

$$Y = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \quad (2.9)$$

Une manière d'atteindre cette valeur est de doubler le nombre de doigts de la capacité interdigitale tout en gardant la même largeur w [11]. Les dimensions de la capacité interdigitale de transition à l'entrée et à la sortie de la ligne CRLH sont présentées dans le Tableau 2-4.

Tableau 2-4 Dimensions de la transition aux extrémités de la ligne CRLH



Variables de la transition	Dimensions (mm)
Longueur des doigts l_c	10.2
Largeur des doigts $w/2$	0.15
Gap entre les doigts $g/2$	0.1

Figure 2.63 Dimensions de la capacité interdigitale de transition

Une étude paramétrique sur les dimensions de la cellule CRLH a permis de générer les valeurs optimales permettant d'atteindre une bonne adaptation en impédance de l'antenne CRLH. Le Tableau 2-5 regroupe les valeurs initiales et optimales obtenues.

Les paramètres les plus sensibles sont la longueur des doigts de la capacité interdigitale et le gap entre les doigts. La modification de la longueur des doigts de la capacité

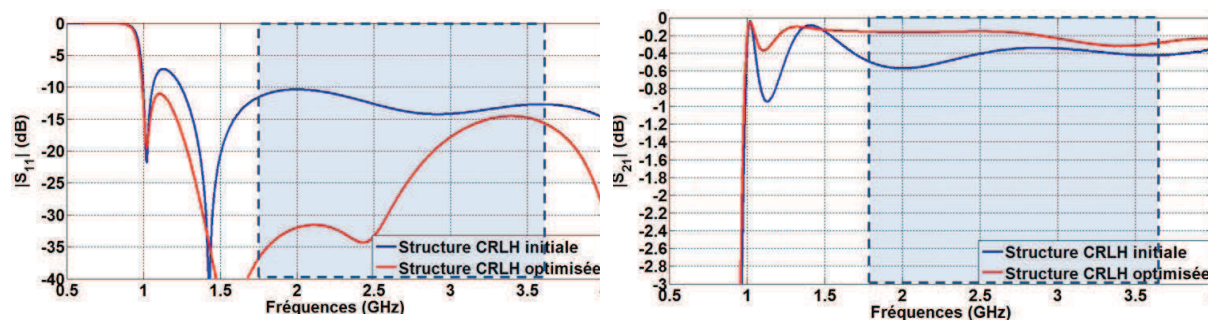
interdigitale se traduit par un décalage en fréquences sur le diagramme de dispersion. Une réduction de cette longueur permet en effet un décalage de la courbe de dispersion vers les fréquences hautes.

On a remarqué sur la Figure 2.53 que les fils métalliques ajoutés à la structure CRLH apportent une inductance en série dans le circuit électrique qui se traduit par un décalage en fréquence du diagramme de dispersion (150 MHz). Ainsi en modifiant la longueur des doigts de la capacité interdigitale, on peut rectifier ce décalage en fréquence. Afin de garder l'équilibre de la structure à $\beta=0$, le gap entre les doigts de la capacité interdigitale est ajusté.

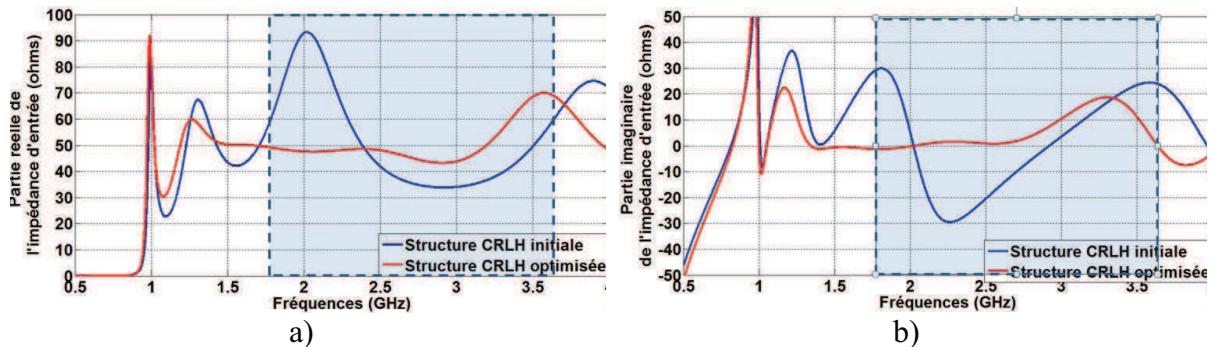
Tableau 2-5 Valeurs initiales et optimales des dimensions de la cellule CRLH

Paramètres géométriques de la cellule CRLH	Valeurs initiales (mm)	Valeurs optimales (mm)
Période de la ligne CRLH p	11.4	13.1
Longueur des digits de la capacité interdigitale l_c	10.2	11.8
Longueur des digits de la transition l_t	10.2	11.65
Largeur des digits de la capacité interdigitale w_c	0.3	0.22
Gap entre les digits de la capacité interdigitale g	0.2	0.3
Longueur du stub l_s	10.9	10.9
Largeur du stub w_s	1	1

Les paramètres S ainsi obtenus avec les dimensions optimales de la structure CRLH sont comparés à ceux obtenus avec les valeurs initiales (Figure 2.64). On note une nette amélioration de l'adaptation en impédance avec un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB dans la bande 1.2-4GHz. Cette amélioration est d'autant plus visible sur la Figure 2.65, où l'optimisation a permis d'avoir une impédance d'entrée réelle et égale à 50Ω.



a) b)
Figure 2.64 Module des paramètres S de la structure CRLH à 3 cellules optimisée



a) b)
Figure 2.65 Impédance d'entrée de la structure CRLH à 3 cellules optimisée

La longueur des digits de la cellule CRLH optimisée étant légèrement plus longue que celle de la cellule initiale, la limite basse de la zone leaky-wave est décalée sur la Figure 2.66, vers les basses fréquences (1.7GHz-3.8 GHz).

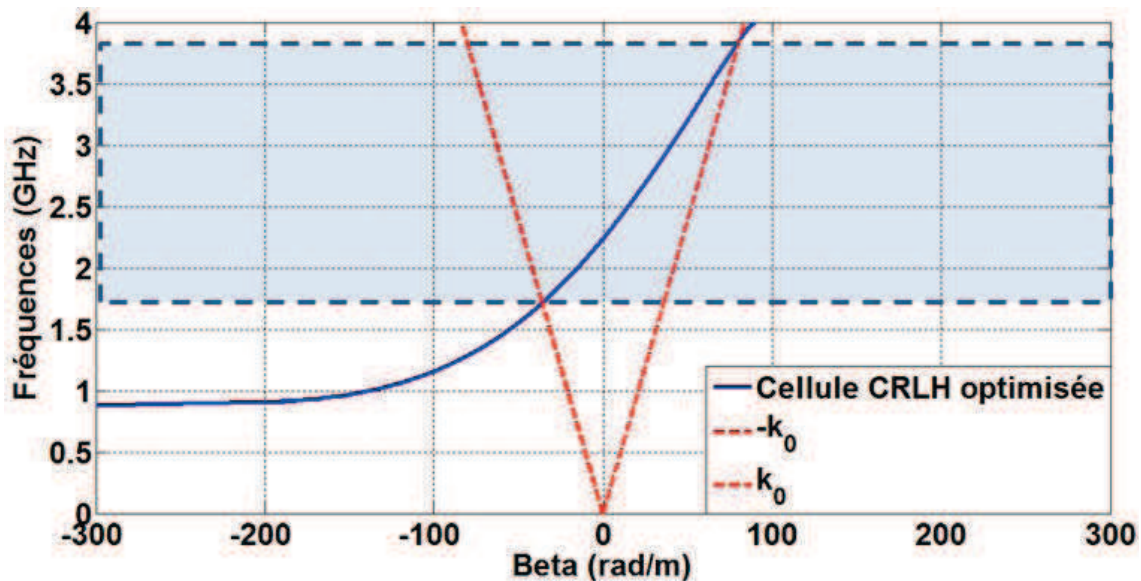


Figure 2.66 Diagramme de dispersion de la cellule CRLH optimisée

Cette optimisation est ensuite appliquée à l'antenne CRLH à ondes de fuite à 10 cellules présentée auparavant sur la Figure 2.57. Les résultats obtenus montrent une adaptation inférieure à -15 dB dans toute la zone leaky-wave. La Figure 2.68 montre un coefficient de transmission stable et inférieur à -0.4 dB dans la zone leaky-wave.

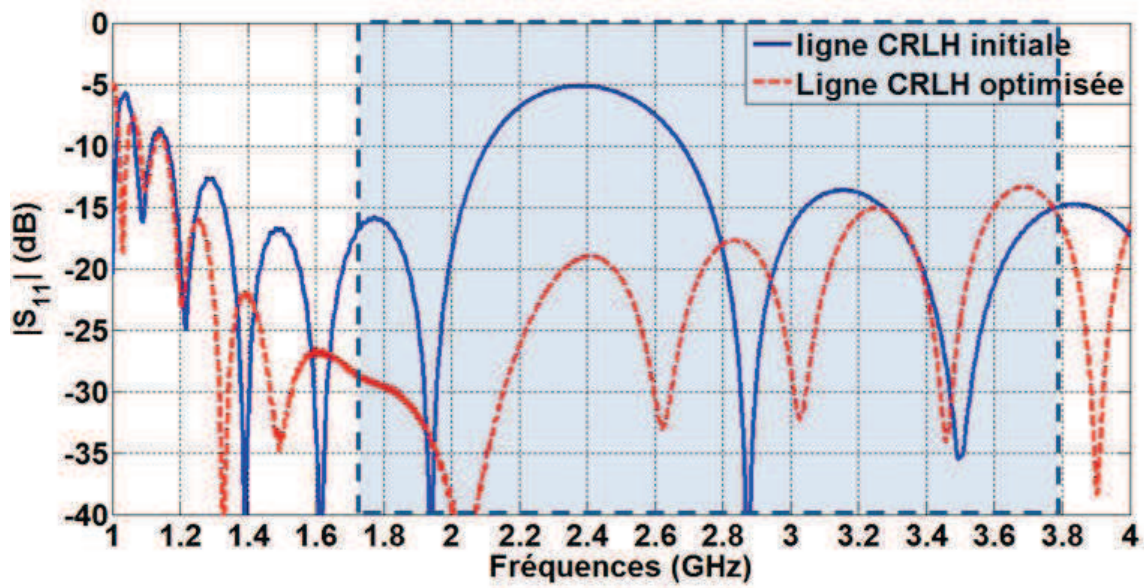


Figure 2.67 Module du coefficient de réflexion de la ligne CRLH à 10 cellules initiale et optimisée

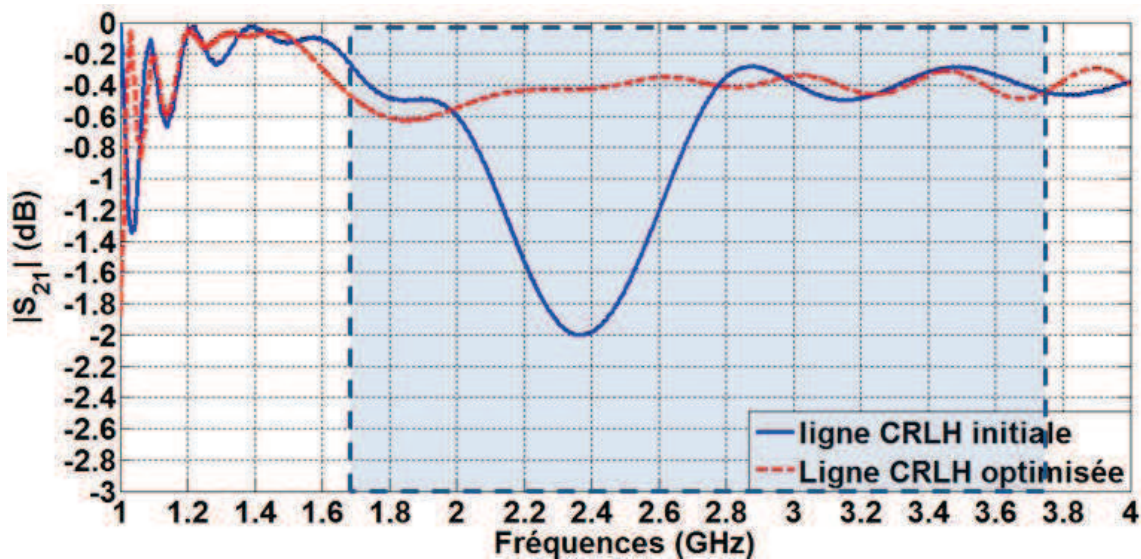


Figure 2.68 Module du coefficient de transmission de la ligne CRLH à 10 cellules initiale et optimisée

2.2.4. Efficacité de rayonnement de la ligne CRLH

Une fois l'antenne CRLH optimisée, l'efficacité de rayonnement peut être estimée. Pour cela, il est nécessaire d'évaluer la quantité de puissance rayonnée par rapport à la puissance injectée dans la structure CRLH. Cette part de puissance rayonnée est obtenue en retranchant à la puissance d'entrée, la puissance réfléchie, la puissance transmise à la charge

(50Ω) terminant la structure CRLH, les pertes ohmiques linéiques (α_c) et les pertes diélectriques linéiques (α_d).

$$P_{rad}() = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 - (\alpha_c l) - (\alpha_d l) \quad (2.10)$$

l étant la longueur totale de l'antenne CRLH

Les pertes ohmiques linéiques sont obtenues par l'expression ci-dessous [17] :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{2 Z_0 W} \left(\frac{Nepers}{m} \right) \quad (2.11)$$

Avec
$$R_s = \sqrt{\rho * \pi * f * \mu} \quad (2.12)$$

ρ est la résistivité

Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne microruban

W est la largeur de la ligne microruban

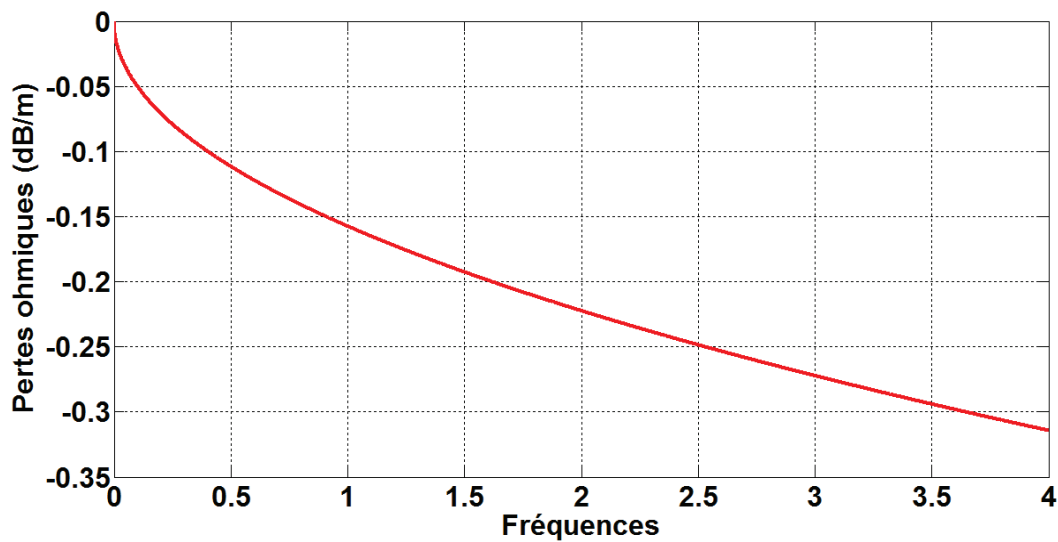


Figure 2.69 Pertes résistives linéiques de l'antenne CRLH en fonction de la fréquence

Les pertes diélectriques linéiques sont obtenues par la formule suivante [9]:

$$\alpha_d = \frac{\frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} * \epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} * \pi * \tan \delta \left(\frac{Neper}{m} \right) \quad (2.13)$$

Avec
$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma * \mu * \pi * f}} \quad (2.14)$$

Et
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) * \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 h / W}} \right) \quad (2.15)$$

ϵ_r est la permittivité relative du substrat

h est l'épaisseur du substrat

W est la largeur de la ligne microruban

δ représente l'épaisseur de peau

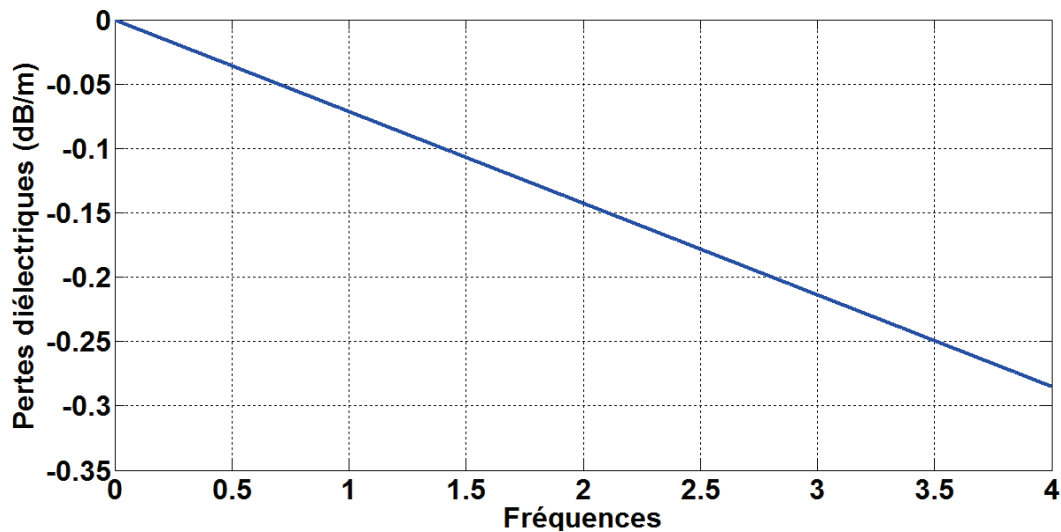


Figure 2.70 Pertes diélectriques linéiques de l'antenne CRLH en fonction de la fréquence

Les pertes diélectriques et les pertes résistives sont très faibles comme le montrent les figures 2.40 et 2.41. Par conséquent la part de puissance rayonnée dépend en grande partie de la puissance transmise à la charge (50Ω) et de la puissance réfléchie (Equation 2.10).

L'antenne CRLH est simulée avec différents nombres de cellules. Pour un nombre de cellules donné, la quantité de puissance rayonnée P_{rad} est estimée (Figure 2.71). L'antenne CRLH est imprimée sur un substrat de type Rogers Duroid RT5880 ($\epsilon_r=2.2$ et $\tan\delta=0.0009$).

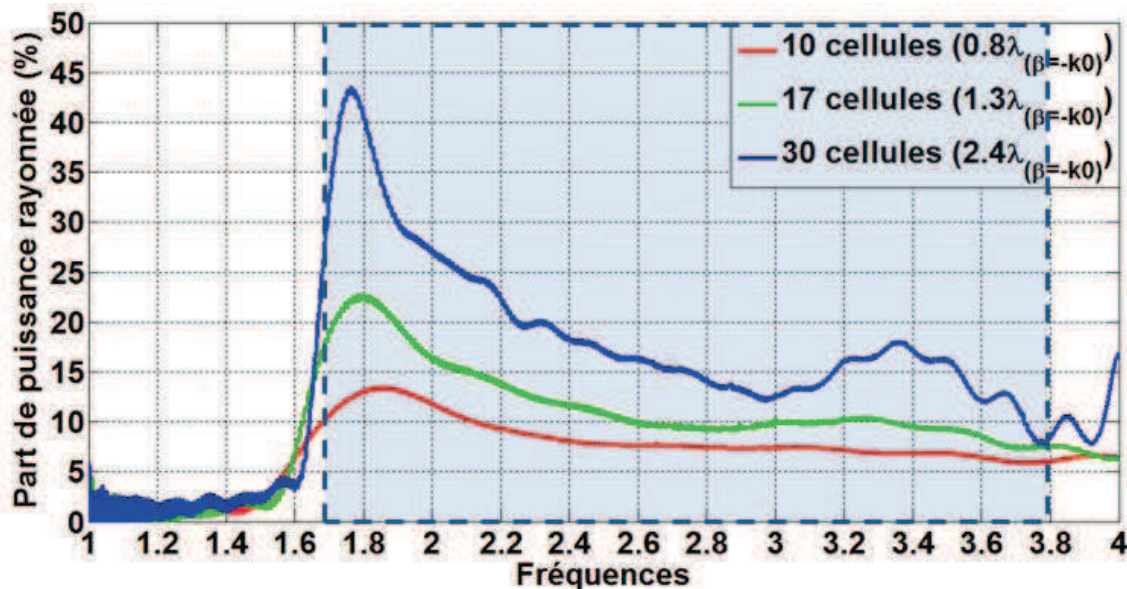


Figure 2.71 Quantité de puissance rayonnée par rapport à la puissance injectée dans l'antenne CRLH en fonction du nombre de cellules

On constate que quel que soit le nombre de cellules constituant l'antenne CRLH à ondes de fuite l'efficacité de rayonnement est maximale au début de la zone leaky-wave (1.8GHz) et diminue presque exponentiellement. La différence qui apparaît sur l'efficacité de rayonnement peut ainsi s'expliquer par le fait que l'adaptation en impédance est meilleure au début de la bande leaky-wave ($|S_{11}| < -30\text{dB}$) et que, le coefficient de transmission est également plus faible ($|S_{21}| < -0.4\text{dB}$). Pour une antenne CRLH à ondes de fuite de 30 cellules soit $2.4\lambda_{(\beta=-k_0)}$, l'efficacité de rayonnement maximale atteinte est de 43%.

La courbe correspondant à l'efficacité de rayonnement de la ligne CRLH à 30 cellules, présente des oscillations ainsi qu'une remontée en hautes fréquences, en dehors de la zone leaky-wave. Cela est sûrement dû au fait que pour un nombre de cellules aussi important la simulation électromagnétique est limitée par les ressources informatiques disponibles et par conséquent le calcul obtenu reste approché.

Conclusion

Dans ce chapitre une étude approfondie a été effectuée sur le fonctionnement des antennes CRLH à ondes de fuite. L'étude paramétrique sur les dimensions de la cellule CRLH et la nature du substrat utilisé ont permis entre autres d'obtenir la réduction de la polarisation croisée et l'élargissement de la zone leaky-wave. L'optimisation de la ligne CRLH a permis par la suite d'améliorer ses performances, notamment l'adaptation en impédance. Toutefois l'efficacité de rayonnement obtenue avec cette antenne CRLH à ondes de fuite confirme la propriété des antennes à ondes de fuite classiques. En effet, il faudrait que l'antenne CRLH ait une longueur minimale de $8\lambda_0$ pour atteindre une efficacité de rayonnement 90%. Ceci peut paraître contradictoire avec le besoin d'avoir des antennes de faible encombrement.

Il serait donc plus intéressant de trouver de nouvelles architectures d'antennes utilisant ces structures rayonnantes CRLH afin de tirer profit de leurs propriétés électromagnétiques atypiques. Ces nouvelles architectures d'antennes devront contenir un nombre important de cellules CRLH afin de générer un rayonnement efficace.

Le faible gap séparant les doigts de la capacité interdigitale de la cellule CRLH, impose un maillage assez fin pour bien caractériser la cellule CRLH. Plus le nombre de cellules augmente et plus la simulation électromagnétique de l'antenne CRLH devient difficile (très longue et nécessitant beaucoup de ressources) voire impossible. Il est donc impératif de trouver une approche alternative pour caractériser ces nouvelles antennes inspirées des structures CRLH. L'approche choisie est le développement d'un modèle analytique. Ce modèle s'appuie sur la connaissance approfondie du comportement électromagnétique des antennes CRLH qui a été acquise dans ce chapitre.

Références

- [1] F. Capolino, *Metamaterials Handbook, Vol. II: Applications of Metamaterials*, CRC Press, Boca Raton, USA, 2009.
- [2] K. Minwook, C. Caloz and T. Itoh, "Miniaturized MIM CRLH transmission line structure and application to backfire-to-endfire leaky-wave antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.1, 2004.
- [3] Z. Li, F. Li, J.H. Wang, M.E. Chen, Z. Zhang, "A Novel Compact MIM CRLH Transmission Line and Its Application to Leaky-Wave Antenna", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 25, No. 14-15, 2011.
- [4] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the Transmission Line Theory of Left-Handed (LH) Materials to the Realization of a Microstrip LH Transmission Line", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest*, San Antonio, USA, June 2002.
- [5] C. Caloz, T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed (LH) materials and Microstrip Implementation of an Artificial LH Transmission Line", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, May 2004.
- [6] K.L. Sheeja, Nabil Dakhli, P.K. Sahu, S.K. Behera, "Resonant antenna based on CRLH TL", *13th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory* September, Kyiv, Ukraine, 2010.
- [7] L. Liu, C. Caloz, T. Itoh, "Dominant mode leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability," *Electronics Letters*, Vol. 38, 2002.
- [8] C. Christopoulos, *The Transmission Line Modeling Method: TLM*, Piscataway, NY, IEEE Press, 1995.
- [9] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Edition, John Wiley & Sons, 2004.
- [10] A. Thior, X. Begaud, O. Maas, A.C. Lepage, "Bandwidth Enhancement of CRLH leaky-wave antennas", *5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011.
- [11] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, Artech House, Boston, 2003.

- [12] A. A. Oliner, "Leaky-wave antennas", in *Antenna Engineering Handbook*, Third Edition, edited by R. C. Johnson, McGraw Hill, 1993.
- [13] Z. A. Maricevic and T. K. Sarkar, "Analysis and measurements of arbitrarily shaped open microruban structures," in *Proc. Electromagnetic Wave Monograph Series, Progress Electromagnetics Research (PIER 15)*, vol. 17, J. A. Kong, Ed., 1997, pp. 253–301.
- [14] F. P. Casares-Miranda, P. Otero, E. Márquez-Segura and C. Camacho-Peñalosa, "Wire Bonded Interdigital Capacitor", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 10, October 2005.
- [15] F. P. Casares-Miranda, C. Camacho-Peñalosa and C. Caloz, "Active Composite Right/Left-Handed Leaky-Wave Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, July 2006.
- [16] A. Rahman, Y. Hao and C.G. Parini, "Cross-polar component suppression of interdigital-capacitor and stub-inductor-based leaky-wave antenna", *Electronics Letters* Vol. 45 No. 1, January 2009.
- [17] E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate Models for Microruban Computer-Aided Design," *Symposium on Microwave Theory and Techniques*, pp. 407-409, June 1980.

Chapitre 2 Modélisation analytique du rayonnement d'une ligne CRLH

Introduction

Les antennes CRLH à ondes de fuite permettent d'effectuer un balayage angulaire dans un demi-plan en fonction de la fréquence et notamment de former le faisceau dans la direction perpendiculaire au plan de l'antenne, contrairement à une antenne à ondes de fuite classique. La loi de variation de la puissance à l'intérieur de l'antenne à ondes de fuite classique peut être approximée par l'équation suivante [1].

$$\frac{P(L)}{P(0)} = e^{-(2\alpha L)} \quad (3.1)$$

$P(L)$ est la puissance que l'on retrouve à l'extrémité de l'antenne à ondes de fuite après rayonnement du mode leaky-wave.

$P(0)$ est la puissance d'entrée injectée dans l'antenne à ondes de fuite.

L est la longueur totale de l'antenne à ondes de fuite

En supposant que cette loi de variation s'applique aux antennes CRLH, on peut ainsi en déduire l'efficacité de rayonnement de l'antenne CRLH :

$$\eta(\) = 100 * [1 - P(L)/P(0)] \quad (3.2)$$

Cette expression de l'efficacité de rayonnement ne comprend pas les pertes diélectriques et résistives de l'antenne CRLH qui sont négligeables, comme il a été démontré dans le chapitre 2 paragraphe 2.2.4.

L'atténuation linéique de l'antenne CRLH à ondes de fuite optimisée présentée dans le chapitre 2, paragraphe 2.1.3 est calculée à partir de son coefficient de transmission.

$$\alpha = \frac{-\ln(|S_{21}|)}{L} \text{ (Neper/m)} \quad (3.3)$$

Une fois l'atténuation linéique connue, on peut estimer l'efficacité de rayonnement de l'antenne CRLH en fonction du nombre de cellules à partir de l'équation (3.1).

On remarque sur la Figure 3.72 que pour atteindre une efficacité de rayonnement de 70% dans la bande leaky-wave (1.7-3.8GHz), il faudrait au minimum 120 cellules soit une longueur totale de $13\lambda_{(\beta=-k_0)}$.

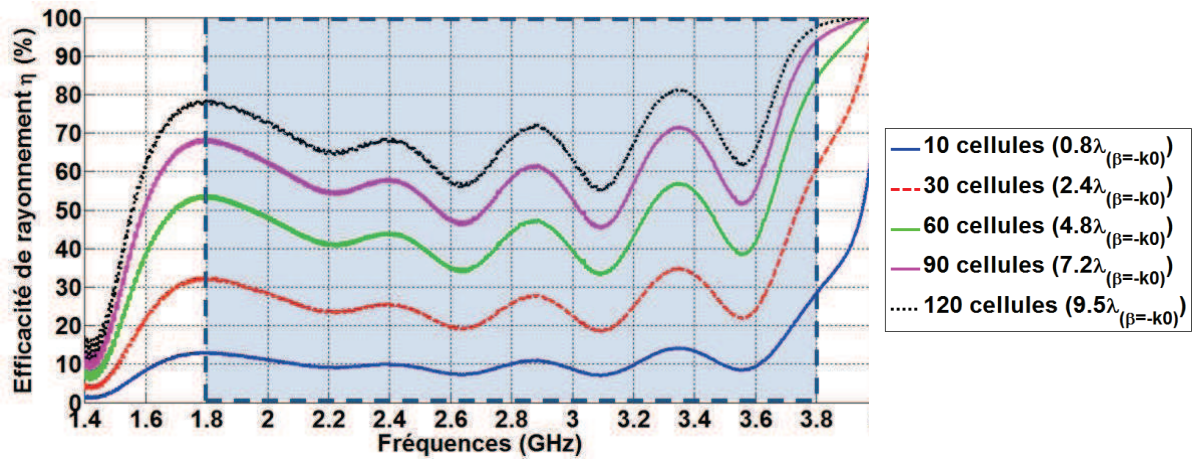


Figure 3.72 Efficacité de rayonnement de l'antenne CRLH en fonction du nombre de cellules

La simulation électromagnétique sur CST Microwave Studio (solveur TLM) de l'antenne CRLH à ondes de fuite a fait apparaître des durées de simulation très longues comme le montre le Tableau 3-6. L'antenne CRLH à ondes de fuite simulée est celle obtenue après l'optimisation effectuée dans le chapitre 2, paragraphe 2.2.3. La ligne CRLH comprend donc des stubs alternés pour réduire la polarisation croisée, et des fils métalliques (wires) pour supprimer les résonances parasites des capacités interdigitales. Les résultats de simulation sont donnés pour un ordinateur ayant un processeur à 4 cœurs de type Intel® Xeon® (8M Cache, 2.26 GHz), et une RAM de 12 GB.

Tableau 3-6 Efficacité de rayonnement de l'antenne CRLH en fonction du nombre de cellules

Nombre de cellules CRLH	10cells ($0.8\lambda_{(\beta=-k_0)}$)	17cells ($1.5\lambda_{(\beta=-k_0)}$)	30cells ($2.4\lambda_{(\beta=-k_0)}$)
Durée de la simulation (heures)	25	36	66
Efficacité de rayonnement maximale obtenue à $f_{(\beta=-k_0)}$	10%	17%	43%

Ces longues simulations rendent difficile voire impossible la caractérisation de la ligne CRLH. Par conséquent, il est essentiel de trouver un modèle analytique décrivant le rayonnement de la ligne CRLH. Pour construire un modèle analytique performant, il faut

connaître les propriétés électromagnétiques de la ligne CRLH (constante de propagation β (rad/m), coefficient d'atténuation α (Neper/m)), mais également s'assurer qu'elle présente une polarisation linéaire bien établie.

Dans ce chapitre, la polarisation de la ligne CRLH sera étudiée, ensuite le modèle analytique décrivant son rayonnement sera détaillé et validé par la simulation électromagnétique.

3.1. Polarisation de l'antenne CRLH

La ligne CRLH étudiée est celle optimisée et présentée dans le chapitre 2, paragraphe 2.2.3. La structure CRLH est constituée de 10 cellules imprimées sur un substrat de type Rogers Duroid RT5880 avec $\epsilon_r=2.2$ ($\tan\delta=0.0009$), comme le montre la Figure 3.73.

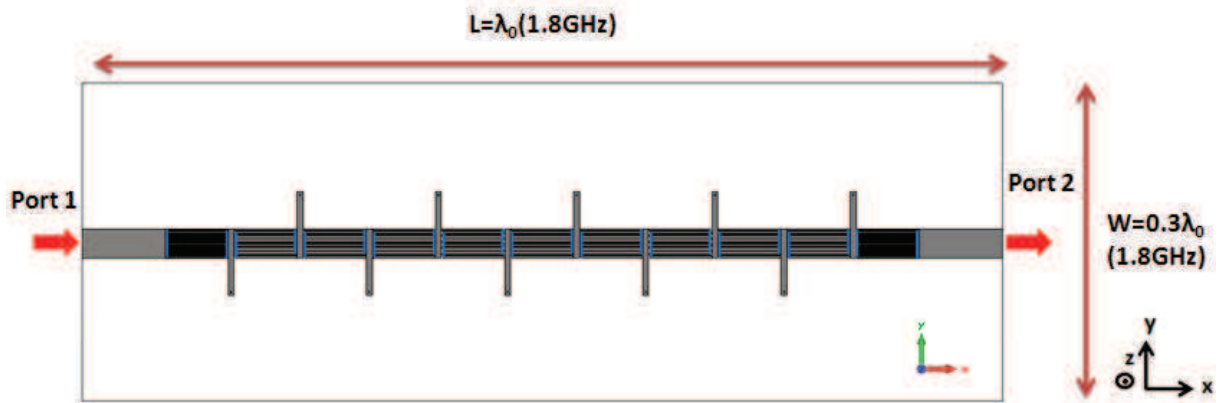


Figure 3.73 Antenne CRLH à 10 cellules

Afin de définir la polarisation de l'antenne CRLH à ondes de fuite, les composantes cartésiennes du champ électrique sont présentées. Les composantes du champ électrique E_x , E_y et E_z en coordonnées cartésiennes peuvent être obtenues à partir des composantes E_r , E_θ et E_φ (coordonnées sphériques) [2] données par la simulation électromagnétique.

$$E_x = E_r \sin \theta \cos \varphi + E_\theta \cos \theta \cos \varphi - E_\varphi \sin \varphi \quad (3.4)$$

$$E_y = E_r \sin \theta \sin \varphi + E_\theta \cos \theta \sin \varphi + E_\varphi \cos \varphi \quad (3.5)$$

$$E_z = E_r \cos \theta - E_\theta \sin \theta \quad (3.6)$$

Les composantes cartésiennes du champ électrique sont présentées sur la Figure 3.74.

$$\mathbf{F}=1.9\text{GHz} (\beta < 0)$$

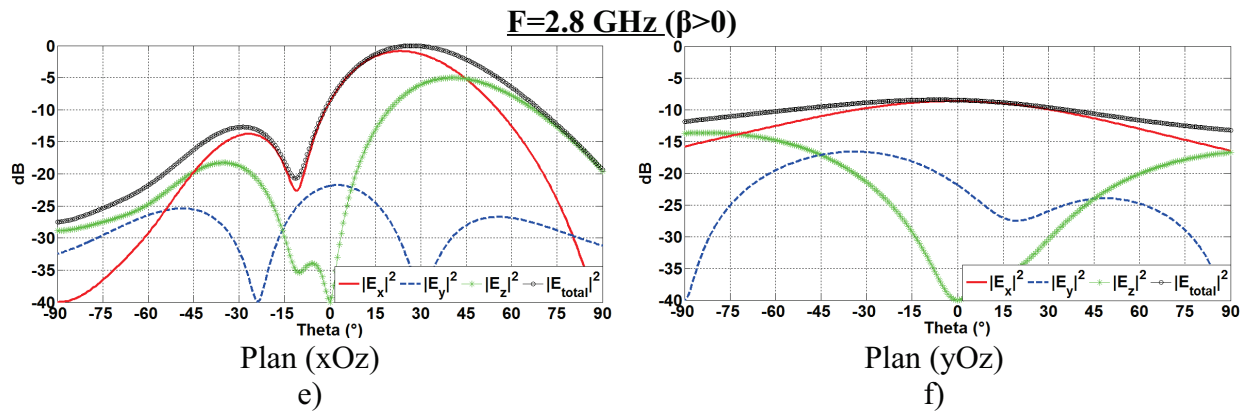
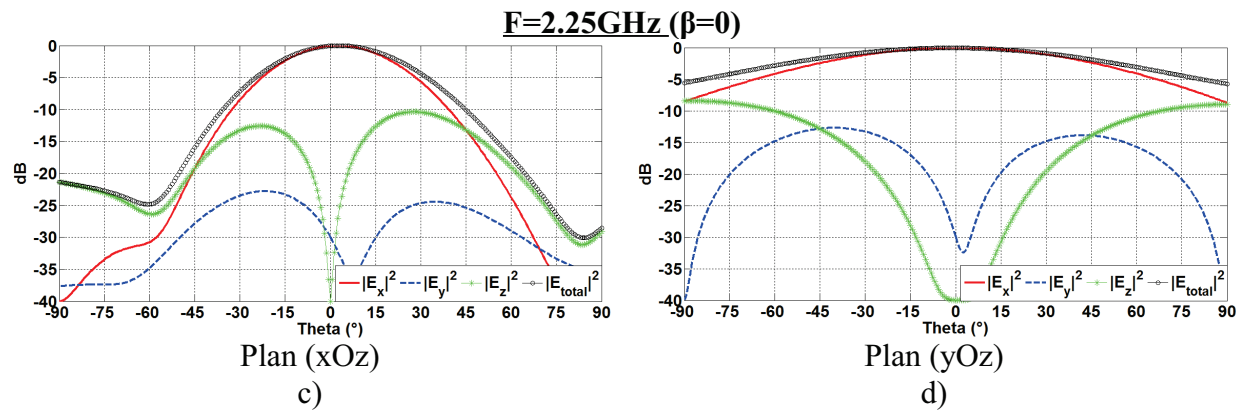
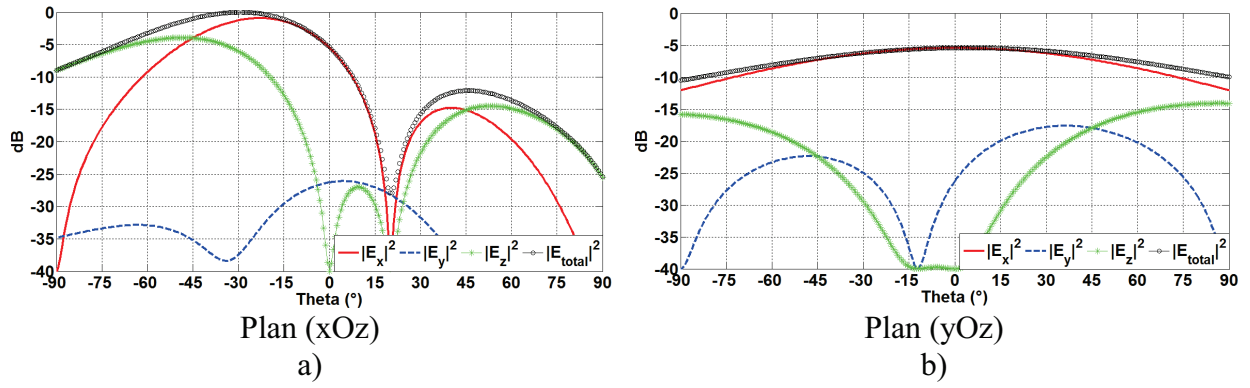


Figure 3.74 Composantes cartésiennes normalisées du champ électrique lointain

En champ lointain la composante radiale du champ électrique devient négligeable ($E_r \approx 0$), on obtient donc :

$$E_x = E_\theta \cos \theta \cos \varphi - E_\varphi \sin \varphi \quad (3.7)$$

$$E_y = E_\theta \cos \theta \sin \varphi + E_\varphi \cos \varphi \quad (3.8)$$

$$E_z = -E_\theta \sin \theta \quad (3.9)$$

A la fréquence $f_{(\beta=0)}=2.25$ GHz le champ électrique est uniforme dans la ligne CRLH car la constante de propagation est nulle, par conséquent le rayonnement est maximum suivant l'axe perpendiculaire à la ligne CRLH ($\theta=0^\circ$), soit l'axe (Oz). Une onde TEM se propageant suivant l'axe (Oz) implique que le champ électrique est distribué sur les axes (Ox) et (Oy). La composante du champ suivant l'axe (Oy) étant négligeable du fait des stubs symétriques, alors la composante principale du champ électrique est E_x .

Pour un dépointage donné ($\theta \neq 0$), les trois composantes cartésiennes du champ électrique sont non nulles comme le montrent les équations (3.7), (3.8) et (3.9). Les stubs étant disposés symétriquement de part et d'autre de la ligne CRLH, leurs courants se propagent dans des directions opposées. Par conséquent la composante E_y est très faible pour toutes les fréquences. L'expression de la composante E_z montre que si le dépointage devient important alors la valeur de la composante E_z augmente. La composante E_z est donc minimale à la fréquence $f_0=2.25$ GHz (rayonnement à $\theta=0^\circ$) et augmente en fonction du dépointage.

Dans le plan (xOz), on constate que pour $|\theta| < 45^\circ$, la composante E_x est plus importante que E_z , par contre pour $|\theta| > 45^\circ$ on obtient $E_z > E_x$. Cela peut s'expliquer par les équations (3.10) et (3.12). En effet si on suppose que E_y est négligeable, du fait des stubs symétriques, alors le champ électrique a deux composantes principales E_x et E_z . Ainsi dans le plan (xOz), comme le montre l'équation (3.7), lorsque θ augmente, E_x diminue alors que E_z augmente. Pour $\theta = \pm 45^\circ$, $E_x = E_z$ comme le montrent les figures 3.3a, 3.3c et 3.3e. Lorsque $|\theta| < 45^\circ$ alors $\sin\theta < \cos\theta$, et donc $E_z < E_x$. De même si $|\theta| > 45^\circ$ alors $\sin\theta > \cos\theta$, et donc $E_z > E_x$.

Lorsque $\varphi=0$:

$$E_x = E_\theta \cos \theta \quad (3.10)$$

$$E_y \approx 0 \quad (3.11)$$

$$E_z = -E_\theta \sin \theta \quad (3.12)$$

Par ailleurs la simulation électromagnétique a montré que l'angle de dépointage de l'antenne CRLH à ondes de fuite varie entre -45° et $+50^\circ$. Par conséquent on peut en déduire que dans toute la zone de balayage angulaire, la composante E_x est dominante. De plus, la composante E_x décrit bien le balayage angulaire en fonction de la fréquence. Si on compare la composante E_x et le champ total rayonné, on constate que la composante E_x définit bien la direction du faisceau et l'ouverture rayonnante. On peut donc en déduire que la polarisation de l'antenne CRLH est suivant l'axe (Ox). Cependant, la composante E_z doit être prise en

compte afin d'obtenir les valeurs réalistes du champ rayonné, particulièrement lorsque l'antenne CRLH présente un fort dépointage.

3.2. Modèle analytique du rayonnement de la ligne CRLH 1D

3.2.1. Description du modèle analytique

Plusieurs approches ont été proposées pour calculer le rayonnement d'une antenne CRLH à ondes de fuite [3], [4]. La première approche [3] utilise le principe du facteur de réseau. En effet, une ligne CRLH est généralement une structure périodique et peut donc être considérée comme un réseau d'antennes connectées entre elles, dans lequel chaque antenne discrète produit le rayonnement d'une cellule unitaire de la ligne CRLH (Figure 3.75). La distance séparant les antennes discrètes du réseau est alors la longueur de la cellule CRLH.

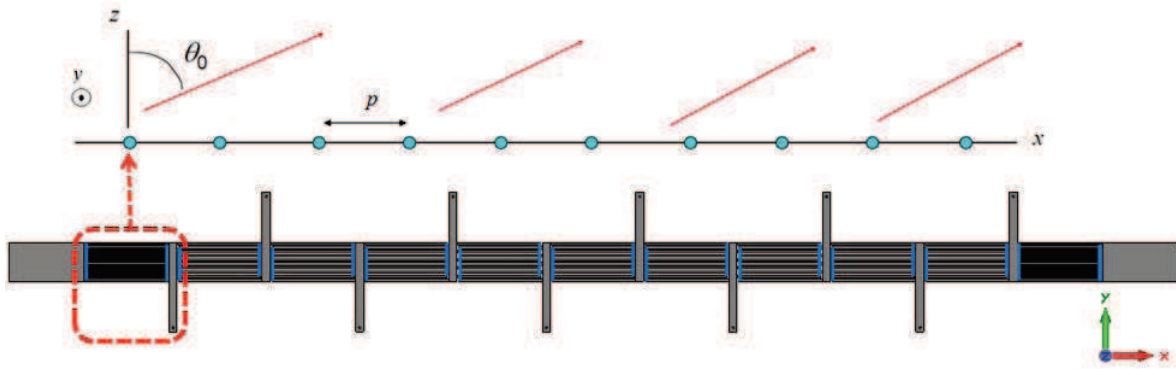


Figure 3.75 Modèle réseau de la ligne CRLH 1D

Chaque cellule CRLH est caractérisée par sa constante de propagation β (rad/m) et son atténuation linéique α (Neper/m). Le rayonnement de chaque cellule CRLH est ensuite pondéré par une amplitude I_m et une phase χ_m . L'indice m indique l'emplacement de chaque cellule élémentaire dans la ligne CRLH ayant M cellules unitaires.

$$I_m = I_0 e^{-\alpha p m} \quad (3.13)$$

$$\chi_m = -m k_0 p \sin \theta_0 = -m \beta_{CRLH} p \quad (3.14)$$

θ_0 est l'angle entre le vecteur \vec{k}_0 et l'axe (Oz). Il définit la direction du faisceau produit par chaque cellule CRLH en fonction de la fréquence.

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left[\frac{\beta_{CRLH}(f)}{k_0(f)} \right] \quad (3.15)$$

Le facteur de réseau (AF: Array Factor) de la structure CRLH à ondes de fuite peut ainsi se calculer avec les paramètres décrits plus haut:

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} I_m e^{jm(k_0 p \sin \theta \cos \varphi + \chi)}$$

$$\dot{i} \sum_{m=0}^{M-1} I_m e^{jm(k_0 p \sin \theta \cos \varphi - k_0 p \sin \theta_0)}$$
(3.16)

Le rayonnement d'un réseau d'antennes en l'absence de couplage est donné par [2] :

$$R(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi) * AF(\theta, \varphi) \quad (3.17)$$

Où $E(\theta)$ représente le rayonnement d'une cellule élémentaire CRLH.

Étant donné que la longueur p de la cellule CRLH est très petite devant la longueur d'onde ($p \approx \lambda_{(\beta=0)}/8$), les auteurs de la méthode [3] l'assimilent à une source isotrope. Par conséquent le rayonnement de la ligne CRLH se résume au facteur de réseau :

$$R(\theta, \varphi) = AF(\theta, \varphi)$$

La seconde méthode [4] considère la ligne CRLH comme une structure linéaire à ondes progressives. L'analyse de Fourier permet de représenter le rayonnement de la structure CRLH en une superposition de champs rayonnés par plusieurs sources infinitésimales de courant, placées le long de la structure. La distribution du courant dans chacune de ces sources peut être définie par :

$$I = e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \quad (3.18)$$

Le rayonnement d'une antenne est décrit par la fonction champ rayonné qui vérifie la relation : $E(r, \theta, \varphi) = R(\theta, \varphi) * e^{-\left(\frac{jkr}{r}\right)}$. Le rayonnement de l'antenne CRLH, dans le plan (xOz), est ainsi donné par la formule suivante [1] :

$$R(\theta) = \int_0^L e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} e^{-jk_0 x \sin \theta} dx \quad (3.19)$$

L étant la longueur totale de la structure CRLH.

D'où

$$|R(\theta)| = \frac{L \sin \left[\frac{k_0 L}{2} \left(\sin \theta - \frac{(\beta + j\alpha)}{k_0} \right) \right]}{\frac{k_0 L}{2} \left(\sin \theta - \frac{(\beta + j\alpha)}{k_0} \right)} \quad (3.20)$$

La taille de la cellule unitaire étant très petite devant la longueur d'onde ($p \approx \lambda_{(\beta=0)}/8$), les deux approches présentées se valent. En effet, la petite taille de la cellule CRLH fait que le réseau d'antennes synthétisé par la première approche [3] peut être assimilé à une distribution continue de sources de courants [4]. D'autre part, ces deux méthodes considèrent la cellule CRLH comme une source isotrope. Afin d'obtenir une estimation plus précise du rayonnement de la ligne CRLH, une connaissance du rayonnement de la cellule CRLH est nécessaire. Par la suite la première approche [3] sera choisie avec un modèle réaliste du rayonnement de la cellule unitaire CRLH, car il est plus aisé pour le calcul analytique d'effectuer une sommation plutôt qu'un calcul intégral.

3.2.1.1. Rayonnement de la cellule unitaire

Afin de définir son rayonnement, la cellule unitaire (Figure 2.41) est simulée sur CST (solveur TLM). Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 3.76. On constate que le rayonnement de la cellule CRLH n'est pas isotrope.

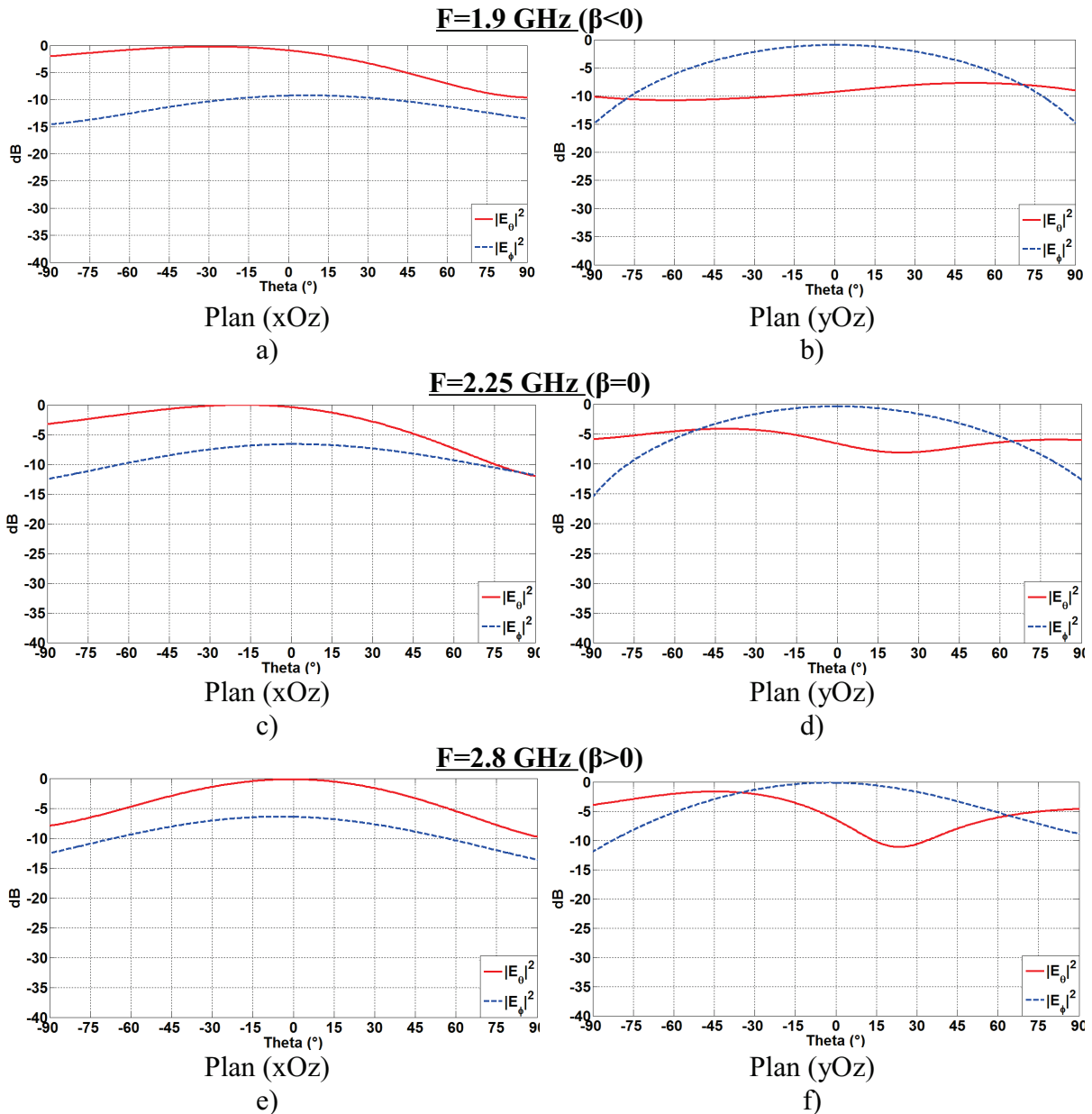


Figure 3.76 Diagrammes de rayonnement normalisés de la cellule unitaire CRLH obtenus avec la simulation électromagnétique

Pour définir l'expression du rayonnement de la cellule unitaire, on recherche les fonctions mathématiques décrivant le mieux la variation des composantes du champ rayonné obtenues en simulation.

- Plan (xOz)
 - la **composante Thêta** de la fonction champ rayonné $R_{UC}(\theta, \varphi)$ de la cellule CRLH peut être assimilée à la fonction $\cos(\theta - \theta_0)$, θ_0 étant la direction du faisceau produit par chaque cellule CRLH (Equation 3.15).

- la **composante Phi** de la fonction champ rayonné $R_{UC}(\theta, \varphi)$ de la cellule CRLH peut être assimilée à la fonction $\cos(\theta)$.
- Plan (yOz)
 - la **composante Thêta** de $R_{UC}(\theta, \varphi)$ peut être assimilée à la fonction $\sin(\theta)$.
 - la **composante Phi** de la fonction champ rayonné de la cellule CRLH peut être assimilée à la fonction $\cos(\theta)$.

Cette approximation du rayonnement de la cellule CRLH est ajustée pour respecter l'ouverture angulaire obtenue avec la simulation électromagnétique. Ainsi l'expression décrivant le mieux le rayonnement de la cellule unitaire est donnée par l'équation (3.21).

$$R_{UC}(\theta, \varphi) = \left[\cos(0.8 * (\theta - \theta_0)) * \cos \varphi + j * \sin(\theta) * \sin \varphi \right] \vec{e}_\theta + \left[\cos((\theta - \theta_0)) * \cos \varphi \right] \vec{e}_\varphi \quad (3.21)$$

Pour prendre en compte le couplage entre les cellules CRLH et la réduction de la polarisation croisée due aux stubs alternés, la fonction $R_{UC}(\theta, \varphi)$ peut être affinée en s'appuyant sur les résultats de simulation de la ligne CRLH à trois cellules (Figure 3.77).

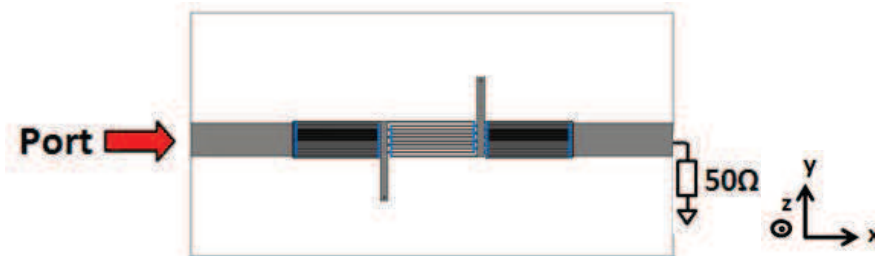


Figure 3.77 Structure CRLH à 3 cellules à stubs alternés

En utilisant l'expression de $R_{UC}(\theta, \varphi)$ donnée par l'équation 3.21 et en appliquant la théorie des réseaux (Equation 3.17), on obtient le rayonnement des trois cellules :

$$R(\theta, \varphi) = R_{UC}(\theta, \varphi) * AF(\theta, \varphi)$$

$$i R_{UC}(\theta, \varphi) * \sum_{m=0}^2 I_m e^{jm(k_0 p \sin \theta \cos \varphi - k_0 p \sin \theta_0)} \quad (3.22)$$

Le rayonnement des trois cellules CRLH obtenu avec l'équation 3.22 est comparé avec les diagrammes de rayonnement de la simulation électromagnétique. La comparaison a

montré des divergences notamment dans le plan (xOz) sur la composante phi de $R_{UC}(\theta, \varphi)$. En effet, la simulation électromagnétique montre que la composante phi dans le plan (xOz) ressemble plus à la fonction $\sin(\theta - \theta_0)$ plutôt qu'à la fonction $\cos(\theta)$ comme le montrent les figures 3.5a, 3.5c et 3.5e. Il apparaît également des différences sur l'ouverture angulaire des lobes principaux et sur le niveau de la composante croisée dans les deux plans de coupe. Ainsi, pour mieux respecter l'ouverture angulaire donnée par la simulation, les coefficients à l'intérieur des fonctions cosinus et sinus sont légèrement modifiés.

Les stubs étant disposés symétriquement de part et d'autre de la ligne CRLH, leurs courants s'annulent et la composante croisée est réduite. Pour établir le modèle de rayonnement d'une ligne CRLH composée de plusieurs cellules et dont les stubs sont disposés symétriquement, il faut pondérer la composante croisée afin de la réduire. Ces coefficients de pondération sont obtenus en comparant le niveau de la composante principale et celui de la composante croisée du champ rayonné par la ligne CRLH à 10 cellules optimisée (Figure 2.60). D'où la nouvelle expression de $R_{UC}(\theta, \varphi)$:

$$\vec{R}_{UC}(\theta, \varphi) = \left[\cos(0.7 * (\theta - \theta_0)) * \cos \varphi + j * 0.3 * \sin(\theta) * \sin \varphi \right] \vec{e}_\theta + \left[0.2 * \sin(0.7 * \right. \quad (3.23)$$

La modification de la fonction du champ rayonné de la cellule unitaire CRLH peut s'expliquer par le fait que la première expression (Equation 3.21) considère la cellule CRLH comme une antenne seule sans interaction avec aucune autre cellule. En effet l'équation 3.21 considère la ligne CRLH comme un réseau linéaire d'antennes physiquement séparées par une distance égale à la longueur de la cellule CRLH. Cependant, les cellules CRLH étant liées les unes aux autres, il existe une certaine interaction entre elles.

3.2.1.2. Validation du modèle analytique

Le rayonnement de la ligne CRLH contenant plusieurs cellules est obtenu en appliquant le facteur de réseau comme le montre l'équation 3.17, et en utilisant la nouvelle expression du rayonnement de la cellule CRLH (Equation 3.23). L'application du modèle analytique nécessite toutefois quelques ajustements. En effet, l'expression permettant de calculer le rayonnement (Equation 3.23), fait intervenir la direction du lobe principal θ_0 . La valeur de θ_0 peut être obtenue théoriquement par l'expression suivante (Equation 3.15).

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left[\frac{\beta_{CRLH}(f)}{k_0(f)} \right]$$

$\beta_{CRLH}(f)$ étant la constante de propagation à l'intérieur de la structure CRLH et obtenue à partir du coefficient de transmission $\beta_{CRLH}(f) = \text{phase}(S_{21}) / (\text{longueur de la ligne CRLH})$, comme il a été démontré dans le chapitre 1, paragraphe 1.2.2.1.

Cette expression montre que suivant les valeurs de $\beta_{CRLH}(f)$, la direction du lobe principal varie entre $\theta_0 = -90^\circ$ (si $\beta_{CRLH}(f) = -k_0$) et $\theta_0 = +90^\circ$ (si $\beta_{CRLH}(f) = +k_0$), comme le montre la Figure 3.78. La Figure 3.78 présente la courbe décrivant la direction du lobe principal en fonction de la fréquence, pour trois lignes CRLH de longueurs différentes. Ces trois courbes sont comparées à la courbe reliant les directions du lobe principal obtenues pour chaque fréquence après la simulation électromagnétique (CST Microwave Studio, solveur TLM) de la ligne CRLH à 10 cellules.

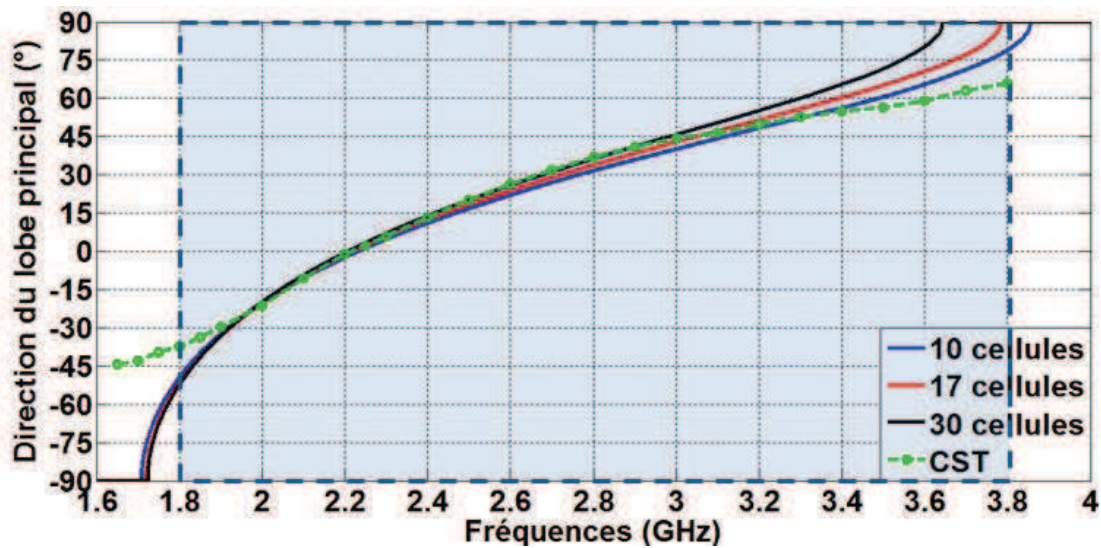


Figure 3.78 Direction du lobe principal en fonction de la fréquence

On remarque tout d'abord que la direction du lobe principal obtenue avec la simulation électromagnétique est limitée dans l'intervalle $-45^\circ < \theta_0 < 65^\circ$. Ensuite, plus le nombre de cellules constituant la ligne CRLH est important, plus la valeur de la direction du lobe principal est proche des résultats de la simulation électromagnétique. Cela peut s'expliquer par le fait que plus la ligne CRLH est longue, plus elle a une bonne efficacité de rayonnement et plus le lobe principal est mieux identifié. Ainsi pour avoir une meilleure précision du modèle analytique, il

faut prendre en compte le décalage en fréquence qui existe à certaines fréquences entre la simulation électromagnétique et la courbe théorique.

Afin de valider le modèle analytique, la ligne CRLH à 10 cellules est utilisée (Figure 3.73). Les paramètres S de l'antenne CRLH à ondes de fuite à 10 cellules, déjà montrés dans le chapitre 2, paragraphe 2.2.3, sont présentés sur la Figure 3.79. On note une bonne adaptation en impédance ($|S_{11}| < -10\text{dB}$) entre 1.2GHz et 3.6GHz.

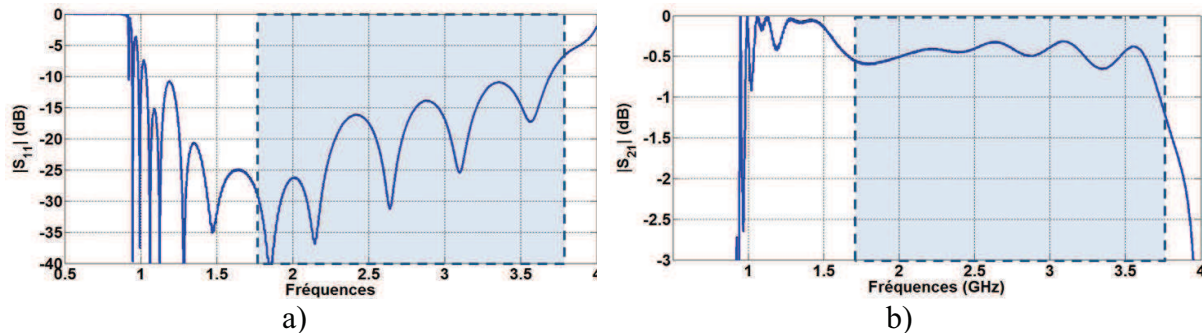
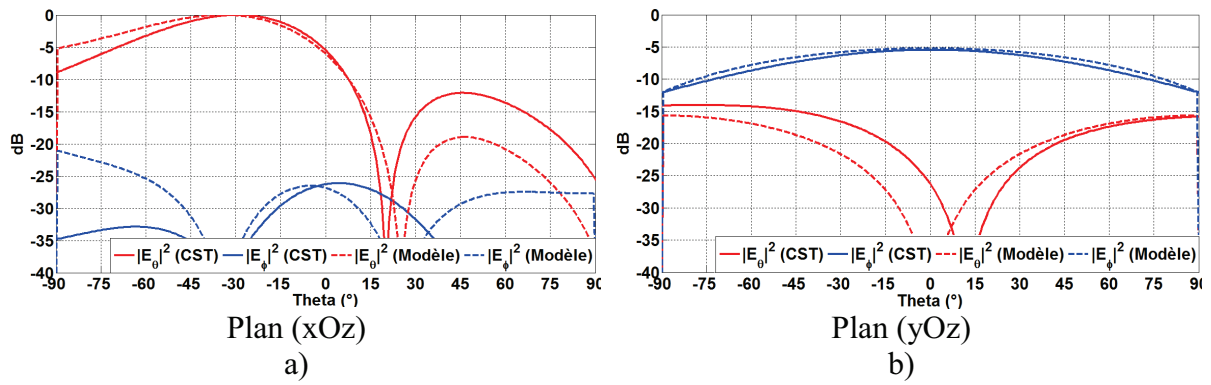


Figure 3.79 Module des paramètres S de l'antenne CRLH à 10 cellules

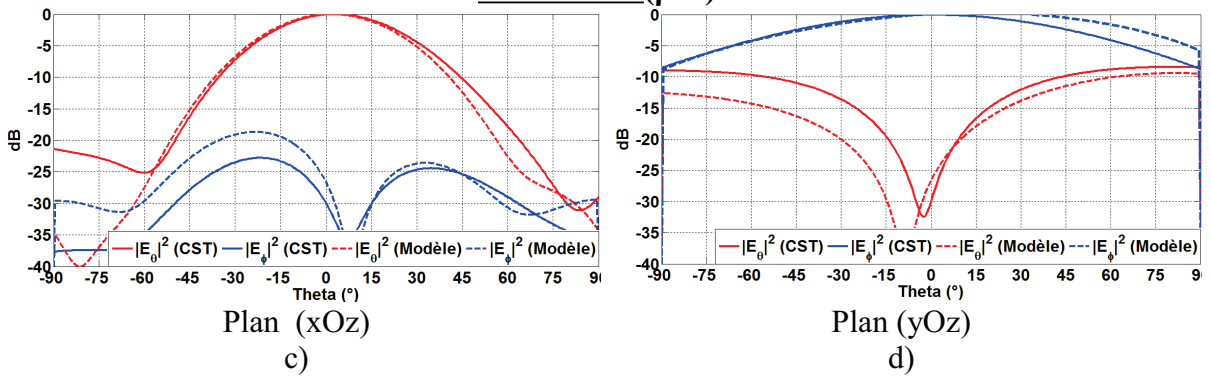
Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation sont comparés avec les valeurs estimées par le modèle analytique (Figure 3.80). Les composantes du champ rayonné sont en effet bien estimées par le modèle. La direction du maximum de rayonnement dans le plan (xOz) et l'ouverture angulaire du lobe principal sont bien évalués.

Les composantes cartésiennes du rayonnement sont également représentées (Erreur : source de la référence non trouvée). Le modèle analytique montre bien que la polarisation est établie suivant l'axe (Ox), de plus les trois composantes cartésiennes sont chacune bien estimées.

F=1.9 GHz ($\beta < 0$)



F=2.25GHz ($\beta=0$)



F=2.6 GHz ($\beta>0$)

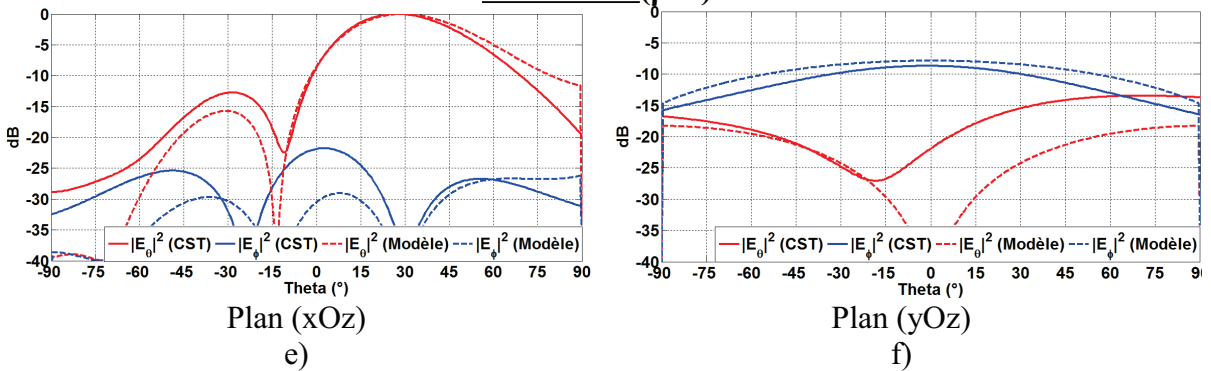


Figure 3.80 Comparaison entre les diagrammes de rayonnement normalisés (composantes sphériques) de la ligne CRLH à 10 cellules obtenus en simulation et les valeurs estimées par le modèle analytique

F=1.9 GHz ($\beta<0$)

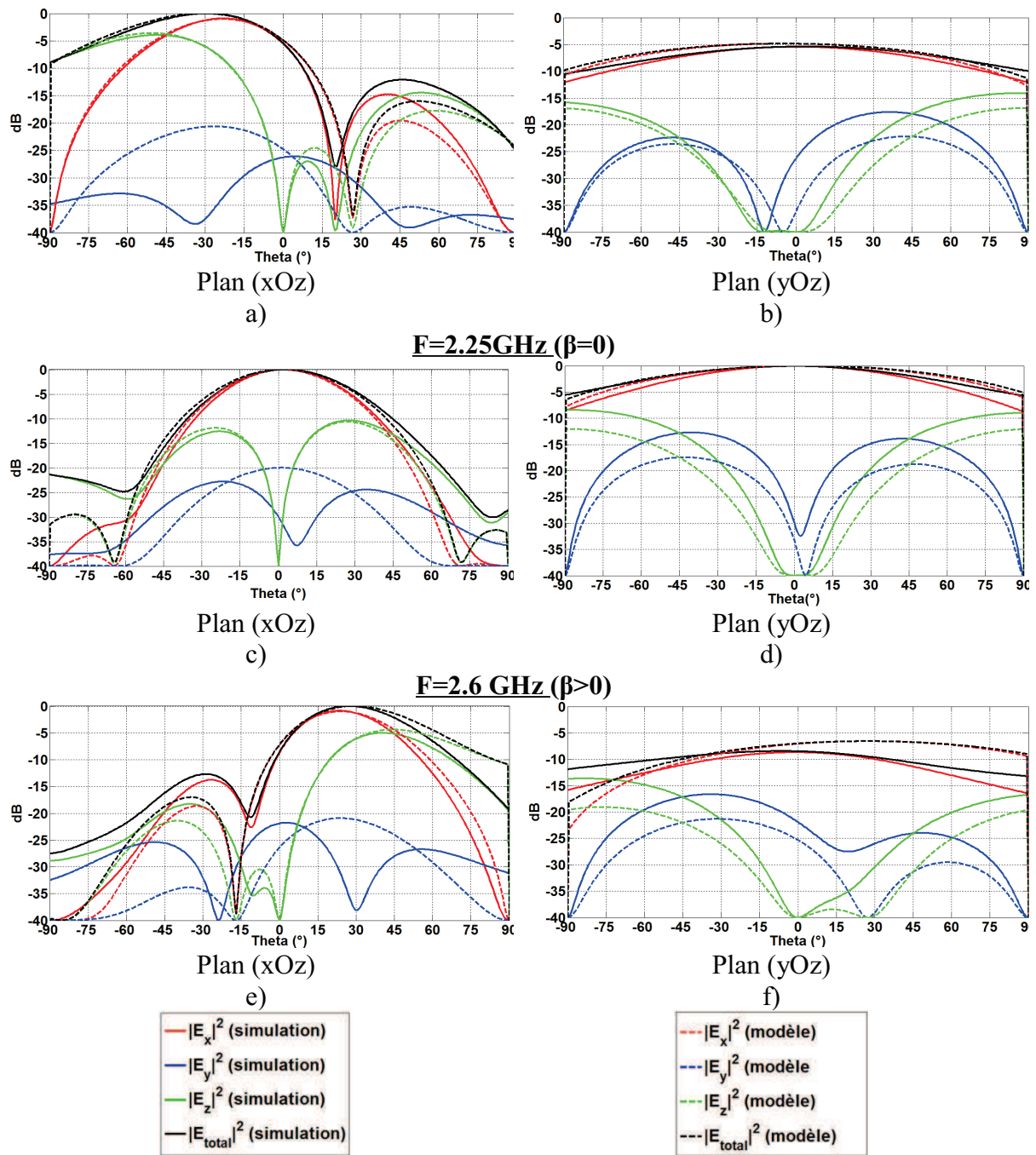


Figure 3.81 Comparaison entre les diagrammes de rayonnement normalisés (composantes cartésiennes) de la ligne CRLH à 10 cellules obtenus en simulation et les valeurs estimées par le modèle analytique

Le modèle analytique décrit parfaitement le rayonnement de la ligne CRLH avec un temps de calcul faible (inférieur à 5 minutes). L'ajustement appliqué sur le calcul de la direction de rayonnement permet de mieux respecter la position des maxima ainsi que l'ouverture angulaire du lobe principal.

Conclusion

Le modèle analytique présenté dans ce chapitre permet de calculer le rayonnement d'une antenne CRLH. Ce modèle est d'un grand intérêt car il a permis de déterminer avec précision et très rapidement le rayonnement de l'antenne CRLH. Contrairement à la simulation électromagnétique qui nécessite des durées de simulation très importantes (25 heures pour 10 cellules), la modélisation analytique dure moins de cinq minutes avec un logiciel de calcul numérique comme MATLAB.

Cette modélisation analytique pourra être utilisée dans le chapitre suivant pour modéliser les nouvelles architectures d'antennes proposées. Ces nouvelles antennes proposées sont réalisées avec des lignes CRLH reliées entre elles par des lignes de transmission. Ces antennes devront utiliser le maximum de lignes CRLH pour atteindre une bonne efficacité de rayonnement. Par conséquent, l'utilisation du modèle analytique qui vient d'être développé permettra de s'affranchir des longues durées de simulation.

Références

[1] A. A. Oliner, “Leaky-wave antennas”, in *Antenna Engineering Handbook*, Third Edition, edited by R. C. Johnson, McGraw Hill, 1993.

[2] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.

[3] C. Caloz and T. Itoh, “Array Factor Approach of Leaky-Wave Antennas and Application to 1D/2D Composite Right/Left-Handed (CRLH) Structures”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, No. 6, June 2004.

[4] A. Sutinjo, M. Okoniewski and R.H. Johnston, “Radiation from fast and slow traveling waves,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 50, No. 4, August 2008.

[5] Z. Li, J. Wang, F. Li, “Prediction of radiation patterns of the CRLH leaky-wave antennas by different approaches”, *IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE)*, June 2011.

Chapitre 3 Architectures d'antennes à base de lignes CRLH

Introduction

Afin de tirer profit des propriétés électromagnétiques atypiques des structures rayonnantes CRLH (large balayage angulaire, large bande passante), de nouvelles architectures d'antennes utilisant les lignes CRLH sont proposées. Ces antennes présentent des performances différentes en fonction de la phase appliquée entre les lignes CRLH. Pour appliquer ce déphasage, une technique simple et présentant de faibles pertes est l'utilisation d'une longueur particulière de ligne de transmission. Les performances de l'antenne finale dépendent alors intégralement des propriétés électromagnétiques des lignes CRLH qui la constituent. Quelle que soit la géométrie de l'antenne finale, le rayonnement est obtenu en sommant les rayonnements des différentes lignes CRLH. En première approximation le couplage entre les lignes CRLH n'est pas pris en compte dans cette sommation. Une étude sera donc effectuée pour évaluer la contribution du couplage existant.

Le principe de conception de ces nouvelles antennes inspirées des lignes CRLH sera:

- Appliquer les déphasages adéquats entre les lignes CRLH et les positionner pour construire le diagramme de rayonnement de l'antenne complète souhaité
- Utiliser le maximum de lignes CRLH pour obtenir une bonne efficacité de rayonnement
- Agencer les lignes CRLH convenablement de manière à réduire au maximum la taille de l'antenne complète

Ces nouvelles architectures doivent également permettre de réduire au maximum la taille de l'antenne complète, tout en s'assurant que la ligne CRLH simple qui constitue une branche de ces nouvelles antennes contienne au minimum 10 cellules ($0.8\lambda_{(\beta=k_0)}$), pour garantir une efficacité de rayonnement minimale à chaque branche. En effet il apparaît dans le chapitre 2, paragraphe 2.2.4 qu'une ligne CRLH à 10 cellules présente une efficacité de rayonnement variant entre 7% et 14% dans la zone leaky-wave (1.8-3.8GHz). Pour un nombre de cellules inférieur, le rayonnement de la ligne CRLH n'est plus exploitable car trop faible pour être dissocié des pertes de la structure.

Il a été démontré dans le chapitre 3 que la simulation électromagnétique d'une ligne CRLH à 10 cellules nécessitait un temps de calcul de 25 heures. Etant donné que les nouvelles

architectures d'antennes proposées dans ce chapitre utilisent plusieurs lignes CRLH (ayant chacune 10 cellules au minimum), il est essentiel d'établir une modélisation analytique pour chaque architecture. De plus une étude paramétrique est nécessaire pour trouver le déphasage exact à appliquer entre les lignes CRLH afin d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité. Ce modèle permettra ainsi à terme de concevoir rapidement les antennes à base de lignes CRLH et de trouver les géométries les plus favorables pour produire les diagrammes de rayonnement souhaités.

Les nouvelles antennes proposées sont essentiellement composées de lignes CRLH reliées par des lignes de transmission. Par conséquent le comportement électromagnétique de ces nouvelles antennes dépend uniquement des propriétés électromagnétiques des lignes CRLH qui la constituent et du déphasage appliqué entre elles. Pour mettre en place le modèle analytique de chaque architecture proposée le modèle analytique de la ligne CRLH présenté dans le chapitre 3 paragraphe 3.2, va être utilisé.

Avant de proposer les nouvelles architectures d'antennes inspirées des lignes CRLH, une étude du couplage entre deux lignes CRLH est d'abord effectuée. Ensuite pour chaque architecture proposée, le modèle analytique est détaillé et validé par la simulation.

4.1. Etude du couplage entre deux lignes CRLH

Les nouvelles antennes proposées seront constituées de plusieurs lignes CRLH pour garantir une bonne efficacité de rayonnement. Ces lignes CRLH doivent être disposées de telle sorte à maximiser le rayonnement de l'antenne dans une surface donnée. Dans ce sens il est important de connaître la distance minimale qui doit séparer les lignes CRLH afin de réduire au maximum le couplage entre elles. Pour évaluer ce couplage, les performances d'une ligne CRLH en présence d'une autre ligne CRLH sont étudiées. Les deux lignes CRLH sont ainsi disposées parallèlement sur l'axe (Ox) et séparées par une distance d sur l'axe (Oy).

4.1.1. Etude des paramètres S

La ligne CRLH étudiée est celle optimisée et présentée dans le chapitre 2, paragraphe 2.2.3. Elle est constituée de 10 cellules imprimées sur un substrat de type Rogers Duroid RT5880 avec $\epsilon_r=2.2$ ($\tan\delta=0.0009$). La ligne CRLH est alimentée par une extrémité et terminée sur l'autre extrémité par une charge 50Ω . La deuxième ligne CRLH est chargée par 50Ω sur chacun de ses accès (Figure 4.82). La structure comprenant les deux lignes CRLH est simulée sur CST Microwave Studio (solveur TLM).

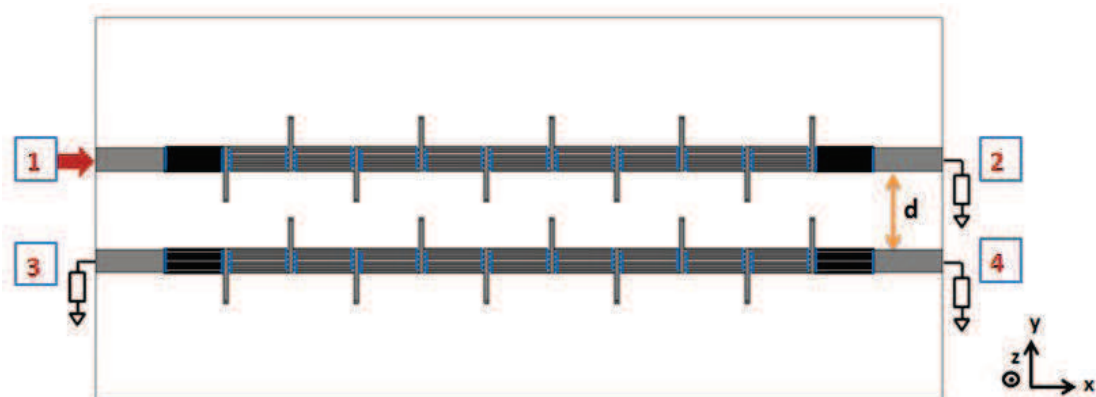


Figure 4.82 Couplage entre deux lignes CRLH ayant le même sens de propagation

La Figure 4.83 montre que le coefficient de réflexion de la ligne CRLH reste inchangé quelle que soit la distance qui sépare les deux lignes CRLH.

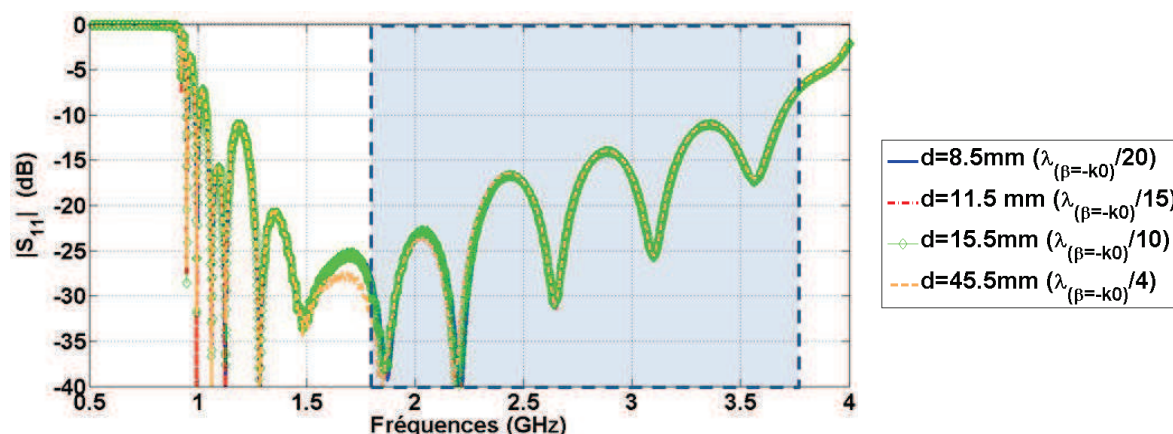


Figure 4.83 Module du coefficient de réflexion de la ligne CRLH

La Figure 4.84 présente le coefficient de transmission entre le port 1 et le port 3, en fonction de la distance d qui sépare les deux lignes CRLH. Quelle que soit la distance d , le couplage est toujours plus important autour de la fréquence de résonance d'ordre zéro $f_{(\beta=0)}=2.25\text{GHz}$. A cette fréquence le champ électrique est uniforme sur toute la ligne CRLH et l'interaction entre les deux lignes CRLH est plus forte, contrairement aux autres fréquences où le courant est plus localisé. En effet le courant est distribué dans la ligne CRLH avec des maxima et des minima dont la période dépend de la fréquence. Par conséquent lorsque la distance entre les deux lignes CRLH est réduite, le couplage augmente naturellement mais plus fortement autour de f_0 . Lorsque la distance $d > \lambda_{(\beta=-k_0)}/10$, le couplage entre les lignes CRLH reste faible ($|S_{31}| < -30\text{dB}$) dans la bande 0.5-4GHz. Pour les valeurs $d \leq \lambda_{(\beta=-k_0)}/10$ le

couplage augmente mais reste faible sauf autour de la fréquence $f_{(\beta=0)}=2.25\text{GHz}$ où il atteint -13dB . La Figure 4.85 présente le couplage entre le port 1 et le port 4. On remarque que le couplage est très faible ($|S_{41}| < -30\text{dB}$) pour une distance entre les lignes CRLH $d = \lambda_{(\beta=-k_0)}/4$. Lorsque $d < \lambda_{(\beta=-k_0)}/10$ le couplage augmente naturellement mais reste presque constant dans la bande 1.3-4GHz. Avec une distance entre les lignes CRLH $d = \lambda_{(\beta=-k_0)}/20$, le couplage reste faible ($|S_{41}| < -20\text{dB}$) dans la bande leaky-wave 1.8-3.8GHz.

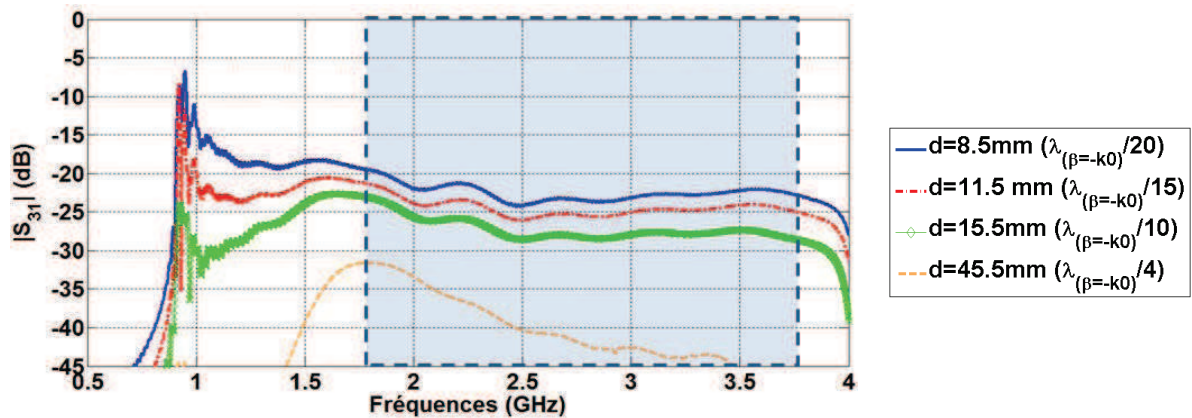


Figure 4.84 Couplage entre le port 1 et le port 3

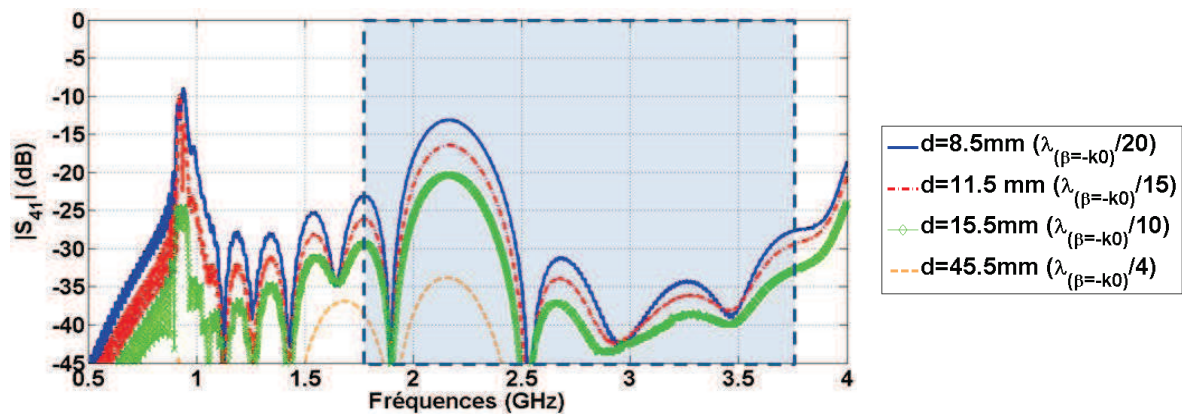


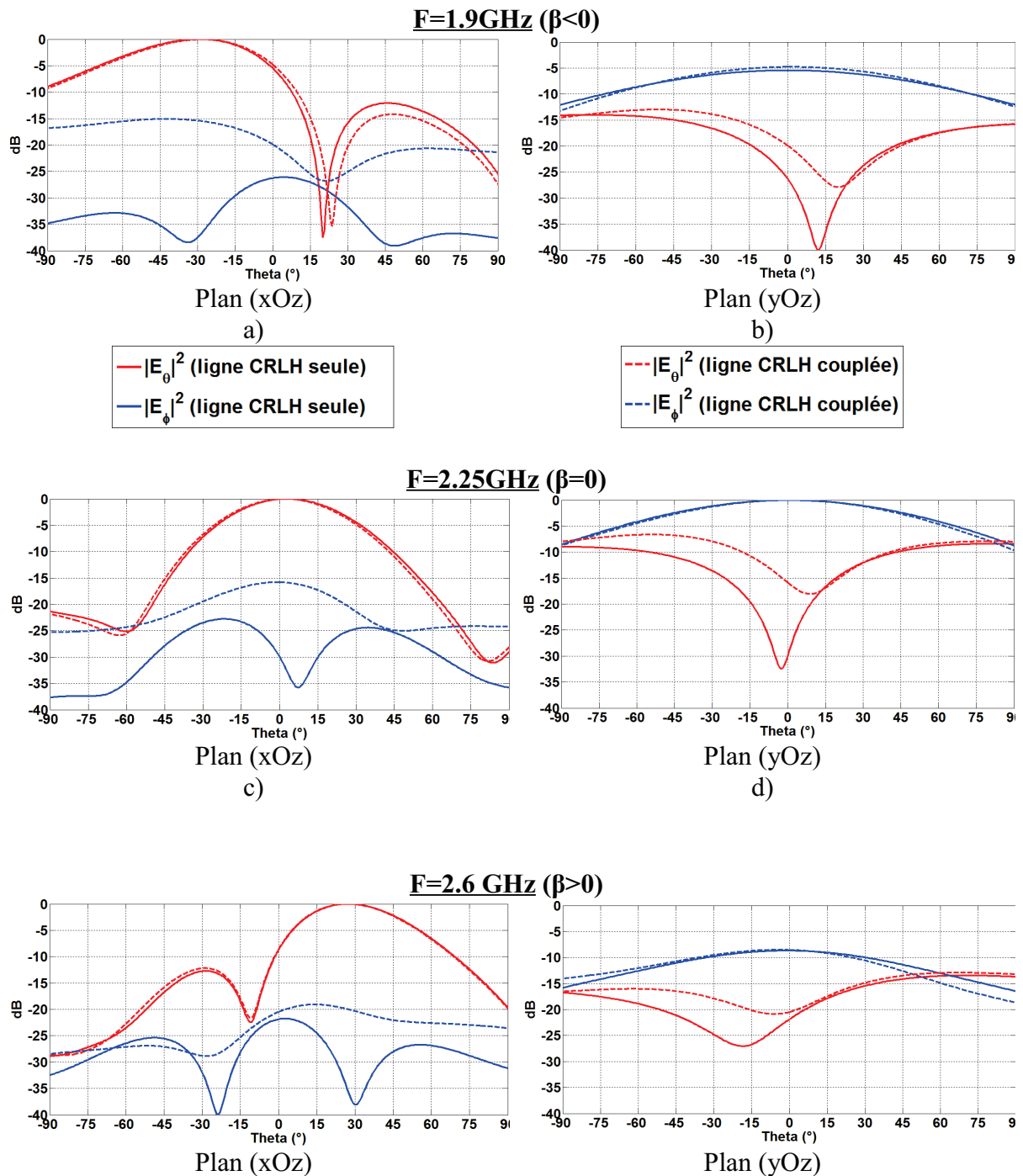
Figure 4.85 Couplage entre le port 1 et le port 4

Quel que soit l'accès sur la deuxième ligne CRLH on constate que le couplage entre les deux lignes CRLH est faible ($< -20\text{dB}$) pour une distance séparant les deux lignes CRLH $d \geq \lambda_{(\beta=-k_0)}/20$, sauf autour de la fréquence de résonance d'ordre zéro ($f_{(\beta=0)}=2.25\text{GHz}$) où le couplage atteint -13dB pour $d = \lambda_{(\beta=-k_0)}/20$.

4.1.2. Influence du couplage sur le rayonnement de la ligne CRLH

Afin de valider le faible couplage entre les lignes CRLH, on compare les diagrammes de rayonnement de la ligne CRLH seule avec ceux obtenus en présence d'une autre ligne

CRLH (Figure 4.1). Les deux lignes CRLH sont distantes de $d=8.5\text{mm}$ ($\lambda_{(\beta=k_0)}/20$). On constate tout d'abord sur la Figure 4.86 que le balayage angulaire dans le plan (xOz) reste inchangé. La direction du lobe principal ainsi que la largeur du faisceau sont identiques dans les deux plans de coupe lorsque la ligne CRLH est seule ou en présence d'une autre ligne CRLH. Cependant le niveau de la polarisation croisée devient plus important dans les deux plans de coupe lorsque la ligne CRLH est couplée. Malgré cette augmentation, la composante croisée reste inférieure à -15dB , ce qui est un niveau acceptable.



e) f)
Figure 4.86 Diagrammes de rayonnement de la ligne CRLH seule et de la ligne CRLH couplée

Au vu des paramètres S et des diagrammes de rayonnement de la ligne CRLH couplée, on peut en déduire que le couplage entre les lignes CRLH distantes de $d \geq 8.5 \text{ mm}$ ($\lambda_{(\beta=-k_0)}/20$) n'a pas d'effet significatif sur le fonctionnement de l'antenne. Dans la construction du modèle décrivant le fonctionnement des antennes à base de lignes CRLH, le couplage entre les lignes CRLH n'est donc pas pris en compte, pour une distance $d \geq \lambda_{(\beta=-k_0)}/20$ séparant les lignes CRLH.

4.2. Antenne méandre à base de lignes CRLH

4.2.1. Géométrie de l'antenne

L'antenne méandre est constituée de lignes CRLH parallèles à l'axe (Ox) et distantes d'un pas d sur l'axe (Oy). Les lignes CRLH sont reliées entre elles par des lignes de transmission sous forme de coudes chanfreinés (Figure 4.87).

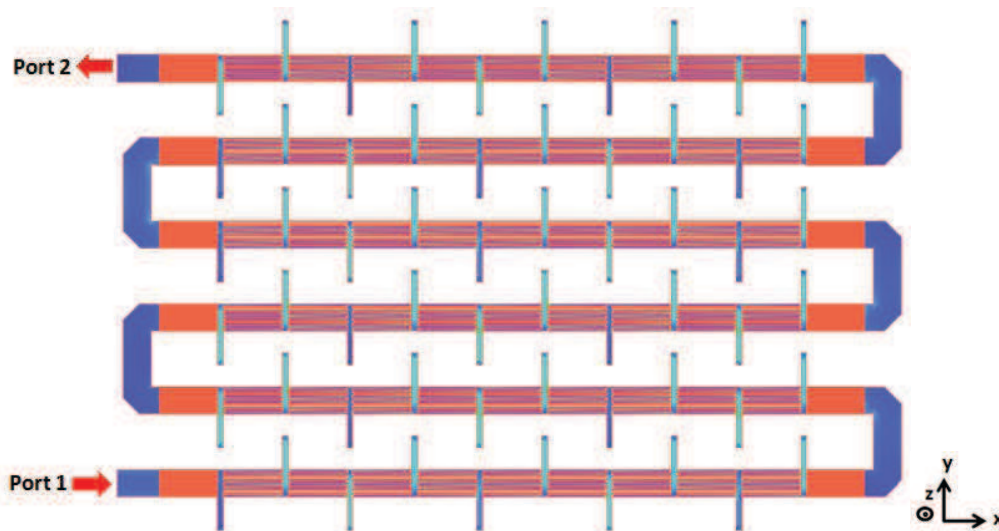


Figure 4.87 Antenne méandre constituée de six lignes CRLH

4.2.2. Fonctionnement et intérêt de l'antenne méandre

Le rayonnement de l'antenne méandre dépend intégralement du rayonnement de chaque ligne CRLH. Pour une fréquence donnée, l'antenne méandre peut présenter différents diagrammes de rayonnement en fonction du déphasage appliqué entre les lignes CRLH. Deux principaux types de diagrammes peuvent apparaître:

- *Diagramme de rayonnement focalisé dans le plan (xOz)*

La ligne CRLH se comportant comme une antenne à ondes de fuite, elle permet d'effectuer un balayage angulaire en fonction de la fréquence. Ainsi, si le déphasage appliqué entre les lignes CRLH identiques du méandre est tel que toutes les lignes CRLH rayonnent en phase avec le même dépointage θ_0 , alors le méandre aura un diagramme de rayonnement pointant dans cette direction, comme le montrent la Figure 4.88 (pour $\theta_0=0$) et la Figure 4.89 (pour $\theta_0 \neq 0$). La direction du maximum de rayonnement dans le plan (xOz) dépend donc de la ligne CRLH élémentaire, plus précisément de sa constante de propagation et de la fréquence.

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left[\frac{\beta_{CRLH}(f)}{k_0(f)} \right] \quad (4.1)$$

La forme du diagramme de rayonnement de l'antenne méandre dans le plan (yOz) dépend de la distance séparant les lignes CRLH. La directivité de l'antenne méandre est déterminée par le nombre de cellules dans chaque branche du méandre.

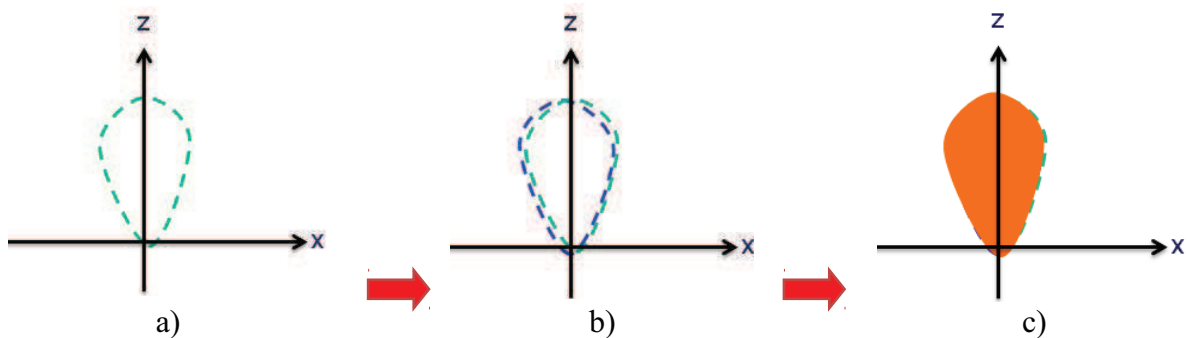


Figure 4.88 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1^{ère} ligne CRLH (a), de la 1^{ère} ligne et de la 2^{ème} ligne CRLH (b) et du méandre complet (c)

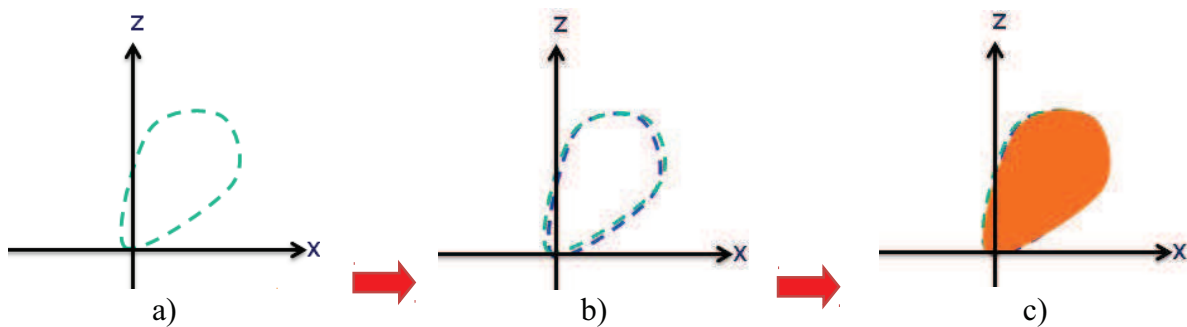


Figure 4.89 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1^{ère} ligne CRLH (a), de la 1^{ère} ligne et de la 2^{ème} ligne CRLH (b) et du méandre complet (c)

- Diagramme avec une grande ouverture angulaire dans le plan (xOz)

Pour un méandre constitué de deux lignes CRLH identiques, si la première ligne CRLH rayonne vers les angles positifs dans le quadrant droit du cône de rayonnement ($0^\circ < \theta_1 < +90^\circ$), alors la deuxième ligne CRLH va rayonner vers les angles négatifs dans le quadrant gauche du cône de rayonnement ($-90^\circ < \theta_2 < 0^\circ$), car elle est alimentée en sens inverse. Etant donné que les deux lignes CRLH ont le même diagramme de dispersion et la même longueur physique, alors $|\Delta\theta_1| = |\Delta\theta_2|$, ($|\Delta\theta_1|$ et $|\Delta\theta_2|$ étant la largeur du lobe principal des lignes CRLH dans le plan (xOz)).

Si on applique par exemple un déphasage nul (par rapport au signal d'entrée du méandre) à l'entrée de la deuxième ligne CRLH, alors le diagramme du méandre qui en résulte est un diagramme avec une grande ouverture angulaire comme le montre la Figure 4.90.

Lorsque les lobes des lignes CRLH élémentaires se joignent, alors le lobe du méandre a une largeur double :

$$\Delta\theta_{\text{méandre}} = |\Delta\theta_1| + |\Delta\theta_2| = 2 * |\Delta\theta_1| \quad (4.2)$$

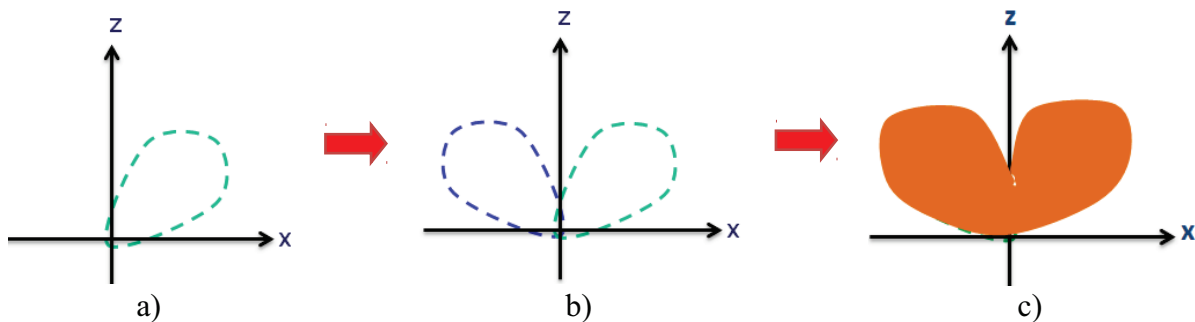


Figure 4.90 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1^{ère} ligne CRLH (a), de la 1^{ère} ligne et de la 2^{ème} ligne CRLH (b) et du méandre complet (c)

Si le dépointage de la ligne CRLH est important, il apparaît une annulation du diagramme de rayonnement du méandre dans l'axe (Oz), comme le montre la figure 4.9c. Cette annulation dans l'axe peut être évitée en modifiant le déphasage entre les lignes CRLH (Figure 4.10), tout en conservant l'ouverture angulaire du méandre.

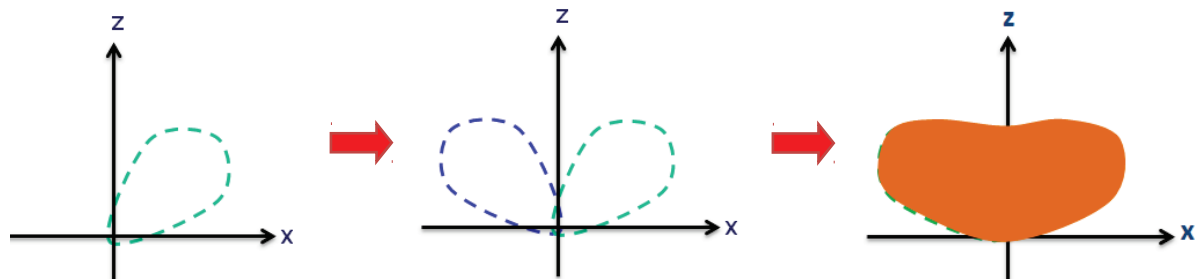


Figure 4.91 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1^{ère} ligne CRLH (a), de la 1^{ère} ligne et de la 2^{ème} ligne CRLH (b) et du méandre complet (c)

Théoriquement l'équation (4.1) montre que la ligne CRLH peut atteindre un dépointage maximal de $\theta_0 = \pm 90^\circ$ dans le plan (xOz), aux fréquences limites basse et haute de la zone leaky-wave. Cependant la simulation électromagnétique montre que l'angle de dépointage maximal obtenu dans le plan (xOz) n'est que de $\theta_0 = -45^\circ$ pour la fréquence limite basse (1.8GHz) de la zone leaky-wave et $\theta_0 = +65^\circ$ pour la fréquence limite haute (3.8GHz) (chapitre 3, paragraphe 3.2.1.2). Toutefois l'ouverture angulaire à -3dB du lobe principal du méandre peut atteindre des valeurs $\Delta\theta > 120^\circ$. Cette ouverture angulaire importante est d'un grand intérêt car elle permet d'envisager la réalisation de réseaux d'antennes balayant plus largement que les réseaux classiques. En effet, les réseaux utilisant des antennes patch (microruban) ne peuvent rayonner au-delà de $\pm 60^\circ$, du fait de l'ouverture angulaire à -3dB limitée de l'antenne patch ($\Delta\theta \leq 120^\circ$).

4.2.3. Modélisation analytique du rayonnement du méandre

Afin d'établir le modèle analytique décrivant le rayonnement du méandre, on construit un méandre avec deux lignes CRLH, constituées chacune de 10 cellules (Figure 4.92).

Il a été démontré dans le chapitre 3, paragraphe 3.3, que chaque ligne CRLH peut être considérée comme un réseau linéaire d'antennes, dans lequel chaque cellule CRLH constitue une antenne. Par conséquent l'antenne méandre complète peut être assimilée à un réseau d'antennes à deux dimensions, soit (MxN) cellules CRLH (M étant le nombre de cellules dans chaque ligne CRLH et N le nombre de lignes CRLH constituant le méandre).

Les lignes CRLH étant disposées parallèlement à l'axe (Ox), comme le montre la Figure 4.92, elles forment ainsi un réseau d'antennes 1D sur l'axe (Oy). Le méandre construit avec deux lignes CRLH devient alors un réseau d'antennes 2D constitué de (10x2) cellules CRLH dans le plan (xOy).

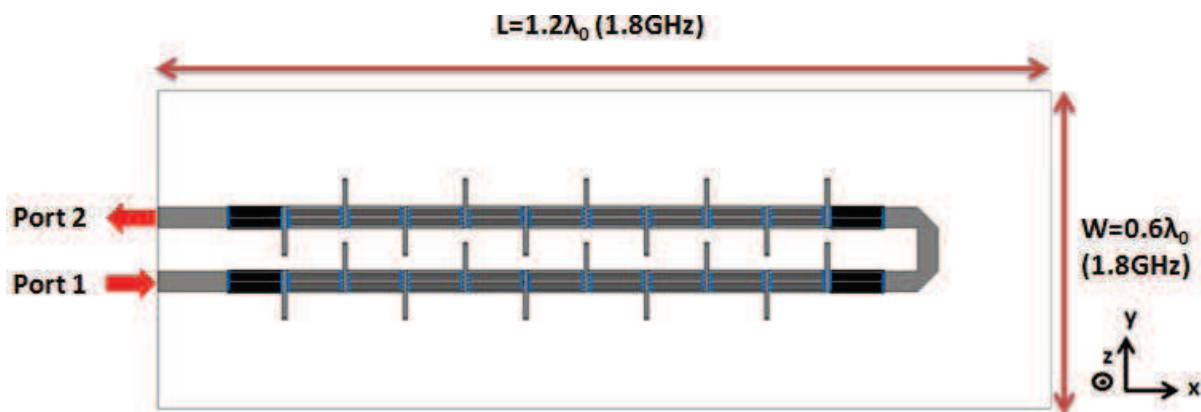


Figure 4.92 Antenne méandre à 2 lignes CRLH

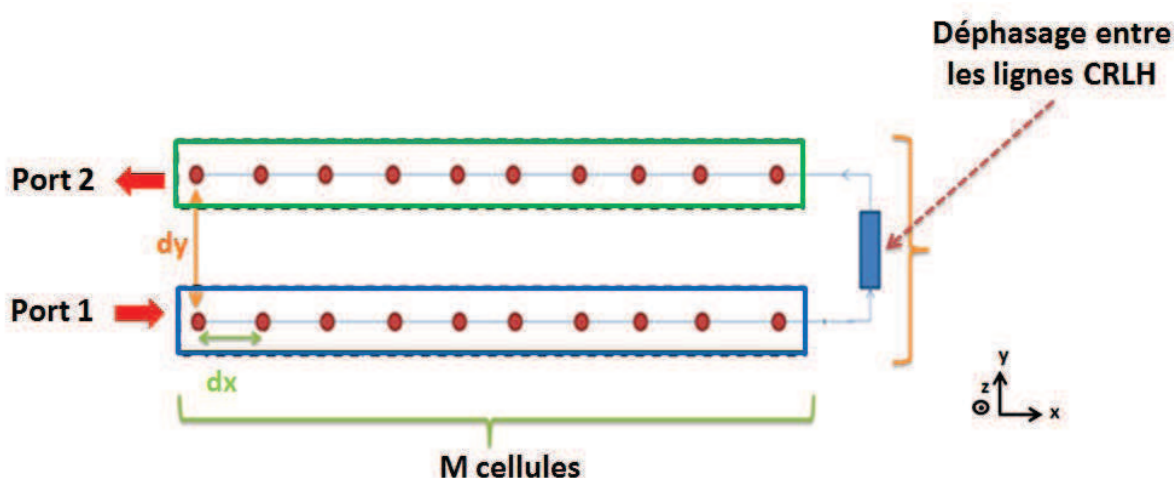


Figure 4.93 Modèle réseau de l'antenne méandre formé par 2 lignes CRLH

Le modèle analytique, décrit dans le chapitre 3, paragraphe 3.3, et permettant d'estimer le rayonnement d'une ligne CRLH, s'applique à chaque branche du méandre. Toutefois le signal à l'entrée de la deuxième ligne CRLH est atténué et déphasé par rapport au signal d'entrée du méandre, du fait qu'il traverse une première ligne CRLH rayonnante et la ligne microruban avec deux coudes chanfreinés qui les relie. Le rayonnement de l'antenne méandre CRLH est ainsi obtenu en appliquant la théorie des réseaux sur l'ensemble des cellules CRLH. L'amplitude et la phase du signal à l'entrée de chaque cellule CRLH dépendent du nombre de cellules CRLH qui la précèdent et des différents déphasages appliqués entre les lignes CRLH précédentes.

Le rayonnement de la cellule unitaire CRLH est défini comme dans le chapitre 3, paragraphe 3.2.1.1, par la fonction champ rayonné :

$$\vec{R}_{UC}(\theta, \varphi) = \left[\cos(0.7 * (\theta - \theta_0)) * \cos \varphi + j * 0.3 * \sin(\theta) * \sin \varphi \right] \vec{e}_\theta + \left[0.2 * \sin(0.7 * \right. \quad (4.8)$$

Pour une fréquence donnée, le rayonnement de chaque cellule CRLH est pondéré par :

○ Une amplitude

Elle représente l'atténuation totale générée par les cellules CRLH précédentes, d'une part les cellules appartenant à la même ligne CRLH que la cellule en question et d'autre part les cellules appartenant aux lignes CRLH précédentes.

$$I(a, b) = I_0 e^{-\alpha * ((b * (M-1) * dx) + a * dx)} \quad (4.9)$$

α représente l'atténuation linéique introduite par chaque cellule CRLH (Neper/m)

a, b sont respectivement l'emplacement de chaque cellule CRLH sur l'axe (Ox) et l'axe (Oy)

dx est la période du réseau sur l'axe (Ox) et est égale à la longueur de la cellule CRLH

○ Un déphasage

Il représente le déphasage total induit par les cellules CRLH précédentes.

• Lignes paires du méandre

$$phi_{paire}(a, b) = -i \left((b * \beta(f) * (M-1) * dx) + (\beta(f) * a * dx) + (b * \delta_{coude}) \right) \quad (4.10)$$

• Lignes impaires du méandre

$$phi_{impaire}(a, b) = - \left((b * \beta(f) * (M-1) * dx) + (\beta(f) * ((i-a) * dx)) \right) + (b * \delta_{coude}) \quad (4.11)$$

fétant la fréquence

β représente la constante de propagation à l'intérieur de chaque cellule CRLH

δ_{coude} définit le déphasage apporté par chaque coude chanfreiné reliant 2 lignes CRLH

○ Une position

Elle définit l'emplacement de chaque cellule CRLH dans le méandre.

$$p h i_{position}(\theta, \varphi) = k_0(f) * ((a * dx * \sin \theta * \cos \varphi) + (b * dy * \sin \theta * \sin \varphi)) \quad (4.12)$$

fétant la fréquence

dy est la distance qui sépare les différentes lignes CRLH du méandre.

L'expression donnant le diagramme de rayonnement du méandre, peut être généralisé pour un méandre constitué d'un nombre supérieur de lignes CRLH ($N > 2$) et pour des lignes CRLH ayant un nombre minimal de cellules ($M > 10$). Le facteur de réseau regroupant toutes les lignes CRLH paires (impaires) du méandre $AF_{paire(impair)}(\theta, \varphi)$ est par conséquent défini par :

$$AF_{\substack{paire \\ (impair)}}(\theta, \varphi) = \sum_{b=0}^{N-1} \sum_{a=0}^{M-1} I(a, b) * e^{j * (p h i_{\substack{paire \\ (impair)}}(a, b) + p h i_{position}(\theta, \varphi))} \quad (4.13)$$

La première ligne CRLH est alimentée suivant l'axe (Ox), de même que les autres lignes paires du méandre. Par contre la deuxième ligne CRLH ainsi que les lignes impaires du méandre sont alimentées de manière inverse par rapport aux lignes paires. Par conséquent, un terme scalaire définissant le sens de propagation du courant à l'intérieur de la ligne CRLH est rajouté dans l'expression du rayonnement de chaque ligne CRLH.

$$P_{impair} = -P_{paire} \quad (4.14)$$

Le rayonnement total du méandre devient alors :

$$R(\theta, \varphi) = R_{UC}(\theta, \varphi) * (P_{paire} * AF_{paire}(\theta, \varphi) + P_{impair} * AF_{impair}(\theta, \varphi)) \quad (4.15)$$

$$R(\theta, \varphi) = R_{UC}(\theta, \varphi) * (AF_{paire}(\theta, \varphi) - AF_{impair}(\theta, \varphi)) \quad (4.16)$$

Pour effectuer correctement la somme des deux rayonnements en prenant en compte la polarisation de chaque ligne CRLH, le champ rayonné par la cellule unitaire CRLH $R_{UC}(\theta, \varphi)$ est exprimé en coordonnées cartésiennes, en utilisant les équations (4.17), (4.18) et (4.19).

$$E_x = E_\theta \cos \theta \cos \varphi - E_\varphi \sin \varphi \quad (4.17)$$

$$E_y = E_\theta \cos \theta \sin \varphi + E_\varphi \cos \varphi \quad (4.18)$$

$$E_z = -E_\theta \sin \theta \quad (4.19)$$

Par conséquent, les composantes cartésiennes du champ total rayonné par le méandre sont données par les équations suivantes:

$$R_X = (R_{UC})_X * (AF_{paire}(\theta, \varphi) - AF_{impaire}(\theta, \varphi)) \quad (4.20)$$

$$R_Y = (R_{UC})_Y * (AF_{paire}(\theta, \varphi) - AF_{impaire}(\theta, \varphi)) \quad (4.21)$$

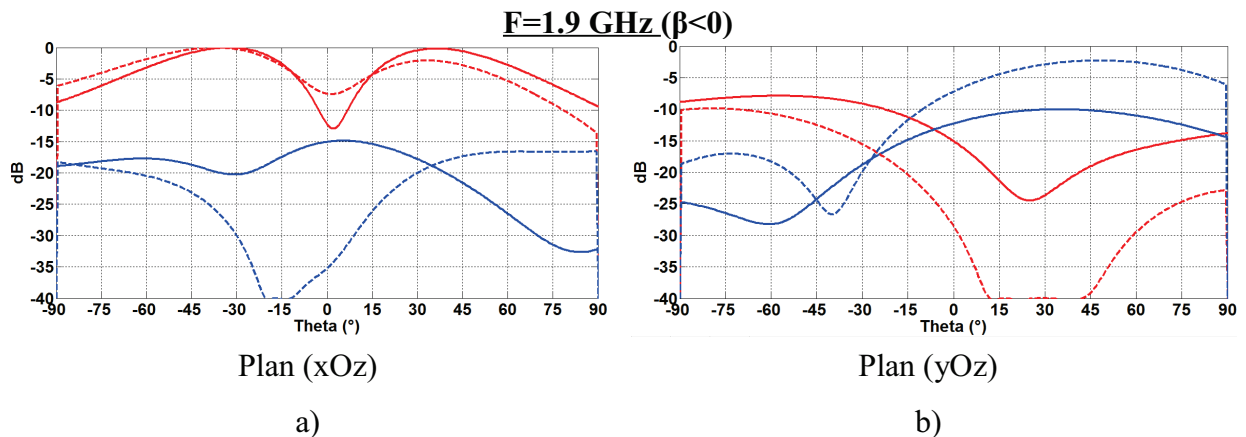
$$R_Z = (R_{UC})_Z * (AF_{paire}(\theta, \varphi) - AF_{impaire}(\theta, \varphi)) \quad (4.22)$$

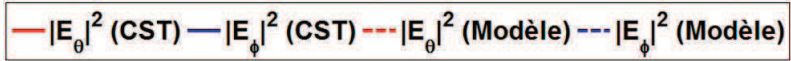
Les équations (4.17), (4.18) et (4.19) sont reprises pour retrouver les composantes sphériques R_θ et R_φ du champ total rayonné par le méandre qui sont utilisées pour représenter graphiquement les diagrammes de rayonnement.

4.2.4. Validation du modèle analytique du méandre

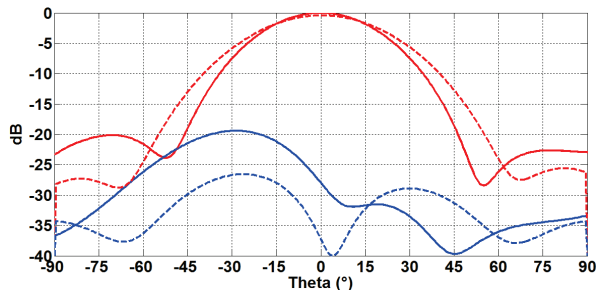
4.2.4.1. Antenne méandre constituée de 2 lignes CRLH

Le modèle analytique est utilisé sur un méandre constitué de 2 lignes CRLH de 10 cellules chacune (Figure 4.92). Les deux lignes CRLH sont distantes de $d=8.5\text{mm}$ ($\lambda_{(\beta=-k_0)}/20$). Le méandre est ensuite simulé sur CST Microwave Studio (solveur TLM). Les diagrammes de rayonnement obtenus sont comparés aux valeurs estimées par le modèle analytique à partir des équations (4.20), (4.21) et (4.22) sur la Figure 4.94.



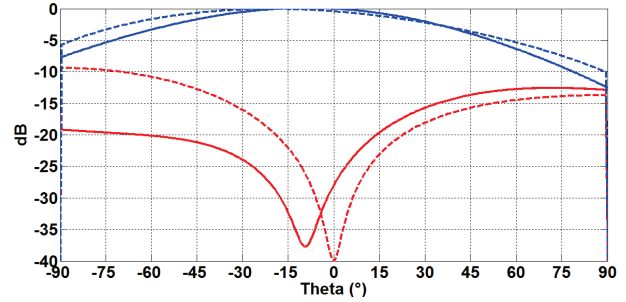


F=2.25 GHz ($\beta=0$)



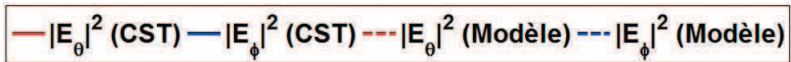
Plan (xOz)

c)

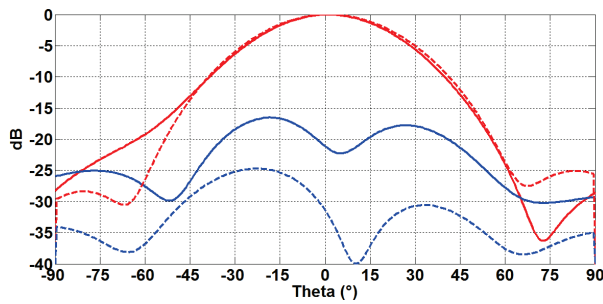


Plan (yOz)

d)

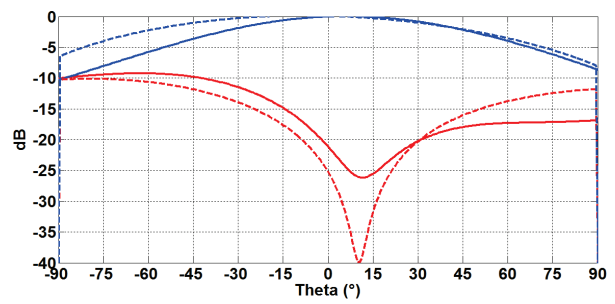


F=2.4 GHz ($\beta>0$)



Plan (xOz)

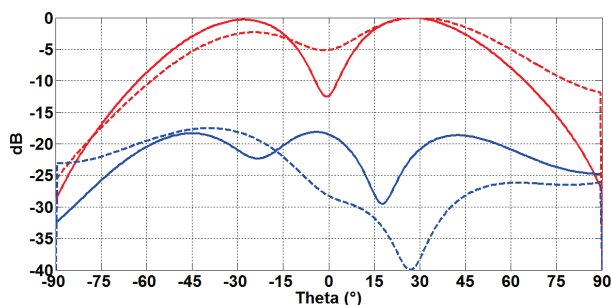
e)



Plan (yOz)

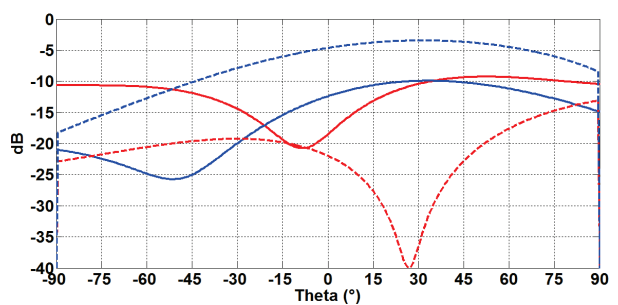
f)

F=2.6GHz ($\beta>0$)



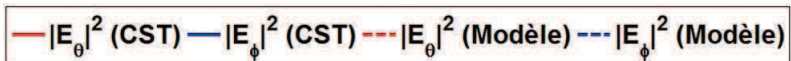
Plan (xOz)

g)



Plan (yOz)

h)



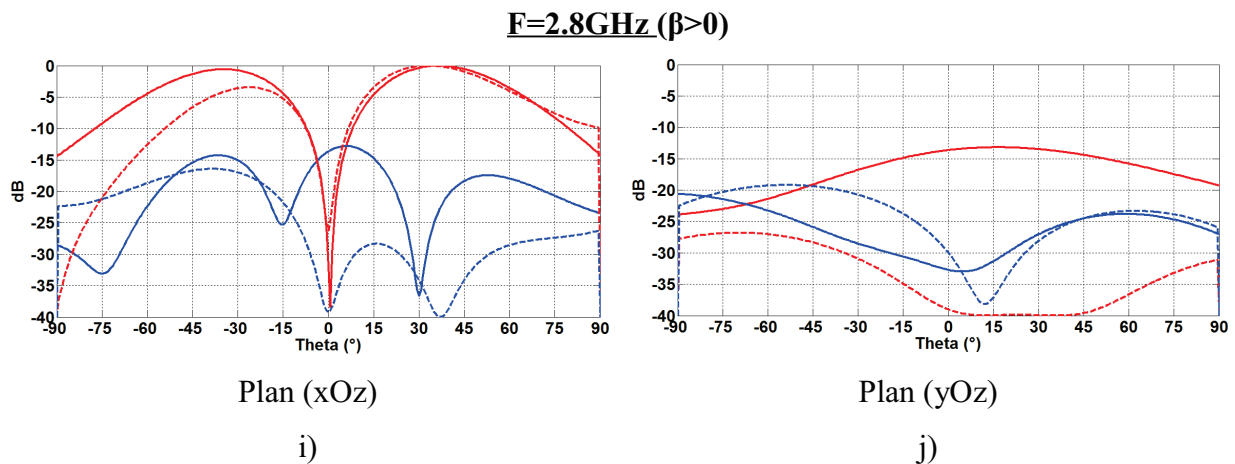


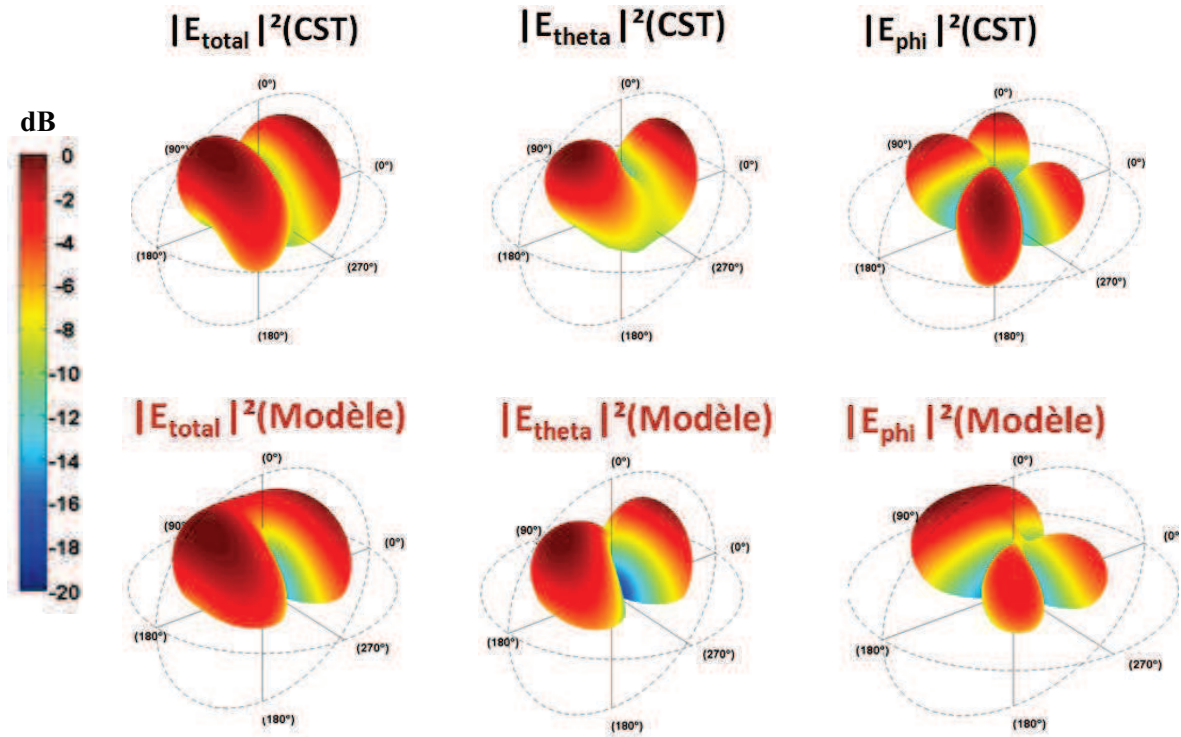
Figure 4.94 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne méandre constituée de 2 lignes CRLH

On peut noter que la composante principale du champ total rayonné par l'antenne méandre est bien évaluée par le modèle analytique. Cette composante principale du champ total rayonné correspond sur la Figure 4.94 à E_θ dans le plan (xOz) et E_φ dans le plan (yOz).

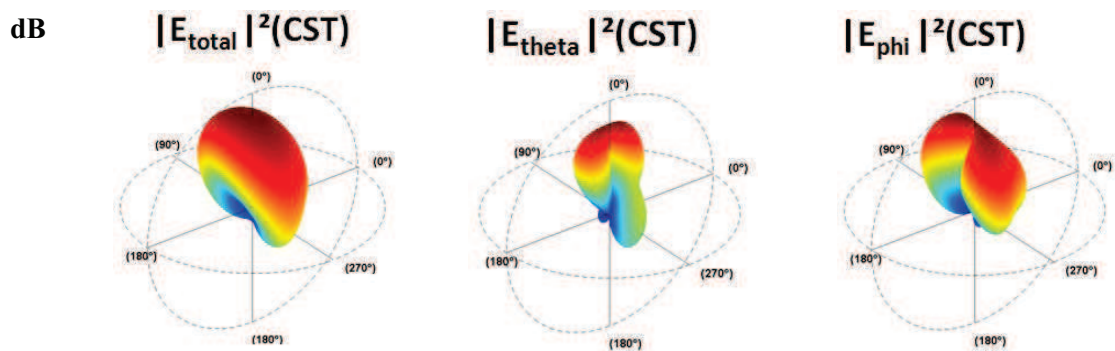
L'ouverture angulaire ainsi que la direction des maxima sont bien respectées par le modèle analytique. L'annulation du rayonnement sur l'axe (Oz) qui apparaît à certaines fréquences (1.9GHz, 2.6GHz ou 2.8GHz) est également bien estimée par le modèle analytique même s'il existe des différences de niveaux. Toutefois, on remarque que le niveau de la polarisation croisée calculé par le modèle analytique est plus faible que celui obtenu avec la simulation électromagnétique. Cette différence peut s'expliquer par le fait que le couplage entre les lignes CRLH n'est pas pris en compte dans le modèle analytique. En effet les diagrammes de rayonnement de la ligne CRLH couplée avec une autre ligne CRLH présentés sur la Figure 4.86, montrent que pour une distance $d = \lambda_{(\beta = -k_0)}/20$ séparant les deux lignes CRLH, la polarisation croisée augmente de 5dB par rapport au cas où la ligne CRLH est seule.

Lorsqu'on compare par contre les diagrammes de rayonnement (représentant le gain) obtenus en simulation à ceux donnés par le modèle dans une représentation 3D, on remarque qu'il y a une meilleure adéquation entre la simulation électromagnétique et le modèle analytique. En effet, la forme des diagrammes de rayonnement est très bien respectée, autant pour le champ total rayonné que pour les deux composantes sphériques du champ rayonné.

F=1.9 GHz ($\beta < 0$)



F=2.4 GHz ($\beta > 0$)



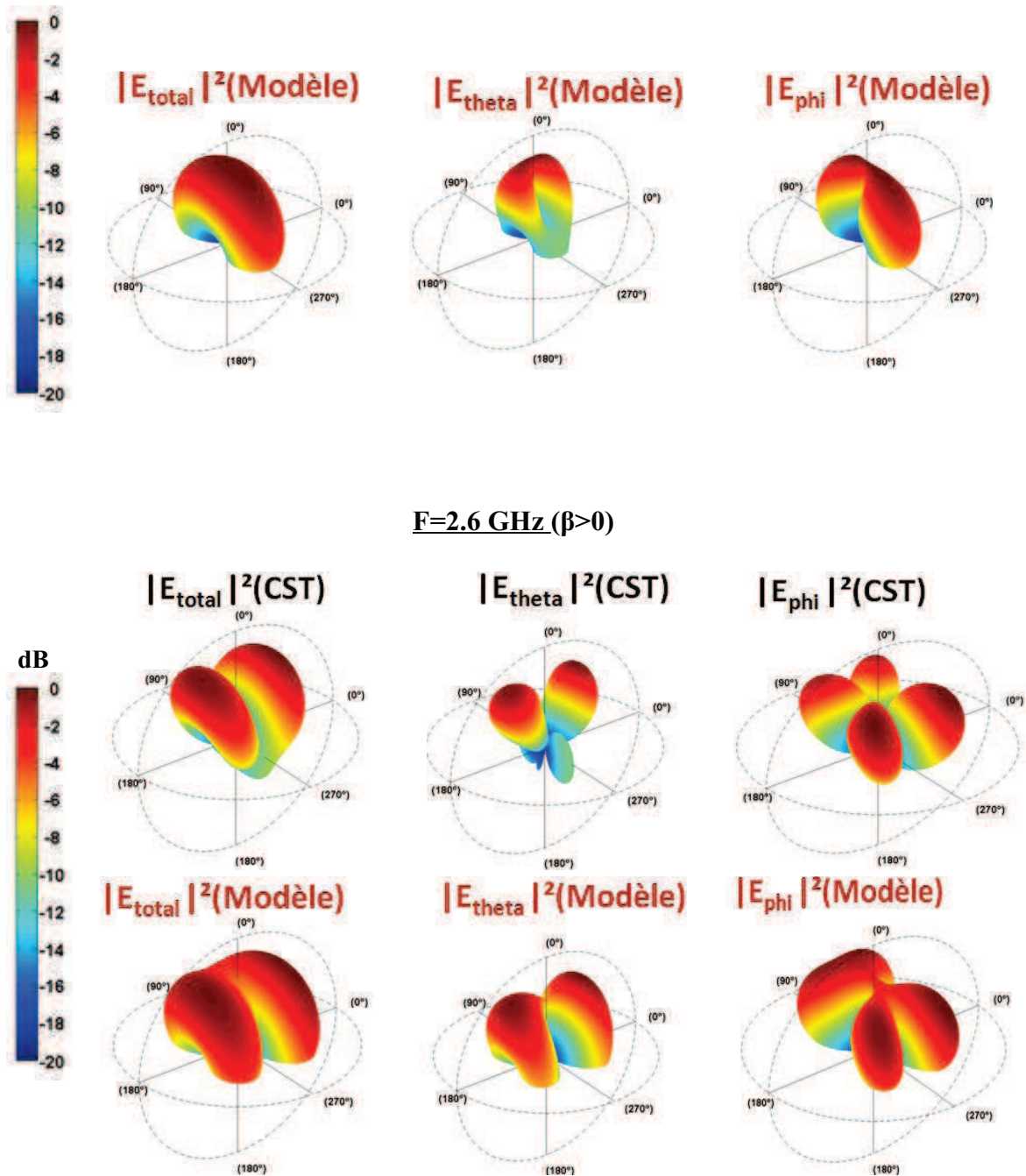


Figure 4.95 Diagrammes de rayonnement normalisés 3D de l'antenne méandre constituée de 2 lignes CRLH

4.2.4.2. Antenne méandre constituée de 4 lignes CRLH

Afin de confirmer la validité du modèle analytique du méandre, on augmente le nombre de lignes CRLH. L'antenne méandre est maintenant constituée de 4 lignes CRLH de 10 cellules chacune, comme le montre la Figure 4.96. Les lignes CRLH sont distantes de $d=8.5\text{mm } (\lambda_{\nu(\beta=k_0)}/20)$.

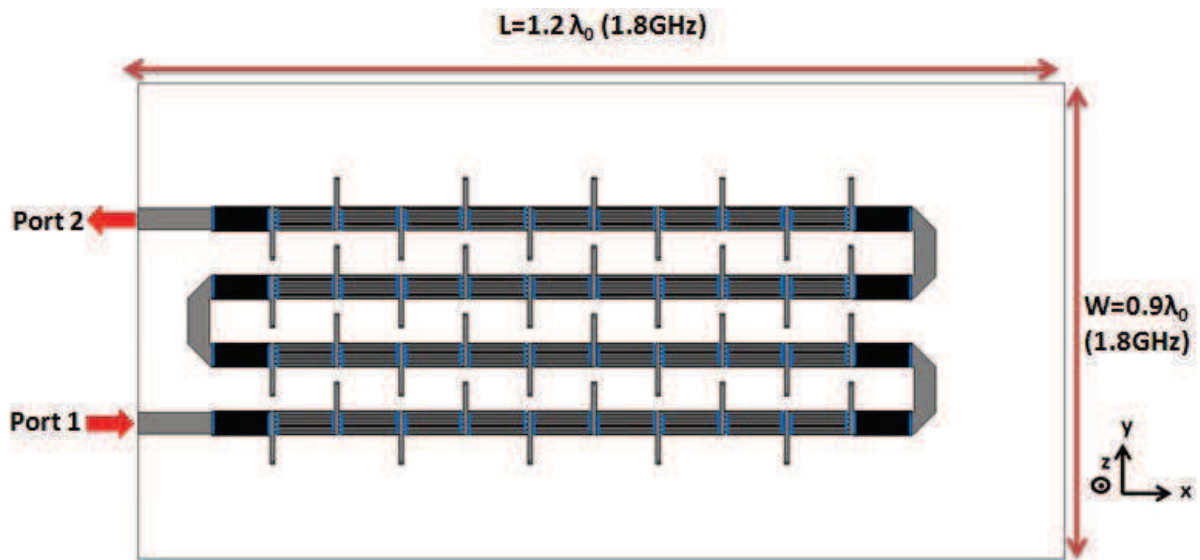
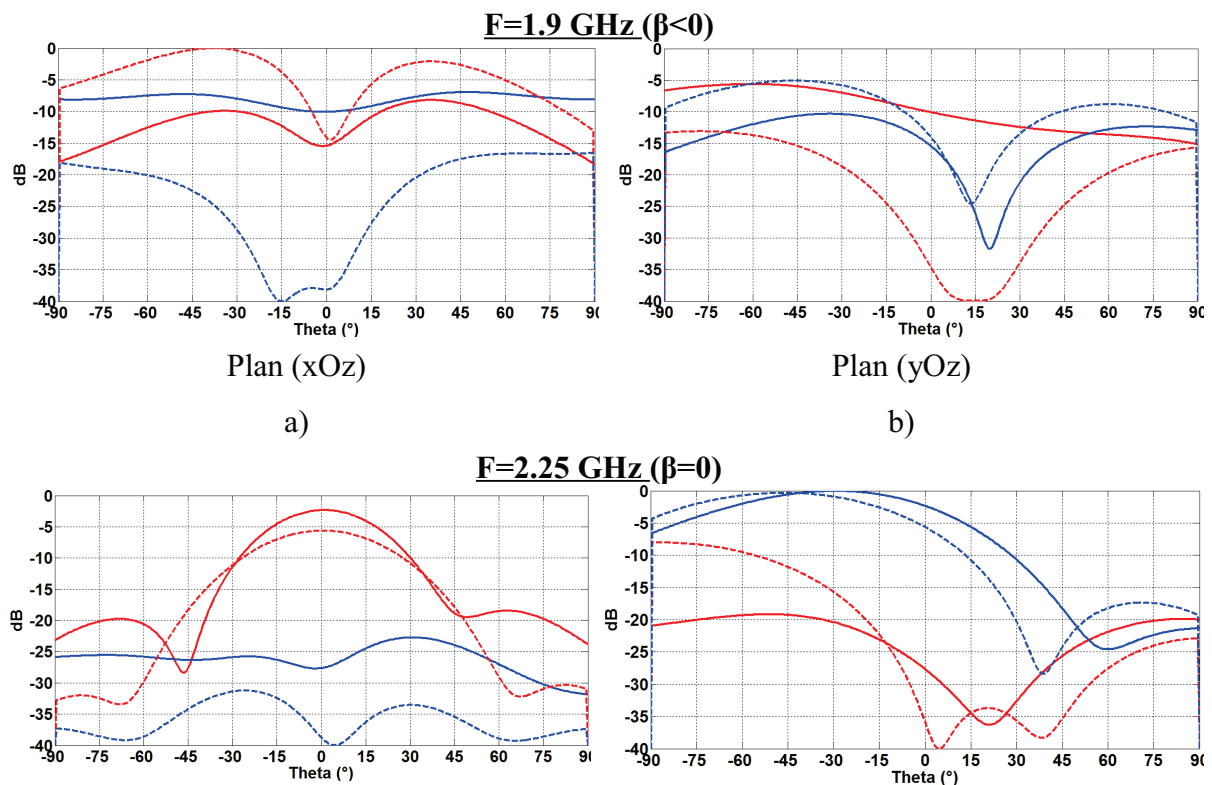


Figure 4.96 Antenne méandre constituée de 4 lignes CRLH

Le méandre est ensuite simulé sur CST Microwave Studio (solveur TLM). Les résultats obtenus sont comparés aux valeurs estimées par le modèle sur la Figure 4.97. La comparaison entre la simulation électromagnétique et le modèle analytique montre que la forme du diagramme de rayonnement est bien estimée par le modèle analytique. La composante principale estimée par le modèle analytique présente une ouverture angulaire légèrement plus grande que celle obtenue avec la simulation électromagnétique.



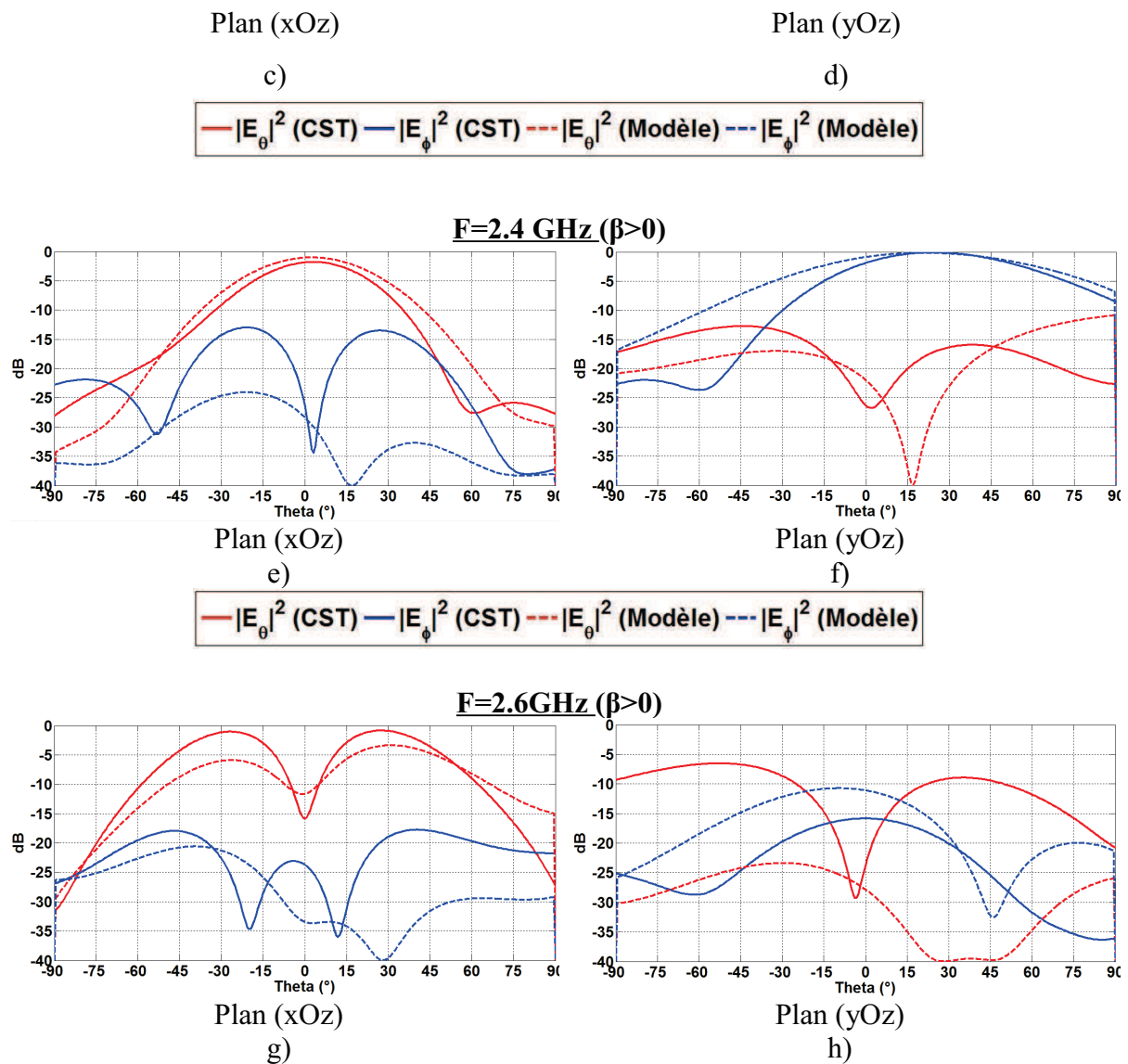


Figure 4.97 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne méandre constituée de 4 lignes CRLH

La précision du modèle analytique est moins importante avec le méandre à 4 lignes CRLH qu'avec le méandre à 2 lignes CRLH. Cela peut s'expliquer par le fait que plus le nombre de lignes CRLH constituant le méandre est important, plus il y a de lignes couplées et plus le couplage devient de moins en moins négligeable.

Afin de vérifier la validité du modèle analytique, le méandre constitué de 4 lignes CRLH est simulé avec une distance plus importante entre les lignes CRLH. Comme le montre la Figure 4.98, les lignes CRLH sont maintenant espacées de $d=20\text{mm}=\lambda_{(\beta=k_0)}/6$. Les diagrammes de rayonnement estimés par le modèle analytique sont comparés aux valeurs obtenues avec la simulation électromagnétique sur la Figure 4.99.

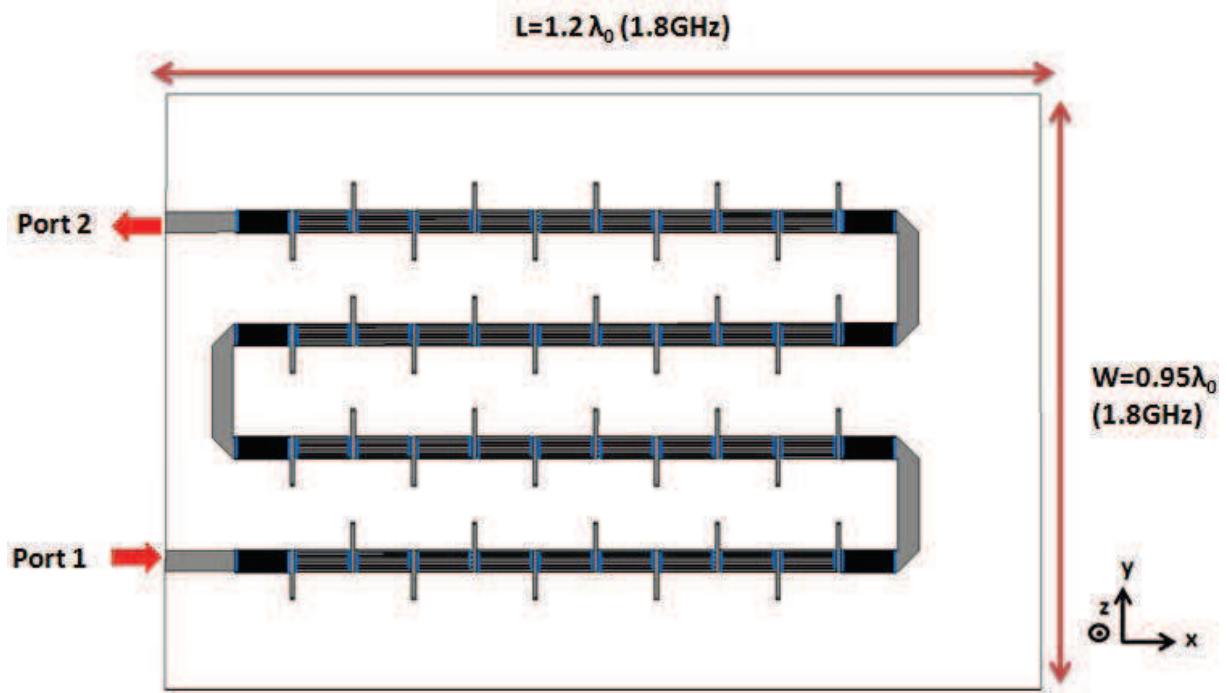
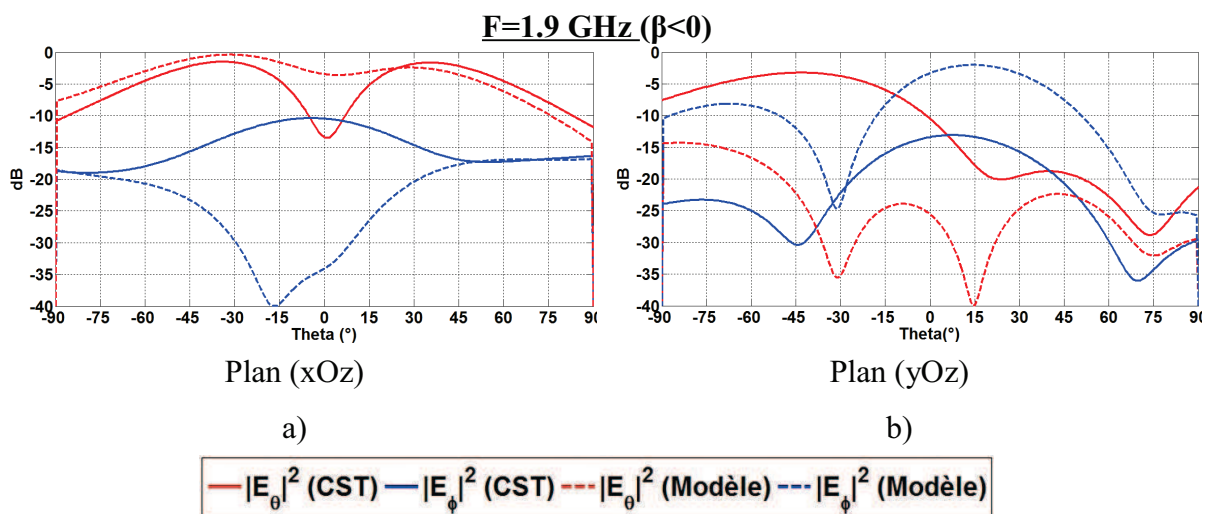


Figure 4.98 Méandre constitué de 4 lignes CRLH espacées de $d=20\text{mm}=\lambda_0/6$

On note une meilleure adéquation entre le modèle et la simulation électromagnétique. La direction des maxima est mieux estimée ainsi que l'ouverture angulaire du lobe principal. Par conséquent on peut en déduire que le modèle analytique calcule bien le rayonnement du méandre. La précision du modèle est d'autant plus importante que le couplage entre les lignes CRLH est faible. Toutefois pour une distance $d=8.5\text{mm}=\lambda_{(\beta=-k_0)}/20$ entre les lignes CRLH, la forme des diagrammes de rayonnement reste bien estimée par le modèle.



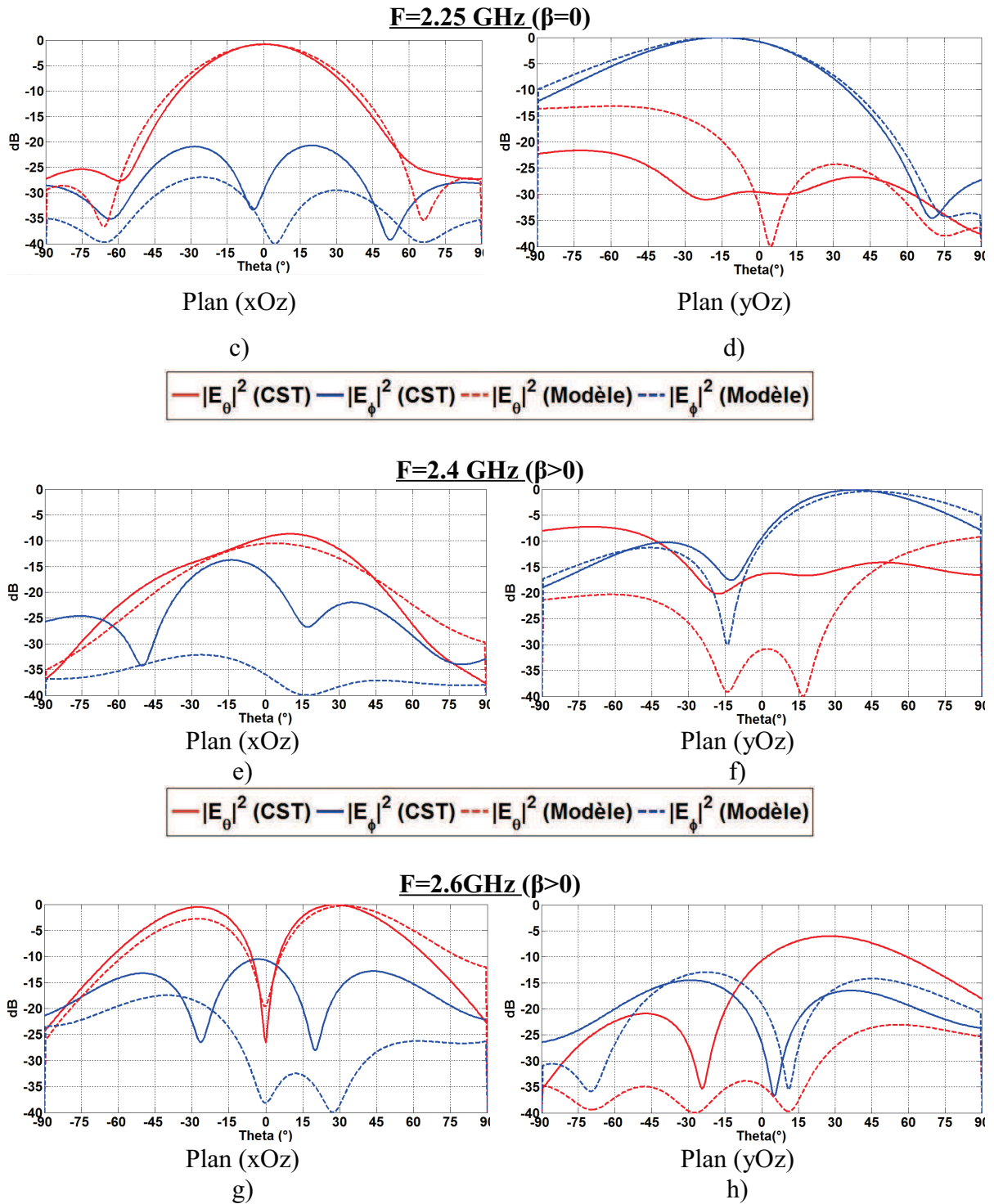
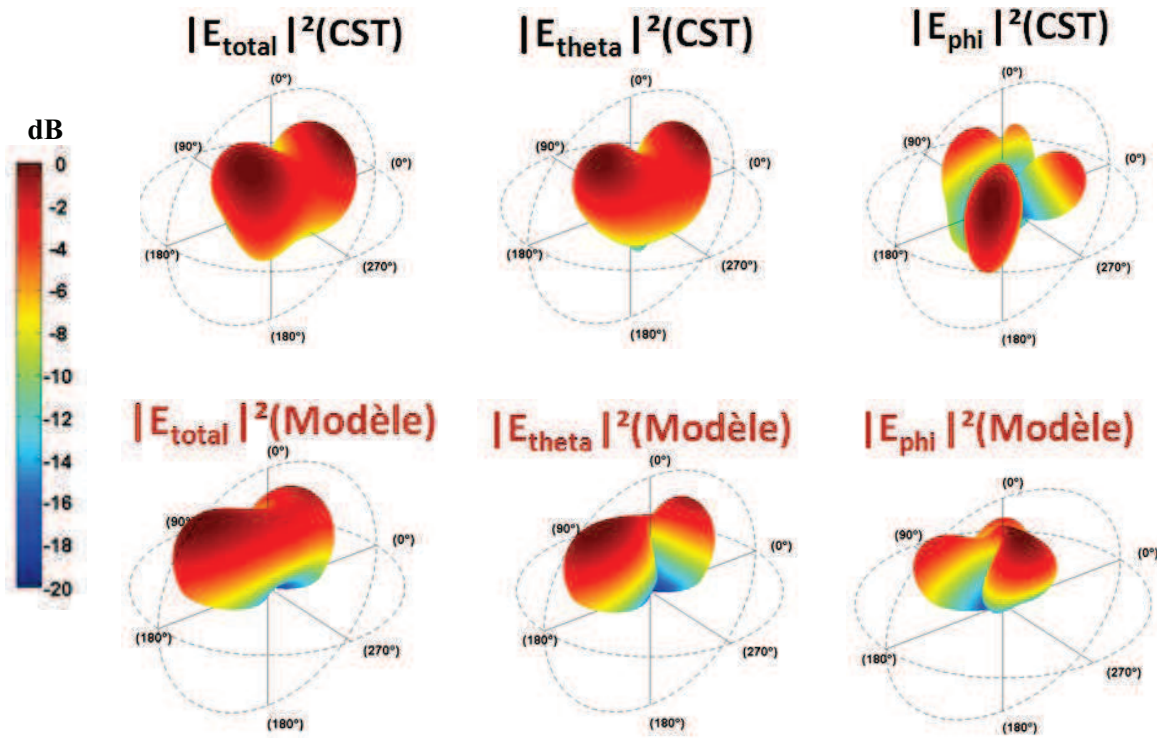


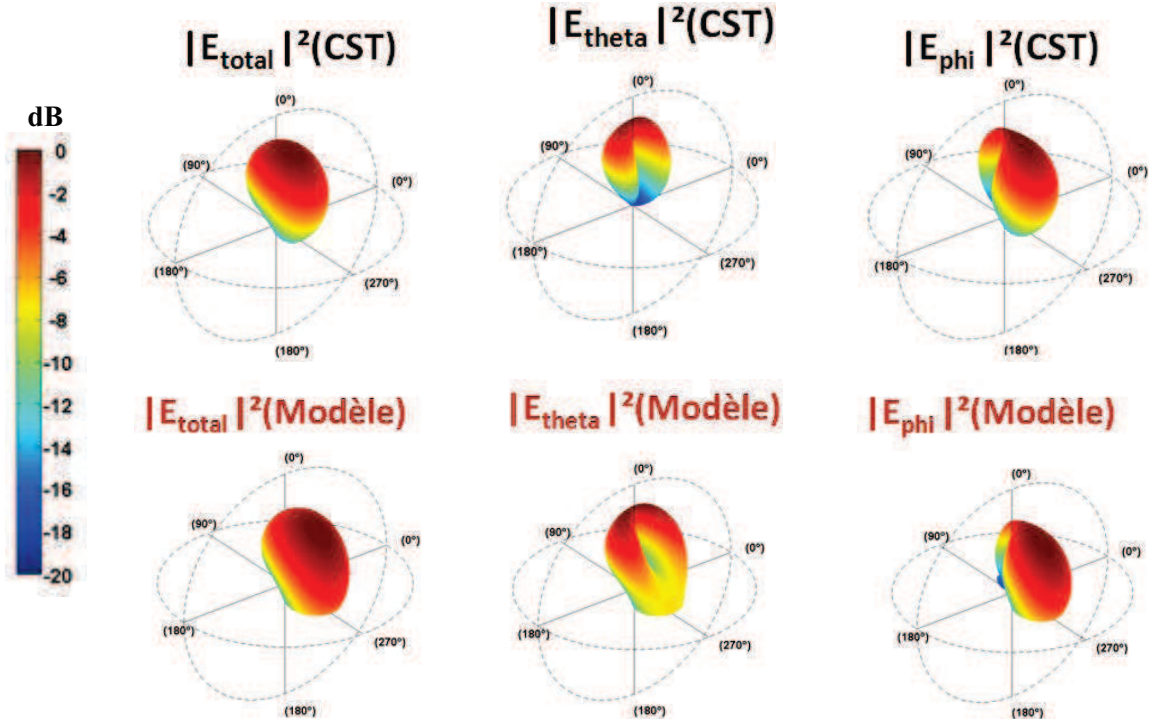
Figure 4.99 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH espacées de $d=20\text{mm}$

Si on compare les diagrammes de rayonnement en représentation 3D, on constate mieux la précision de l'estimation du modèle analytique. La forme des diagrammes est respectée par le modèle ainsi que la direction des maxima.

F=1.9 GHz ($\beta < 0$)



F=2.25 GHz ($\beta = 0$)



F=2.6 GHz ($\beta > 0$)

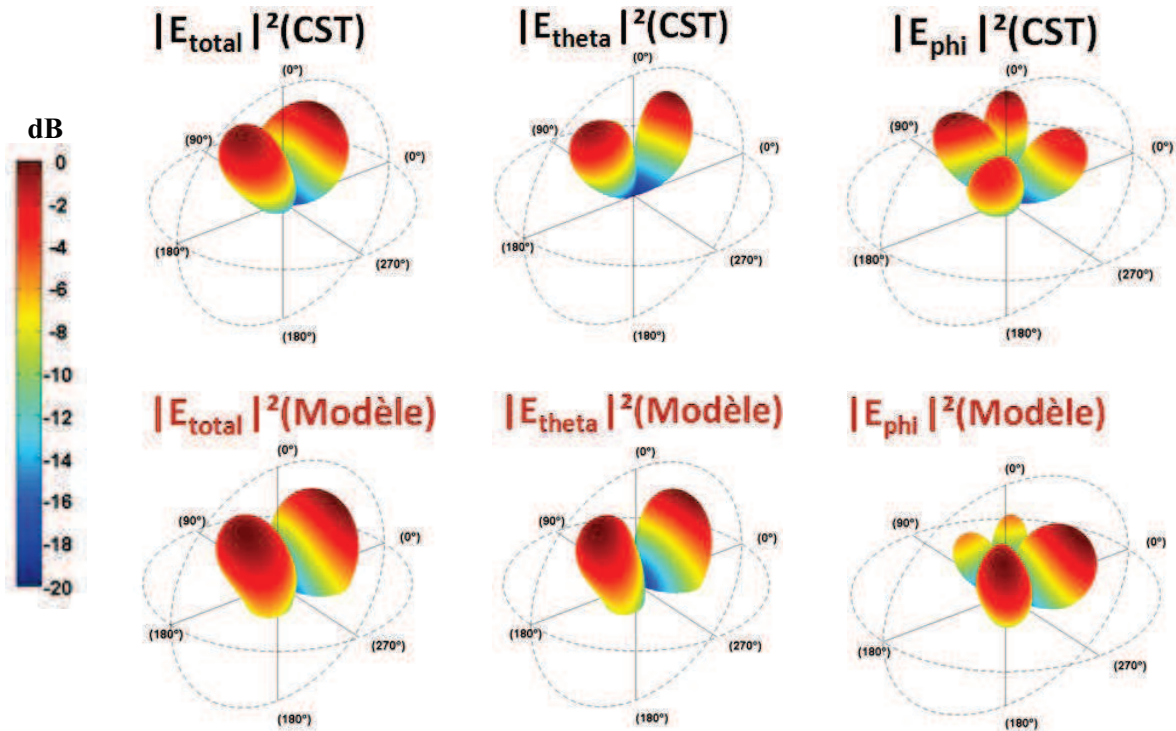


Figure 4.100 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH espacées de $d=20\text{mm}$

4.2.4.3. Antenne méandre constituée de 8 lignes CRLH

L'antenne méandre est maintenant constituée de 8 lignes CRLH de 10 cellules chacune, comme le montre la Figure 4.101. Les lignes CRLH sont séparées par une distance $d=8.5\text{mm}=\lambda_{(\beta=-k_0)}/20$.

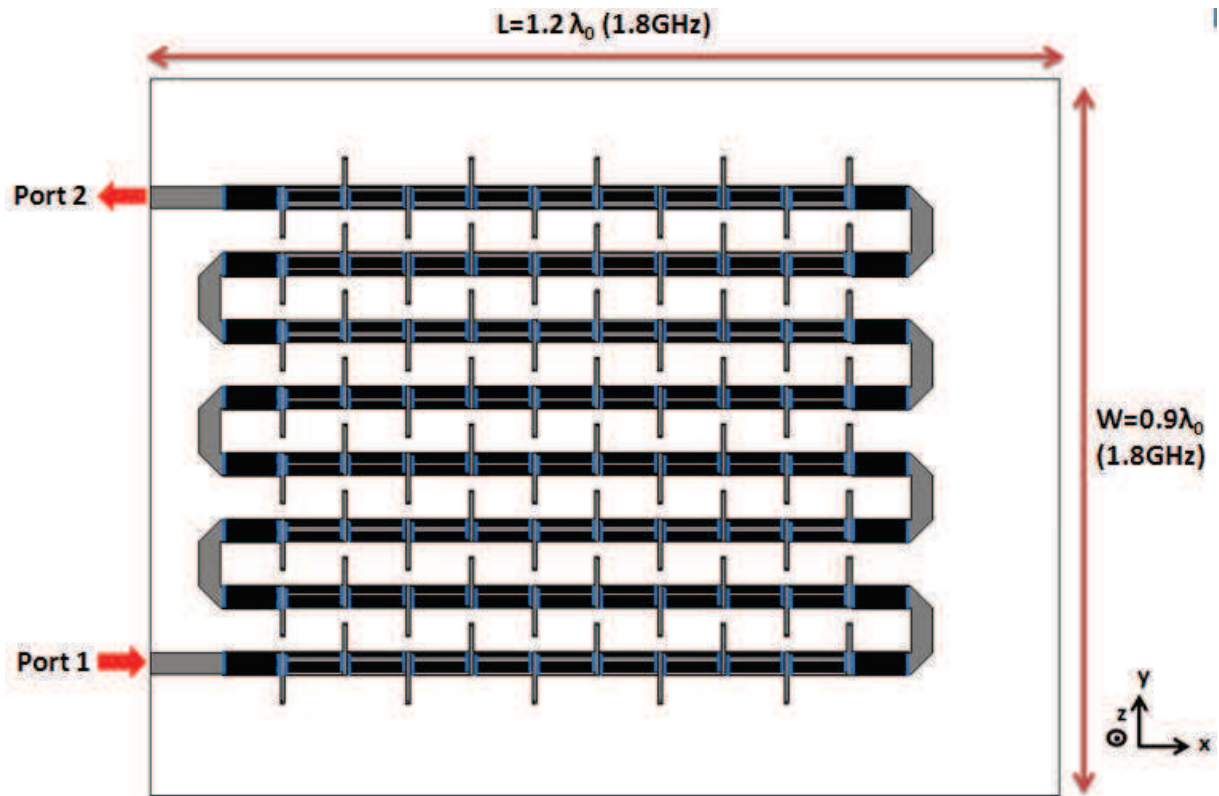
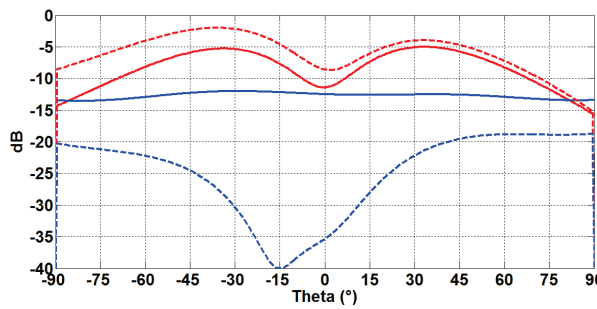


Figure 4.101 Antenne méandre constituée de 8 lignes CRLH

Les diagrammes de rayonnement donnés par la simulation électromagnétique sont comparés aux valeurs estimées par le modèle analytique. On constate sur la Figure 4.102 que les diagrammes de rayonnement sont bien calculés par le modèle analytique. La forme est respectée même si on note parfois une ouverture angulaire du lobe principal légèrement plus grande avec le modèle analytique.

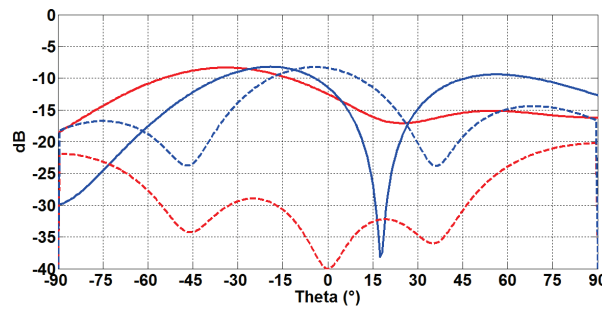
Au-delà de la fréquence $f=2.4$ GHz la précision du modèle analytique est fortement réduite. Les différences qui apparaissent entre le modèle et la simulation électromagnétique est dû en particulier au couplage existant entre les lignes CRLH(paragraphe 4.1), du fait de la faible distance $d=8.5\text{mm}=\lambda_{(\beta=-k_0)}/20$ qui les sépare.

F=1.9 GHz ($\beta < 0$)



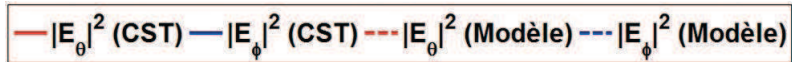
Plan (xOz)

a)

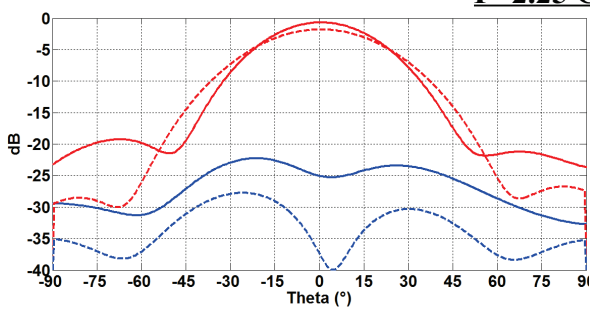


Plan (yOz)

b)

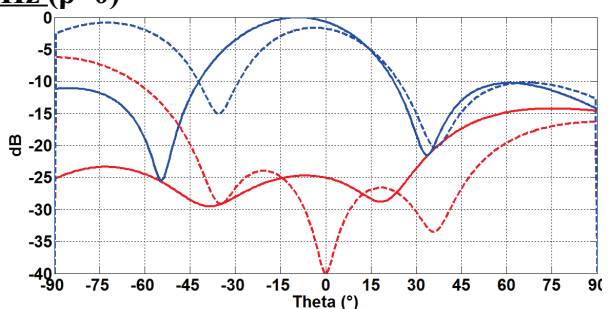


F=2.25 GHz ($\beta=0$)



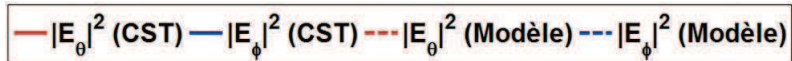
Plan (xOz)

c)

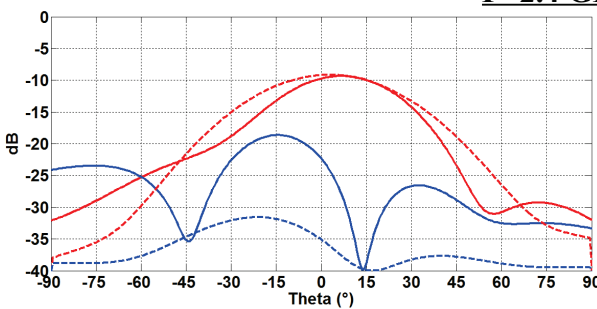


Plan (yOz)

d)

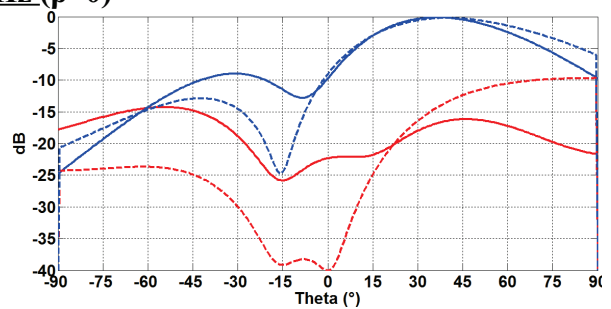


F=2.4 GHz ($\beta>0$)



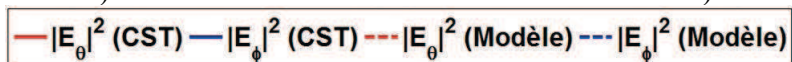
Plan (xOz)

e)



Plan (yOz)

f)



F=2.6GHz ($\beta>0$)

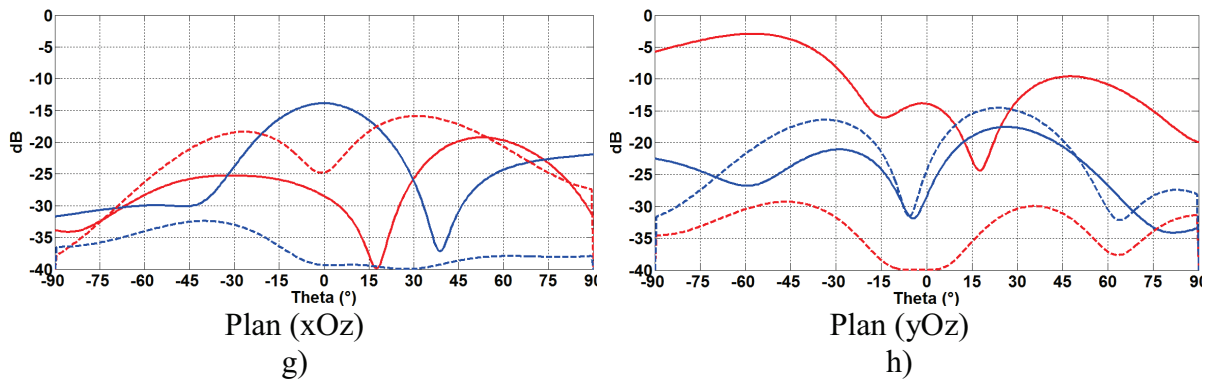


Figure 4.102 Diagrammes de rayonnement normalisés d'un méandre constitué de 8 lignes CRLH

4.2.5. Exploitation du modèle analytique de calcul du rayonnement

Une fois le modèle analytique validé, il peut être utilisé pour définir le déphasage exact à appliquer entre les lignes CRLH en vue d'obtenir un diagramme de rayonnement donné. Pour illustrer l'utilisation du modèle, trois types de diagrammes sont construits :

- *Diagramme focalisé sur l'axe (Oz) soit $\theta=0^\circ$*

On choisit de réaliser un diagramme de rayonnement focalisé sur l'axe (Oz) dans une bande de fréquences autour de la résonance d'ordre zéro $f_{(\beta=0)}=2.25$ GHz. Pour cela, on fait varier le déphasage entre les lignes CRLH. Pour réaliser ce type de diagramme, on construit un méandre avec 4 lignes CRLH, constituées chacune de 10 cellules, comme le montre la Figure 4.98. Les lignes CRLH sont distantes de $d=20\text{mm}=\lambda_{(\beta=k_0)}/6$, pour s'assurer du faible niveau de couplage et de la fiabilité des résultats donnés par le modèle analytique.

A la fréquence de résonance d'ordre zéro, la ligne CRLH rayonne suivant l'axe (Oz) à $\theta=0^\circ$. Si toutes les lignes rayonnent en phase à $\theta=0^\circ$, alors le rayonnement total du méandre sera focalisé sur l'axe (Oz) à $\theta=0^\circ$. Les lignes CRLH impaires sont parcourues par des courants de sens opposés par rapport aux lignes CRLH paires. Etant donné qu'à la fréquence de résonance d'ordre zéro la ligne CRLH n'apporte aucun déphasage (car $\beta=0$), alors, pour que les lignes CRLH du méandre rayonnent en phase, il faudrait que la ligne microruban qui les relie compense l'opposition de phase créée par les courants des lignes paires et impaires. Cette ligne microruban doit donc apporter un déphasage de 180° .

Le modèle analytique de l'antenne méandre est donc utilisé pour calculer le rayonnement de l'antenne décrite ci-dessus, autour de la fréquence d'ordre zéro ($f_{(\beta=0)}=2.25$ GHz). Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 4.103. On peut constater un

rayonnement focalisé à $\theta=0^\circ$ dans le plan (xOz) avec une ouverture angulaire à -3dB égale à $\Delta\theta=40^\circ$ (soit $-20^\circ < \theta < +20^\circ$). La polarisation croisée est très faible car le modèle prend en compte la symétrie sur l'axe (Oy), créée par la disposition des stubs, comme le montre la Figure 4.98.

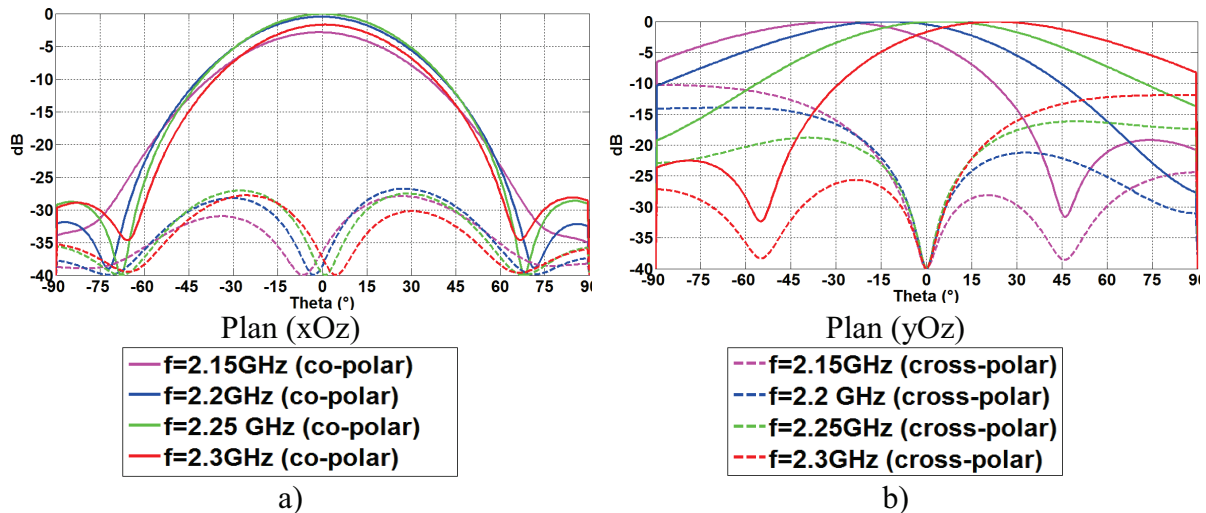


Figure 4.103 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH autour de la fréquence $f_{(\beta=0)}=2.25$ GHz

Les diagrammes de rayonnement en 3D présentés sur la Figure 4.104 confirment bien que le modèle analytique a fourni le bon déphasage à appliquer entre les lignes CRLH pour obtenir le diagramme attendu. On constate par contre une légère inclinaison du diagramme 3D lorsqu'on s'éloigne de la fréquence de résonance d'ordre zéro ($f_{(\beta=0)}=2.25$ GHz). En effet le gain maximal n'est plus à $\theta=0^\circ$ mais entre $\pm 5^\circ$ et $\pm 30^\circ$ (Figure 4.104a, Figure 4.104d). Toutefois on obtient un niveau de gain supérieur à -2dB à $\theta=0^\circ$. Cette variation rapide du rayonnement du méandre en fonction de la fréquence est due au déphasage apporté par la ligne microruban reliant les lignes CRLH et dont la longueur ne peut être calculée qu'à une seule fréquence ($f_{(\beta=0)}=2.25$ GHz). Pour une autre fréquence la déphasage apportée par la ligne microruban est modifié et influe sur le calcul du rayonnement. On obtient toutefois le diagramme de rayonnement désiré (focalisation à $\theta=0^\circ$) sur une largeur de bande relative de 6%. Ainsi pour préserver une certaine largeur de bande, il faut minimiser la longueur des lignes microruban reliant les lignes CRLH.

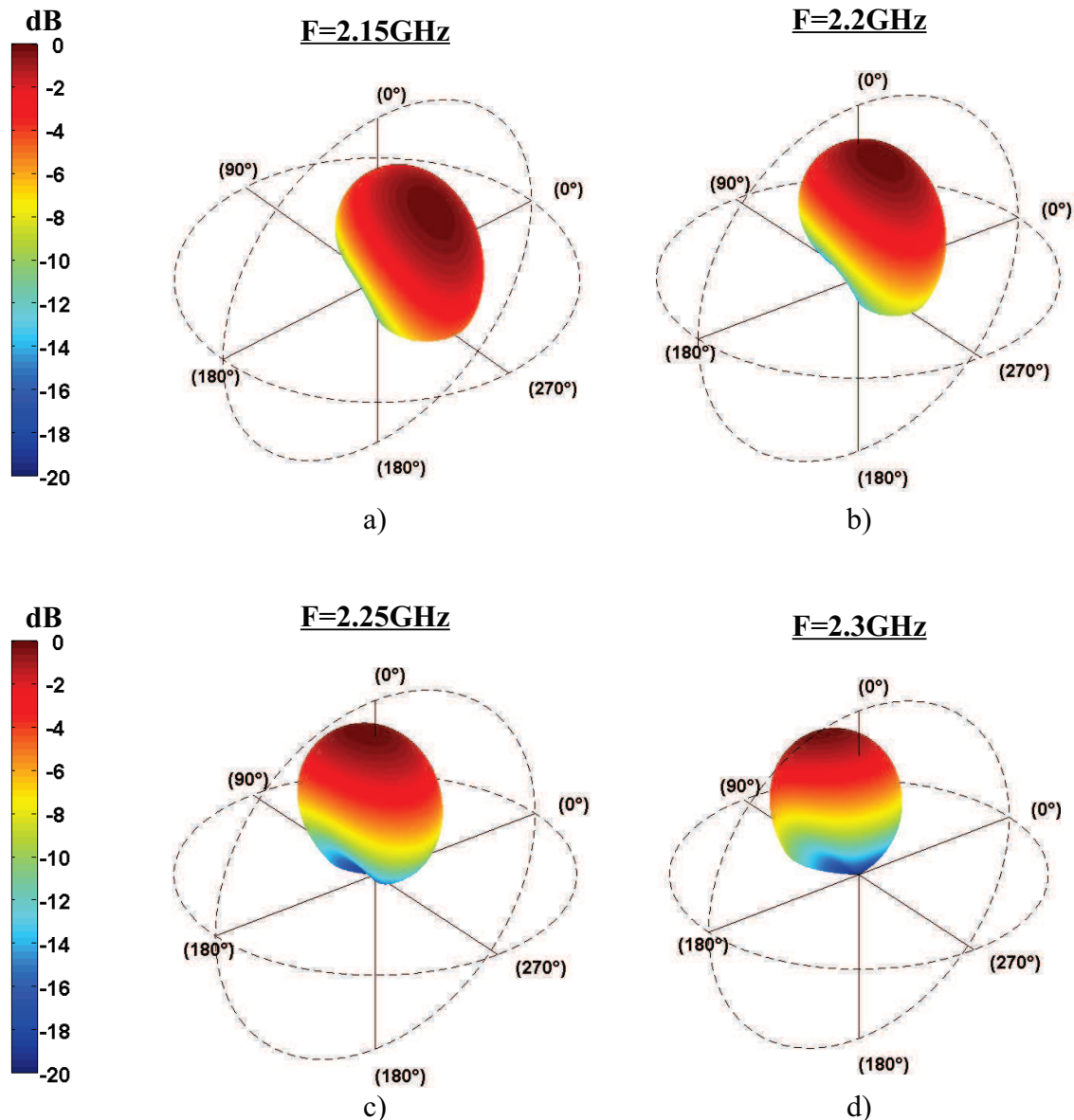


Figure 4.104 Diagrammes de rayonnement normalisés en 3D du méandre à 4lignes CRLH autour de la fréquence $f_{(\beta=0)}=2.25$ GHz

- Diagramme avec une annulation du rayonnement dans l'axe (xOz)

On peut également choisir de construire un diagramme de rayonnement qui s'annule à $\theta=0^\circ$. Pour obtenir ce type de diagramme, il est plus judicieux de se placer au début de la zone leaky-wave où la ligne CRLH permet un dépointage important. Par conséquent le fonctionnement du méandre fait que, à ces fréquences, si les lignes paires (ayant le même sens de propagation) du méandre permettent un fort dépointage vers les angles négatifs, les lignes impaires produiront un dépointage identique mais vers les angles positifs, comme le montre la

Figure 4.91. Ainsi, si les lignes CRLH rayonnent en phase une annulation du rayonnement devrait apparaître dans l'axe (Oz) à $\theta=0^\circ$, à cause du fort dépointage de chaque ligne CRLH du méandre.

Pour illustrer cela, le méandre construit précédemment avec les 4 lignes CRLH pour obtenir le rayonnement focalisé à $\theta=0^\circ$ est utilisé. Le déphasage apporté par la ligne CRLH n'est plus nul aux fréquences correspondant au début de la zone leaky-wave. Par conséquent le déphasage total introduit par la ligne CRLH et la ligne microruban doit être égal à 180° pour compenser l'opposition des polarisations entre les lignes CRLH paires et impaires.

Le rayonnement de l'antenne méandre est ainsi calculé par le modèle analytique. Les résultats sont présentés sur la Figure 4.105. On peut remarquer que le rayonnement est fortement atténué à $\theta=0^\circ$.

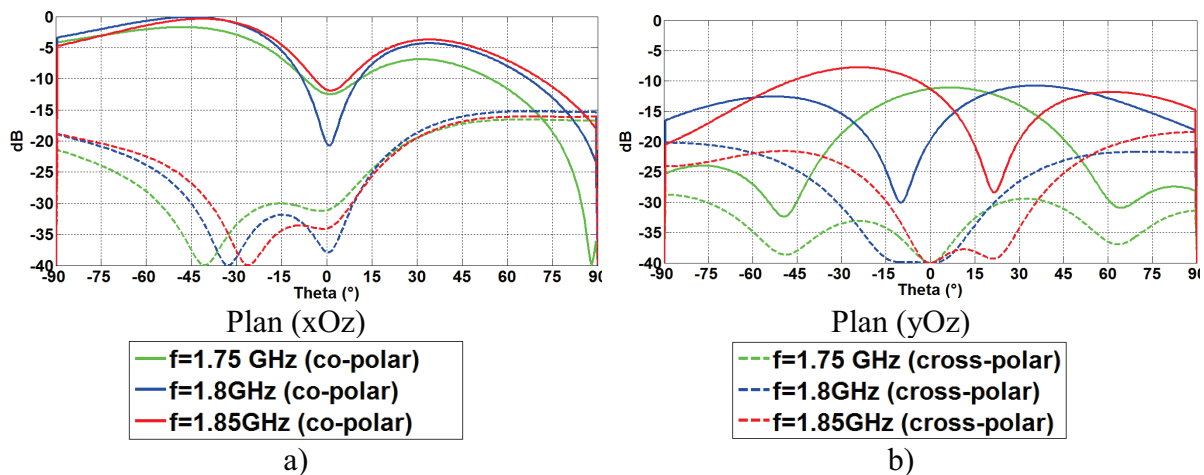


Figure 4.105 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH avec annulation à $\theta=0^\circ$ (estimation du modèle analytique)

La plus forte atténuation est obtenue à la fréquence 1.8 GHz car c'est à cette fréquence que la longueur de la ligne microruban a été calculée. Aux fréquences 1.75GHz et 1.85GHz le déphasage apporté par la ligne microruban est soit légèrement plus important ou légèrement plus faible. Par conséquent les niveaux de gain à $\theta=0^\circ$ diffèrent. Toutefois le rayonnement obtenu donne une valeur de gain inférieur à -12dB à $\theta=0^\circ$. Ce qui est un niveau acceptable pour négliger le rayonnement à $\theta=0^\circ$. De plus les diagrammes de rayonnement en 3D (Figure 4.106) confirment bien l'annulation de rayonnement à $\theta=0^\circ$.

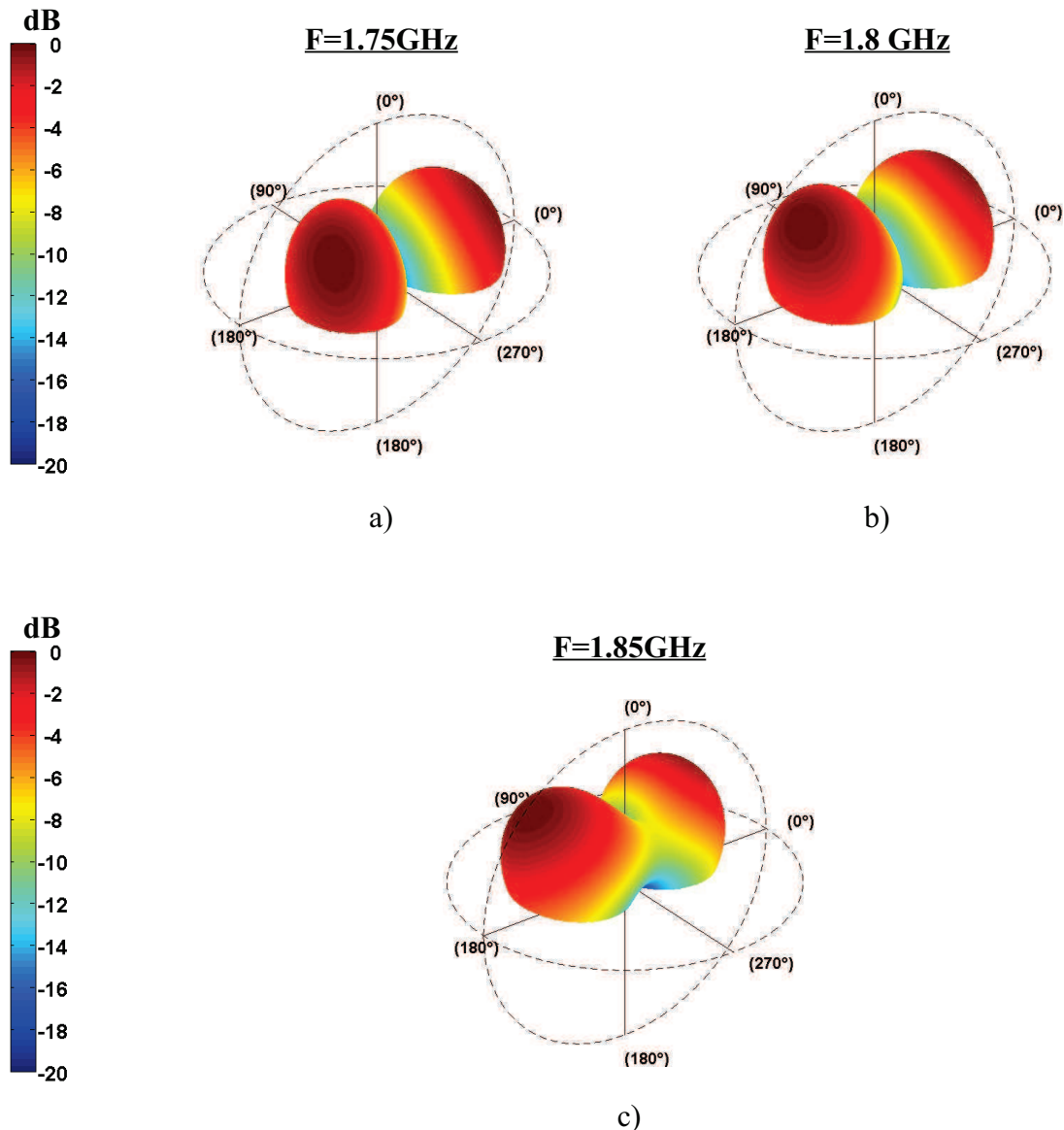


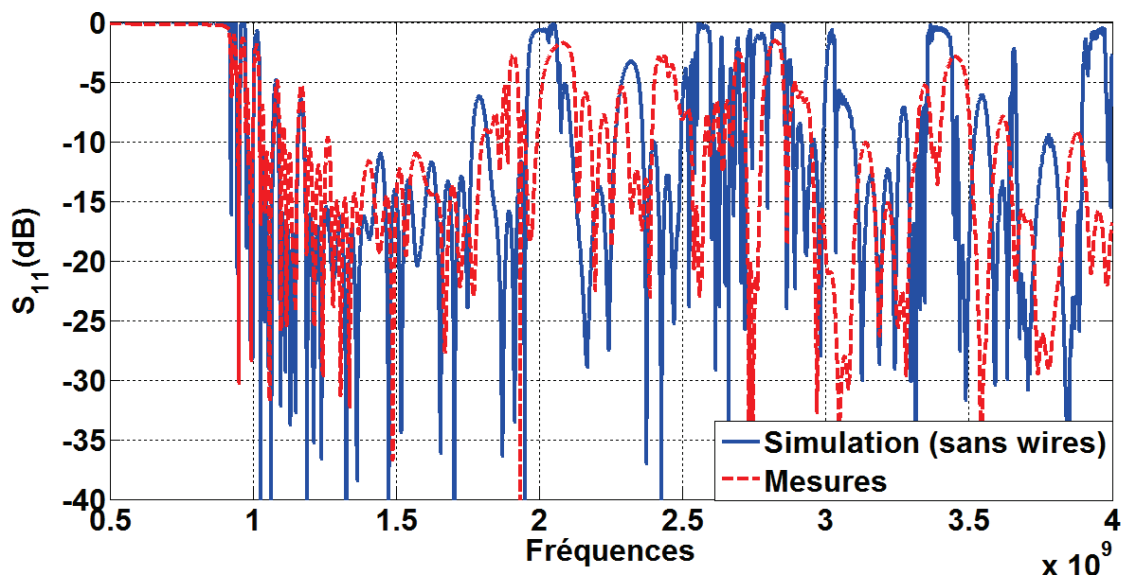
Figure 4.106 Diagrammes de rayonnement normalisés en 3D du méandre à 4 lignes CRLH avec annulation à $\theta=0^\circ$

4.2.6. Validation par la mesure du modèle analytique de calcul du rayonnement

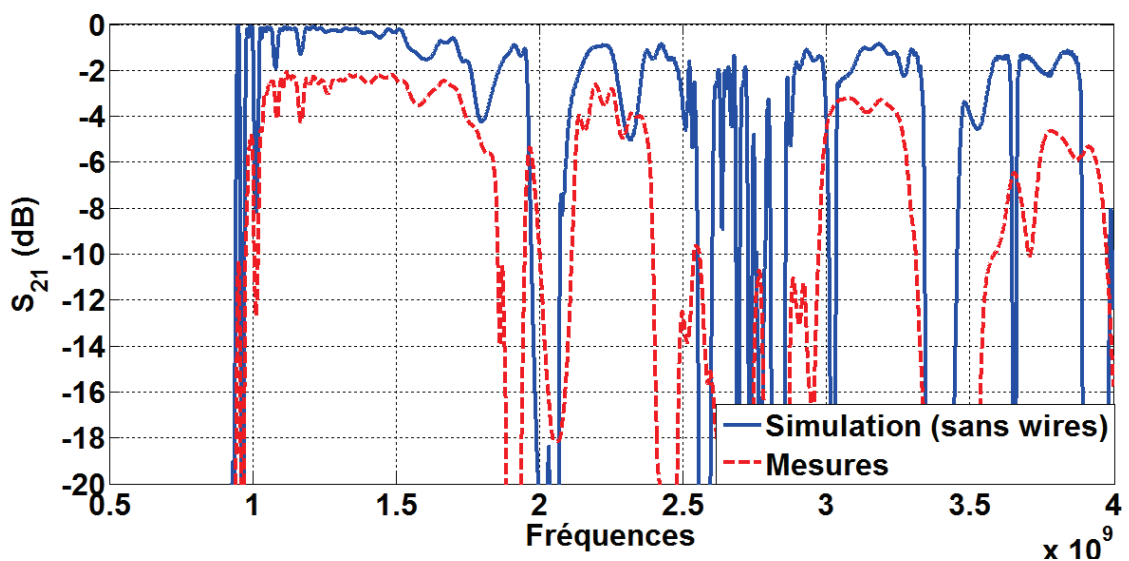
Afin de valider l'estimation du modèle analytique, ainsi que les résultats de simulation, on réalise un méandre à 4 lignes CRLH identique à celui présenté sur la Figure 4.98. Pour des raisons liées aux coûts de réalisation, les fils métalliques permettant d'équilibrer les digits des capacités interdigitales n'ont pas été réalisés. L'antenne méandre a une longueur $L=273.8\text{mm}$ et une largeur $l=128.75\text{mm}$. L'antenne réalisée comporte des lignes d'accès plus longues que celles de la Figure 4.98. Cette longueur de ligne permettra d'une part de placer les connecteurs SMA et d'autre part le signal issu des connecteurs pourra s'établir correctement avant d'arriver à la ligne CRLH.

Les paramètres S ainsi que les diagrammes de rayonnement sont mesurés. Le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission mesurés sont comparés à ceux obtenus en simulation respectivement sur la Figure 4.107a et sur la Figure 4.107 b.

Les valeurs mesurées montrent que le module du coefficient de réflexion est bien estimé toutefois le coefficient de transmission mesuré présente un écart systématique avec la simulation. Cette différence entre la mesure et la simulation peut être expliquée par la difficulté de réaliser avec précision une distance identique entre les digits (0.2mm) mais également une largeur identique des digits dans chaque capacité interdigitale des lignes CRLH.



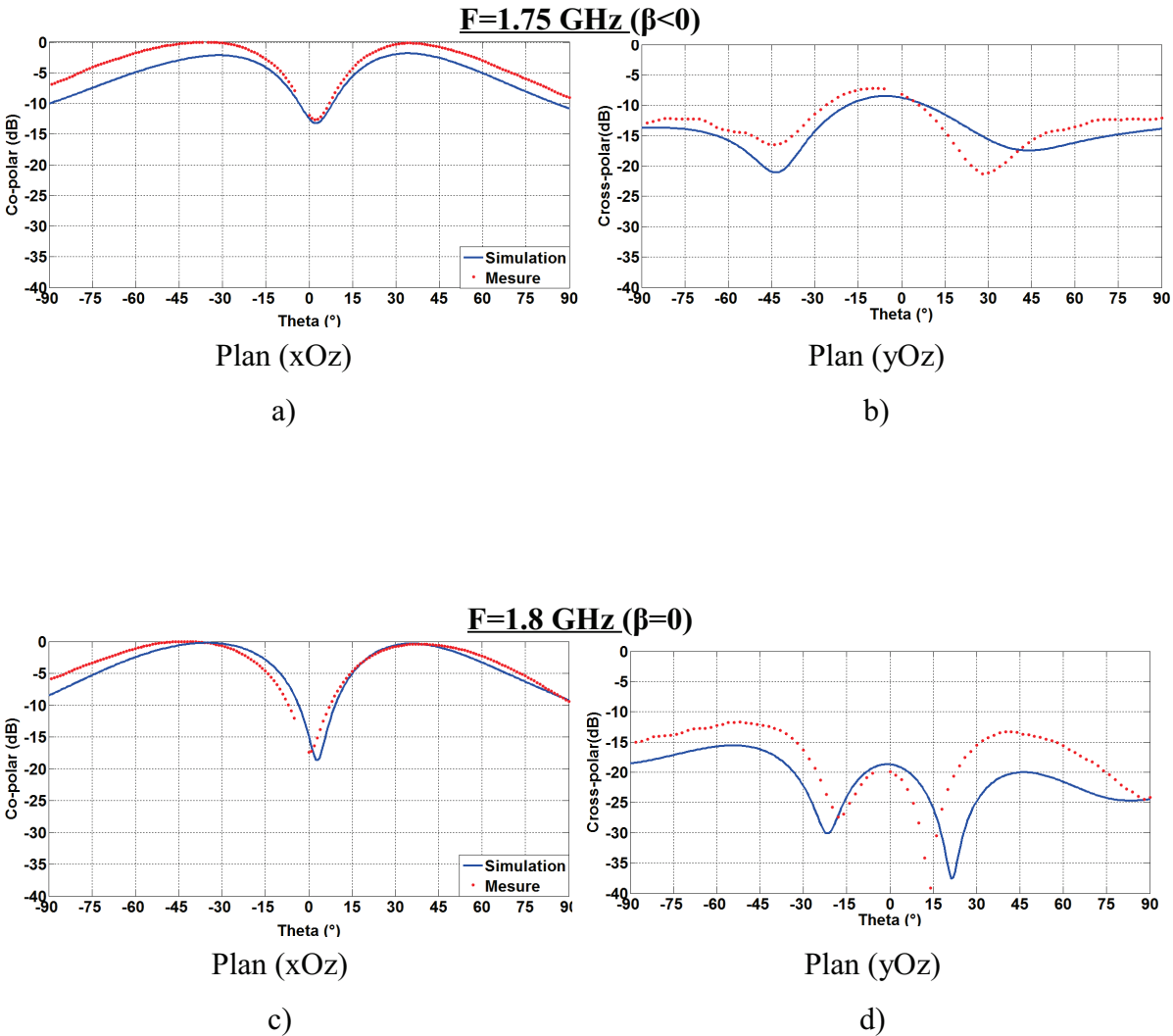
a)



b)

Figure 4.107 Module du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission de l'antenne méandre à 4 lignes

Les diagrammes de rayonnement sont également mesurés. On note un bon accord entre la mesure et la simulation et sur la Figure 4.108, mais également une validation de l'estimation donnée par le modèle analytique, à savoir une annulation du diagramme à $\theta=0^\circ$.



F=1.85 GHz ($\beta > 0$)

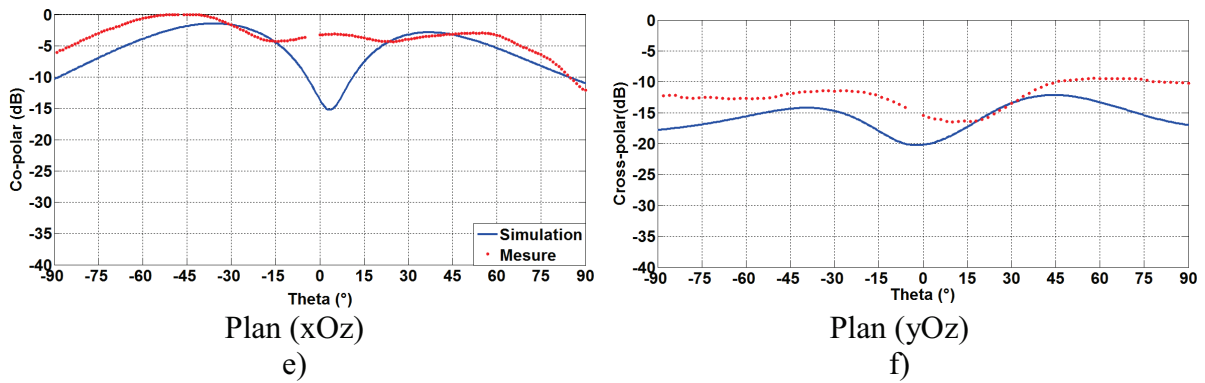


Figure 4.108 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH avec annulation à $\theta=0^\circ$ (simulation et mesure)

- *Diagramme à large ouverture angulaire dans le plan (xOz)*

Pour obtenir une large ouverture angulaire, la même méthode décrite précédemment et permettant d'obtenir un diagramme avec une annulation du rayonnement dans l'axe (Oz), est utilisée. Cependant, au lieu d'avoir une annulation du rayonnement à $\theta=0^\circ$, on s'autorise une valeur de gain minimale de -3dB en dessous du gain maximal. Pour cela, le déphasage entre les lignes CRLH est ajusté de telle sorte à éviter l'annulation totale du rayonnement à $\theta=0^\circ$. L'utilisation du modèle analytique décrivant le rayonnement du méandre a ainsi permis d'obtenir des diagrammes de rayonnement à large ouverture angulaire à -3dB ($-70^\circ < \theta < +45^\circ$), comme le montre la Figure 4.109, pour la fréquence 1.8GHz.

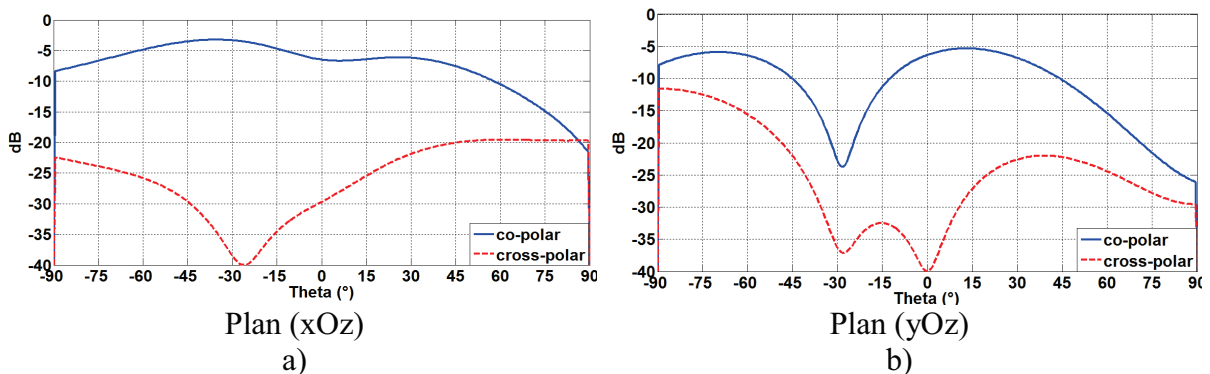


Figure 4.109 Diagrammes de rayonnement (normalisés) à large ouverture angulaire à $f_{\beta=}$
 $k_0=1.8\text{GHz}$

F=1.8GHz

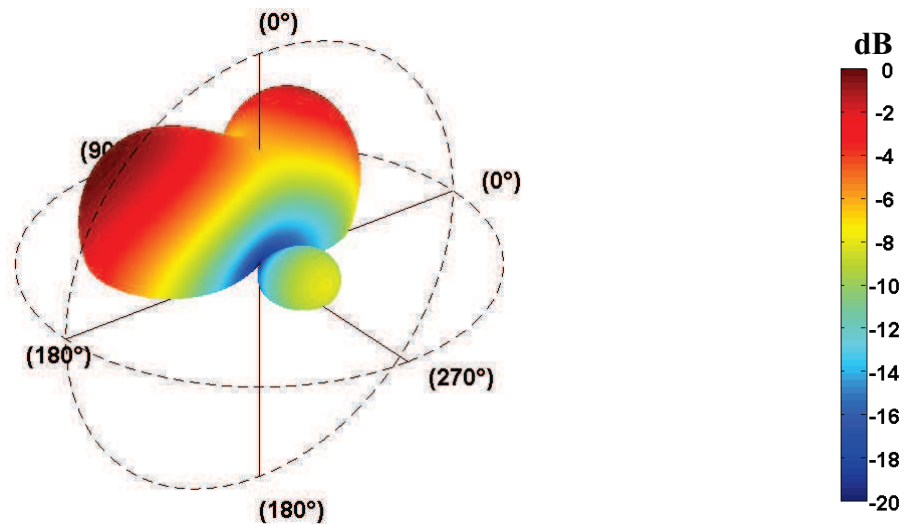


Figure 4.110 Diagrammes de rayonnement (normalisés) en 3D à large ouverture angulaire à $f_{(\beta=-k_0)}=1.8\text{GHz}$

Le modèle analytique permet de concevoir l'antenne CRLH avant toute simulation électromagnétique. D'autres types de rayonnement peuvent être réalisés en fonction des besoins du concepteur. Cette antenne méandre à 4 lignes CRLH peut être utilisée comme élément rayonnant dans un réseau d'antennes. La grande ouverture angulaire permet d'accéder à des angles que les réseaux classiques d'antennes n'arrivent pas à atteindre ($\theta > \pm 60^\circ$). De plus l'antenne méandre, peut présenter différents types de diagrammes, contrairement aux réseaux classiques où le rayonnement de l'antenne unitaire possède moins de degrés de liberté.

4.3. Antenne spirale à base de lignes CRLH

4.3.1. Géométrie de l'antenne spirale

L'antenne proposée est constituée de lignes CRLH parallèles et reliées entre elles par des lignes microruban. Ces lignes CRLH sont agencées de telle sorte à présenter la forme d'une antenne spirale, comme le montre la Figure 4.111.

L'antenne spirale proposée peut être excitée de deux manières, soit elle est excitée par son extrémité extérieure (port 1) et terminée par l'autre extrémité (port 2) par son impédance caractéristique ; de la même manière, elle peut être excitée par son extrémité intérieure (port 2) et terminée par l'autre extrémité (port 1) par son impédance caractéristique. Les lignes CRLH constituant l'antenne spirale ont la même cellule unitaire, elles présentent alors chacune une impédance caractéristique égale à 50Ω , comme il a été démontré dans le chapitre

2, paragraphe 2.1.2. Elles sont connectées les unes aux autres par des lignes microruban d'impédance caractéristique égale à 50Ω .

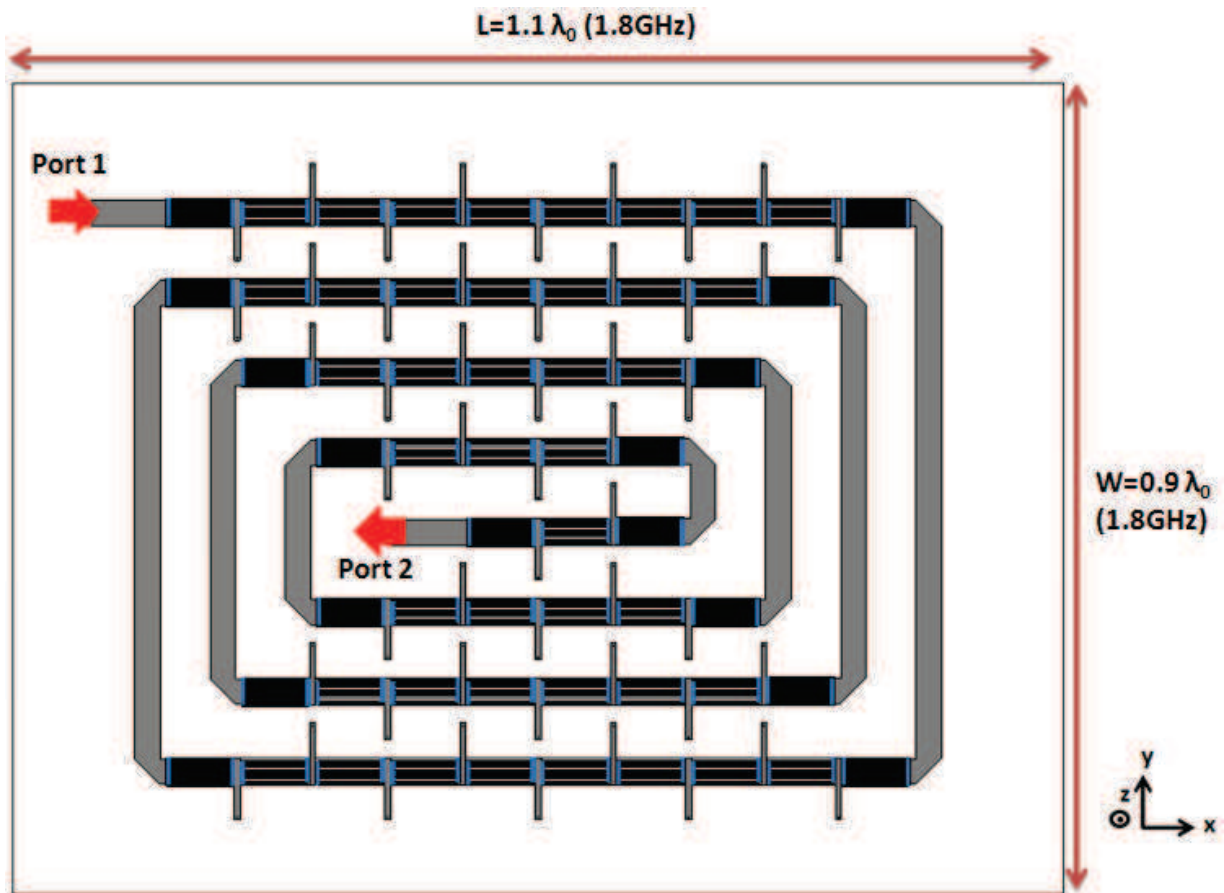


Figure 4.111 Antenne spirale inspirée des lignes CRLH

4.3.2. Modèle analytique d'estimation du rayonnement

Le modèle analytique décrivant le rayonnement de l'antenne spirale proposée est presque identique à celui de l'antenne méandre précédente. Toutefois les lignes microruban reliant les lignes CRLH présentent des longueurs différentes. Le modèle analytique de la ligne CRLH présenté dans le chapitre 3, paragraphe 3.3 est toujours utilisé pour synthétiser le rayonnement de la ligne CRLH. Le signal à l'entrée de chaque ligne CRLH est pondéré par :

- Une amplitude

Elle représente l'atténuation totale induite par les lignes CRLH précédentes ($e^{-\zeta}$)

et l'atténuation induite par les cellules précédentes appartenant à la même ligne CRLH ($e^{-(\alpha * a * dx)}$).

L'amplitude du signal à l'entrée de chaque cellule CRLH est donc :

$$I = I_0 e^{-(\alpha * a * dx)} e^{-\zeta} \quad (4.9)$$

I_0 est l'amplitude du signal d'entrée de l'antenne spirale

α représente l'atténuation linéique introduite par chaque cellule CRLH (Neper/m)

a représente l'emplacement de chaque cellule CRLH sur l'axe (Ox)

dx est la période du réseau sur l'axe (Ox) et est égale à la longueur de la cellule CRLH

- Un déphasage

Il regroupe le déphasage induit par les lignes CRLH précédentes (δ_i) et le déphasage créé par toutes les lignes microruban (δ_{coude}) reliant les lignes CRLH précédentes, mais également le déphasage induit par les cellules CRLH précédentes et appartenant à la même ligne CRLH. Suivant le sens de propagation de la ligne CRLH, le déphasage induit par les cellules CRLH précédentes appartenant à la même ligne CRLH est différent. Par conséquent si on numérote les lignes CRLH en partant de la ligne CRLH extérieure, le déphasage du signal à l'entrée de chaque cellule CRLH est :

- Lignes paires

$$phi_{paire} = -\left[(\beta(f) * a * dx) + (\delta_i) + (\delta_{coude}) \right] \quad (4.10)$$

- Lignes impaires

$$phi_{paire} = - \left[\left(\beta(f) * \left(\sum_{i=1}^{M-1} (i-a) * dx \right) \right) + (\delta_i) + (\delta_{coude}) \right] \quad (4.11)$$

β représente la constante de propagation à l'intérieur de chaque cellule CRLH

- Une position

Elle définit l'emplacement de chaque cellule CRLH à l'intérieur de l'antenne spirale.

$$phi_{position}(\theta, \varphi) = k_0(f) * \left((a * dx * \sin \theta * \cos \varphi) + (dy * \sin \theta * \sin \varphi) \right) \quad (4.12)$$

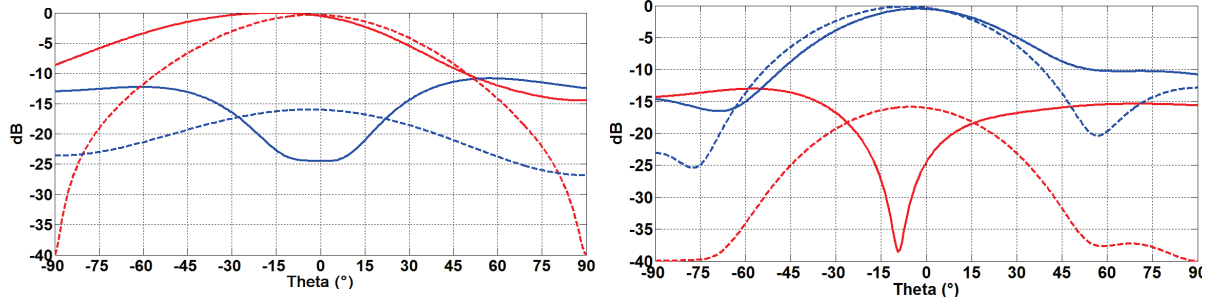
dy est la distance qui sépare les lignes CRLH à la ligne CRLH qui est reliée au port 1.

4.3.3. Validation du modèle analytique de la spirale

4.3.3.1. Port 1 excité

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale simulée sur CST sont comparés à ceux obtenus avec le modèle analytique. La Figure 4.112 montre les diagrammes de rayonnement obtenus lorsque le port 1 est excité alors que le port 2 est relié à une charge 50Ω . Les résultats présentés montrent que le modèle analytique exprime bien la variation de la composante principale du rayonnement de l'antenne spirale, et cela dans les deux plans de coupe. Par contre, la composante croisée est moins bien estimée par le modèle analytique. Comme pour le méandre présenté plus haut, la distance qui sépare les lignes CRLH est égale à $d=8.5\text{mm} (\lambda_{\beta=k_0}/20)$.

F=1.9 GHz ($\beta < 0$)

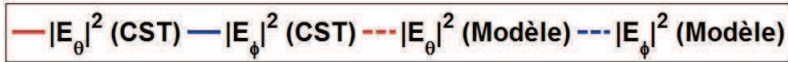


Plan (xOz)

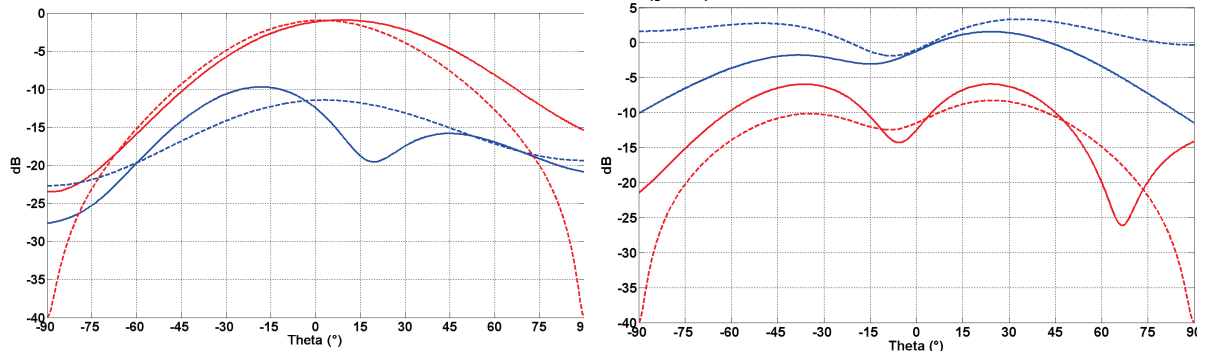
Plan (yOz)

a)

b)



F=2.25 GHz ($\beta = 0$)

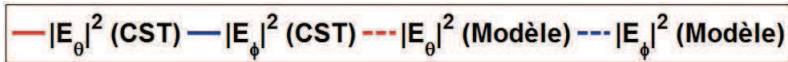


Plan (xOz)

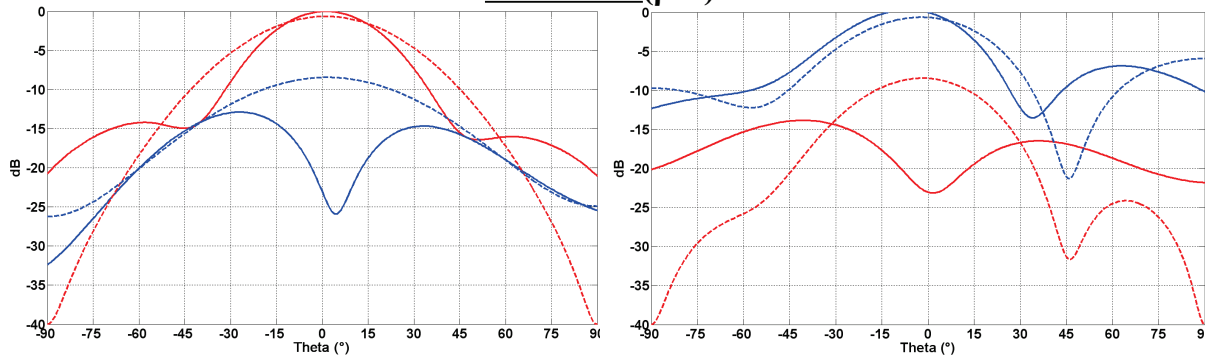
Plan (yOz)

c)

d)



F=2.4 GHz ($\beta > 0$)

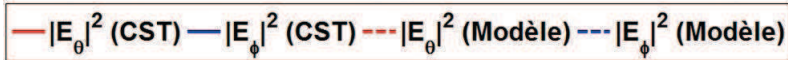


Plan (xOz)

Plan (yOz)

e)

f)



F=2.6GHz ($\beta > 0$)

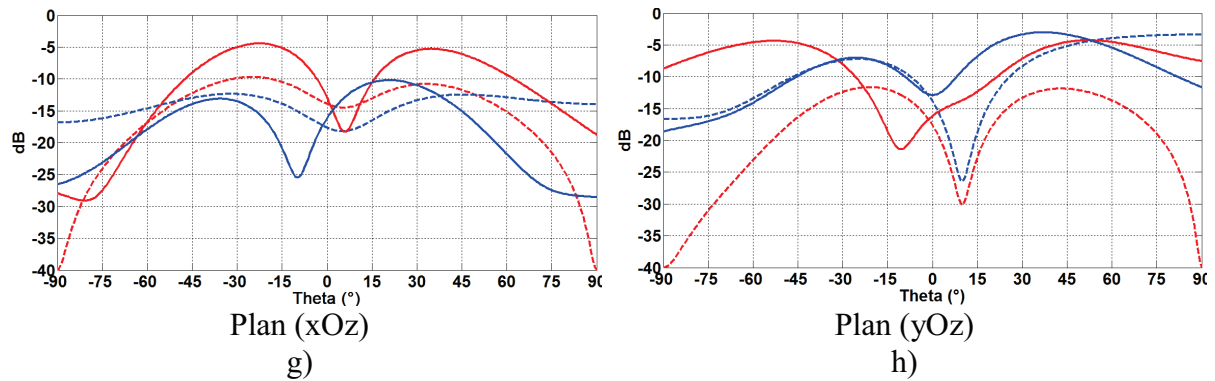
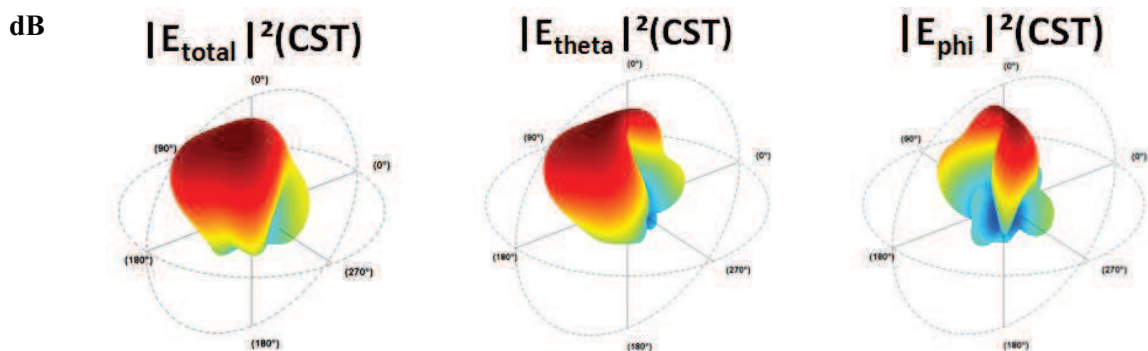


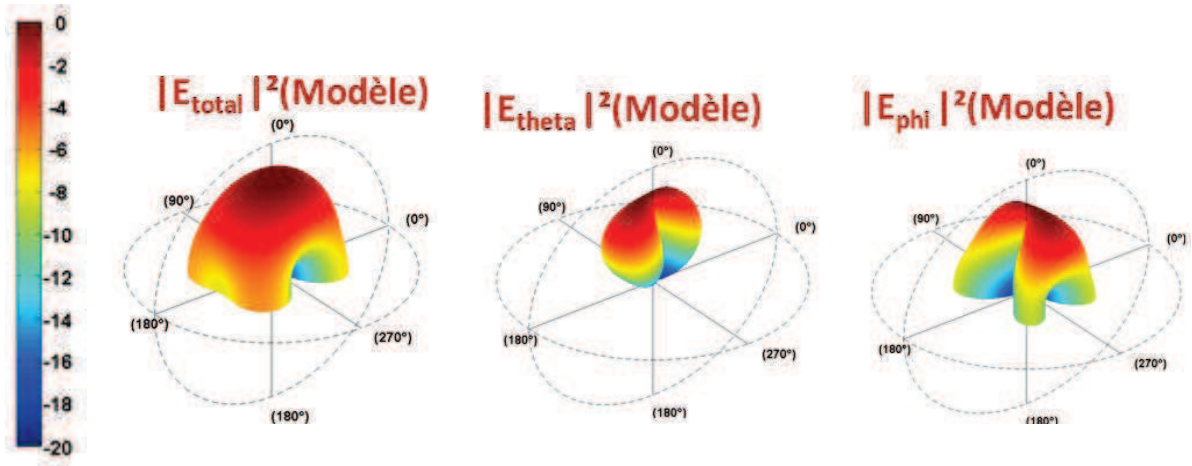
Figure 4.112 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne spirale (Port 1 excité)

Les différences qui apparaissent sur la Figure 4.112 entre le modèle analytique et la simulation électromagnétique, sont moins importantes lorsqu'on représente les diagrammes de rayonnement en 3D. On constate, en effet sur la Figure 4.113 que le modèle analytique décrit bien la forme des diagrammes de rayonnement, même si la position des maxima est légèrement décalée par rapport à la simulation électromagnétique.

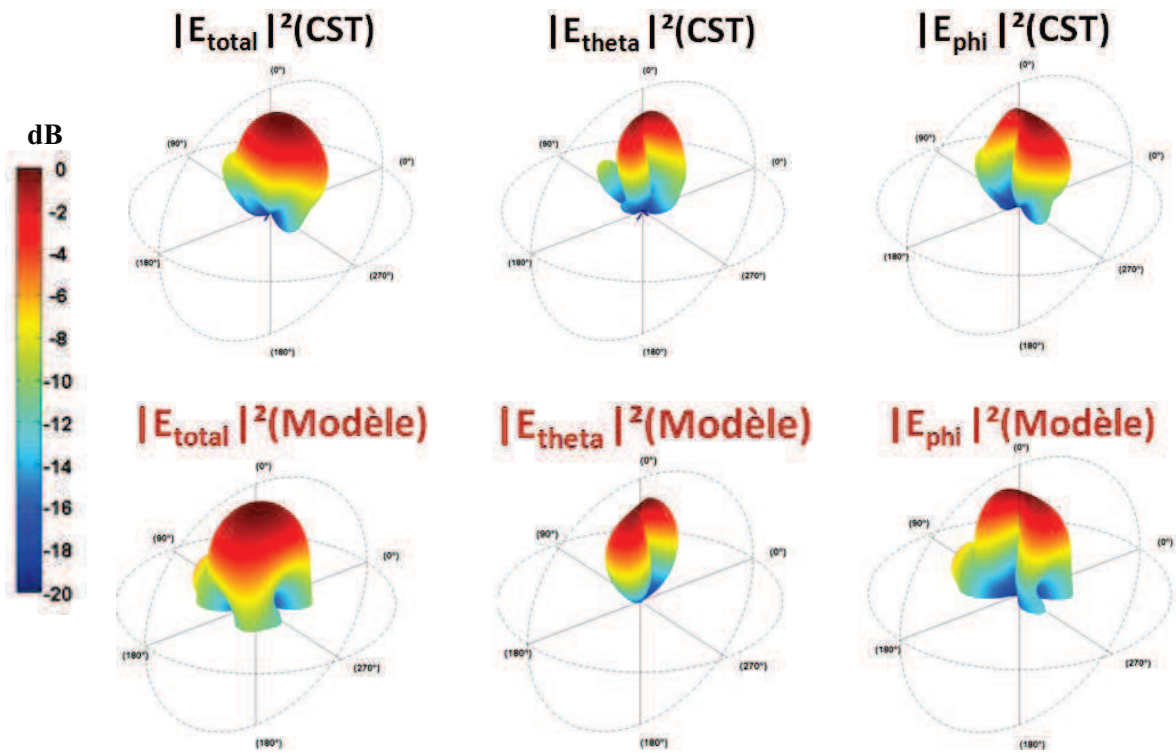
Les différentes composantes sphériques du rayonnement sont chacune bien estimées. Toutefois on peut remarquer que la simulation électromagnétique donne des diagrammes ayant une ouverture angulaire plus large que ceux estimés par le modèle analytique. Ces résultats semblent dire que l'antenne spirale simulée sur CST présente des dimensions plus petites que celle décrite par le modèle. Ceci peut s'expliquer par le fait que dans la simulation électromagnétique, le substrat sur lequel est imprimée l'antenne spirale contribue au rayonnement, alors que dans le modèle analytique, seules les lignes CRLH rayonnent.

F=1.9 GHz ($\beta < 0$)





F=2.4 GHz ($\beta > 0$)



F=2.6 GHz ($\beta > 0$)

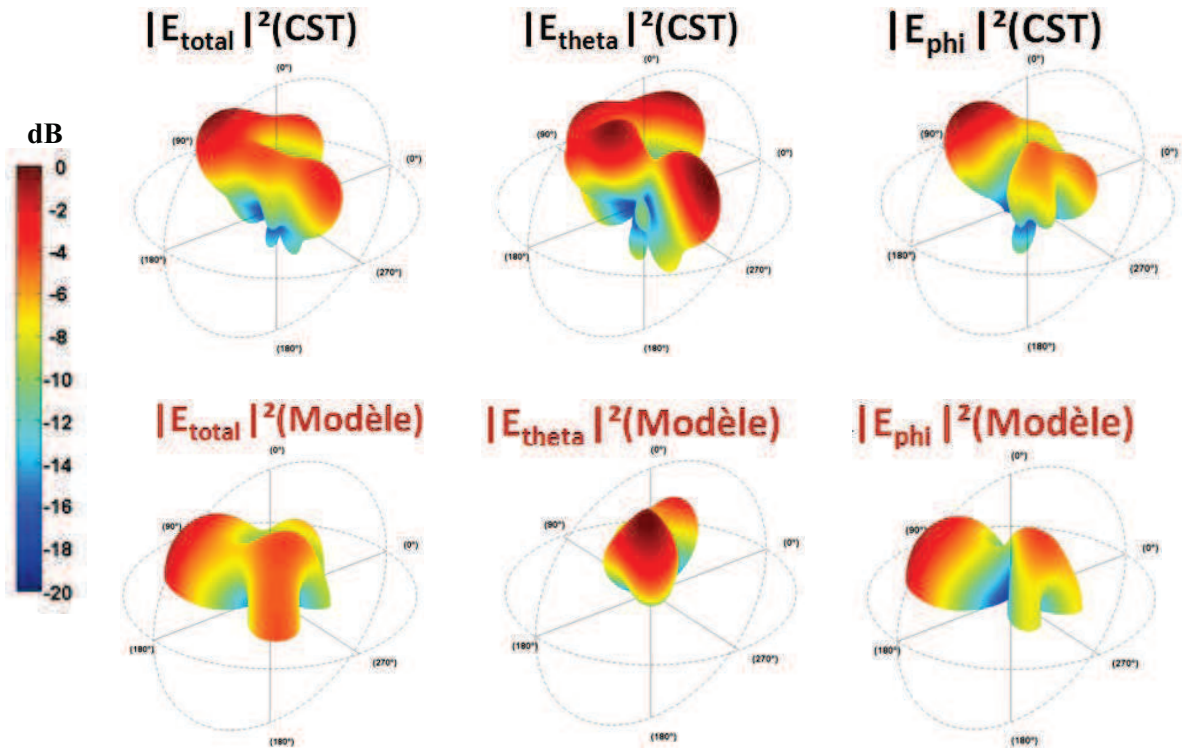
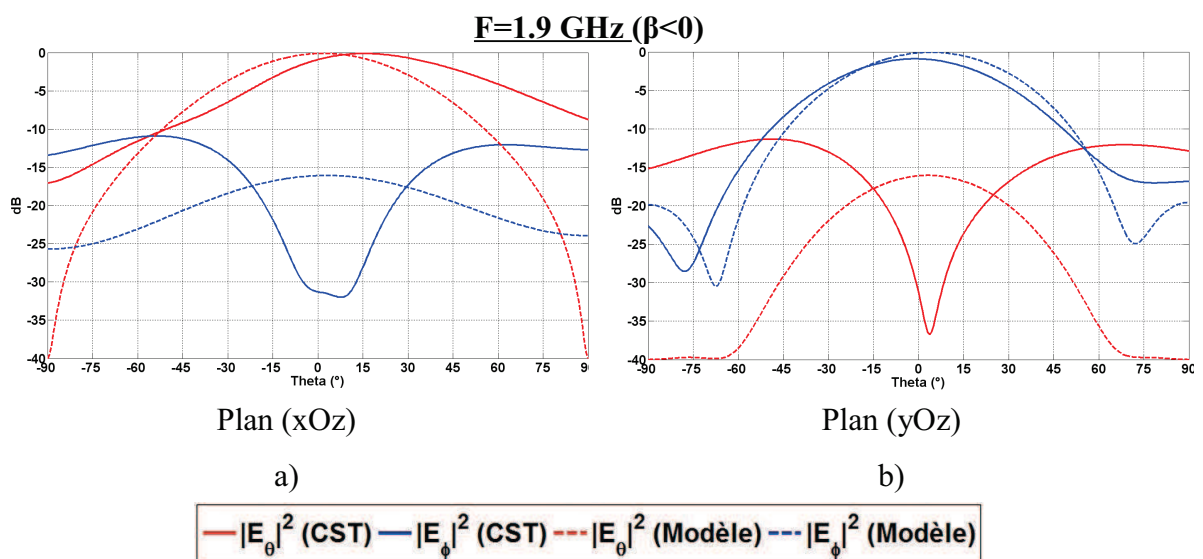


Figure 4.113 Diagrammes de rayonnement 3D normalisés de l'antenne spirale (port 1 excité)

4.3.3.2. Port 2 excité

La Figure 4.114 montre les diagrammes de rayonnement obtenus lorsque le port 2 est excité alors que le port 1 est relié à une charge 50Ω. Les résultats présentés sur la Figure 4.114 montrent que le modèle analytique décrit bien le rayonnement de l'antenne spirale.



F=2.25 GHz ($\beta=0$)

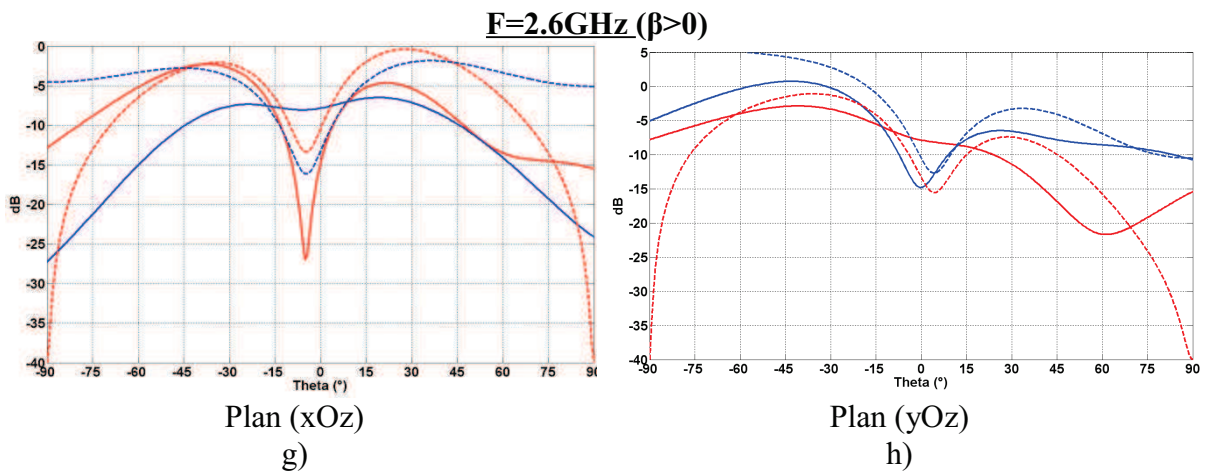
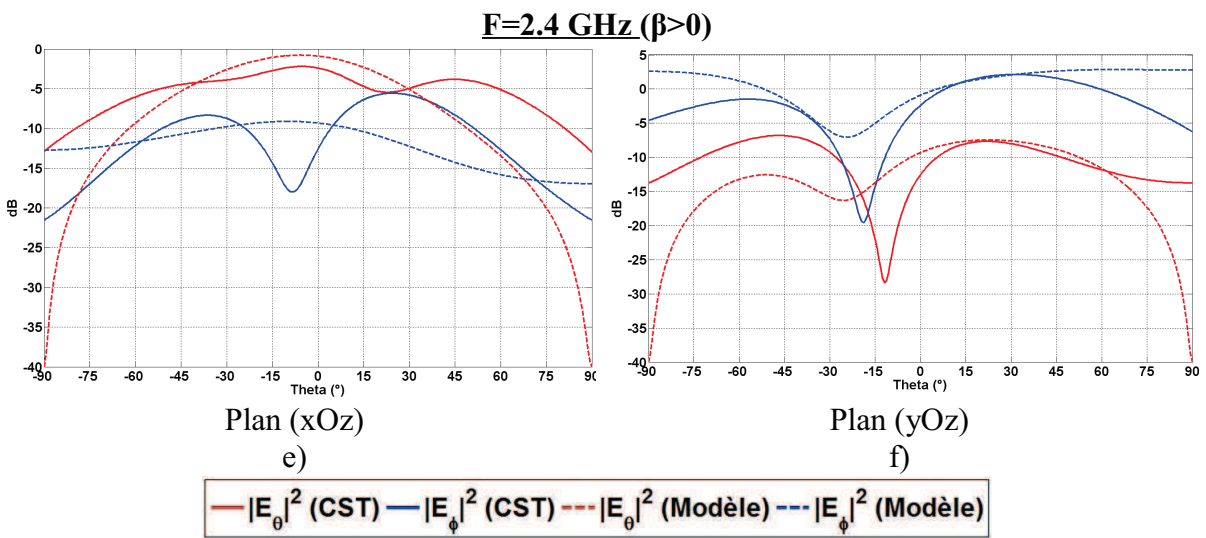
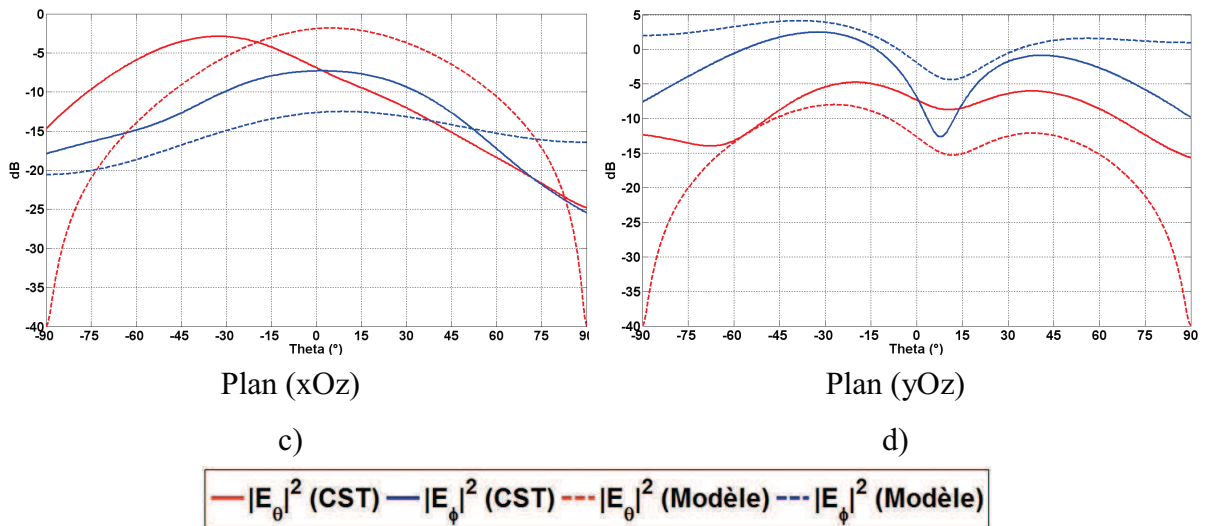
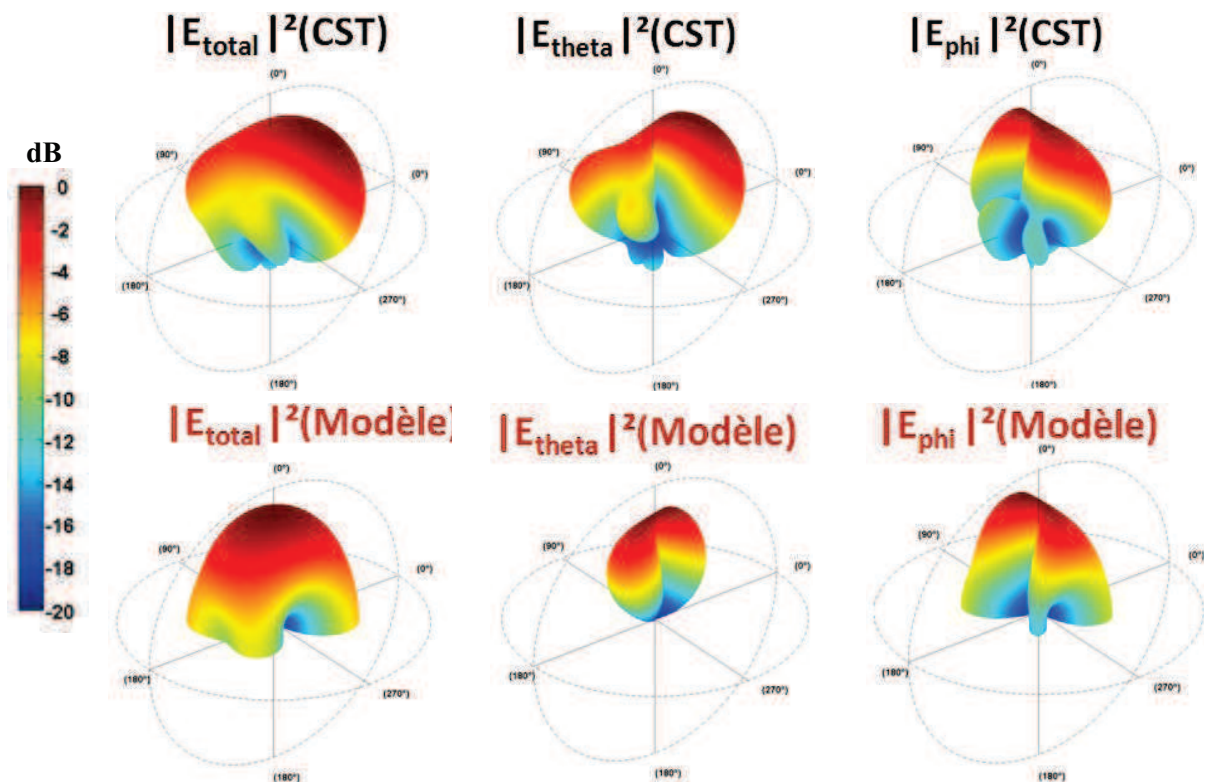


Figure 4.114 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne spirale (Port 2 excité)

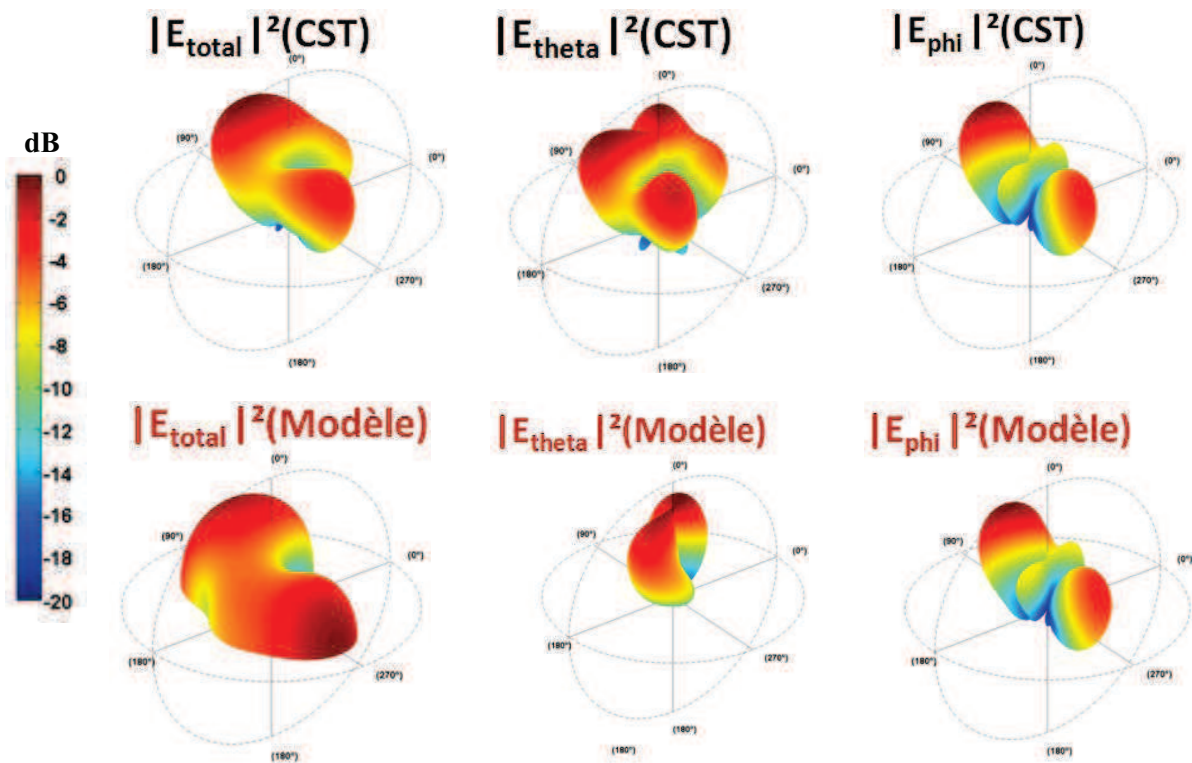
La Figure 4.114 montre une meilleure adéquation entre le modèle analytique et la simulation électromagnétique, contrairement à la Figure 4.112 qui représente le rayonnement de l'antenne spirale lorsque le port 1 est excité. Ceci peut s'expliquer par le fait que lorsque le port 2 est excité les lignes CRLH constituées d'un plus grand nombre de cellules sont moins couplées que lorsque le port 1 est excité. En effet le signal est atténué à chaque fois qu'il traverse une ligne CRLH, du fait de sa propriété leaky-wave. Ainsi les lignes CRLH les plus longues sont traversées par un signal plus faible lorsque le port 2 est excité au lieu du port 1. Par conséquent le couplage entre les lignes CRLH est plus faible lorsque le port 2 est excité. Etant donné que le modèle analytique ne prend pas en compte le couplage entre les lignes CRLH, il est normal que le modèle analytique décrive plus fidèlement le rayonnement de l'antenne spirale lorsque le port 2 est excité au lieu du port 1.

La comparaison entre les diagrammes de rayonnement en représentation 3D se fait sur la Figure 4.115. Ces résultats confirment la validité mais également la précision du modèle analytique.

F=1.9 GHz ($\beta < 0$)



F=2.4 GHz ($\beta = 0$)



$F=2.6$ GHz ($\beta > 0$)

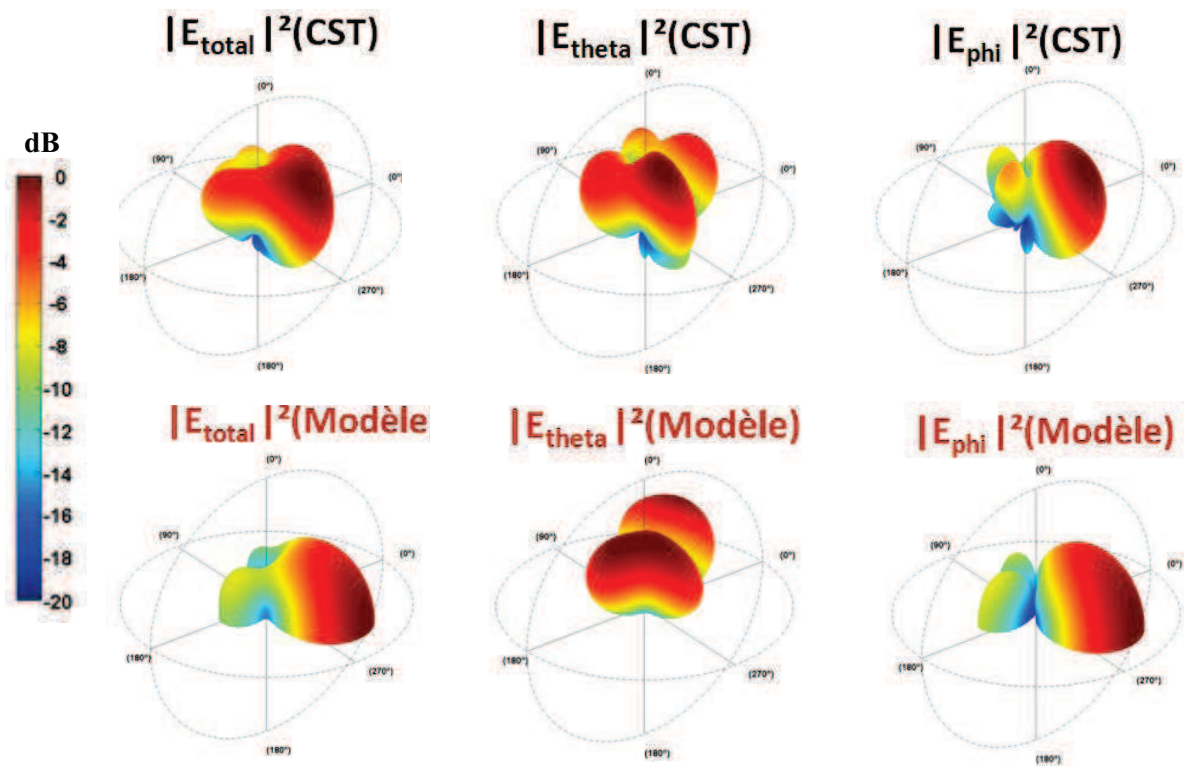


Figure 4.115 Diagrammes de rayonnement 3D normalisés de l'antenne spirale (Port 2 excité)

Les résultats de simulation montrent bien que le modèle analytique décrivant le rayonnement de l'antenne spirale est fiable quelque soit le point d'alimentation. Comme pour le méandre, le modèle de la spirale peut également être exploité pour trouver les déphasages exacts à appliquer entre les lignes CRLH pour obtenir le diagramme de rayonnement voulu.

Conclusion

De nouvelles architectures d'antennes ont été proposées dans ce chapitre. Ces antennes sont constituées essentiellement de lignes CRLH connectées entre elles par des lignes microruban. Deux géométries ont notamment été proposées : la première antenne a la forme d'un méandre alors que la deuxième est une spirale. Leur fonctionnement dépend uniquement des propriétés électromagnétiques des lignes CRLH. La fonction de dépointage assurée par chaque ligne CRLH a permis de construire un diagramme bien défini, en combinant judicieusement les rayonnements de toutes les lignes CRLH.

Pour chaque antenne proposée un modèle analytique a été développé pour contourner les difficultés liées à la simulation électromagnétique des lignes CRLH, à savoir les longues durées de simulation et la nécessité d'avoir d'importantes ressources informatiques. Les deux modèles proposées ont été validées par la simulation électromagnétique. Leur exploitation a permis de construire différents types de diagrammes de rayonnement en trouvant les bons déphasages à appliquer entre les lignes CRLH.

Les deux modèles proposées peuvent être utilisés pour étudier d'autres méandres ou d'autres spirales afin d'obtenir un rayonnement spécifique. Les lignes CRLH élémentaires du méandre doivent contenir au minimum 10 cellules pour assurer une efficacité de rayonnement minimale dans chaque branche du méandre. Une distance minimale doit être respectée entre les lignes CRLH constituant le méandre ou la spirale pour éviter le couplage entre elles et augmenter la précision du modèle analytique.

L'efficacité de rayonnement de ces antennes peut également être estimée et donc maîtrisée en augmentant le nombre de lignes CRLH ou simplement le nombre de cellules à l'intérieur de chaque ligne CRLH. Une amélioration de l'efficacité de rayonnement devra se faire parallèlement à la construction du diagramme de rayonnement final afin de respecter l'ouverture angulaire voulue.

Références

[1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Edition, John Wiley & Sons, 2004.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux effectués durant cette thèse ont permis de comprendre le fonctionnement des structures à métamatériaux et particulièrement leur apport dans le domaine des antennes. Parmi ces structures à métamatériaux, les structures composites CRLH (Composite Right Left-Handed) à ondes de fuite ont été retenues. Ces structures permettent en effet d'effectuer un large balayage angulaire et sur une large bande passante.

Afin d'avoir une meilleure compréhension et une connaissance approfondie des propriétés électromagnétiques des structures CRLH, une étude paramétrique a été réalisée. Cette étude a permis de définir les limites de fonctionnement d'une ligne CRLH mais également de proposer des solutions pour améliorer ses performances. Entre autres l'élargissement de la bande leaky-wave de la structure CRLH par la réduction de la constante diélectrique du substrat a été proposé. Ainsi une largeur de bande leaky-wave relative de 120% a été atteinte en utilisant un substrat ayant une permittivité relative $\epsilon_r=1$. Une réduction de la polarisation a également été obtenue en modifiant la structure de telle sorte à obtenir une symétrie dans le plan transverse à la structure CRLH.

Les structures CRLH présentent toutefois des limites de fonctionnement. Une de ces principales limites est la faible efficacité de rayonnement. L'étude paramétrique a par ailleurs montré que la ligne CRLH doit avoir une longueur totale de $13\lambda_{(\beta=-k_0)}$ pour atteindre une efficacité de rayonnement de 70%. De plus la simulation électromagnétique des lignes CRLH nécessite beaucoup de ressources informatiques et de longues durées de simulation (25 heures pour une ligne CRLH contenant 10 cellules, soit une longueur de $0.8\lambda_{(\beta=-k_0)}$). Pour contourner ces difficultés liées à la simulation électromagnétique, une modélisation analytique du rayonnement de la ligne CRLH est proposée. Cette modélisation a été validée par la simulation et présente un grand intérêt car elle permet d'avoir rapidement (en moins de 5 minutes) et avec une grande précision, le rayonnement de la ligne CRLH contrairement à la simulation électromagnétique.

Afin de tirer profit des propriétés électromagnétiques attrayantes des structures CRLH à ondes de fuite, de nouvelles architectures d'antennes ont été proposées. Deux architectures d'antennes ont en particulier été développées. La première a la forme d'un méandre alors que la deuxième antenne est une spirale. Pour s'affranchir des longues simulations une modélisation analytique a été proposée pour chaque architecture. Les différents modèles analytiques ont chacun été validés par la simulation électromagnétique et présentent une

grande fiabilité. Ces modèles permettront ainsi une conception préalable des antennes à base de lignes CRLH avant toute simulation électromagnétique. Grâce au balayage angulaire des lignes CRLH, ces nouvelles antennes ont permis de réaliser différents types de diagrammes de rayonnement. Entre autres nous avons pu obtenir un diagramme de rayonnement avec une large ouverture angulaire $\Delta\theta > 120^\circ$, mais également un diagramme focalisé dans l'axe perpendiculaire à l'antenne CRLH. La forme des diagrammes de chaque architecture proposée dépend principalement du rayonnement des lignes CRLH la constituant mais également du déphasage appliqué entre elles par l'intermédiaire de lignes microruban.

Le principe de ces nouvelles antennes proposées est d'un grand intérêt car il offre tout d'abord une utilisation innovante des structures CRLH. Ces nouvelles structures ne sont pas résonantes et permettent de réaliser des diagrammes de rayonnement sur mesure. De plus elles présentent une faible épaisseur ($\lambda_{(\beta-k_0)}/100$).

D'autres géométries peuvent être réalisées en utilisant les lignes CRLH. Par exemple il est possible d'imbriquer deux spirales composées de lignes CRLH dont une est tournée de 90° pour construire une antenne à double polarisation linéaire. Cela permettrait d'avoir une antenne avec deux polarisations linéaires. La forme des diagrammes pour la polarisation horizontale (ou verticale) dépend essentiellement des lignes CRLH horizontales (ou verticales) de la spirale et du déphasage entre elles. Les modèles analytiques sont basées sur le même principe de fonctionnement que les modèles déjà proposés. Les seules modifications à apporter seront sur la position des lignes CRLH et sur la longueur des lignes microruban les reliant.

Table des figures

Figure 1.1 Classification des matériaux.....	9
Figure 1.2 Trièdre direct (a) et Trièdre gauche (b).....	9
Figure 1.3 Structure 3D à fils métalliques [2].....	9
Figure 1.4 Structure anneau métallique à fente.....	9
Figure 1.5 Structure 3D constituée d'anneaux à fente et de fils métalliques.....	9
Figure 1.6 Modèle équivalent de la structure « main gauche ».....	9
Figure 1.7 Modèle équivalent de la structure composite CRLH.....	10
Figure 1.8 Circuit électrique équivalent d'une structure composite CRLH.....	10
Figure 1.9 Diagramme de dispersion d'une structure CRLH.....	10
Figure 1.10 Diagramme de dispersion d'une structure photonique.....	11
Figure 1.11 Yablonovite.....	11
Figure 1.12 Exemples de structures à bande interdite photonique.....	11
Figure 1.13 Zone de Brillouin sur la cellule unitaire d'une structure périodique.....	11
Figure 1.14 Principe de fonctionnement d'une structure à ondes de fuite.....	13
Figure 1.15 Structures à ondes de fuite à fentes périodiques a) ou des fils métalliques b).....	14
Figure 1.16 Diagramme de dispersion d'une structure CRLH équilibrée.....	14
Figure 1.17 Antenne CRLH à ondes de fuite constituée de 10 cellules.....	14
Figure 1.18 Diagrammes de rayonnement de l'antenne CRLH à ondes de fuite dans le plan (xOz).....	14
Figure 1.19 Modes de résonance d'une ligne de transmission CRLH.....	15
Figure 1.20 Antenne CRLH bi-bande [26].....	15
Figure 1.21 Modes de résonances de l'antenne CRLH bi-bande [26].....	15
Figure 1.22 Adaptation en impédance de l'antenne CRLH bi-bande à la 1ère résonance a) et à la 2ème résonance b) [26].....	15
Figure 1.23 Diagrammes de rayonnement de l'antenne CRLH bi-bande à la 1ère résonance a) et à la 2ème résonance b) [26].....	15
Figure 1.24 Distribution du champ électrique dans une ligne de transmission CRLH terminée par un circuit ouvert.....	15

Figure 1.25 Circuit équivalent de la structure CRLH terminée par un circuit ouvert.....	15
Figure 1.26 Circuit équivalent de la structure CRLH terminée par un court-circuit.....	16
Figure 1.27 Antenne ZOR [28].....	16
Figure 1.28 Comparaison entre l'antenne ZOR et une antenne patch résonant à la fréquence $f(\beta=0)$ [28].....	16
Figure 1.29 Module du coefficient de réflexion de l'antenne ZOR a) et son diagramme de rayonnement à la fréquence $f(\beta=0)$	16
Figure 2.1 Modèle équivalent de la structure composite CRLH.....	19
Figure 2.2 Motif élémentaire CRLH.....	19
Figure 2.3 Configuration de la ligne CRLH.....	19
Figure 2.4 Structure CRLH à 10 cellules.....	19
Figure 2.5 Diagramme de dispersion de la ligne CRLH à 10 cellules.....	20
Figure 2.6 Module du coefficient de réflexion de la ligne CRLH à 10 cellules.....	20
Figure 2.7 Module du coefficient de transmission de la ligne CRLH à 10 cellules.....	20
Figure 2.8 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH à 10 cellules.....	20
Figure 2.9 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules en fonction de la dimension latérale du substrat W	20
Figure 2.10 Module du coefficient de transmission de l'antenne CRLH à 10 cellules en fonction de la dimension latérale du substrat W	20
Figure 2.11 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne à 10 cellules CRLH pour différentes valeurs de W	21
Figure 2.12 Cellule unitaire CRLH.....	21
Figure 2.13 Circuit équivalent de la cellule unitaire CRLH.....	21
Figure 2.14 Antenne CRLH à ondes de fuite à 22 cellules ($\epsilon_r=3$).....	22
Figure 2.15 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$).....	22
Figure 2.16 Module du coefficient de transmission de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$).....	22
Figure 2.17 Diagramme de dispersion de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$).....	22
Figure 2.18 Composante principale du rayonnement de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=3$) dans le plan (xOz)	22
Figure 2.19 Diagramme de dispersion de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=1$).....	22

Figure 2.20 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH à 22 cellules ($\epsilon_r=1$).....	22
Figure 2.21 Capacité interdigitale et circuit électrique équivalent.....	22
Figure 2.22 Module des paramètres S d'une capacité interdigitale [13].....	22
Figure 2.23 Capacité interdigitale équilibrée avec des fils métalliques.....	23
Figure 2.24 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec ou sans les fils métalliques.....	23
Figure 2.25 Module du coefficient de transmission de l'antenne CRLH à 10 cellules avec ou sans les fils métalliques.....	23
Figure 2.26 Diagramme de dispersion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec ou sans fils métalliques. .	23
Figure 2.27 Cellule unitaire CRLH simple et cellule CRLH avec un double stub.....	23
Figure 2.28 Antenne CRLH à 10 cellules avec les stubs alternés.....	23
Figure 2.29 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec les stubs alternés et les fils métalliques.....	23
Figure 2.30 Module du coefficient de réflexion de l'antenne CRLH à 10 cellules avec les stubs alternés et les fils métalliques.....	23
Figure 2.31 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CRLH avec les stubs alternés et les fils métalliques.....	23
Figure 2.32 Structure CRLH à 3 cellules à stubs alternés.....	24
Figure 2.33 Circuit électrique équivalent de la structure CRLH à 3 cellules à stubs alternés.....	24
Figure 2.34 Dimensions de la capacité interdigitale de transition.....	24
Figure 2.35 Module des paramètres S de la structure CRLH à 3 cellules optimisée.....	24
Figure 2.36 Impédance d'entrée de la structure CRLH à 3 cellules optimisée.....	24
Figure 2.37 Diagramme de dispersion de la cellule CRLH optimisée.....	24
Figure 2.38 Module du coefficient de réflexion de la ligne CRLH à 10 cellules initiale et optimisée.....	24
Figure 2.39 Module du coefficient de transmission de la ligne CRLH à 10 cellules initiale et optimisée.....	24
Figure 2.40 Pertes résistives linéiques de l'antenne CRLH en fonction de la fréquence.....	25
Figure 2.41 Pertes diélectriques linéiques de l'antenne CRLH en fonction de la fréquence.....	25
Figure 2.42 Quantité de puissance rayonnée par rapport à la puissance injectée dans l'antenne CRLH en fonction du nombre de cellules.....	25

Figure 3.1 Efficacité de rayonnement de l'antenne CRLH en fonction du nombre de cellules.....	28
Figure 3.2 Antenne CRLH à 10 cellules.....	28
Figure 3.3 Composantes cartésiennes normalisées du champ électrique lointain.....	29
Figure 3.4 Modèle réseau de la ligne CRLH 1D.....	29
Figure 3.5 Diagrammes de rayonnement normalisés de la cellule unitaire CRLH obtenus avec la simulation électromagnétique.....	30
Figure 3.6 Structure CRLH à 3 cellules à stubs alternés.....	30
Figure 3.7 Direction du lobe principal en fonction de la fréquence.....	31
Figure 3.8 Module des paramètres S de l'antenne CRLH à 10 cellules.....	31
Figure 3.9 Comparaison entre les diagrammes de rayonnement normalisés (composantes sphériques) de la ligne CRLH à 10 cellules obtenus en simulation et les valeurs estimées par le modèle analytique.....	31
Figure 3.10 Comparaison entre les diagrammes de rayonnement normalisés (composantes cartésiennes) de la ligne CRLH à 10 cellules obtenus en simulation et les valeurs estimées par le modèle analytique.....	32
Figure 4.1 Couplage entre deux lignes CRLH ayant le même sens de propagation.....	35
Figure 4.2 Module du coefficient de réflexion de la ligne CRLH.....	35
Figure 4.3 Couplage entre le port 1 et le port 3.....	35
Figure 4.4 Couplage entre le port 1 et le port 4.....	35
Figure 4.5 Diagrammes de rayonnement de la ligne CRLH seule et de la ligne CRLH couplée.....	36
Figure 4.6 Antenne méandre constituée de six lignes CRLH.....	36
Figure 4.7 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1ère ligne CRLH (a), de la 1ère ligne et de la 2ème ligne CRLH (b) et du méandre complet (c).....	36
Figure 4.8 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1ère ligne CRLH (a), de la 1ère ligne et de la 2ème ligne CRLH (b) et du méandre complet (c).....	36
Figure 4.9 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1ère ligne CRLH (a), de la 1ère ligne et de la 2ème ligne CRLH (b) et du méandre complet (c).....	36
Figure 4.10 Diagrammes de rayonnement respectifs dans le plan (xOz) de la 1ère ligne CRLH (a), de la 1ère ligne et de la 2ème ligne CRLH (b) et du méandre complet (c).....	36
Figure 4.11 Antenne méandre à 2 lignes CRLH.....	36
Figure 4.12 Modèle réseau de l'antenne méandre formé par 2 lignes CRLH.....	36

Figure 4.13 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne méandre constituée de 2 lignes CRLH.....	38
Figure 4.14 Diagrammes de rayonnement normalisés 3D de l'antenne méandre constituée de 2 lignes CRLH.....	39
Figure 4.15 Antenne méandre constituée de 4 lignes CRLH.....	39
Figure 4.16 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne méandre constituée de 4 lignes CRLH.....	39
Figure 4.17 Méandre constitué de 4 lignes CRLH espacées de $d=20\text{mm}=\lambda_0/6$	39
Figure 4.18 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH espacées de $d=20\text{mm}$	40
Figure 4.19 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH espacées de $d=20\text{mm}$	40
Figure 4.20 Antenne méandre constituée de 8 lignes CRLH.....	40
Figure 4.21 Diagrammes de rayonnement normalisés d'un méandre constitué de 8 lignes CRLH.....	40
Figure 4.22 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4lignes CRLH autour de la fréquence $f(\beta=0)=2.25\text{ GHz}$	41
Figure 4.23 Diagrammes de rayonnement normalisés en 3D du méandre à 4lignes CRLH autour de la fréquence $f(\beta=0)=2.25\text{ GHz}$	41
Figure 4.24 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH avec annulation à $\theta=0^\circ$ (estimation du modèle analytique).....	41
Figure 4.25 Diagrammes de rayonnement normalisés en 3D du méandre à 4 lignes CRLH avec annulation à $\theta=0^\circ$	41
Figure 4.26 Module du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission de l'antenne méandre à 4 lignes.....	41
Figure 4.27 Diagrammes de rayonnement normalisés du méandre à 4 lignes CRLH avec annulation à $\theta=0^\circ$ (simulation et mesure).....	42
Figure 4.28 Diagrammes de rayonnement (normalisés) à large ouverture angulaire à $f(\beta=-k_0)=1.8\text{GHz}$	42
Figure 4.29 Diagrammes de rayonnement (normalisés) en 3D à large ouverture angulaire à $f(\beta=-k_0)=1.8\text{GHz}$	42
Figure 4.30 Antenne spirale inspirée des lignes CRLH.....	42
Figure 4.31 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne spirale (Port 1 excité).....	44
Figure 4.32 Diagrammes de rayonnement 3D normalisés de l'antenne spirale (port 1 excité).....	44

Figure 4.33 Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne spirale (Port 2 excité).....44

Figure 4.34 Diagrammes de rayonnement 3D normalisés de l'antenne spirale (Port 2 excité).....45

Liste des tableaux

<u>Tableau 4-7</u> Comparaison entre les antennes à ondes de fuite classiques et les antennes à ondes de fuite à métamatériaux.....	34
<u>Tableau 4-8</u> Dimensions de la cellule unitaire CRLH.....	49
<u>Tableau 4-9</u> Influence de la permittivité du substrat sur la largeur de la bande leaky-wave de la ligne CRLH.....	59
<u>Tableau 4-10</u> Dimensions de la transition aux extrémités de la ligne CRLH.....	74
<u>Tableau 4-11</u> Valeurs initiales et optimales des dimensions de la cellule CRLH.....	75
<u>Tableau 4-12</u> Efficacité de rayonnement de l'antenne CRLH en fonction du nombre de cellules.....	86

Publications

[1] A. Thior, A.C. Lepage, X. Begaud, O. Maas, “Antennes large bande à onde de fuite à base de lignes de transmission composites main droite/ main gauche”, *Colloque National Métamatériaux*, Orsay, France, Mars 2011.

[2] A. Thior, X. Begaud, O. Maas, A.C. Lepage, “Bandwidth Enhancement of CRLH leaky-wave antennas”, *5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Rome, April 2011.

[3] A. Thior, A.C. Lepage, X. Begaud, O. Maas, “Analytical approach for CRLH based antennas design”, *3rd International Conference on Metamaterials (META'12)*, Paris, April 2012.

[4] A. Thior, A.C. Lepage, X. Begaud, O. Maas, “Analytical approach for CRLH based antennas design”, *Special Issue of the Journal Applied Physics A (Springer)*, October 2012.