

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par : *l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)*

Présentée et soutenue le *Jeudi 14 Novembre 2019* **par :**

Jonathan VIVOS

Méthode de conception de déphaseurs à métamatériaux par l'utilisation de lignes composites équilibrée et non équilibrée

---

JURY

M. Raphaël GILLARD	Professeur d'Université	Président
Mme Hélène ROUSSEL	Professeur d'Université	Rapporteur
M. Bruno SAUVIAC	Professeur d'Université	Rapporteur
M. Ricardo GUTIERREZ	Ingénieur	Examinateur
M. Jérôme SOKOLOFF	Maitre de Conférence HDR	Examinateur
M. Thomas CRÉPIN	Ingénieur	Examinateur

École doctorale et spécialité :
GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence
Unité de Recherche :

Directeur de Thèse :
Jérôme SOKOLOFF
Encadrants :
Thomas CREPIN, *Michel-François FOULON* et *Vincent GOBIN*

Remerciements

Je tiens à remercier les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'y participer : merci à Raphaël Gillard d'avoir accepté de présider le jury, merci à Hélène Roussel et Bruno Sauviac d'avoir accepté la fonction de rapporteur et merci à Ricardo Gutierrez d'avoir examiné mon travail, mais aussi de nous avoir donné de précieux conseils lors de la thèse et de nous avoir permis de rentrer en contact au sein de Thalès Alenia Space avec de nombreuses personnes dans le domaine des charges utiles.

J'aimerais exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse Jérôme Sokoloff pour avoir accepté d'encadrer cette thèse, pour m'avoir accompagné tout du long et pour m'avoir soutenu dans les moments difficiles et m'avoir permis d'accomplir ces travaux de la meilleure manière possible. Je voudrais également exprimer toute ma reconnaissance envers mes encadrants : Thomas Crépin pour avoir toujours laissé ta porte ouverte pour toutes mes questions et discussions et être resté un support indéfectible jusqu'au bout, Michel-François Foulon pour avoir amené son expertise industrielle et nous avoir permis d'orienter la thèse telle qu'elle est aujourd'hui, Vincent Gobin qui s'est démené pour intégrer l'équipe en cours de route et s'est révélé très rapidement indispensable par ses nombreux conseils et a ramené un point de vue nouveau sur la thèse, et Jérôme Sokoloff pour m'avoir dirigé pendant toutes ces années, pour avoir tenu la barre de notre navire jusqu'à l'aboutissement de cette thèse. Merci également à vous tous pour avoir accepté de diriger mes travaux de thèse et pour l'encadrement et le soutien humain et professionnel que vous m'avez apporté pendant toute la durée de la thèse, au-delà de ce qui était prévu et d'avoir cru en moi tout du long.

Je souhaite remercier l'Office national d'études et de recherches aérospatiales (ONERA) et Thales Alenia Space pour avoir financé la thèse.

Auprès de l'ONERA, je suis particulièrement reconnaissant envers Florent Christophe (ancien directeur DEMR Toulouse) de m'avoir accueilli au sein de l'ONERA et envers Phillipe Dreuillet (directeur DEMR) et Joël Lemorton (directeur DEMR Toulouse) de m'avoir donné les moyens de finaliser cette thèse. Je remercie aussi grandement Benjamin Decout et Dorothée Bogard du service RH de l'ONERA pour m'avoir autant aidé lors de mes problèmes de santé et permis de continuer la thèse dans de bonnes conditions même dans les moments les plus difficiles. Je tiens aussi à remercier Benjamin Gabard de m'avoir épaulé pendant les étapes expérimentales de la thèse et à Corinne De Pablo pour tout l'aide précieuse et le soutien qu'elle a pu m'apporter.

Auprès de Thalès Alenia Space, je tiens à remercier en particulier Thierry Girard, Yan Cailloce et Elodie Muzin pour les discussions que nous avons pu avoir qui nous auront permis de définir le cadre industriel de la thèse. Merci aussi à David Lopez pour m'avoir partagé son expertise sur la conception de circuits micro-onde.

J'aimerais également remercier Thomas Cotxet et Philppe Audoux de Ciretec grâce à qui nous avons pu réaliser les prototypes des déphaseurs.

Je tiens aussi à remercier mes amis, en particulier Vincent et Clémentine qui sont toujours restés à mes côtés et m’ont soutenu quoiqu’il arrive depuis que de nombreuses années, et m’ont permis d’être qui je suis aujourd’hui. Merci aussi à Jeremy, Sébastien, Noémie, Paul, David, Guillaume et François pour tous les bons moments passés ensemble. Je souhaite également rendre hommage ici à Anaïs, Nicolas et Bénédicte pour m’avoir accueilli dans leur communauté, pour m’avoir épaulé dans les moments de doute et pour m’avoir permis à travers leurs vidéos de toujours avoir des moments de détente dans les passages difficiles. Je suis également infiniment reconnaissant envers Vivre Avec pour son travail qui m’aura tant aidé.

Enfin je souhaite remercier mes parents qui m’ont donné l’opportunité de faire mes études et grâce aussi à qui je dois cette thèse.

Table des matières

INTRODUCTION 9

CHAPITRE 1 : CONTEXTE ET ETAT DE L'ART 11

1.1. Introduction du chapitre 11
1.2. Déphaseurs au sein d'une charge utile de satellite 11
1.2.1. Charge utile de satellite 11
1.2.2. Contraintes de phase au sein de la charge utile 15
1.2.3. Déphaseurs usuels au sein de la charge utile 20
1.3. Métamatériaux pour la conception de déphaseurs 26
1.3.1. Historique des métamatériaux 26
1.3.2. Etude et conception de métamatériaux en lignes de transmission 30
1.3.3. Les déphaseurs à métamatériaux 36
1.4. Objectif et originalité de la thèse 40
1.5. Plan de la thèse 41

CHAPITRE 2 : BASES THEORIQUES NECESSAIRES A LA METHODE DE DESIGN 42

2.1. Circuit équivalent d'une ligne CRLH 42
2.1.1. Circuit équivalent d'une ligne de transmission 42
2.1.2. Circuit équivalent d'une ligne CRLH 47
2.1.3. Performances de la ligne CRLH 51
2.2. Représentation simplifiée d'une ligne CRLH à l'aide du théorème de Bloch Floquet 52
2.2.1. Application du théorème de Bloch-Floquet à la ligne CRLH 52
2.2.2. Analyse du comportement du modèle de Bloch de la ligne CRLH et comparaison avec le modèle électrique de la ligne CRLH 56
2.2.3. Cas particulier de la ligne équilibrée 60
2.3. Analyse des différentes solutions lors de la conception d'un déphaseur CRLH large bande 63
2.4. Analyse et calcul des limites et des optimums de cette conception 65
2.4.1. Introduction de l'analyse 65
2.4.2. Analyse de l'influence de la largeur de l'intervalle de phase L_{φ} sur l'erreur de déphasage 67
2.4.3. Analyse de l'influence de la position de l'intervalle de phases φ_0 sur l'erreur de déphasage 70
2.4.4. Détermination de la valeur de largeur minimale $L_{\varphi min}$ 72
2.5. Conclusion du chapitre 75

CHAPITRE 3 : DECRIPTION DE LA METHODE DE DESIGN DE DEPHASEURS CRLH-TL 76

3.1. Introduction de la méthode 76
3.2. Etape 1 : Conception d'un circuit équivalent de ligne CRLH à partir d'une contrainte en phase imposée 78
3.2.1. Détermination du nombre de cellules de la ligne 78
3.2.2. Conception du circuit équivalent de la ligne équilibrée 79
3.2.3. Conception du circuit équivalent des lignes équi-LH 80
3.2.4. Bilan de l'étape 1 83
3.3. Etape 2 : Conception d'une ligne 3D CRLH à partir de son circuit équivalent 84
3.3.1. Conversion des éléments distribués 84
3.3.2. Conversion des éléments localisés 89
3.3.3. Bilan de l'étape 2 104
3.4. Etape 3 : Optimisation du déphaseur CRLH à partir d'une solution initiale de ligne 3D 105
3.5. Conclusion du chapitre 108

CHAPITRE 4 : APPLICATION DE LA METHODE A UN DEPHASEUR 180° EN BANDE C 109
4.1. Présentation de l'application 109
4.2. Résultat de la simulation des lignes 3D issues de la méthode de conception 111
4.3. Fabrication des prototypes 114
4.4. Résultats des mesures 119
4.5. Discussion des résultats 121
4.6. Conclusion de l'application 130

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 131
Conclusion 131
Perspectives 133

BIBLIOGRAPHIE 134

ANNEXES 136
A.1 Analyse de l'influence du positionnement des fréquences de coupure f_{ser} et f_{par} sur les performances de la ligne CRLH 136
A.2 Analyse de l'influence de la largeur du centre de bande f_0 et de la largeur de bande df sur l'erreur de déphasage 137

Acronymes

CAMP	Channel Amplifier
CRLH	Composite Right/Left-Handed
CRLH-TL	Composite Right/Left-Handed Transmission line
CPW	Coplanar Waveguide
CSRR	Composite Split Ring Resonator
DPS	Differential Phase Shifter
IMUX	Input Multiplexer
LH	Left-handed
LNA	Low Noise Amplifier
OMUX	Output Multiplexer
RF	Radio Frequency
RH	Right-Handed
RL	Return Loss
Rx	Reception
SRR	Split Ring Resonator
SSPA	Solid State Power Amplifier
Tx	Transmission
TL	Transmission Line
TWTA	Traveling Wave Tube Amplifier

Liste des symboles

α	Constante d'atténuation
β	Constante de phase
β'	Constante de phase linéique
β_c	Constante de phase d'une onde à la vitesse de la lumière c
γ	Constante de propagation
γ'	Constante de propagation linéique
Γ	Coefficient de réflexion
Δ_φ	Différence de phase $\Delta_\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$
ε	Permittivité
ε_φ	Erreur de déphasage
ε_r	Permittivité relative
ζ_e	Facteur lié aux pertes dans un plasma
ζ_m	Facteur lié aux pertes dans un SRR
λ	Longueur d'onde $\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{c}{f}$

λ_g	Longueur d'onde guidée
μ	Perméabilité
μ_r	Perméabilité relative
π	Constante pi de valeur approchée 3.14
ρ	Ratio d'impédance $\rho = \frac{Z_{0p}}{Z_{0i}}$
τ	Coefficient de transmission
ϕ_0	Valeur de phase d'une onde à *t*=0
ϕ	Valeur de phase d'une onde
φ	Phase d'une onde
φ_B	Phase de Bloch d'une cellule d'une ligne CRLH
φ_{Bloch}	Phase de Bloch d'une CRLH-TL
φ_0	Centre d'intervalle de phase (φ_1, φ_2)
ω	Pulsation $\omega = 2\pi f$
ω_{0m}	Pulsation de résonnance magnétique
ω_L	Pulsation LH
ω_{par}	Pulsation de résonance parallèle d'une ligne CRLH
ω_{pe}	Pulsation plasma électrique
ω_{pm}	Pulsation plasma magnétique
ω_R	Pulsation RH
ω_{ser}	Pulsation de résonance série
$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$	Paramètres de la matrice chaîne
$\overline{B}$	Grandeur vectorielle du flux de densité magnétique
B_y	Grandeur scalaire selon l'axe $\bar{y}$ du flux de densité magnétique
c	Vitesse de la lumière dans le vide
C_L	Capacité LH d'une ligne CRLH
C_R	Capacité RH d'une ligne CRLH
df	Largeur d'une bande de fréquence
$\overline{D}$	Grandeur vectorielle du flux de densité électrique
D_x	Grandeur scalaire selon l'axe $\bar{x}$ du flux de densité électrique
$E(x,y,z)$	Grandeur scalaire du champ électrique en fonction des coordonnées spatiales
$\bar{E}(x,y,z)$	Grandeur vectorielle du champ électrique en fonction des coordonnées spatiales
E_0	Grandeur scalaire de l'amplitude du champ électrique
$\bar{E}_0$	Grandeur vectorielle de l'amplitude du champ électrique
E_x	Grandeur scalaire selon l'axe $\bar{x}$ du champ électrique $\bar{E}(x,y,z)$
$\bar{\mathcal{E}}(x,y,z,t)$	Grandeur vectorielle du champ électrique en fonction des coordonnées spatiales et temporelles
f	Fréquence
f_{ser}	Fréquence de résonance série d'une ligne CRLH
f_{par}	Fréquence de résonance parallèle d'une ligne CRLH
F	Surface relative occupée par les anneaux
h	Epaisseur du substrat
$H(x,y,z)$	Grandeur scalaire du champ magnétique en fonction des coordonnées spatiales
$\bar{H}(x,y,z)$	Grandeur vectorielle du champ magnétique en fonction des coordonnées spatiales
H_y	Grandeur scalaire selon l'axe $\bar{x}$ du champ magnétique $\bar{H}(x,y,z)$
H_0	Grandeur scalaire de l'amplitude du champ magnétique

$\bar{\mathcal{H}}(x,y,z,t)$	Grandeur vectorielle du champ magnétique en fonction des coordonnées spatiales et temporelles
I	Courant électrique
j	Unité imaginaire
k	Constante
l	Longueur
L_L	Inductance LH d'une ligne CRLH
L_R	Inductance RH d'une ligne CRLH
L_φ	Intervalle de phase
M	Nombre de cellules
n	Indice de réfraction
s	Fonction de détermination du signe d'une équation
S	Matrice des paramètres S (coefficients de réflexion et de transmission)
S_R	Espacement entre deux lignes
t	Variable temporelle
t_{calc}	Temps de calcul
T	Matrice de chaîne
v_φ	Vitesse de phase
v_g	Vitesse de groupe
V	Tension électrique
V^+	Tension d'une onde incidente
V^-	Tension d'une onde réfléchie
w	Largeur
W_{BI}	Largeur de bande interdite
(x,y,z)	Coordonnées spatiales
$(\bar{x},\bar{y},\bar{z})$	Vecteurs des coordonnées spatiales
Y	Admittance
Z	Impédance
Z_0	Impédance de référence
Z_{0p}	Impédance en mode pair
Z_{0i}	Impédance en mode impair
Z_B	Impédance de Bloch
Z_c	Impédance caractéristique
Z_R	Impédance d'entrée d'une ligne

INTRODUCTION

Avec l'apparition et l'essor des technologies de communication et de divertissement tels qu'Internet et la TV numérique, les systèmes de communications par satellite se retrouvent au cœur d'un marché nécessitant de surpasser sans cesse les technologies existantes, afin de permettre d'obtenir des performances jusqu'alors inenvisageables. Ces performances sont obtenues à l'aide d'un ensemble de composants possédant un cahier des charges très strict et ordonné dans une structure complexe appelée la charge utile de satellite.

Dans le même temps, de plus en plus de recherches se sont développées autour d'une technologie récente, les métamatériaux. Ces structures, constituées de petits éléments assemblés de manière périodique, se sont révélées avoir des propriétés que l'on ne pouvait jusque-là trouver dans la nature. Ces métamatériaux permettent alors de concevoir des structures électromagnétiques avec des propriétés inédites, telles qu'une dispersion plus complexe et donc plus paramétrable que ce qui peut être obtenu avec des matériaux homogènes.

Cette thèse a pour objectif initial l'étude de l'intégration de structures basées sur des métamatériaux dans une charge utile de satellite afin de répondre à une demande industrielle en proposant l'amélioration d'un élément limitant de la structure. Nous avons choisi à cette fin d'utiliser les propriétés anormales de dispersion du métamatériau afin de résoudre les contraintes de déphasage auxquelles sont soumises certaines architectures présentes dans une charge utile. Les solutions existantes de déphaseurs à métamatériaux notamment les lignes composites, bien que prometteuses, se restreignent à un cas particulier, celui de la ligne équilibrée. Elles n'exploitent alors potentiellement pas tous les degrés de liberté du métamatériau qui représentent un de ses atouts majeurs pour la conception de composants soumis à de nombreuses contraintes tels que le sont les composants de charges utiles de satellites.

L'objectif de la thèse consiste à développer une méthode de conception de déphaseurs à métamatériaux afin que l'étape de réalisation de ces structures puisse être intégrée au sein d'une chaîne de production de charge utile. Une attention particulière a été portée sur le cahier des charges soumis au déphaseur, afin de se placer au maximum dans un contexte industriel.

Ce manuscrit est alors organisé en plusieurs parties :

- **Chapitre 1 - Contexte et état de l'art :** Cette partie présente le contexte de la thèse, à savoir les charges utiles de satellites et plus précisément la fonction que l'on cherche à améliorer, le déphasage. Le principe du déphaseur est ensuite présenté ainsi que plusieurs solutions usuelles. Cette partie introduit également le principe des métamatériaux qui vont nous permettre de proposer des solutions innovantes. Diverses solutions de déphaseurs à métamatériaux sont également montrées. L'objectif de thèse et son originalité peut alors être clairement défini à partir de ces thématiques.

- **Chapitre 2 - Bases théoriques nécessaires à la méthode de conception :** L'objectif de cette partie est de décrire tous les outils théoriques développés dans la thèse permettant de concevoir des déphaseurs à métamatériaux. Dans cette partie est également exposée la possibilité d'utiliser à la fois

Chapitre 1 : Contexte et état de l'art

1.1. Introduction du chapitre

Dans ce chapitre nous allons présenter le contexte de la thèse : l'utilisation des métamatériaux dans une charge utile de satellite. L'étude des deux thématiques de ce contexte, les charges utiles et les métamatériaux, nous a permis de développer une application innovante pour l'intégration de métamatériaux et qui représente l'objectif de la thèse, à savoir la conception de déphaseurs à métamatériaux. Ce chapitre sera alors décomposé en trois parties.
Dans un premier temps sera expliqué le fonctionnement d'une charge utile de satellite pour mettre en évidence au sein de cette structure les problèmes de déphasages qui nous mèneront à notre application. Nous effectuerons ensuite un état de l'art des solutions usuelles permettant de résoudre ce problème et leurs limitations.
Dans une deuxième partie, nous présenterons un historique des métamatériaux, ce qui nous amènera à leur définition, suivi d'une étude plus détaillée des métamatériaux en structure guidée pour comprendre leur fonctionnement et leurs principales propriétés. Ceci nous permettra d'étudier l'utilisation de métamatériaux pour le contrôle de la phase, illustré par une étude des solutions usuelles de déphaseurs à métamatériaux.
A la fin de cette étude nous conclurons ce chapitre et ouvrirons sur l'objectif final de cette thèse, à savoir développer une méthode de conception de métamatériaux exploitant au maximum les degrés de liberté de ces structures.

1.2. Déphaseurs au sein d'une charge utile de satellite

1.2.1. Charge utile de satellite

Le rôle d'un satellite de télécommunication ([1], [2]) est de recevoir plusieurs informations regroupées dans un signal envoyé depuis une base au sol, d'amplifier et de filtrer ce signal fortement atténué par le trajet et les perturbations subies, et de le réémettre vers plusieurs clients, en général au sol. Il est également nécessaire de changer la fréquence du signal afin de ne pas créer un rebouclage entre l'entrée et la sortie du satellite.
La charge utile du satellite représente alors la partie qui va permettre de remplir ces missions : la réception, le filtrage et le changement de fréquence des signaux, l'amplification et l'émission.

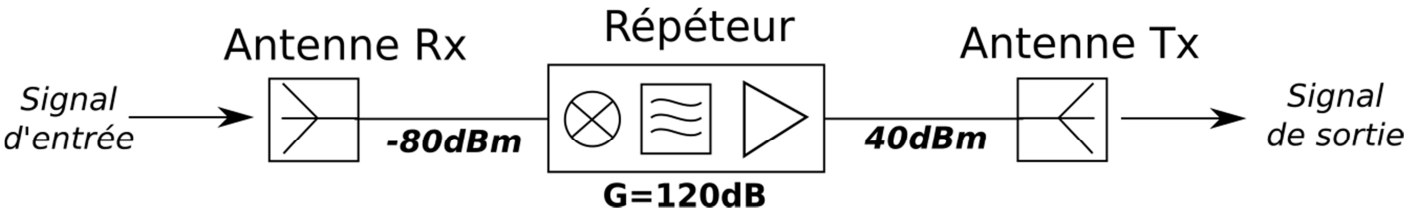


Figure 1.1 : Principe d'un satellite de télécommunication extrait de [1]

La charge utile est composée de 3 principaux éléments (voir Figure 1.1) :

- L'antenne de réception Rx servant à recevoir le signal
- Le répéteur servant à changer sa fréquence, filtrer et amplifier le signal
- L'antenne de transmission Tx servant à réémettre le signal

Dans le cadre de la thèse, nous étudierons l'intégration de métamatériaux au sein de la partie guidée de la charge utile, à savoir le répéteur, en laissant de côté la partie rayonnante de la charge utile représentée par les antennes spatiales.

La principale contrainte du répéteur est de pouvoir amplifier suffisamment le signal pour compenser les atténuations subies par celui-ci lors de son trajet du satellite vers le client. Dans un cas générique où un signal reçu aura un niveau de puissance inférieur à -80dBm et devra être renvoyé avec un niveau de puissance supérieur à 40dBm, le répéteur doit pouvoir fournir un gain très élevé, ici de 120dB. Le répéteur est alors construit avec pour objectif principal de réaliser cette amplification. Pour cela, il existe plusieurs architectures possibles. Les 2 les plus courantes sont présentées ici.

1.2.1.1. Répéteur à amplification par canaux

La première architecture présentée répond à la problématique d'un besoin d'une très forte amplification en utilisant directement des amplificateurs à forte puissance. Si cela permet d'amplifier le signal suffisamment, cette amplification ne peut se faire qu'avec un signal très bande étroite, ce qui n'est pas le cas du signal reçu par l'antenne.

Ainsi, le principe de ce répéteur est de diviser le signal reçu en plusieurs canaux bande étroite afin de pouvoir réaliser cette amplification de manière optimale.

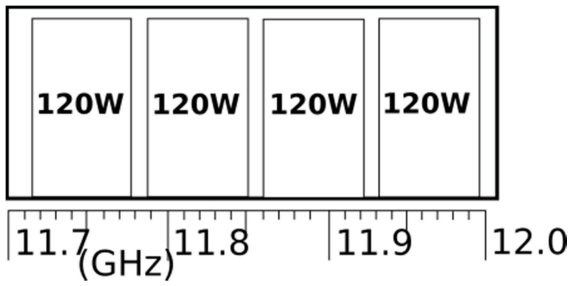


Figure 1.2 : Principe de la répartition de puissance dans le cas d'une amplification par canaux

Comme le montre l'exemple théorique de la Figure 1.2, le signal initial reçu recouvre la zone 11.7GHz à 12GHz, et est divisé en 4 canaux de 60MHz qui sont amplifiés chacun pour sortir une puissance de 120W.

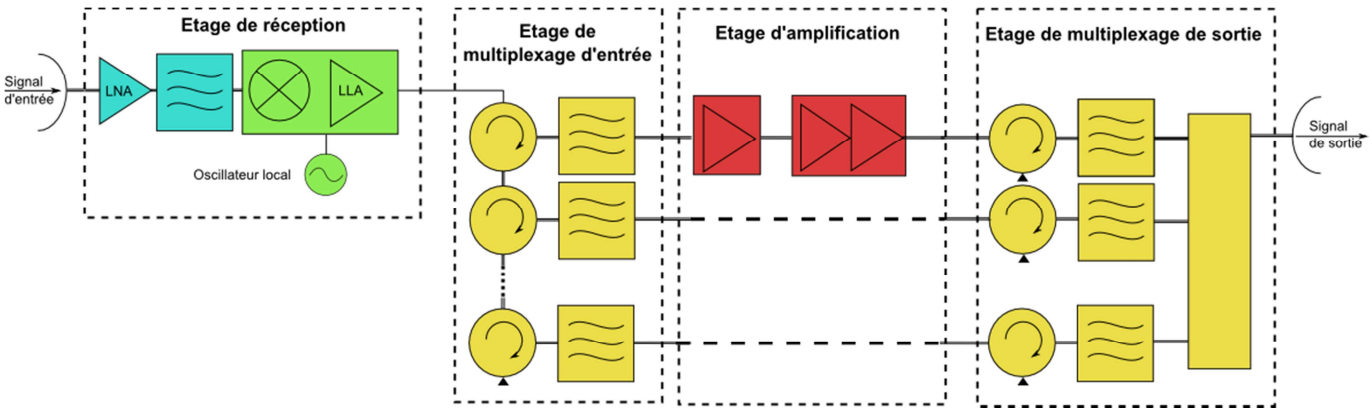


Figure 1.3 : Architecture de répéteur à amplification par canaux

Afin de réaliser cette division en canaux, le répéteur est divisé en 4 étages (voir Figure 1.3) :

- L'étage de réception a pour objectif de filtrer le signal rentrant et de réaliser une première amplification à faible bruit pour optimiser le facteur de bruit, afin de récupérer un signal avec le moins de parasites hors-bande possibles. La conversion de fréquence du signal est également effectuée à cet étage à l'aide notamment d'un oscillateur local et d'un mélangeur.
- L'étage de démultiplexage d'entrée (IMUX) sert à diviser le signal en plusieurs canaux bandes étroites, à l'aide de filtres passe bande.
- L'étage d'amplification est composé en général d'un amplificateur à forte puissance (TWTA) et d'un préamplificateur (CAMP) à gain réglable dont l'objectif est d'obtenir un gain du signal permettant un fonctionnement optimal pour le TWTA. L'amplification peut également être réalisée par un SSPA (Solid-State Power Amplifier), composé essentiellement d'amplificateurs MMIC.
- L'étage de multiplexage de sortie (OMUX) sert à recomposer le signal qui a été amplifié. Dans cet étage les technologies utilisées pour les différents éléments doivent être capables de supporter un signal de forte puissance.

Cette architecture représente la manière la plus classique de répondre à la contrainte de forte amplification par une structure basée sur différents canaux bandes étroites. Ainsi, dans cette structure, les équipements qui sont les plus déterminants pour les performances du répéteur sont les amplificateurs et les filtres. Or, au vu de la maturité des méthodes d'optimisation de ces équipements, nous n'avons pas choisi d'appliquer les métamatériaux aux fonctions d'amplification et de filtrage. Nous allons ensuite nous intéresser à une deuxième architecture mettant en avant d'autres contraintes.

1.2.1.2. Répéteur à amplification parallélisée

Cette deuxième architecture est celle d'un répéteur à amplification parallélisée. Le principe de ce répéteur est de conserver le signal large bande, et de l'amplifier avec plusieurs amplificateurs en parallèle afin d'obtenir un niveau de puissance équivalent au cas précédent.

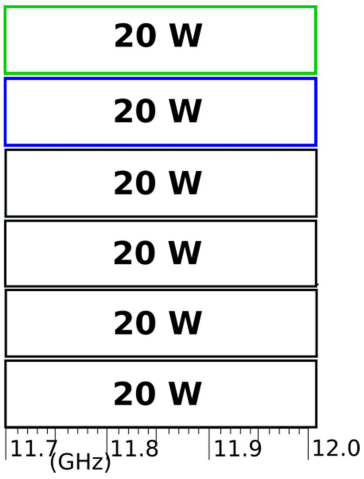


Figure 1.4 : Principe de la répartition de puissance dans le cas d'une amplification parallélisée

Comme visualisé sur l'exemple théorique de la Figure 1.4, ici le signal est plus faiblement amplifié que dans le cas précédent, mais la structure étant composée de 6 amplificateurs en parallèle, le signal sortant reçoit également une puissance de 120W.

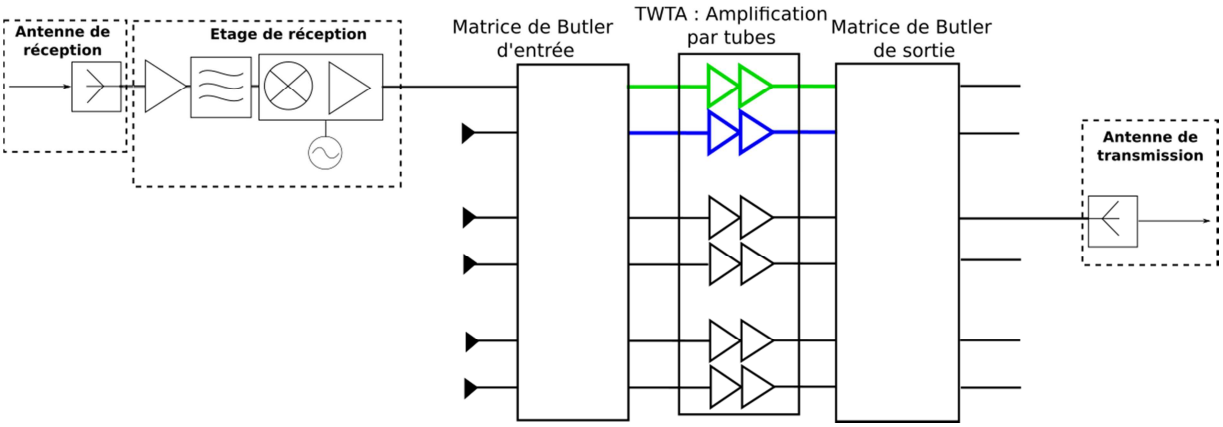


Figure 1.5 : Architecture de répéteur à amplification parallélisée

Ce répéteur est composé de quatre étages (voir Figure 1.5). Il est constitué d'un étage de réception semblable à celui du répéteur à amplification par canaux. Par contre, les étages de démultiplexage entre le récepteur et les amplificateurs sont remplacés par des étages de Matrices de Butler dont l'objectif est de réaliser l'amplification en parallèle : le signal est envoyé sur 6 voies différentes, et la phase du signal est manipulée à l'aide de déphaseurs afin d'obtenir en sortie un signal amplifié de manière optimale uniquement sur la voie qui nous intéresse (voir Figure 1.6). Nous pouvons observer sur ce schéma que pour chaque chemin une valeur de phase différente est obtenue (correspondant aux flèches bleues). Le contrôle de la phase permet d'obtenir ces valeurs différentes et également d'obtenir en sortie des signaux avec la même phase sur une seule voie (correspondant aux flèches vertes).

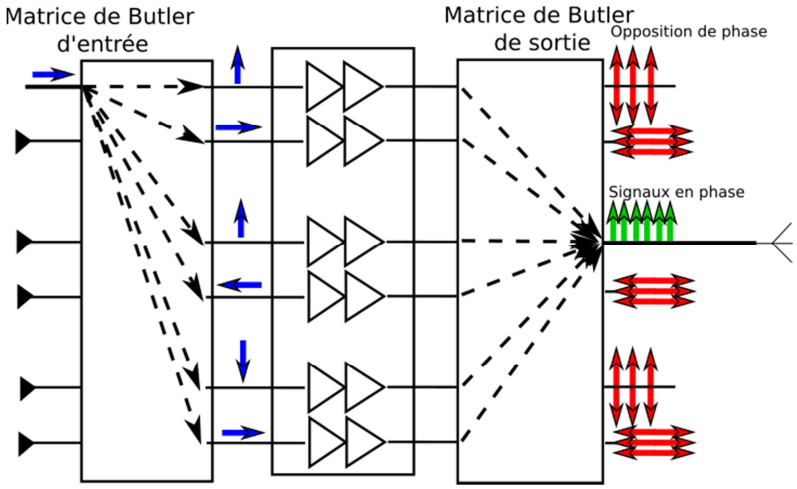


Figure 1.6 : Principe de recombinaison des signaux à l'aide des Matrices de Butler

Cette architecture possède alors par rapport à la précédente, une contrainte supplémentaire : le contrôle du déphasage des signaux. Cette fonction est réalisée à l'aide de déphaseurs, qui doivent avoir un contrôle de la phase des signaux sur l'intégralité de la bande, sans quoi l'amplification sera perturbée. La matrice de Butler, illustrée sur la Figure 1.7, est composée de déphaseurs, de coupleurs et d'un crossover ([3], [4]). Les coupleurs fonctionnent sur le même principe que les déphaseurs [5], en effet leur objectif est de diviser le signal sur deux chemins en créant notamment un déphasage (souvent de 90°) entre ces deux chemins. Le crossover a pour but de permettre à deux signaux entrants de se croiser sans se perturber, et est pour cela souvent conçu comme un double coupleur [6]. Ainsi l'étude du contrôle du déphasage à l'aide du

métamatériau peut s'appliquer dans un déphaseur mais peut aussi déboucher sur l'intégration d'un métamatériau dans un coupleur et donc plus généralement dans une matrice de Butler.

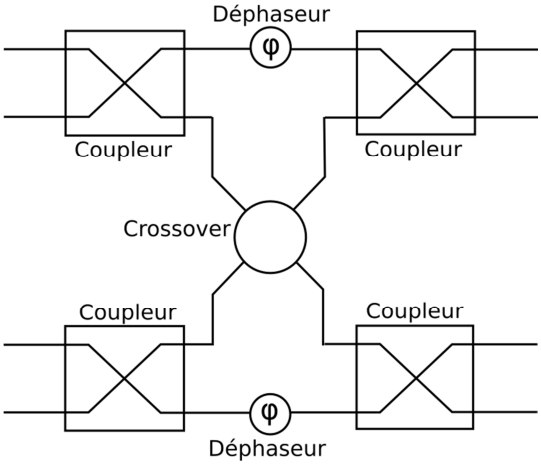


Figure 1.7 : Représentation d'une matrice de Butler

De cette architecture, se dégage également un emplacement à privilégier pour l'intégration de métamatériaux : en effet la partie en aval de l'étage d'amplification doit supporter un signal de forte puissance, contrairement à la partie en amont. Or les éléments qui composent en général le métamatériau n'ont pas cette tenue en puissance, à cause de la complexité de leur technologie et de leur faible taille. Ainsi il est préférable d'effectuer la correction en phase en amont de l'étage d'amplification.
Nous verrons par la suite que le métamatériau possède une dispersion qui ne peut pas être obtenue naturellement, des éléments très petits devant la longueur d'onde, ainsi qu'un grand nombre de paramètres faisant apparaître plusieurs degrés de liberté possibles pour sa conception. Utilisé en tant que déphaseur, il pourrait apporter de meilleures performances sur une large bande, avec également une meilleure compacité. Nous allons ensuite étudier plus en détail en quoi consiste le contrôle du déphasage d'un signal afin de définir l'objectif de phase qui sera visé lors de cette thèse pour une application industrielle et établir un cahier des charges pour chacun des critères de performances. Enfin nous étudierons les solutions usuelles utilisées pour répondre à ce besoin.

1.2.2. Contraintes de phase au sein de la charge utile

Avant d'expliquer comment est effectué le contrôle du déphasage d'un signal, nous allons faire quelques rappels fondamentaux sur la définition d'une onde et de sa phase ([7], [8]).
Le signal qui est envoyé au satellite est une onde radio. Il est constitué d'un paquet d'ondes élémentaires électromagnétiques qui sont par définition la propagation des champs électriques et magnétiques, et qui se propagent à une fréquence comprise entre 3kHz et 300GHz. Dans le cadre d'un signal RF, ces champs ont une variation temporelle de forme sinusoïdale.
Ce signal est alors caractérisé par son amplitude et sa fréquence qui correspond au nombre de fois que le motif sinusoïdal se répète en une seconde. Les informations contenues dans le signal RF sont alors stockées dans les différences d'amplitudes, de phases et fréquences de ces ondes.
Le champ électrique du signal peut alors s'exprimer ainsi :

$$\bar{\mathcal{E}}(x,y,z,t) = \bar{E}(x,y,z)\cos(\omega t + \phi_0) \qquad (1.1)$$

Avec $\bar{E}$ les composantes spatiales du champ électrique, ω la pulsation pouvant s'exprimer en fonction de la fréquence (ω=2πf) et ϕ_0 la référence de phase de l'onde à t=0.

A l'aide de la formule d'Euler, le champ peut s'exprimer ainsi :

$$\bar{\mathcal{E}}(x,y,z,t) = Re\left(\bar{E}(x,y,z)e^{j(\omega t+\phi_0)}\right) \tag{1.2}$$

Afin d'avoir une expression simplifiée des champs pour mettre en avant les concepts de phase et d'amplitude, nous nous intéressons au cas particulier d'ondes planes uniformes sans pertes, où les perturbations se produisent dans une seule direction. La direction de propagation choisie ici est selon l'axe $\bar{z}$ et la polarisation suivant l'axe $\bar{x}$ dans un repère de coordonnées cartésiennes $(\bar{x},\bar{y},\bar{z})$.
Le champ électrique s'écrit alors :

$$\begin{aligned}\bar{\mathcal{E}}(x,y,z,t) &= Re\left(\left(\bar{E}_0 e^{-j\beta z}\right)e^{j(\omega t+\phi_0)}\right)\\ \bar{\mathcal{E}}(x,y,z,t) &= E_0\bar{x}\cos(\omega t-\beta z+\phi_0)\end{aligned} \tag{1.3}$$

Avec E_0 l'amplitude du champ électrique et β la constante de phase.

Le champ est alors décomposé en deux contributions, une contribution en amplitude E_0 et une contribution en phase ϕ :

$$\phi = \omega t-\beta z+\phi_0 \tag{1.4}$$

Le champ magnétique s'exprime également de la même manière :

$$\begin{aligned}\bar{\mathcal{H}}(x,y,z,t) &= Re\left(\bar{H}e^{j(\omega t+\phi_0)}\right)\\ \bar{\mathcal{H}}(x,y,z,t) &= H_0\bar{y}\cos(\omega t-\beta z+\phi_0)\end{aligned} \tag{1.5}$$

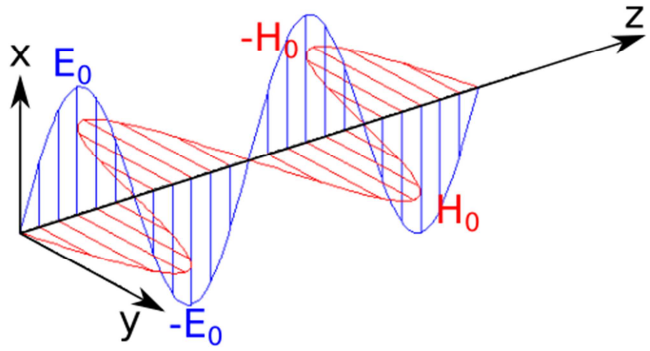


Figure 1.8 : Représentation spatiale des champs E et H d'une onde plane uniforme

L'onde constituée des champs électriques $\bar{E}$ et magnétiques $\bar{H}$ a alors un comportement décrit sur la Figure 1.8. $\bar{E}$ et $\bar{H}$ sont en phase, perpendiculaires, et leurs amplitudes sont reliées par l'impédance d'onde Z_0. Ainsi l'onde plane se propageant dans le sens des $\bar{z}$ croissants peut être caractérisée par trois paramètres : E_0 qui représente l'amplitude du champ, à savoir sa valeur maximale, l'axe $\bar{x}$ qui représente la polarisation du champ et ϕ la phase définie précédemment décrivant la position spatiale et temporelle dans un cycle périodique des champs et donc de l'onde.
La phase n'est pas une grandeur absolue : elle est toujours définie à une constante près ϕ_0.
Ainsi la valeur de la phase d'une onde en soi n'a pas de sens physique, au contraire de la variation de la phase d'une onde lorsque celle-ci traverse un milieu.

Par exemple, dans le cas d'une ligne de transmission, la phase de l'onde qui se propage le long de la ligne de transmission prend également la forme établie en (1.4). La modification de la phase de l'onde lors de la propagation dans la ligne de longueur *l*, s'exprime ainsi :

$$\varphi = \phi(z = l, t) - \phi(z = 0, t) = -\beta l \tag{1.6}$$

Dans le mémoire, quand la phase sera notée φ, le sens de celle-ci ne sera plus celui de la phase d'une onde directement, mais la variation de la phase de l'onde après avoir traversé un composant ou une ligne.
Ici nous avons pu déterminer une manière de calculer la phase à partir de la constante de phase, ce qui est souvent utilisé dans des cas de lignes de transmissions uniformes, mais pour des composants plus complexes comme les métamatériaux, nous allons nous intéresser à une autre manière de déterminer la phase d'un composant ou d'une ligne.

Dans le cas de l'étude de performances ou de la recherche de nouvelles solutions dans la partie répéteur d'une charge utile de satellite, une représentation très courante pour un composant ou un tronçon de ligne, afin d'analyser la propagation au sein de cette structure, est un schéma électrique sous la forme d'un quadripôle :



Figure 1.9 : Représentation d'un quadripôle

La tension au port *i*=[1,2] V_i étant alors définie comme somme d'une onde incidente V_i^+ et réfléchie V_i^- :

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \tag{1.7}$$

Deux coefficients peuvent être définis à partir des tensions du quadripôle pour décrire son comportement électromagnétique [7] :

- Le coefficient de réflexion Γ_1, déterminé au port 1 en supposant que le port 2 est parfaitement adapté :

$$\Gamma_1 = S_{11} = \left.\frac{V_1^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=0} \tag{1.8}$$

De la même manière peut être déterminé le coefficient de réflexion Γ_2 sur le port 2 en supposant que le port 1 est parfaitement adapté :

$$\Gamma_2 = S_{22} = \left.\frac{V_2^-}{V_2^+}\right|_{V_1^+=0} \tag{1.9}$$

Les coefficients de réflexion nous renseignent sur l'amplitude de l'onde qui rentre dans le quadripôle au niveau du port considéré et détermine ainsi son adaptation.

- Le coefficient de transmission τ_1, déterminé au port 1 en supposant que le port 2 est parfaitement adapté :

$$\tau_1 = S_{21} = \left.\frac{V_2^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=0} \tag{1.10}$$

De la même manière peut être déterminé le coefficient de réflexion τ_2 sur le port 2 en supposant que le port 1 est parfaitement adapté :

$$\tau_2 = S_{12} = \left.\frac{V_1^-}{V_2^+}\right|_{V_1^+=0} \tag{1.11}$$

Les coefficients de transmission permettent de décrire les perturbations subies par le signal se propageant du port 1 au port 2, ce qui permet d'obtenir les pertes subies et le déphasage de l'onde lors de sa propagation à travers la structure.
Pour les quadripôles symétriques et réciproques que l'on rencontrera dans ce manuscrit, l'adaptation RL (pour Return Loss), les pertes d'insertion IL (pour Insertion Loss) et la phase φ_{S21} sont définis ainsi :

$$RL = -20log_{10}|S_{11}| \tag{1.12}$$

$$IL = -20log_{10}|S_{21}| \tag{1.13}$$

$$\varphi_{S_{21}} = arg(S_{21}) \tag{1.14}$$

Nous avons présenté comment déterminer la phase d'un composant ou d'une ligne de transmission. Cependant l'intérêt du contrôle de cette phase n'est pas encore établi.
Comme nous l'avons vu plus tôt, la valeur instantanée de la phase donne une information sur la position spatiale et temporelle des champs de l'onde, elle permet alors d'obtenir la position pour laquelle les champs ont une valeur maximale correspondant à leur amplitude (E_0 et H_0). Cette information devient primordiale lorsqu'un signal est réparti sur plusieurs chemins en parallèle qui se recombinent ensuite en une seule voie, comme dans la matrice de Butler décrite précédemment. En effet, pour que les ondes se recombinent de manière constructive, il faut faire correspondre la position du maximum des valeurs des champs, et donc la phase des deux lignes. Le contrôle de la phase permet d'influencer la différence de phase entre deux lignes qui se rejoignent.
Nous allons alors nous intéresser uniquement à des structures composées de plusieurs lignes en parallèle dans lesquelles nous étudierons la différence de phase entre chaque ligne. Ainsi un nouveau paramètre sera considéré, la différence entre deux phases, autrement appelée déphasage. Dans le cas de deux lignes de transmission caractérisées respectivement par une phase φ_1 et φ_2, le déphasage peut s'exprimer ainsi :

$$\Delta_\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 \tag{1.15}$$

Comme nous l'avons vu dans la section précédente dans le cas d'une matrice de Butler, il existe des dispositifs dont la fonction est de contrôler le déphasage. Ces dispositifs sont nommés des déphaseurs.
La notion de déphasage ayant été introduite, nous pouvons désormais définir plus précisément les contraintes de phase, ou plutôt de déphasage, qui représentent le critère principal visé lors de la conception des déphaseurs. Ceci permettra de définir un cahier des charges de ses dispositifs pour une application industrielle.

L'objectif du déphaseur est d'exercer un contrôle du déphasage entre deux lignes sur une bande de fréquence donnée. Pour vérifier si cet objectif est atteint, il convient alors de déterminer l'écart maximal sur cette bande de fréquence entre cet objectif de déphasage $\Delta_{\varphi_{obj}}$ et le déphasage obtenu lors de la conception Δ_{φ}.
Ceci permet de définir une erreur de déphasage ε_{φ} qui correspondra à notre contrainte de déphasage :

$$\varepsilon_{\varphi} = \Delta_{\varphi} - \Delta_{\varphi_{obj}} \tag{1.16}$$

Les contraintes visées sont toujours définies sur une largeur de bande de fréquence, appelée bande utile, et délimitée par les fréquences f_1 et f_2 qui font partie des variables données dans le cahier des charges. Dans le cadre d'une intégration au sein d'une charge utile, les fréquences utilisées seront en général comprises entre 1GHz et 50GHz (voir les plages de fréquence de télécommunications satellites Figure 1.10). Les problématiques d'encombrement étant particulièrement présentes dans les fréquences les plus basses (1GHz-10GHz), la bande utile dans notre étude sera définie dans ces fréquences basses. Ceci dit, la méthode développée dans cette thèse est également applicable à plus haute fréquence.

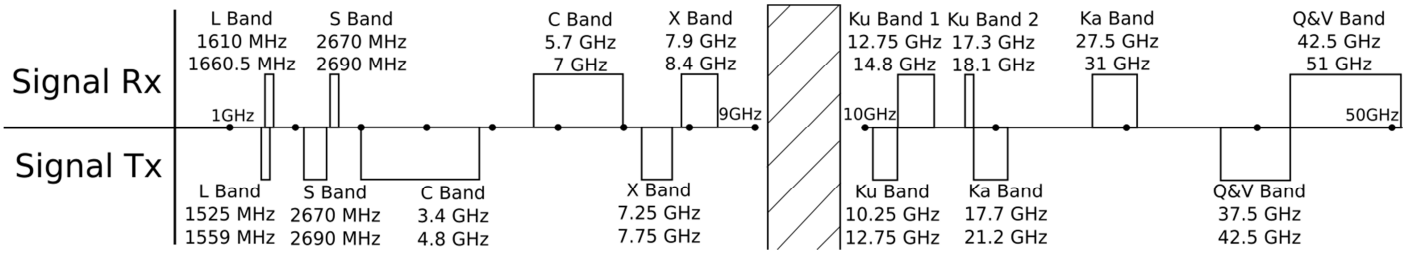


Figure 1.10 : Plages de fréquences couramment utilisées en télécommunications par satellites

Nous allons également définir la contrainte d'encombrement de l'équipement. L'encombrement est souvent observé à travers les dimensions de l'équipement, qui ne doivent pas dépasser une certaine valeur dépendante de la longueur d'onde guidée λ_g pour que ce critère soit indépendant de la fréquence considérée.

Dans le contexte industriel de ce travail de thèse, nous pouvons alors définir dès à présent le cahier des charges que nous prendrons en compte pour évaluer les performances d'un déphaseur par rapport à des valeurs typiques :

Tableau 1.1 : Cahier des charges typique d'un déphaseur sur une bande de fréquence (f_1, f_2)

Contrainte	Critère	Valeurs typiques
Déphasage	ε_{φ}	12°
Adaptation	RL	15dB
Pertes d'insertion	IL	1dB
Compacité	l x w	$0.3\lambda_g$ x $0.3\lambda_g$

Les objectifs étant définis, nous allons présenter plus en détail dans la section suivante des solutions usuelles de déphaseurs dont l'intégration est possible au sein de structures telles que les répéteurs.

1.2.3. Déphaseurs usuels au sein de la charge utile

1.2.3.1. Principe du déphaseur

Le rôle d'un déphaseur est de contrôler le déphasage entre deux lignes sur une bande donnée. Dans le cadre de l'intégration dans un répéteur, nous allons nous intéresser uniquement aux cas de déphaseurs planaires conçus dans des structures guidées. Un système élémentaire de déphaseur est alors composé de deux lignes de transmission (Figure 1.11) avec une ligne de transmission en général uniforme servant de référence et une ligne principale contenant les technologies nécessaires au contrôle du déphasage. Si les lignes ne sont pas composées d'éléments variables (actifs ou reconfigurables), le déphaseur a pour objectif d'atteindre une valeur fixe de déphasage, ce qui est le cas dans tous les systèmes que nous allons voir exceptés les déphaseurs analogiques en fin de section. Ce déphaseur est appelé Déphaseur Différentiel abrégé en DPS (Differential Phase Shifter).

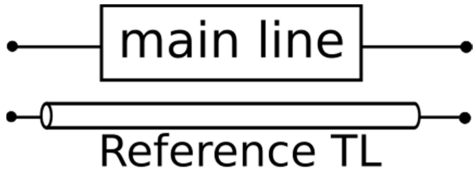


Figure 1.11 : Illustration du principe du DPS

Le cas le plus simple de déphaseur différentiel est formé de deux lignes de transmission uniformes de longueurs différentes (Figure 1.12). Comme le montre l'équation (1.6), la phase de la ligne est directement liée à sa longueur, ainsi en ayant une ligne principale plus longue que la ligne de référence, un déphasage apparaît entre les deux lignes. Le déphasage visé se détermine assez aisément à la fréquence centrale de la bande considérée au vu de la simplicité de la formule (1.15), cependant sa valeur change avec la fréquence entraînant une erreur sur ce déphasage ε_φ qui augmente en s'éloignant de la fréquence centrale. Ainsi, contrôler le déphasage, qui revient alors à maintenir l'erreur sur le déphasage inférieure à un certain seuil, est possible uniquement sur une bande très étroite.

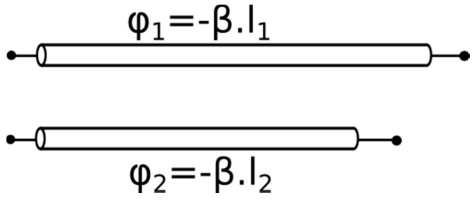


Figure 1.12 : Schéma d'un déphaseur différentiel composé de 2 lignes de transmission

1.2.3.2. Déphaseurs à lignes couplées (Schiffman)

Pour avoir un contrôle du déphasage sur une bande de fréquence plus large, il existe plusieurs solutions. Nous allons alors nous intéresser aux solutions les plus courantes et faciles à implémenter pour faire un DPS large bande avec une structure basée sur des lignes de transmissions. Parmi ces solutions, celle qui est la plus répandue a été introduite par B. M. Schiffman en premier lieu pour la conception de déphaseurs de 90° [9].

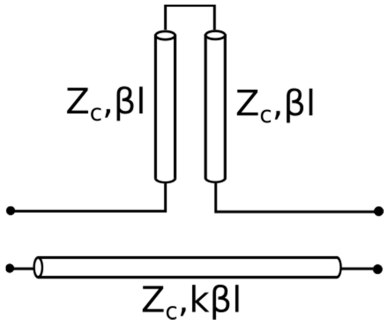


Figure 1.13 : Principe d'un DPS Schiffman standard

La structure standard introduite par B. M. Schiffman consiste en une ligne principale composée de deux lignes identiques couplées entre elles, avec la ligne de référence de longueur d'un multiple k par rapport aux longueurs des lignes couplées. La phase φ_{main} obtenue lors du passage dans les lignes couplées est obtenue à l'aide des impédances en mode pair Z_{0p} et impair Z_{0i} de ces lignes :

$$\cos \varphi_{main} = \frac{\rho - \tan^2 \beta l}{\rho + \tan^2 \beta l} \tag{1.17}$$

Avec :

$$\rho = \frac{Z_{0p}}{Z_{0i}} \tag{1.18}$$

Le déphasage de la structure est alors obtenu par :

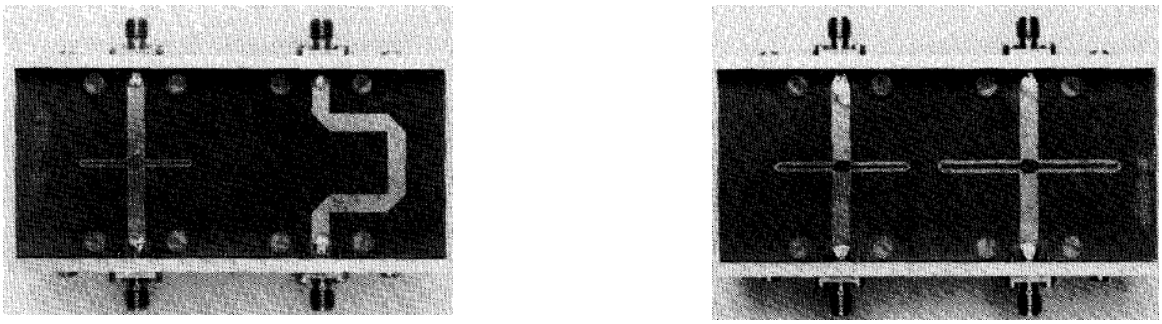
$$\Delta\varphi = |\varphi_{main} + \ k\beta l| \tag{1.19}$$

En imposant certaines valeurs significatives à βl et ρ, comme par exemple $\beta l=\pi/3$, $\rho=3$ et $k=3$, la phase de ligne principale est alors de 90° modulo 180° et celle de la ligne de référence de 180° et le déphasage entre les deux lignes peut ainsi être imposé à 90°.

L'impédance caractéristique de la ligne est obtenue également à l'aide des impédances Z_{0p} et Z_{0i} :

$$Z_c = \sqrt{Z_{0p} Z_{0i}} \tag{1.20}$$

Ainsi la conception d'un DPS Schiffman est réalisée à l'aide de 4 paramètres, dont certains ne pouvant prendre que des valeurs spécifiques. La précision du déphasage est dépendante du couplage des lignes.
Une étude [10] propose deux DPS basés sur une structure standard Schiffman réalisés et caractérisés en bande C. La première structure (Figure 1.14.a) est composée d'une ligne de référence standard et d'une ligne principale avec deux paires de lignes couplées en parallèle. La deuxième structure (Figure 1.14.b) est composée de deux lignes, chacune composée de deux paires de lignes couplées en parallèle.



(a) (b)

Figure 1.14 : Photographies d'un DPS à simples lignes couplées parallèles (a) et à doubles lignes couplées parallèles (b) extraites de [10]

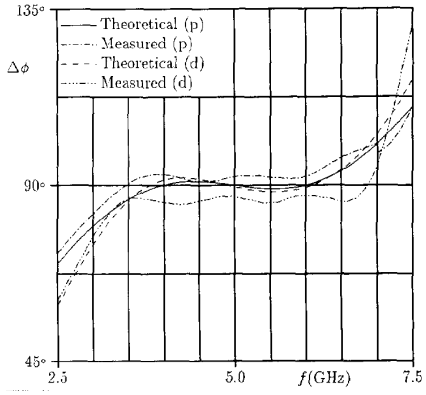


Figure 1.15 : Résultats simulés et mesurés d'un DPS à simples lignes couplées parallèles (p) et à doubles lignes couplées parallèles (d) extraits de [10]

Les résultats obtenus (voir Figure 1.15) présentent une erreur de déphasage de ±3° pour un déphasage de 90° de 3.5GHz à 6GHz pour le DPS à simples lignes couplées parallèles et de ±5° de 3.5GHz à 7GHz à doubles lignes couplées parallèles. Cependant le substrat utilisé (ε_r=2.5, h=1.5mm) entraîne une structure très encombrante avec un couplage très difficile à réaliser au vu de l'écart très étroit entre les lignes couplées. Les pertes et l'adaptation des DPS ne sont pas montrées.
Cette méthode permet donc d'avoir un contrôle du déphasage satisfaisant sur une large bande, cependant seules certaines valeurs de déphasages sont possibles avec cette méthode, et plus important encore, le couplage entre les lignes qui est critique dans cette structure, peut se révéler difficile à obtenir technologiquement.

1.2.3.3. Déphaseurs à stubs

Une autre manière de concevoir des déphaseurs à l'aide de lignes de transmission est de charger la ligne principale avec un stub (Figure 1.16) fermé ou ouvert et d'une longueur correspondante au déphasage recherché.

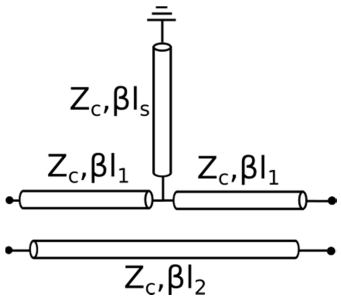
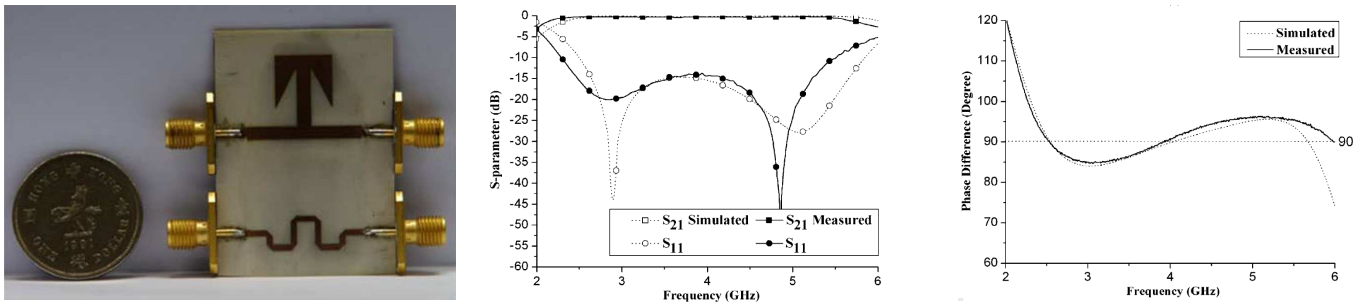


Figure 1.16 : Principe d'un DPS à stub standard

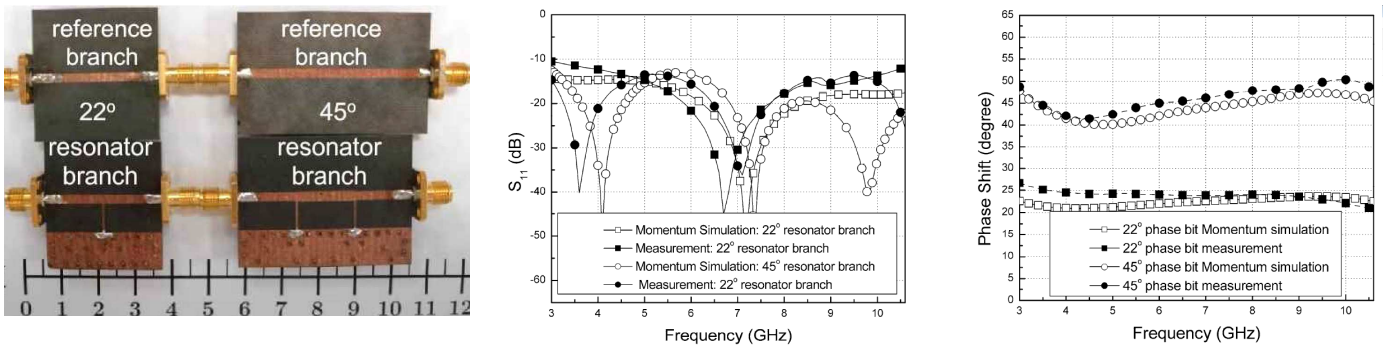
Par exemple, une étude [11] montre un déphaseur de 90° réalisé avec une ligne principale chargée par un stub ouvert en forme de T (Figure 1.17.a). Le prototype réalisé sur un substrat Rogers RO4003C de 0.508mm avec une permittivité de 3.38 et une taille de 16.4mmx22.5mm ($0.40\lambda_g$x$0.55\lambda_g$) possède un déphasage de 90° avec une erreur de déphasage de ±6.4° (Figure 1.17.c) sur une bande de 2.3GHz à 5.5GHz, avec une adaptation de 10dB et des pertes de 0.6dB (Figure 1.17.b).



(a) (b) (c)

Figure 1.17 : Photo (a) et résultats simulés et mesurés des paramètres S en gain (b) et de la phase (c) d'un DPS avec un stub en T adaptée extraits de [11]

Une autre étude [12] utilise des stubs fermés de longueur $\lambda/4$ (Figure 1.18.a) pour réaliser des déphaseurs de 22.5° et 45° avec une erreur de déphasage respectivement de ±2.7° et ±4.5° de 3.1GHz à 10.7GHz (Figure 1.18.c) avec une adaptation de 11dB et de 13dB (Figure 1.18.b). Les prototypes sont réalisés sur un substrat ROGERS 5870 d'épaisseur 0.787mm et de permittivité 2.33 et ont une taille de 25mmx30mm ($0.88\lambda_g$x$1.05\lambda_g$) et de 25mmx45mm ($0.88\lambda_g$x$1.58\lambda_g$).



(a) (b) (c)

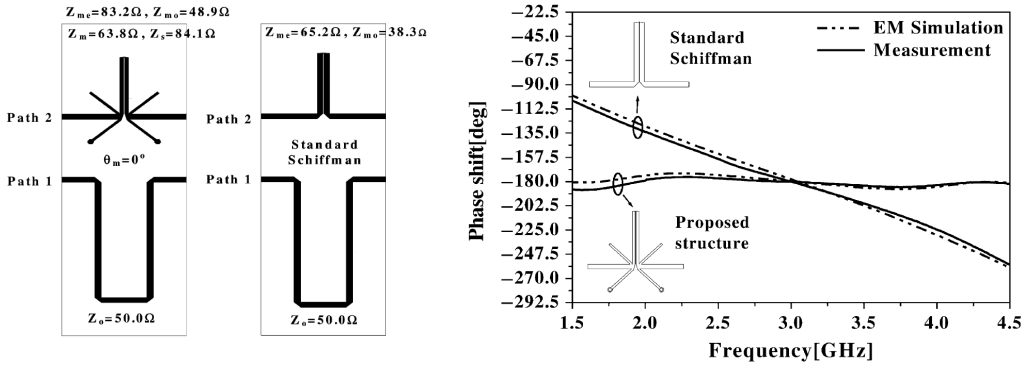
Figure 1.18 : Photo (a) et résultats simulés et mesurés des paramètres S en gain (b) et de la phase (c) d'un DPS avec des stubs fermés [12]

Ces solutions permettent de s'affranchir des limites de fabrication des DPS à lignes couplées mais elles ont l'inconvénient d'être encombrantes lorsque la contrainte de phase recherchée est importante. Cela résulte d'un contrôle du déphasage réalisé à l'aide d'actions uniquement sur le ou les stubs, ce qui implique peu de degrés de liberté dans les options de conception.

1.2.3.4. Déphaseurs à lignes couplées et stubs

Par contre, utiliser des stubs pour compléter des DPS à lignes couplées permet de moins dépendre du couplage des lignes pour réaliser le déphasage recherché. Cela permet alors d'augmenter le nombre de degrés de liberté de la conception, permettant alors de franchir les limites des exemples précédents. Ce principe peut se voir à travers l'étude [13] d'un DPS de 180° inspiré de Schiffman avec des lignes stubs (Figure 1.19.a), qui compare le prototype obtenu avec un DPS Schiffman équivalent pour montrer

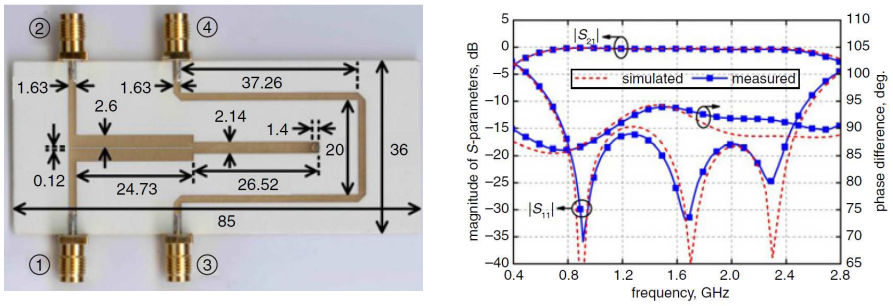
l'amélioration au niveau du contrôle du déphasage notamment (Figure 1.19.b). Cette étude illustre l'intérêt de rajouter des éléments à une structure usuelle de déphaseur pour obtenir de meilleures performances et atteindre de nouvelles possibilités, comme par exemple ici un déphaseur à 180°, ce qui est très difficile à réaliser habituellement, comme nous le montre la comparaison avec un équivalent en DPS Schiffman.



(a) (b)

Figure 1.19 : Schémas (a) et résultats simulés et mesurés des paramètres S en gain (b) et de la phase (c) d'un DPS à ligne couplées avec quatre stubs extraits de [13]

Ce principe est appliqué directement à l'étude et la réalisation d'un DPS de 90° dans l'article [14]. Il se présente sous la forme d'un DPS Schiffman avec un stub au bout des lignes couplées. Le prototype est fabriqué sur un substrat Rogers 4350B d'épaisseur 0.768mm et de permittivité 3.48 et la structure composée des lignes couplées et du stub fait 5.3mmx53mm ($0.05\lambda_g$x$0.53\lambda_g$).



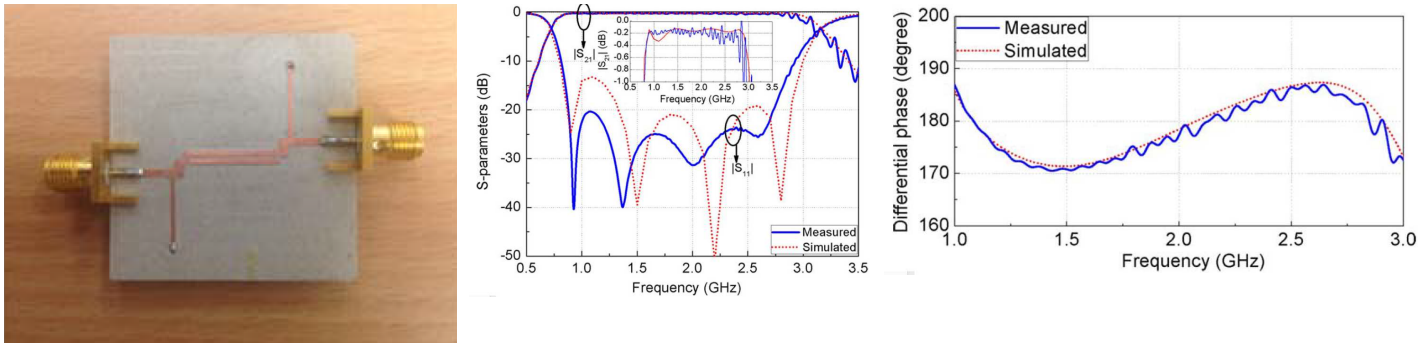
(a) (b)

Figure 1.20 : Photo (a) et résultats simulés et mesurés (b) des paramètres S en gain et de la phase (c) d'un DPS à lignes couplées fermées par un stub extraits de [14]

Les résultats obtenus montrent un déphasage de 90° avec une erreur de déphasage de ±3.9° de 0.66GHz à 2.56GHz, avec une adaptation de 10dB et des pertes de 0.5dB. La structure est plutôt compacte avec une adaptation correcte mais pas suffisante pour une application industrielle. Cependant, l'espacement nécessaire entre les lignes couplées est encore très étroit (0.12mm) malgré la réalisation à des fréquences plutôt basses et le déphasage demandé de seulement 90°. Ainsi, tout comme les déphaseurs Schiffman, ce type de prototypes sera très difficile à réaliser sur de plus hautes fréquences.

Une autre structure, basée à la fois sur des lignes couplées et des stubs [15], possède un couplage entre lignes qui n'est plus effectué avec des lignes en parallèle mais en série, à savoir que la ligne principale est composée directement de deux lignes couplées entre elles. Deux stubs fermés sont rajoutés en début et fin de ligne pour améliorer les performances (voir Figure 1.21.a). Le prototype est fabriqué sur un substrat Rogers RO6010 avec une épaisseur de 1.24mm et une permittivité de 10.2 pour une taille de 20mmx27mm ($0.43\lambda_g$x$0.58\lambda_g$). Le DPS réalisé a un déphasage de 180° avec une erreur de ±8° de 1GHz à 3GHz (voir Figure 1.21.c), pour une adaptation de 10dB et des pertes de 1.5dB (voir Figure 1.21.b). Le DPS est ici plus

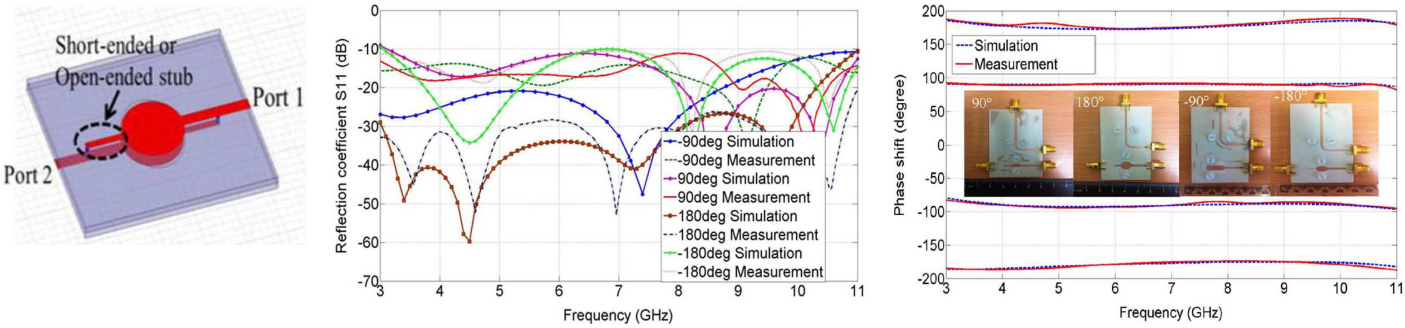
simple à réaliser (un espacement minimum entre les lignes couplées d'une largeur de 0.9mm), malgré la présence d'un substrat plus encombrant que dans les exemples précédents. Le prototype possède de bonnes performances en phase et adaptation, mais est plutôt encombrant.



(a) (b) (c)

Figure 1.21 : Photo (a) et résultats simulés et mesurés des paramètres S en gain (b) et de la phase (c) d'un DPS à lignes couplées chargées par deux stubs extraits de [15]

Afin de réaliser le couplage pour des fréquences plus élevées, il est également possible de coupler les lignes non pas sur la même face mais de réaliser ce couplage sur deux lignes empilées et séparées par un diélectrique comme dans le cas [16] dont nous pouvons voir le principe Figure 1.22.a. Cette étude montre plusieurs cas de déphaseurs, deux à ±90° et deux à ±180° (voir Figure 1.22.c), pour une erreur de déphasage de 7° de 3.1 à 10.6GHz. Les prototypes sont réalisés sur un substrat ROGERS RO4003C d'épaisseur 0.5mm et de permittivité 3.38, pour une taille maximum de 4.8mmx10.6mm ($0.2\lambda_g$x$0.45\lambda_g$). Ils présentent une adaptation de 10dB et des pertes de 1.4dB. Ce DPS a un contrôle de la phase sur une très large bande, des dimensions correctes sans être vraiment compact, mais des performances en adaptation encore faible dans le cas d'une application industrielle, et le fait d'avoir un port sur une face et l'autre de l'autre côté pourrait également être un frein à l'intégration dans certaines structures.



(a) (b) (c)

Figure 1.22 : Principe (a) et résultats simulés et mesurés des paramètres S en gain (b) et de la phase (c) d'un DPS à lignes couplées sur deux substrats extraits de [16]

1.2.3.5. Déphaseurs analogiques et numériques

Une autre difficulté qui a peu été soulevée jusqu'à maintenant dans cette étude est celle de la valeur du déphasage du DPS conçu. En effet jusqu'à maintenant, toutes les solutions étudiées sont fabriquées pour un déphasage significatif (la plupart du temps 90°, voire 180°). Certaines solutions, comme par exemple les déphaseurs Schiffman ont un circuit équivalent qui limite le déphasage possible à ces valeurs significatives.
Il existe aussi des solutions de déphaseurs pour obtenir un déphasage quelconque, la plupart de ces solutions sont reconfigurables afin de pouvoir avoir un contrôle actif du déphasage. Ces déphaseurs sont répartis en

deux catégories, les déphaseurs analogiques et les déphaseurs numériques. Les possibilités de reconfigurabilité n'ont pas été étudiées dans le cadre de la thèse, ainsi ces solutions sont évoquées ici par souci d'exhaustivité et pourront servir d'ouverture pour prolonger les travaux de la thèse.
Le principe du déphaseur analogique est de rajouter dans une structure passive un ou des éléments actifs et reconfigurables comme des varactors afin de contrôler le déphasage recherché avec une variation de tension ([17], [18]). Le défaut majeur de ces structures est l'intégration d'éléments actifs pouvant être encombrante et difficile à mettre en place pour certaines applications, par exemple dans un contexte spatial.
Le déphaseur numérique est composé de plusieurs étages de déphaseurs à valeurs discrètes (22.5°, 45°, 90°) reliés par des commutateurs dont l'activation ou non permet d'avoir le déphasage recherché ([19], [20]). Les structures passives étudiées ci-dessus peuvent alors être utilisés dans cette structure, comme cela est déjà le cas pour l'article [12]. Le défaut majeur de ces structures est l'encombrement généré par la présence de plusieurs déphaseurs élémentaires au détriment de la compacité.

1.2.3.6. Bilan de l'état de l'art

La conception d'un DPS large bande est soumise, dans un cadre industriel à un nombre important de critères à respecter : non seulement le contrôle du déphasage sur une large bande qui est déjà un défi, mais également la compacité de la structure réalisée, son adaptation, ses pertes et les limites des technologies utilisées. Cet état de l'art des solutions DPS larges bandes en lignes de transmission montre la difficulté de conception de ces structures. Les solutions pour accomplir ces objectifs sont alors de rajouter des éléments facilement modélisables permettant d'augmenter le nombre de degrés de liberté tout en conservant un contrôle théorique du déphasage de la structure qui sera réalisée. De par les principales propriétés du métamatériau qui sont d'être très compact, de posséder de nombreux degrés de liberté et d'avoir comme nous le verrons plus tard des circuits équivalents disponibles dans la littérature permettant de réaliser le contrôle du déphasage plus facilement, son utilisation pour concevoir des déphaseurs parait très sensée.

1.3. Métamatériaux pour la conception de déphaseurs

1.3.1. Historique des métamatériaux

Les métamatériaux sont par définition des matériaux qui possèdent des propriétés qui ne se retrouvent pas dans la nature. En électromagnétisme, les métamatériaux peuvent être définis plus précisément comme des structures artificielles périodiques qui présentent des propriétés électromagnétiques qui ne peuvent pas être obtenues avec des matériaux homogènes. La prédiction que de telles structures pouvaient exister en électromagnétisme a été réalisée par V. G. Veselago. Dans un article publié en 1968 [21], il observe l'existence possible de deux types de structures à partir de la relation de dispersion (1.21) nécessaire à la propagation de l'onde dans la structure :

$$\gamma^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \tag{1.21}$$

Avec γ la constante de propagation (dont la constante de phase β définie en (1.3) est la partie imaginaire), ω la pulsation, c la vitesse de la lumière, n l'indice de réfraction de la structure défini à partir de la permittivité ε_r et de la perméabilité μ_r relatives du milieu :

$$n^2 = \varepsilon_r \mu_r \tag{1.22}$$

La propagation est possible si l'indice de réfraction est positif et vaut $\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$ avec ε_r et μ_r réels et positifs, ce qui est le cas dans un matériau homogène diélectrique. Mais la propagation est également possible si l'indice de réfraction est négatif et vaut $-\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$ avec ε_r et μ_r réels et négatifs, cas qui n'existe pas dans la nature et n'avait jamais été observé jusqu'alors. Veselago montre alors l'effet d'une telle structure sur les propriétés usuelles de propagation, de réflexion et de réfraction de l'onde. Un des résultats les plus importants est la propagation de l'onde. En effet pour une onde plane monochromatique se propageant selon l'axe *z*, la direction de cette onde représentée par un vecteur $\bar{\gamma}$ de valeur normée, la constante de propagation γ, et les champs électrique et magnétique sont reliés à l'aide des équations de Maxwell :

$$\bar{\gamma} \times \bar{E} = \frac{\omega}{c} \mu \bar{H} \tag{1.23}$$

$$\bar{\gamma} \times \bar{H} = -\frac{\omega}{c} \varepsilon \bar{E} \tag{1.24}$$

Dans le cas d'une structure à ε et μ positifs, l'ensemble des vecteurs $(\bar{\gamma}, \bar{E}, \bar{H})$ forme un trièdre direct, donnant à la structure le nom de structure main-droite, abrégée en structure RH (Right Handed). Par exemple, tous les cas de dispositifs évoqués en Section 1.2 sont des structures RH.
Dans le cas d'une structure à ε_r et μ_r négatifs, l'ensemble des vecteurs $(\bar{\gamma}, \bar{E}, \bar{H})$ forme un trièdre indirect, donnant à la structure le nom de structure main-gauche, abrégée en structure LH (Left Handed). Sous réserve de pouvoir concevoir des milieux à permittivité et perméabilité à parties réelles négatives (nommés par la suite milieux à permittivité et perméabilité négatives), ce qui n'existe pas dans la nature, le matériau LH peut alors être considéré comme un métamatériau.

En généralisant, les matériaux peuvent être en réalité divisés en quatre catégories comme illustré sur la Figure 1.23. Nous retrouvons dans ce diagramme les deux types de structures de milieu propagatif observées précédemment, ainsi que deux autres catégories en milieu non propagatif avec une permittivité à partie réelle négative et une perméabilité à partie réelle positive ou l'inverse. C'est en combinant des matériaux de ces deux dernières catégories qu'ont pu être obtenus les premiers matériaux LH par Smith [22]. Nous allons alors nous intéresser plus en détail à ces deux catégories de matériaux.

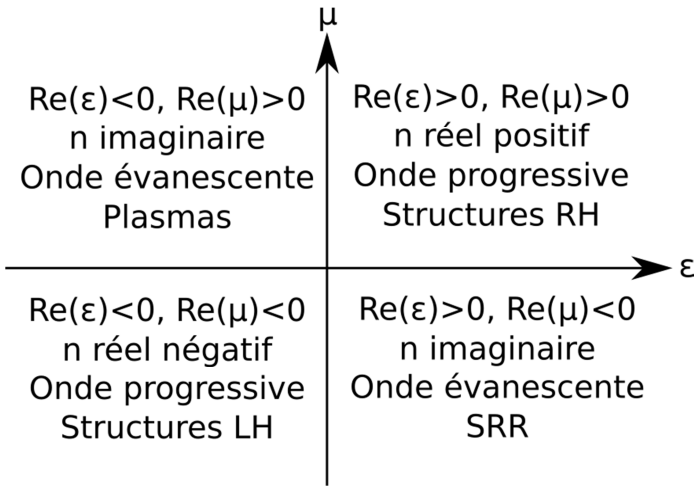


Figure 1.23 : Diagramme de classification des matériaux selon l'indice de réfraction

Des milieux de permittivité négative ont pu être obtenus notamment grâce aux plasmas. En effet, dans un milieu pouvant atteindre un état plasma, la permittivité relative de ce milieu s'exprime ainsi [23] :

$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \frac{{\omega_{pe}}^2}{\omega^2 + j\omega\zeta_e} \tag{1.25}$$

Avec ω_{pe} une pulsation dite pulsation plasma électrique et ζ_e un facteur lié aux pertes.

La partie réelle de la permittivité de la structure est alors négative lorsque :

$$\omega^2 < {\omega_{pe}}^2 - {\zeta_e}^2 \tag{1.26}$$

Ce phénomène se produit notamment pour les métaux, cependant à une fréquence plasma trop élevée (dans les ultraviolets) pour pouvoir être utilisé comme diélectrique. Une autre structure illustrée Figure 1.24, qui consiste en un réseau de tiges de métal très fines, et qui a été introduite par Rotman [24] puis étudiée plus en détail et réalisée par Pendry *et al.* [25], peut être considérée comme un milieu à permittivité négative pour une application micro-onde de par sa fréquence plasma dans une plage de fréquence plus proche de la bande de fréquence micro-onde.

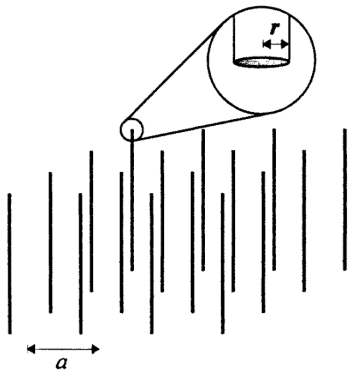


Figure 1.24 : Principe d'un matériau à réseaux de tiges de métal fines étudié par Pendry extrait de [25]

Bien que Veselago a pu présenter l'intérêt des matériaux LH en 1968, les premières expérimentations sur ces matériaux n'ont été menées qu'en 2001, suite à la découverte de structures à à perméabilité négative et à leur caractérisation. Parmi les structures ayant permis de réaliser les premiers matériaux LH, les SRR (Split Ring Resonator) sont introduits par Pendry *et al.* [26].



(a) (b)

Figure 1.25 : Principe d'un SRR cylindrique (a) et planaire (b) étudiés par Pendry extraits de [26]

Les structures composées de réseaux de SRR, qui peuvent être cylindriques (Figure 1.25.a) ou planaires (Figure 1.25.b), font apparaître des propriétés magnétiques inhabituelles. En effet appliquer un champ magnétique parallèle à l'axe des anneaux ou cylindres induit une force électromagnétique dans les anneaux et donc un courant passant d'un anneau à l'autre à l'aide de l'effet capacitif existant entre les deux anneaux.

La relation entre le champ magnétique et le courant induit permet d'obtenir la perméabilité de la structure qui s'exprime ainsi [23] :

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 + j\omega\zeta_m - {\omega_{0m}}^2} \tag{1.27}$$

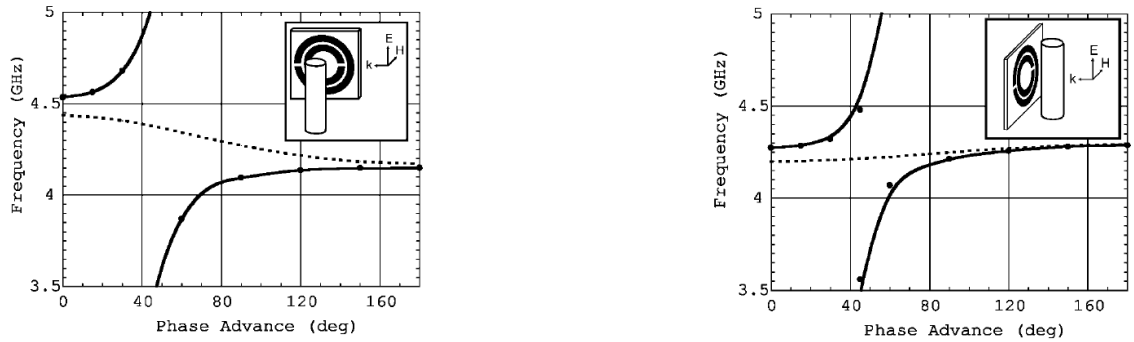
Avec F la surface relative occupée par les anneaux, ω_{0m} la pulsation de résonnance magnétique et ζ_m un facteur lié aux pertes.

La partie réelle de la perméabilité de la structure est alors négative lorsque :

$$\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm} = \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} \tag{1.28}$$

Avec ω_{pm} la pulsation de plasma magnétique.

Les travaux de Smith *et al.* [27] consistent à combiner un réseau de tiges de métal et d'anneaux SRR afin d'obtenir un milieu LH, c'est-à-dire avec à la fois une permittivité et une perméabilité négative. En effet, en concevant les différents éléments de manière à ce que la fréquence plasma électrique soit supérieure à la fréquence plasma magnétique, la structure a, dans une certaine bande de fréquence, sa permittivité et perméabilité relatives toutes les deux négatives. C'est ce qui s'observe sur le diagramme de dispersion Figure 1.26 du réseau SRR seul (ligne en continu) et avec des tiges de métal (ligne en pointillés).



(a) (b)

Figure 1.26 : Diagramme de dispersion d'un réseau de tiges en métal et de SRR dans un plan perpendiculaire à H (a) et parallèle à H (b) avec les lignes en pointillés représentant la phase du réseau SRR après insertion des tiges et les lignes en continu la phase du réseau SRR seul extraits de [27]

Une bande interdite de fréquence où le milieu semble évanescent peut être observée pour un réseau seul entre 4.2 et 4.6 GHz dans le cas (a) et entre 4.2 et 4.35GHz dans le cas (b). Il y a propagation dans cette bande de fréquence lors du rajout des tiges de métal, semblant indiquer, au vu des propriétés des matériaux, une propagation dans un milieu à permittivité et à perméabilité négative, c'est-à-dire un milieu LH.

Le caractère LH de cette structure pour certaines fréquences a été vérifié dans une autre étude de Smith *et al.* [28]. Dans cette étude, la structure considérée est légèrement différente, avec cette fois un réseau de SRR carrés avec les tiges insérées de l'autre côté des substrats des SRR (Figure 1.27.a). Alors que la structure précédente était à une dimension (une seule polarisation possible pour les champs $\bar{E}$ et $\bar{H}$), ici la structure est en deux dimensions (deux polarisation possibles pour le champ $\bar{H}$). Une expérience a été réalisée afin de pouvoir mesurer l'indice de réfraction de la structure, expérience qui met en avant l'existence d'une bande de fréquence où cet indice est négatif, prouvant l'existence de matériaux LH et représentant alors la première structure métamatériau électromagnétique réalisée.



(a) (b)

Figure 1.27 : Photo (a) et détermination de l'indice de réfraction (b) de la structure SRR avec tiges extrait de [26]

Une fois leur faisabilité démontrée, les métamatériaux ont représenté un intérêt pour leur propagation LH singulière, et les nouvelles possibilités qu'elle engendre. Des études ont alors été effectuées sur les métamatériaux afin de comprendre plus en détail leur fonctionnement et de nombreuses technologies ont été explorées pour les concevoir.
Dans le cadre de la thèse et de l'application ciblée précédemment, nous allons nous intéresser uniquement aux cas de métamatériaux en une dimension, dans des structures guidées. Ces métamatériaux sont alors des lignes de transmission. Des études, notamment par Caloz *et al.* [23] et également par Eleftheriades *et al.* [29] ont été réalisées afin d'apporter une compréhension des métamatériaux avec les outils donnés par les bases théoriques des lignes de transmission.

1.3.2. Etude et conception de métamatériaux en lignes de transmission

Afin d'étudier comment fonctionnent les lignes de transmission à métamatériaux, nous allons dans un premier temps relier les propriétés essentielles du métamatériau observées jusque-là, à savoir sa permittivité et sa perméabilité à des propriétés propres aux lignes de transmission. Pour cela, nous allons utiliser la représentation d'une ligne de transmission à travers son schéma électrique. Les métamatériaux à une dimension possèdent un seul axe de périodicité, ils peuvent alors être représentés par une ligne composée de plusieurs cellules se répétant périodiquement. Nous allons alors nous intéresser à une portion de ligne de longueur infinitésimale *dz* ($dz \rightarrow 0$). Sur cette portion, une ligne de transmission peut être représentée par l'association d'une impédance en série distribuée *Z* (en Ω/m) et d'une admittance en parallèle distribuée *Y* (en Ω^{-1}/m), comme illustré Figure 1.28.

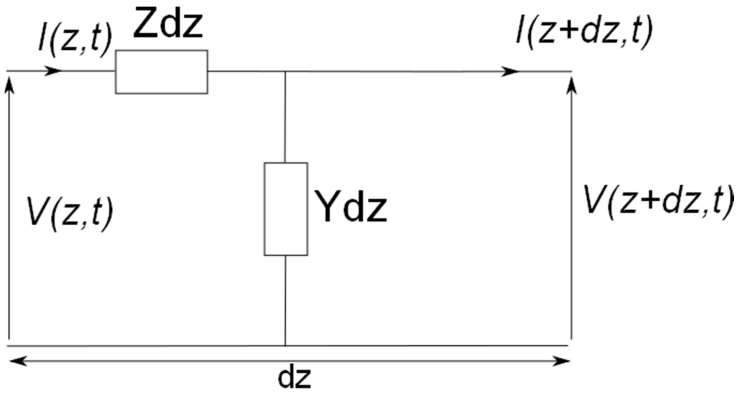


Figure 1.28 : Schéma électrique d'un tronçon de ligne de longueur dz

Le comportement électrique des ondes traversant cette portion de ligne, représentées par la différence de tension *V* et le courant *I*, peut être obtenu en appliquant les lois de Kirchhoff avec $dz \rightarrow 0$:

$$\frac{dV(z)}{dz} = \frac{V(z+dz) - V(z)}{dz} = -ZI(z) \tag{1.29}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = \frac{I(z+dz) - I(z)}{dz} = -YV(z+dz) = -YV(z) \tag{1.30}$$

En considérant une onde TEM (Transverse Electro-Magnétique) se propageant le long de la ligne sur l'axe $\bar{z}$ dans un repère de coordonnées cartésiennes $(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$. Les champs électrique et magnétique ont pour polarisation respectivement l'axe $\bar{x}$ et l'axe $\bar{y}$. La ligne étant considérée comme un milieu homogène et isotrope, les flux de densité électrique $\overline{B}$ et magnétique $\overline{D}$ sont exprimés en fonction des champs par :

$$\overline{B} = \mu(\omega)\overline{H} \tag{1.31}$$
$$\overline{D} = \varepsilon(\omega)\overline{E} \tag{1.32}$$

Les relations entre le champ électrique et le champ magnétique peuvent être exprimées à l'aide des équations de Maxwell :

$$\frac{dE_x}{dz} = -j\omega B_y = -j\omega\mu(\omega)H_y \tag{1.33}$$
$$\frac{dH_y}{dz} = -j\omega D_x = -j\omega\varepsilon(\omega)E_x \tag{1.34}$$

De plus, dans une portion infinitésimale de la ligne, la tension *V* représentant la différence de potentiel sur une longueur *dx* et le courant *I* s'exprimant sur un contour *dy* peuvent être exprimés directement en fonction des champs électrique et magnétique :

$$V = -\int_{x}^{x+dz} E_x dl = -E_x dx \tag{1.35}$$

$$I = \oint_{C} H_y dl = H_y dy \tag{1.36}$$

En associant alors les expressions des tensions et courants obtenues en (1.29) et (1.30), et celles des champs obtenues en (1.33) et (1.34), l'impédance et de l'admittance de la ligne peuvent s'exprimer en fonction de la permittivité et de la perméabilité de la structure:

$$Z = j\omega\mu(\omega)dx \tag{1.37}$$
$$Y = j\omega\varepsilon(\omega)dy \tag{1.38}$$

Ainsi, cela nous permet d'obtenir un équivalent en schéma électrique des matériaux RH et LH, qui seront appelés désormais ligne RH et LH.
En effet, dans une ligne RH, la permittivité et la perméabilité étant positives, l'impédance *Z* et l'admittance *Y* ont des valeurs imaginaires positives, elles sont alors assimilables à une inductance L_R et une capacité C_R ce qui donne le schéma électrique pour une ligne de transmission RH montré Figure 1.29 :

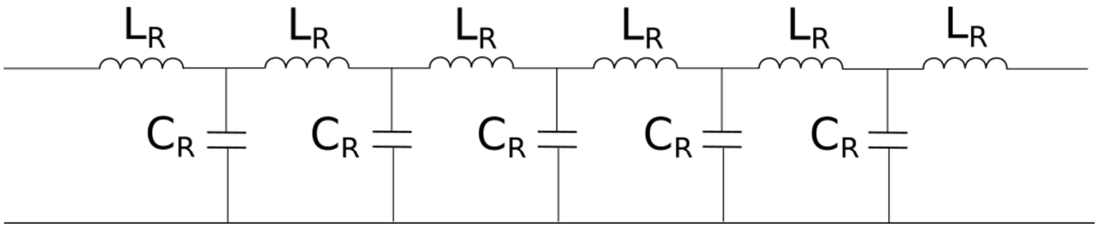


Figure 1.29 : Schéma électrique d'une ligne de transmission RH

On retrouve dans le diagramme de dispersion de la ligne RH (Figure 1.30) à travers la constante de phase (grâce à la formule (1.21)) l'indice de réfraction positif du matériau RH.

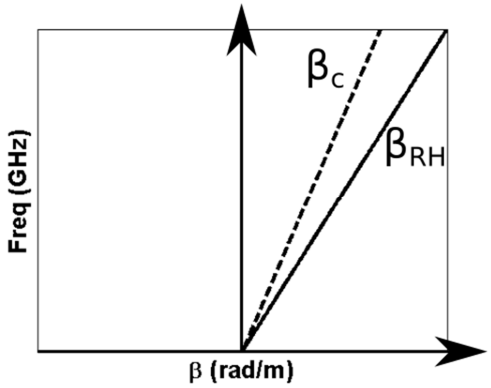


Figure 1.30 : Diagramme de dispersion de la ligne RH

Dans une ligne LH, la permittivité et la perméabilité étant négatives, l'impédance *Z* et l'admittance *Y* ont des valeurs imaginaires négatives, et sont alors assimilables respectivement à une capacité C_L et une inductance L_L. La ligne LH est alors composée des éléments électriques inversés par rapport à la ligne RH comme montré sur la Figure 1.31.

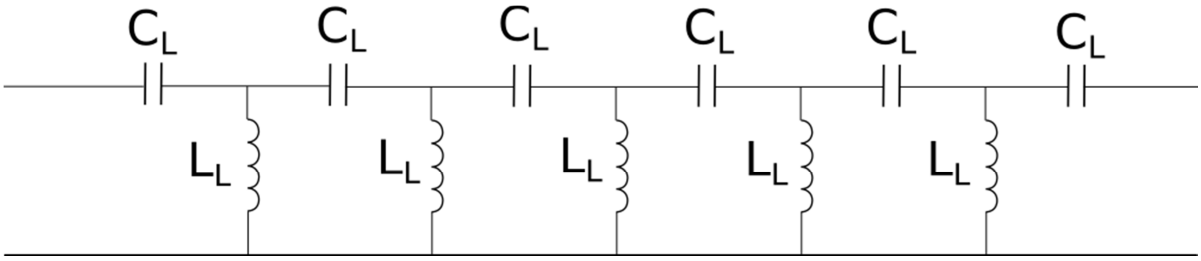


Figure 1.31 : Schéma électrique d'une ligne de transmission RH

Le diagramme de dispersion de la ligne LH (Figure 1.32) montre une constante de phase négative, et donc un indice de réfraction négatif, ce qui confirme que cette ligne est un matériau LH.

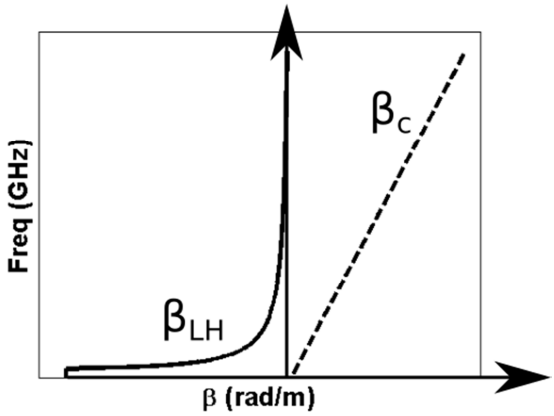


Figure 1.32 : Diagramme de dispersion de la ligne LH

Ainsi il est également possible pour concevoir un matériau LH, et donc un métamatériau, de réaliser une ligne avec des capacités en série et des inductances en parallèle. Les lignes LH sont alors les lignes duales des lignes RH. De telles structures ont été étudiées notamment par Caloz *et al.* ([30], [31]) à l'aide des technologies des capacités interdigitées en série et des stubs fermés en parallèle (voir Figure 1.33).

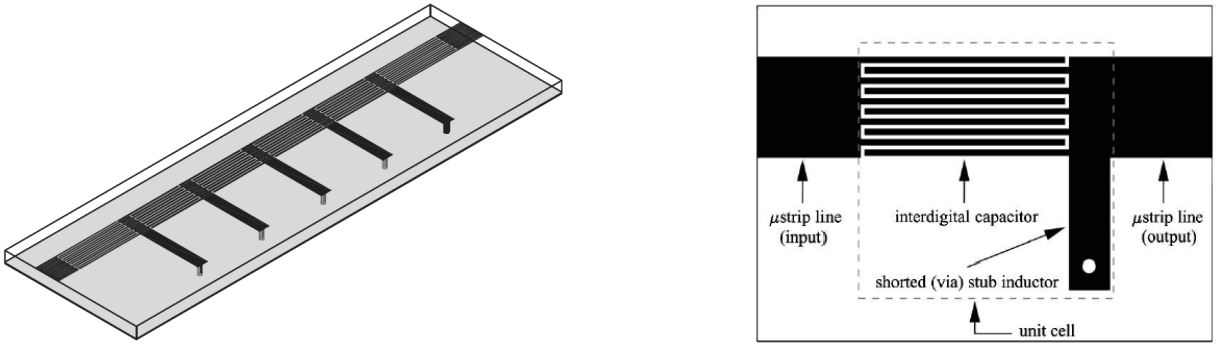


Figure 1.33 : Principe d'une ligne de transmission à métamatériau introduite par Caloz extrait de [23]

Deux effets indésirables ont été cependant constatés dans ces lignes : une inductance série qui résulte de la propagation de l'onde le long de la capacité interdigitée et une capacité parallèle créée par l'interaction de la ligne avec le plan de masse de l'autre côté du substrat. Ainsi il n'est pas possible de concevoir une ligne LH simple, elle aura forcément des éléments parasites RH non nuls. Le schéma électrique de cette ligne est alors composé d'une capacité série C_L et inductance parallèle L_L (ligne LH) ainsi que d'une inductance série L_R et capacité parallèle C_R (ligne RH) comme montré Figure 1.34. Cette structure a été introduite par Caloz *et al.* [32] sous le nom de ligne CRLH (Composite Right/Left-Handed), autrement appelée ligne composite.

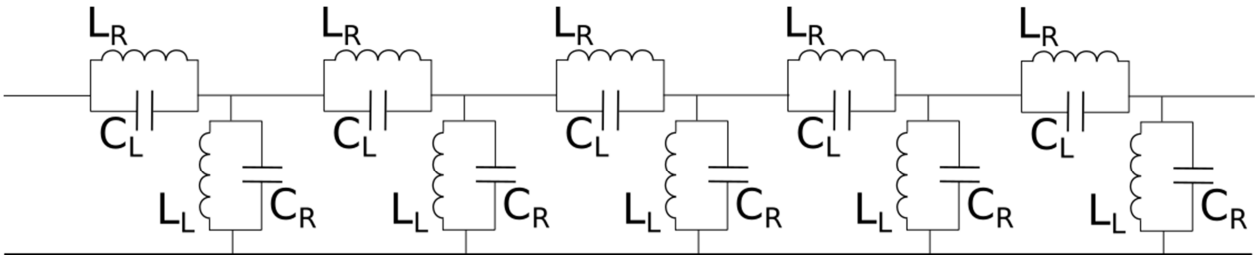


Figure 1.34 : Schéma électrique d'une ligne de transmission CRLH

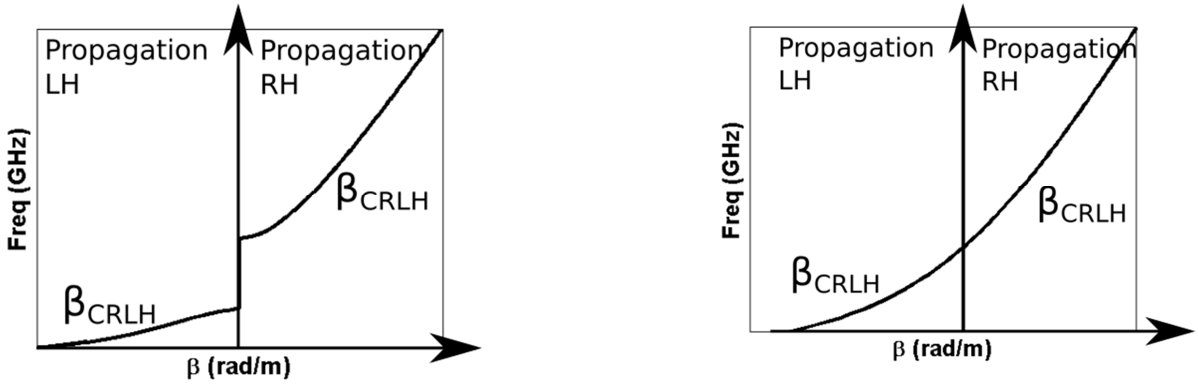


Figure 1.35 : Diagramme de dispersion d'une ligne CRLH (a) et d'une ligne CRLH équilibrée (b)

Nous pouvons observer à l'aide du diagramme de dispersion de la ligne CRLH (Figure 1.35.a) que cette ligne possède deux bandes de propagation : une bande avec une constante de phase négative et donc qui correspond à une propagation LH et une bande avec une constante de phase positive et qui correspond à une propagation RH. Il est également possible, en réglant correctement les fréquences de coupure des bandes de propagation, d'obtenir une seule bande de propagation (Figure 1.35.b) avec un indice de réfraction variant de valeurs négatives à des valeurs positives. Cette ligne est appelée ligne équilibrée. Les lignes CRLH sont donc bien des métamatériaux qui peuvent avec un bon réglage de leurs paramètres permettre d'obtenir une propagation à indice négatif. Ce sont ces structures, étudiées plus en détail en [23], qui ont été choisies comme circuit équivalent pour concevoir les lignes CRLH dans ce mémoire. Ces structures ont également été étudiées par Eleftheriades *et al.* [29] sous le nom de lignes de transmissions NRI (Negative Reflective Index).

Un des principaux avantages d'utiliser des métamatériaux, en dehors de l'indice de réfraction négatif, réside dans le nombre de paramètres qui les composent. En effet la ligne composite est déterminée à partir de quatre éléments électriques ainsi que de son nombre de cellules. Ces cinq paramètres qui composent la ligne sont autant de degrés de liberté qui peuvent contribuer à la conception d'une structure et permettre d'obtenir de nouvelles possibilités en termes de performances, par rapport aux cas de déphaseurs usuels présentés plus tôt, qui sont conçus avec moins de degrés de liberté. Cependant pour exploiter tous ces paramètres, il est nécessaire d'utiliser des méthodes de conception dédiées. En effet autant régler un stub pour obtenir un certain déphasage peut se faire intuitivement, autant régler à la fois les capacités et inductances de la ligne pour obtenir un déphasage nécessite des circuits équivalents permettant de relier ces différentes grandeurs entre elles.

Dans les travaux de Caloz [23] est présentée notamment une méthode de conception de ligne à métamatériaux où l'objectif est de régler la bande de propagation LH à certaines fréquences. Cette méthode consiste en plusieurs étapes décrites ci-dessous :

- Convertir les fréquences de coupure et la fréquence centrale de la bande ainsi que l'impédance d'entrée en éléments électriques, le nombre de cellules étant choisi selon l'application.
- Concevoir une première ligne pour une simulation full-wave en transformant les éléments électriques en matériaux 3D à l'aide des formules théoriques de conversion entre éléments électriques et dimensions des composants 3D.
- Corriger les dimensions de la ligne à l'aide d'une méthode d'extraction numérique convertissant les paramètres S simulés en impédances et admittances qui sont comparées aux impédances et admittances théoriques recherchées.

Cette méthode donne une ligne directrice pour concevoir de manière générale des lignes composites, en grande partie pour des applications où le principal paramètre à reproduire est la bande globale de propagation de la ligne, c'est-à-dire plutôt pour la conception de filtres. L'inconvénient principal provient du fait que cette méthode se repose complètement sur le circuit équivalent des lignes, entraînant le risque qu'un écart important dû aux approximations puisse modifier le résultat escompté, ce qui force à compléter cette méthode par une étude paramétrique nécessitant des simulations 3D de la ligne très coûteuse en temps.

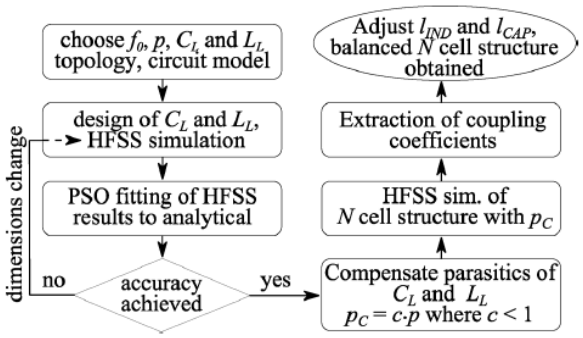


Figure 1.36 : Méthode de conception proposée par Zvolensky et al. extraite de [33]

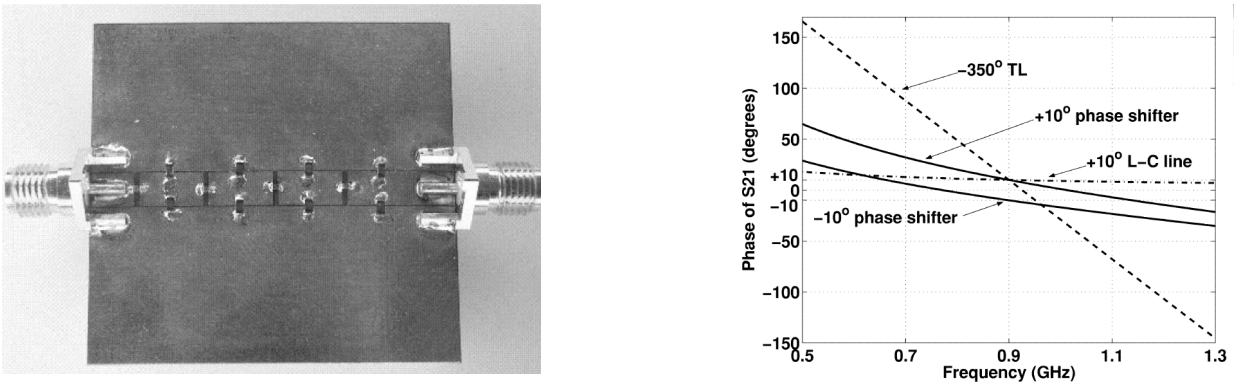
Une autre méthode de conception, basée sur celle de Caloz *et al.* a été présentée en [33] par Zvolensky *et al.* avec pour objectif de réduire le temps de simulation 3D en incorporant les divers effets parasites dans la méthode et éviter ainsi une étude paramétrique full-wave. Cette méthode illustrée Figure 1.36 propose de concevoir dans un premier temps les éléments gauchers en 3D séparément en effectuant des rétro-simulations entre les simulations 3D de ces éléments isolés et de leur schéma électrique équivalent pour obtenir une structure en 3D fiable à la fréquence centrale visée. Une deuxième étape consiste à prendre en compte les éléments parasites des composants LH de valeur semblable aux éléments distribués pour des hautes fréquences. Ils sont modélisés par des éléments distribués parasites, la longueur de cellule est ainsi diminuée pour correspondre à cette augmentation des éléments distribués totaux. La dernière étape consiste à prendre en compte les effets de couplage entre cellules, qui peuvent être modélisés par une inductance ou capacité parallèle, en ajustant d'autant la valeur des éléments LH. Cette méthode permet effectivement de réduire le nombre de simulations 3D mais demande une bonne maîtrise des éléments LH et de leurs interactions avec le reste de la ligne composite, ainsi que plusieurs étapes de corrections des éléments LH et RH. Il est également à noter que ces méthodes sont construites pour un cas général où l'on cherche à concevoir une ligne composite à partir de ses bandes de propagation, et non dans le cadre d'un déphaseur où les contraintes sont des valeurs de phase, même si elles peuvent être adaptées à cette application à partir du moment où une relation entre la phase de la ligne composite et les éléments électriques est obtenue, ce que nous verrons par la suite.

Dans le cadre de la conception de déphaseurs, nous avons pu observer que les métamatériaux présentent plusieurs intérêts potentiels : tout d'abord une propagation non seulement qui peut être négative ou positive mais surtout qui peut être contrôlée à l'aide de cinq paramètres, ce qui permet également un contrôle du déphasage à l'aide de ces paramètres. Un autre intérêt de l'utilisation des métamatériaux est la compacité de leur structure par définition des dimensions de ses cellules qui doivent être très petites devant la longueur d'onde guidée. Les lignes composites, cas particuliers des métamatériaux choisis dans le cadre de l'intégration d'un déphaseur dans un répéteur, peuvent être modélisées par un schéma électrique simple qui permet à l'aide de méthode de conceptions de pouvoir exploiter tous ces paramètres. Elles peuvent alors être facilement utilisées pour la conception de déphaseurs, comme nous allons le voir dans la section suivante.

1.3.3. Les déphaseurs à métamatériaux

1.3.3.1. Compacité des déphaseurs à métamatériaux

Nous allons maintenant décrire des solutions usuelles de déphaseurs à métamatériaux en structure guidée présentes dans la littérature. Un des premiers intérêts identifiés des métamatériaux pour la conception de déphaseurs a été de pouvoir concevoir des déphaseurs à certaines valeurs significatives, notamment -90° et +90° ainsi qu'à 0° en utilisant une ligne équilibrée pour des solutions très compactes.
Une des premières applications de déphaseurs à métamatériaux, réalisée par Antoniades *et al.* [34], présente le gain en compacité et en contrôle de la phase obtenus en utilisant des métamatériaux. L'objectif est de réaliser une phase de +10° à 0.9GHz, qui correspondrait à une phase de -350° pour une structure uniquement RH (nommée -350° TL). La structure, composée d'une ligne CPW chargée par des composants électriques idéaux LH (Figure 1.37.a), a une longueur 9 fois moins élevée que la ligne -350° TL et une pente de phase moins importante (Figure 1.37.b). Une ligne NRI est également conçue pour avoir une phase de -10° avec pour résultats une compacité et une pente de phase équivalentes à la ligne NRI à +10°, ce qui permet d'illustrer que la conception du métamatériau à différentes valeurs de phase a une très faible incidence sur la longueur de la structure, au contraire des solutions usuelles. La ligne réalisée avec des composants électriques Panasonic montre des résultats équivalents.
Cet article illustre le gain de compacité obtenu à l'aide du métamatériau, et aborde les possibilités que permet le métamatériau pour le contrôle de la phase, cependant l'objectif ici est de concevoir une ligne à une certaine valeur de déphasage (10°), et pas de concevoir un DPS montrant un déphasage entre une ligne principale CRLH-TL et une ligne de référence. Egalement la phase est observée en un point de fréquence seulement et la conception est effectuée uniquement sur une ligne équilibrée et à l'aide de composants ne fonctionnant qu'à basse fréquence.



(a) (b)

Figure 1.37 : Principe d'une ligne NRI (a) et résultats simulés des différents DPS (b) extraits de [34]

1.3.3.2. Contrôle de la phase des déphaseurs à métamatériaux

Afin d'obtenir un déphasage sur une large bande, une étude [35] propose comme solution des structures (voir Figure 1.38.c) composées de cellules élémentaires de lignes CRLH avec une valeur significative de phase (voir Figure 1.38.a-b) et de portions de lignes de transmission standards. En effet en associant le bon nombre de cellules, différentes valeurs de déphasage peuvent être obtenues avec une pente de phase très proche. Par exemple, la ligne 2.75Lg est composée de 10 cellules de 0° ainsi que d'une portion de ligne RH de 0.25 λ_g, alors que la ligne 4Lg est composée de 3 cellules de 0° et d'une cellule de 90° ainsi que d'une portion de ligne RH de 3 λ_g, entraînant un déphasage de 90° entre la ligne 4Lg et la ligne 2.75Lg. Les résultats en phase (voir Figure 1.38.d) entre ces deux lignes montrent un déphasage sur une large bande de

fréquence. Cette solution permet alors d'effectuer un déphasage sur une bande large avec des cellules élémentaires de lignes composites mais n'est pas très compacte. De plus elle ne permet pas d'obtenir des valeurs de phase arbitraires et n'exploite pas suffisamment les différents degrés de liberté des métamatériaux.

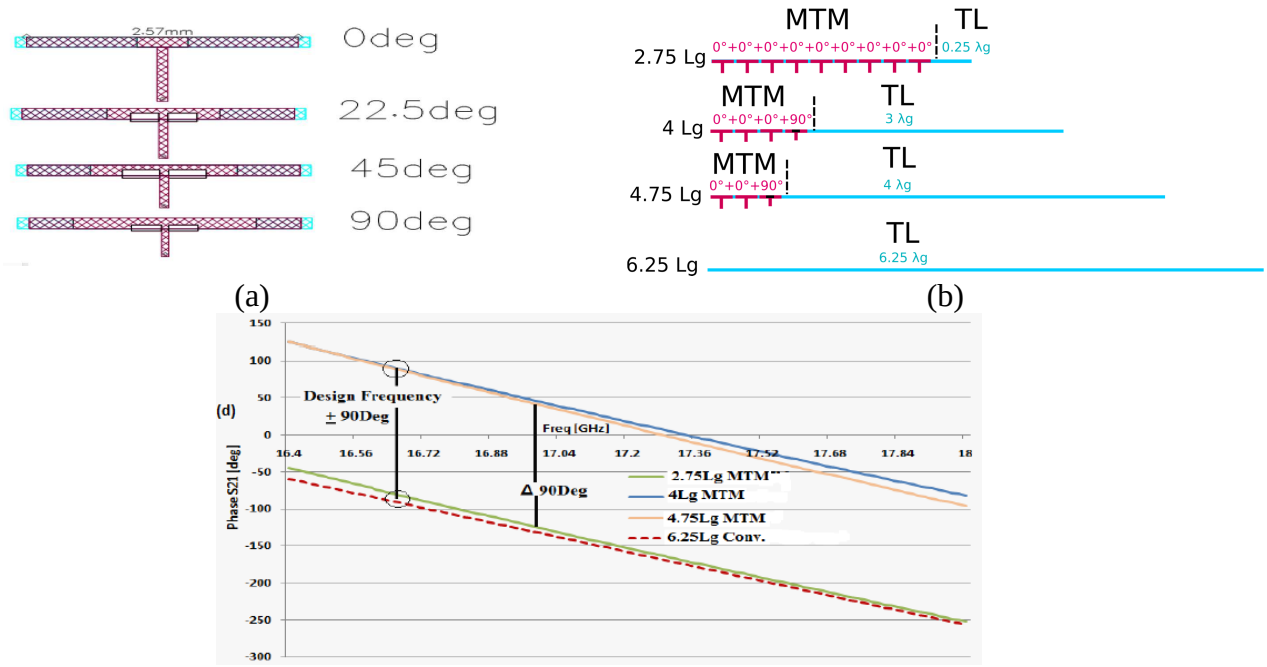


Figure 1.38 : Schéma des différentes cellules proposées en vue de dessus (a), principe des lignes à même pente de phase (b) Résultats en phase des différentes lignes (c), extraits de [35]

Une autre manière d'obtenir des déphaseurs large bande à l'aide de métamatériaux consiste à utiliser ses différents degrés de liberté pour obtenir un meilleur contrôle sur la phase qu'une solution standard par exemple le déphaseur Schiffman, présentant moins de degrés de liberté. Des recherches ont été effectuées dans ce sens, notamment dans l'article [36]. Cet article décrit la conception d'un coupleur hybride avec des lignes CRLH remplaçant les lignes RH standard pour le contrôle du déphasage du coupleur sur une large bande. Les lignes CRLH sont alors conçues dans un objectif de déphasage sur une bande, ceci en calculant les valeurs des éléments électriques à partir des valeurs de phase des deux bornes de la bande de fréquence visée. Une première relation est alors décrite ici entre la phase de la ligne et les éléments électriques de celle-ci permettant de concevoir des déphaseurs à partir de contraintes de phase. Comme nous le verrons dans le chapitre 2, cette relation est obtenue uniquement dans le cas d'une ligne équilibrée.

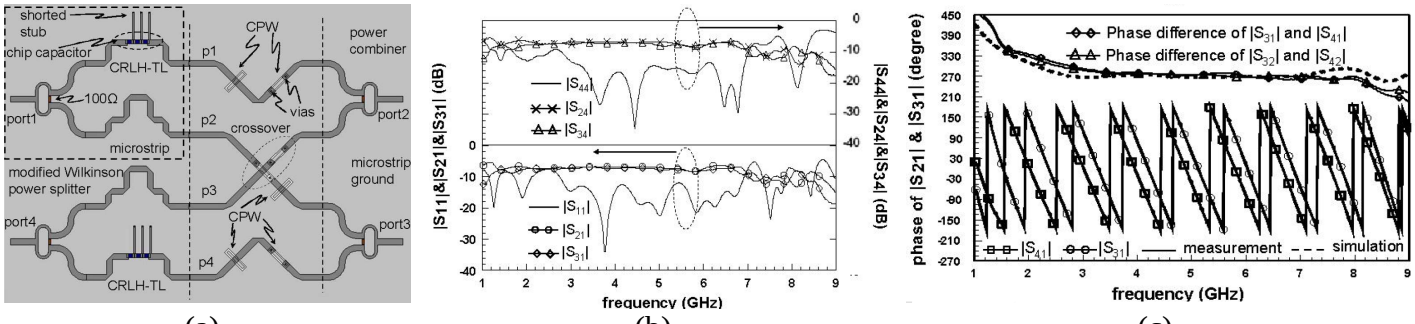
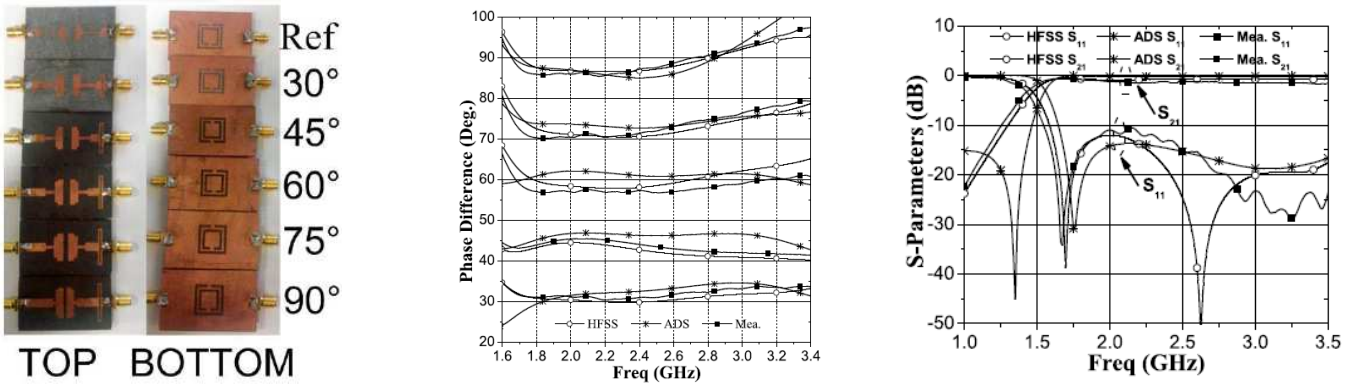


Figure 1.39 : Principe (a), résultats en gain (b) et en phase (c) du coupleur hybride extrait de [36]

Les lignes CRLH sont réalisées à l'aide de condensateurs céramiques et de stubs fermés, sur une ligne CPW. Les résultats montrent un déphasage de 90° avec une erreur sur le déphasage de moins de 10° pour une largeur de bande de 67%, avec une adaptation de 10dB et des pertes inférieures à 1.2dB. Une ligne à retard de 180° est également conçue avec le même principe afin d'obtenir des déphasages de 45°/90°/135°/180° entre les ports. La structure finale présente une erreur de déphasage inférieure à 10° pour toutes les possibilités pour une largeur de bande de fréquence de 49% (4.4GHz-6GHz).
Cet article montre les possibilités obtenues en insérant un métamatériau dans une structure telle qu'un coupleur à savoir une structure large bande tout en étant compacte. Le contrôle du déphasage du métamatériau est ici illustré, ainsi que des premiers outils pour concevoir un déphaseur à métamatériaux à partir d'une contrainte en phase, bien que cette conception soit limitée aux lignes équilibrées.
Ces outils sont également illustrés dans un autre article [37] pour effectuer un déphasage (et un couplage) sur deux bandes différentes en déterminant les éléments électriques de la ligne à partir du déphasage recherché à la fréquence centrale de chaque bande. Un coupleur double bande compact peut alors être obtenu assez facilement à l'aide des lignes composites.
Des études ont également été effectuées pour concevoir des déphaseurs à métamatériau à partir de structures résonnantes, notamment l'article [38] décrivant un déphaseur 90° basé sur des SRR obtenant une meilleure compacité et une plus large bande de fréquence avec un déphasage adéquat par rapport à une ligne standard.
Une autre étude [39] montre la possibilité de concevoir des déphaseurs à partir de lignes chargées par des CSRR (Complementary Split Ring Resonator), structures où l'anneau est gravé dans le substrat au lieu d'être posé dessus (voir Figure 1.40.a). Cette étude présente une méthode pour concevoir des DPS large bande, à l'aide de lignes de transmission haute/basse impédance, avec une ligne de référence qui est également à métamatériaux. Tous les DPS de cette méthode ont la même longueur grâce à un réseau d'alignement de la phase mis en fin de ligne principale. Cette méthode est composée de plusieurs étapes, une première étape consiste à déterminer le schéma électrique équivalent. Pour cela est effectué un calcul des éléments électriques de la ligne CSRR à partir de la valeur d'impédance et de phase à la fréquence centrale, puis un calcul des éléments électriques des lignes haute/basse impédance pour élargir la bande de fréquence de fonctionnement de la ligne CSRR. Des formules d'extraction des structures 3D des divers éléments électriques sont utilisées pour obtenir une ligne 3D simulable, une étude paramétrique de la ligne est alors effectuée pour obtenir les bonnes performances. Des prototypes sont fabriqués pour plusieurs valeurs significatives (30°, 45°, 60°, 75°, 90°) sur un substrat Rogers 5870 d'épaisseur 1.575mm et de permittivité 2.33. Les prototypes ont une erreur de déphasage inférieure à 5° de 1.6GHz à 3.2GHz (voir Figure 1.40.b) avec une adaptation de 10dB (voir Figure 1.40.c). Cet article présente une méthode de conception de déphaseurs à métamatériaux compacts et larges bandes. Cependant cette méthode permet de concevoir uniquement des lignes équilibrées à une seule cellule (en appliquant les mêmes principes aux lignes CSRR qu'aux lignes composites), ce qui réduit le nombre de degrés de liberté lors de la conception.



(a) (b) (c)

Figure 1.40 : Photo (a) et résultats des déphasages (b) mesurés des différents prototypes et résultats en gain (c) de la ligne principale de 45°, extraits de [39]

Ces recherches montrent un intérêt certain de l'utilisation des métamatériaux pour la conception de déphaseurs, notamment pour leur compacité ainsi que pour leurs degrés de liberté, permettant un contrôle de la phase ayant pour résultats des déphaseurs large bande ou double bande. Des méthodes de conception ont été envisagées dans plusieurs articles, avec certaines restrictions comme l'utilisation d'une ligne équilibrée pour obtenir les relations entre la phase et les éléments électriques nécessaires à cette conception. La ligne électrique pouvant également être utilisée pour obtenir certaines valeurs de déphasage, notamment 0°. Plus généralement, tous les déphaseurs cités dans les articles sont réalisés à partir de lignes équilibrées, ce qui limite les possibilités de conception du métamatériau.

1.3.3.3. Déphaseurs à métamatériaux dans une Matrice de Butler

L'article [36] présenté ci-dessus avait pour objectif une application au sein d'une matrice de Butler et montrait à ce titre la conception de coupleurs à l'aide de métamatériaux. D'autres articles proposent des matrices de Butler avec des métamatériaux intégrés, notamment [40] où des métamatériaux sont utilisés dans une matrice de Butler pour remplacer les déphaseurs standard (selon le principe des matrices de Butler illustré précédemment Figure 1.7). Les métamatériaux utilisés sont des lignes CSRR, avec pour principal objectif d'obtenir une structure plus compacte qu'une solution standard (voir Figure 1.41), tout en conservant des performances équivalentes. Le métamatériau n'est pas utilisé ici pour son contrôle de la phase qui pourrait permettre d'obtenir en plus de la compacité démontrée une matrice de Butler plus large bande. Les métamatériaux peuvent être aussi considérés dans la conception des coupleurs comme vu précédemment pour améliorer encore les performances de la structure globale. C'est le cas pour un autre article [41] qui introduit des lignes CRLH dans les coupleurs et crossover de la matrice de Butler pour rendre la structure plus compacte.

Ces études montrent la possibilité d'intégrer des métamatériaux dans des matrices de Butler, bien que cette intégration soit pour l'instant limitée due à la complexité des métamatériaux. Ce qui illustre le besoin de méthodes de conception de déphaseurs à métamatériau les plus exactes et complètes possibles pour réaliser des intégrations plus complexes.



(a) (b)

Figure 1.41 : Photo de la matrice de Butler standard (a) et de la matrice de Butler avec CSRR (b) réalisées extraites de [40]

1.3.3.4. Déphaseurs à métamatériaux analogiques et numériques

Les déphaseurs analogiques et digitaux présentent deux avantages, le premier est la possibilité d'obtenir un déphasage de valeur arbitraire, et le deuxième est de pouvoir réaliser des déphasages variables. Les déphaseurs à métamatériaux permettent déjà de pouvoir obtenir des valeurs de phase arbitraires, mais les intégrer dans les déphaseurs analogiques ou numériques présentent comme intérêt supplémentaire de pouvoir obtenir des valeurs de déphasage variables.
En ce qui concerne les déphaseurs analogiques, la ligne composite semble pouvoir être rendue reconfigurable plus facilement car elle est déjà composée d'éléments électriques localisés et distribués, il est cependant nécessaire d'utiliser des circuits équivalents pour bien maîtriser les modifications apportées par les éléments variables. C'est ce que montrent en effet plusieurs études ([42], [43]) où les éléments électriques sont rendus variables afin de modifier le déphasage.
Les métamatériaux semblent également adaptés à une utilisation dans des déphaseurs numériques, en effet la plupart des déphaseurs à métamatériaux présentés jusqu'à maintenant peuvent être utilisés comme étage élémentaire d'un déphaseur numérique moyennant quelques adaptations, notamment ceux étudiés en [39]. D'autres études ([44], [45]) confirment l'utilisation possible de métamatériaux pour la conception de déphaseurs numériques.
Ces structures, bien que peu compactes et de conception beaucoup plus complexe que ce qui est visé pour cette thèse, pourront représenter une continuité des travaux effectués comme nous le verrons dans les perspectives de la thèse.

1.4. Objectif et originalité de la thèse

Dans la première section de ce chapitre, nous avons étudié la charge utile de satellite de télécommunications et notamment la partie répéteur, afin d'identifier le besoin de contrôle du déphasage au sein de cette architecture. Après avoir défini la phase et le composant qui assure son contrôle, à savoir le déphaseur, un état de l'art des solutions standard a été présenté afin d'illustrer la difficulté de concevoir ces composants au vu de toutes les performances critiques de ces structures. Ainsi l'application visée par cette thèse est la conception de déphaseurs à métamatériaux permettant d'atteindre simultanément le plus de performances possibles, soit à la fois le déphasage réalisé sur une large bande, la compacité de la structure, mais également une bonne adaptation et des pertes suffisamment basses pour une application industrielle.
Dans la deuxième section, nous avons fait une présentation historique des métamatériaux puis nous avons étudié plus en détail le cas des métamatériaux en structures guidées, et notamment les lignes CRLH. Ces lignes possèdent cinq degrés de liberté, et peuvent être modélisées par un schéma électrique permettant de mettre en place des méthodes de conception pour exploiter tous leurs degrés de liberté. Plusieurs cas d'applications des métamatériaux à la conception de déphaseurs ont été identifiés dans la littérature, certifiant l'intérêt de déphaseurs à métamatériaux et plus particulièrement l'intérêt de l'intégration de

métamatériaux dans des réseaux de lignes tels que des matrices de Butler. Des limites à la conception de déphaseurs à métamatériaux apparaissent dans ces applications notamment dues à l'exploitation uniquement de cas de lignes équilibrées.

L'objectif de la thèse est alors de :

- **concevoir des déphaseurs à métamatériaux exploitant au maximum leurs degrés de liberté, c'est-à-dire sans se restreindre aux cas des lignes équilibrées.**
- **mettre en œuvre une méthode de conception dédiée pour calculer les paramètres de ces métamatériaux en vue d'obtenir des performances suffisantes à leur intégration dans des systèmes industriels très contraints.**

1.5. Plan de la thèse

Après ce chapitre d'introduction et d'état de l'art, l'exposé de cette thèse s'organise autour de 3 chapitres suivants:

- Le **chapitre 2** présente l'étude des bases théoriques des lignes CRLH nécessaires à la conception d'un déphaseur, qui permet de montrer comment exploiter tous les degrés de liberté d'un métamatériau pour la conception de déphaseurs, notamment en utilisant à la fois des métamatériaux équilibrés et non équilibrés.
- Le **chapitre 3** porte sur la mise en œuvre de la méthode de conception de déphaseur pour une application industrielle. Son objectif principal est de concevoir à l'aide des outils théoriques développés dans la partie précédente une ligne CRLH suffisamment proche de la solution finale pour réduire au maximum l'utilisation d'études paramétriques « full-wave » très coûteuses en temps de simulation.
- Enfin le **chapitre 4** expose l'application de cette méthode à un cas de déphaseur 180° en bande C, permettant d'illustrer et de valider expérimentalement l'exploitation des degrés de liberté de la conception à travers plusieurs déphaseurs avec différentes performances en termes de compacité et d'adaptation.

Chapitre 2 : Bases théoriques necessaires à la méthode de design

Ce chapitre a pour objectifs principaux d'introduire les outils théoriques utilisés dans la méthode de conception développée dans cette thèse, et d'expliquer comment est obtenue la conception théorique d'une ligne de transmission à métamatériaux à partir de contraintes de déphasage. Pour cela, nous allons étudier tout d'abord la représentation des métamatériaux sous la forme de circuits équivalents afin de comprendre leur comportement. Nous nous intéresserons ensuite à une représentation simplifiée des métamatériaux permettant d'obtenir une solution de déphaseur à l'aide de lignes équilibrées. Nous expliquerons alors comment obtenir à partir de cette solution de ligne équilibrée des solutions de lignes non équilibrées pour la même contrainte de phase. Pour finir nous analyserons la conséquence des contraintes de déphasage et de fréquence sur les performances en phase de la ligne, ce qui nous permettra alors de mettre en place des consignes pour garantir une utilisation de notre méthode dans des conditions optimales.

2.1. Circuit équivalent d'une ligne CRLH

Dans le cadre de la conception de déphaseurs au sein d'une charge utile de satellite, les structures à métamatériaux étudiées seront à une seule dimension ce qui correspond à des lignes de transmission. Elles seront également considérées sans pertes afin de garantir un circuit équivalent simplifié et donc une méthode suffisamment rapide pour pouvoir être effectuée de manière itérative. Afin de pouvoir concevoir ces métamatériaux, nous allons étudier plus en détail leur représentation la plus commune introduite par C. Caloz à travers les lignes CRLH [23], également étudiée par G. Eleftheriades à travers les lignes NRI [29].
Les ondes sont considérées en régime harmonique dans un repère spatial (x,y,z) avec la convention :

$$\bar{\mathcal{E}}(x,y,z,t) = \bar{E}(x,y,z)e^{j\omega t} \qquad (2.1)$$

Dans ce chapitre, les calculs seront faits directement sur la composante spatiale ($\bar{E}$) des champs et des autres grandeurs utilisées.

2.1.1. Circuit équivalent d'une ligne de transmission

Afin d'avoir la compréhension et les outils nécessaires pour s'intéresser aux lignes CRLH, la première structure étudiée sera le cas classique de la ligne de transmission uniforme qui est celle qui se retrouve dans la plupart des moyens de propagation d'onde tels que les câbles coaxiaux ou les guides d'ondes.
La ligne étant uniforme, l'étude peut se faire sur une portion de longueur infinitésimale *dz* ($dz \to 0$) pour obtenir le comportement de la ligne totale [46].

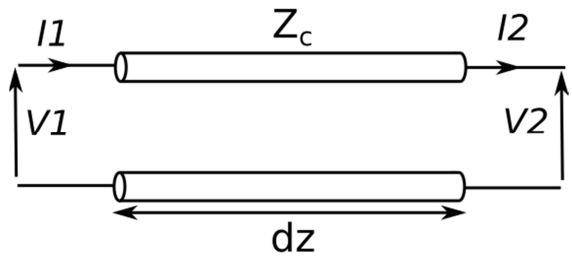


Figure 2.1 : Représentation d'une portion de ligne de transmission uniforme

Comme introduit dans le chapitre 1, la ligne de transmission peut également être représentée par l'association d'une impédance en série distribuée linéique *Z'* (en Ω/m) et d'une admittance en parallèle distribuée linéique *Y'* (en Ω^{-1}/m) sur toute la longueur de la ligne. Cette représentation peut s'exprimer sous la forme d'un schéma électrique d'une portion de cette ligne de transmission uniforme :

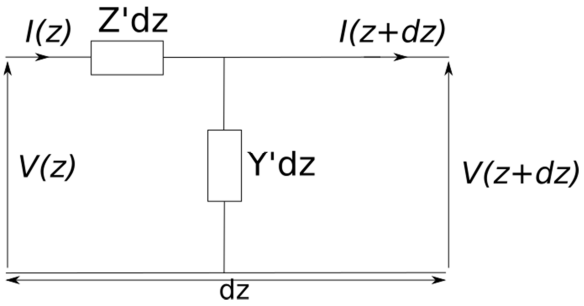


Figure 2.2 : Schéma électrique d'un tronçon de ligne de longueur dz

Le comportement électrique des ondes traversant cette portion de ligne étant obtenu en appliquant les lois de Kirchhoff :

$$\frac{dV(z)}{dz} = \frac{V(z+dz) - V(z)}{dz} = -Z'I(z) \tag{2.2}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = \frac{I(z+dz) - I(z)}{dz} = -Y'V(z+dz)$$

La ligne étant de longueur *dz* infinitésimale, l'hypothèse $dz \to 0$ entraîne :

$$\frac{dI(z)}{dz} = -Y'V(z) \tag{2.3}$$

En dérivant (1.29) par rapport à *z* et remplaçant par (2.3), une solution apparaît sous la forme de l'équation des télégraphistes appliquée aux ondes sinusoïdales :

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma'^2 V(z) = 0 \tag{2.4}$$

Avec :

$$\gamma'^2 = Z'Y' \tag{2.5}$$

Les solutions de (2.4) peuvent alors s'exprimer sous la forme :

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma' z} + V^- e^{\gamma' z} \tag{2.6}$$

La tension obtenue peut être décomposée en 2 parties : une partie associée à l'onde se propageant en +z et d'amplitude V^+, et une partie associée à l'onde se propageant en –z et d'amplitude V^-.
Le courant peut également être déterminé par un cheminement similaire :

$$I(z) = \frac{1}{Z_c}\left[V^+ e^{-\gamma' z} - V^- e^{\gamma' z}\right] \tag{2.7}$$

Avec Z_c l'impédance caractéristique de la ligne qui peut s'exprimer ainsi :

$$Z_c = \frac{Z'}{\gamma'} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \tag{2.8}$$

La constante de propagation γ' est généralement complexe, elle peut donc être décomposée :

$$\gamma' = \alpha' + j\beta' \tag{2.9}$$

Ainsi la solution (2.6) peut être décrite plus précisément :

$$V(z) = V^+ e^{-\alpha' z} e^{-j\beta' z} + V^- e^{\alpha' z} e^{j\beta' z} \tag{2.10}$$

Le terme α', appelé la constante d'atténuation, décrit l'atténuation de l'onde et le terme β', appelé la constante de phase, décrit la phase de l'onde comme observé dans le chapitre 1.
On tente alors d'exprimer le comportement des ondes traversant la portion de la ligne sous la forme d'une matrice chaîne T [47] définie ainsi avec les tensions et courants représentés sur la Figure 2.1:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathrm{A} & \mathrm{B} \\ \mathrm{C} & \mathrm{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{2.11}$$

En considérant les tensions introduites sur la Figure 2.2, l'équation (2.11) devient :

$$\begin{pmatrix} V(z) \\ I(z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathrm{A} & \mathrm{B} \\ \mathrm{C} & \mathrm{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V(z+dz) \\ I(z+dz) \end{pmatrix} \tag{2.12}$$

Sachant que la ligne est uniforme et que toute portion est équivalente, et afin de simplifier les calculs, la détermination de la matrice chaîne de la ligne est réalisée ici en étudiant la portion de ligne z=0. A l'aide de (2.6) et (2.7), deux nouvelles matrices sont alors formées :

$$\begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1/Z_c & -1/Z_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V^+ \\ V^- \end{pmatrix} \tag{2.13}$$

$$\begin{pmatrix} V(dz) \\ I(dz) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V^+ e^{-\gamma' dz} + V^- e^{\gamma' dz} \\ \frac{1}{Z_c}\left[V^+ e^{-\gamma' dz} - V^- e^{\gamma' dz}\right] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-\gamma' dz} & e^{\gamma' dz} \\ e^{-\gamma' dz}/Z_c & -e^{\gamma' dz}/Z_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V^+ \\ V^- \end{pmatrix} \tag{2.14}$$

En combinant (2.13) et (2.14), la matrice chaîne de cette portion peut alors être obtenue :

$$\begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1/Z_c & -1/Z_c \end{pmatrix} \frac{1}{2} \begin{pmatrix} e^{\gamma' dz} & Z_c e^{\gamma' dz} \\ e^{-\gamma' dz} & -Z_c e^{-\gamma' dz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V(dz) \\ I(dz) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} ch(\gamma' dz) & Z_c sh(\gamma' dz) \\ sh(\gamma' dz)/Z_c & ch(\gamma' dz) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V(dz) \\ I(dz) \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

La matrice *S* de la portion de ligne peut alors être déduite de cette matrice chaîne à l'aide des formules de conversion classiques [47] :

$$S_{11} = \frac{\mathrm{A} + \mathrm{B}/Z_0 - \mathrm{C}.Z_0 - \mathrm{D}}{\mathrm{A} + \mathrm{B}/Z_0 + \mathrm{C}.Z_0 + \mathrm{D}} \quad (2.16)$$

$$S_{12} = \frac{2.(\mathrm{A}.\mathrm{D} - \mathrm{B}.\mathrm{C})}{\mathrm{A} + \mathrm{B}/Z_0 + \mathrm{C}.Z_0 + \mathrm{D}} \quad (2.17)$$

$$S_{21} = \frac{2}{\mathrm{A} + \mathrm{B}/Z_0 + \mathrm{C}.Z_0 + \mathrm{D}} \quad (2.18)$$

$$S_{22} = \frac{-\mathrm{A} + \mathrm{B}/Z_0 - \mathrm{C}.Z_0 + \mathrm{D}}{\mathrm{A} + \mathrm{B}/Z_0 + \mathrm{C}.Z_0 + \mathrm{D}} \quad (2.19)$$

Avec Z_0 l'impédance de référence définie comme l'impédance vue au niveau des accès. Dans le cas de la ligne de transmission uniforme, cette impédance de référence correspond à son impédance caractéristique Z_c.

$$S = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma' dz} \\ e^{-\gamma' dz} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} qui rendent compte de la réflexion de l'onde sur les accès 1 et 2, sont ici nuls, démontrant que la ligne est bien adaptée lorsque qu'elle est chargée par l'impédance Z_c.
Les coefficients de transmission S_{12} et S_{21} qui décrivent la transmission de l'onde le long de la portion, dépendent ici uniquement de la constante de propagation.
Le paramètre α' représente les pertes présentes sur la ligne, et est nul si la ligne est sans pertes. Il se retrouve dans le module du coefficient de transmission :

$$|S_{21}| = e^{-\alpha' dz} \quad (2.21)$$

Le paramètre β' permet de définir la phase de l'onde à partir du coefficient de transmission

$$\varphi_{S_{21}} = arg(S_{21}) = -\beta' dz \quad (2.22)$$

Nous pouvons retrouver les deux expressions de la phase introduites dans le chapitre 1 dans cette relation.
Dans le cas particulier des lignes uniformes sans perte, les matrices chaîne et *S* obtenues sont :

$$T = \begin{pmatrix} cos(\beta' dz) & Z_c jsin(\beta' dz) \\ jsin(\beta' dz)/Z_c & cos(\beta' dz) \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

(2.24)

$$S = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\beta' dz} \\ e^{-j\beta' dz} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Dans ce cas particulier, γ' est imaginaire pur et donc l'impédance et l'admittance sont sous la forme *jX* avec *X* un nombre réel. Dans le cas classique d'une ligne telle qu'un câble coaxial, considérée ici sans pertes, son impédance et son admittance sont de la forme :

$$Z' = j\omega {L_R}' \tag{2.26}$$
$$Y' = j\omega {C_R}' \tag{2.27}$$

Nous retrouvons alors les lignes RH telles que définies dans le chapitre 1 nommées ainsi car elles induisent pour les ondes qui les traversent une propagation main droite (propagation dans le sens des vecteurs $(\bar{\gamma}', \bar{E}, \bar{H})$ d'un trièdre direct), les éléments électriques qui la composent seront appelés éléments RH et seront affectés de l'indice « R ».

Les principales caractéristiques de la ligne, à savoir son impédance caractéristique et sa constante de propagation peuvent alors être obtenues :

$$Z_{c_R} = \sqrt{\frac{{L_R}'}{{C_R}'}} \tag{2.28}$$

$${\beta_R}' = \omega\sqrt{{L_R}'{C_R}'} = \omega {C_R}' Z_c = \frac{\omega}{{\omega_R}'} \tag{2.29}$$

Par souci de commodité et du fait que les inductances et capacités sont linéiques, une pulsation linéique ω_R' homogène à une vitesse (en rad.m/s) est introduite. Cette notation sera réutilisée dans la ligne uniforme, mais sera alors homogène à une pulsation.

A partir de la constante de propagation, peuvent être décrites les vitesses de phase et de groupe des ondes se propageant dans ces lignes. Si on suppose que la source est placée en moins l'infini, alors l'énergie portée par les ondes s'éloigne d'elle. La vitesse de groupe est alors positive. C'est ce qui a permis d'écrire la constante de propagation positive alors que le passage à la racine induit une interrogation sur le signe du résultat.

$$v_\varphi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{{L_R}'{C_R}'}} = \omega_R \tag{2.30}$$

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1} = \frac{1}{\sqrt{{L_R}'{C_R}'}} = \omega_R \tag{2.31}$$

La propagation de cette ligne RH peut être visualisée dans un diagramme de dispersion :

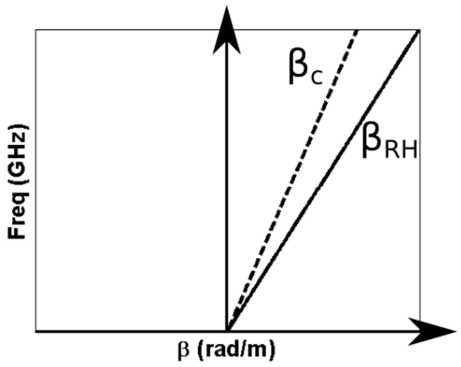


Figure 2.3 : Diagramme de dispersion de la ligne RH

La dispersion étant dans le cadre β' positif du diagramme, le caractère RH de la propagation est vérifié sur ce diagramme. La ligne RH a une dispersion linéaire, ce qui signifie que l'onde se propage à vitesse constante quelle que soit la fréquence. Une ligne de transmission qui par définition ne rayonne pas, a toujours sa courbe de dispersion située sous celle de la lumière en espace libre (β_c').

2.1.2. Circuit équivalent d'une ligne CRLH

Un métamatériau, comme étudié dans le chapitre 1, est composé à la fois d'éléments RH et d'éléments LH « mains gauches », c'est-à-dire qui causent une propagation dans le sens des vecteurs $(\bar{\gamma}, \bar{E}, \bar{H})$ d'un trièdre indirect. Comme dit précédemment, dans ce mémoire, notre étude se concentre sur les métamatériaux en structure guidée et plus particulièrement les lignes CRLH (Composite Right Left Handed) dont le principe est de rajouter des éléments électriques LH sur une ligne de transmission RH [23].
Les lignes obtenues sont des lignes périodiques non uniformes avec chaque cellule de longueur *p* sous la forme :

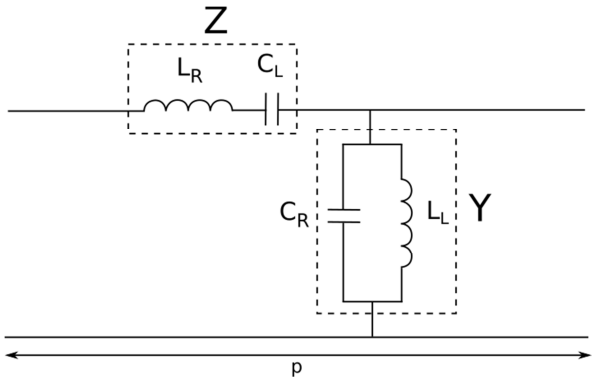


Figure 2.4 : Schéma électrique d'une cellule d'une ligne CRLH

Cette cellule est composée d'éléments RH (C_R, L_R) qui sont distribués et d'éléments LH (C_L, L_L) qui sont localisés. Pour des raisons de symétrie, le schéma électrique utilisé pour modéliser une cellule de la ligne CRLH est :

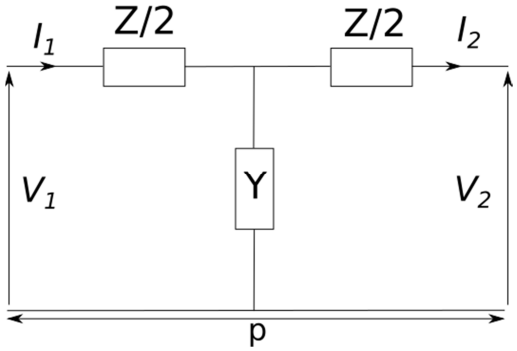


Figure 2.5 : Représentation symétrique d'une cellule de la ligne

La matrice chaîne de cette cellule peut alors être obtenue en multipliant les matrices chaînes des quadripôles élémentaires mis en cascade :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z/2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z/2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{ZY}{2} & Z\left(1 + \frac{ZY}{4}\right) \\ Y & 1 + \frac{ZY}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

Avec :

$$Z = j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_L} = j\omega L_R \left(1 - \left(\frac{\omega_{ser}}{\omega}\right)^2\right) \tag{2.33}$$

$$Y = j\omega C_R + \frac{1}{j\omega L_L} = j\omega C_R \left(1 - \left(\frac{\omega_{par}}{\omega}\right)^2\right) \tag{2.34}$$

De nouvelles pulsations sont également définies pour simplifier ces équations :

$$\omega_{ser} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \tag{2.35}$$

$$\omega_{par} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \tag{2.36}$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \tag{2.37}$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \tag{2.38}$$

Les pulsations étant dépendantes ici d'éléments électriques non linéiques, elles s'expriment en rad/s contrairement au cas de la ligne uniforme (en rad.m/s).
L'impédance caractéristique de la ligne CRLH définie en (2.8) peut être déterminée à partir de ces éléments :

$$Z_{c_{CRLH}} = \sqrt{\frac{L_R \left(1 - \left(\frac{\omega_{ser}}{\omega}\right)^2\right)}{C_R \left(1 - \left(\frac{\omega_{par}}{\omega}\right)^2\right)}} \tag{2.39}$$

Cette impédance dépend de la fréquence contrairement à l'impédance caractéristique de la ligne RH.

La constante de propagation de la ligne CRLH, définie en (2.5) peut également être exprimée :

$$\gamma^2 = -\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 \left(1 - \left(\frac{\omega_{ser}}{\omega}\right)^2\right)\left(1 - \left(\frac{\omega_{par}}{\omega}\right)^2\right) \tag{2.40}$$

$$\gamma_{CRLH} = \mathrm{js}(\omega) \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right) \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega_{ser}}{\omega}\right)^2\right)} \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega_{par}}{\omega}\right)^2\right)} \tag{2.41}$$

Avec $s(\omega)$ qui représente le signe inconnu de γ dû au passage à la racine de l'équation.

Le premier cas particulier étudié est le cas où γ est réel qui correspond à des ondes évanescentes. Dans ce cas-là, γ^2 est positif, ce qui se produit uniquement entre ω_{ser} et ω_{par}.
Ainsi la bande de fréquences [min(f_{par}, f_{ser}), max(f_{par}, f_{ser})] est une bande où l'onde ne se propage pas. C'est la bande interdite centrale de la ligne CRLH.

En dehors de cette bande interdite, la constante de propagation β peut être définie :

$$\beta_{CRLH} = \mathrm{s}(\omega)\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)\sqrt{\left(1-\left(\frac{\omega_{ser}}{\omega}\right)^2\right)}\sqrt{\left(1-\left(\frac{\omega_{par}}{\omega}\right)^2\right)} \tag{2.42}$$

L'expression de $s(\omega)$ et donc le signe de β va être déterminé selon le signe de la vitesse de groupe :

$$\beta_{CRLH} = \mathrm{s}(\omega)\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2+\left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2-k{\omega_L}^2} \tag{2.43}$$

$$v_{g_{CRLH}} = \left(\frac{d\beta_{CRLH}}{d\omega}\right)^{-1} = s(\omega)\frac{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2+\left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2-k{\omega_L}^2}}{\omega/{\omega_R}^2-{\omega_L}^2/\omega^3} \tag{2.44}$$

Avec :

$$k = L_R C_L + L_L C_R = \frac{1}{{\omega_{ser}}^2}+\frac{1}{{\omega_{par}}^2} \tag{2.45}$$

La vitesse de groupe devant toujours être positive, $s(\omega)$ doit être du même signe que :

$$g(\omega) = \omega/{\omega_R}^2-{\omega_L}^2/\omega^3 \tag{2.46}$$

Le signe de g peut alors être obtenu :

$$\begin{cases} g > 0\ pour\ \omega > \omega_0 \\ g < 0\ pour\ \omega < \omega_0 \end{cases} \tag{2.47}$$

Avec :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{ser}\omega_{par}} \tag{2.48}$$

Le signe de $s(\omega)$ peut alors être défini (en dehors de la bande interdite) :

$$s(\omega) = \begin{cases} -1\ pour : \omega < \min(\omega_{ser}, \omega_{par}) \\ 1\ pour : \omega > max(\omega_{ser}, \omega_{par}) \end{cases} \tag{2.49}$$

Cette étude peut être résumée dans un diagramme de dispersion d'une cellule de la ligne CRLH :

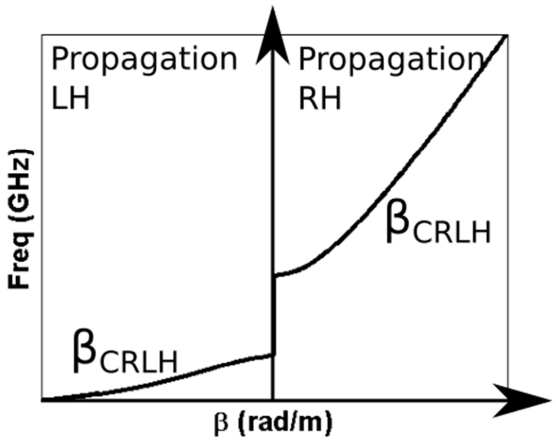


Figure 2.6 : Diagramme de dispersion d'une ligne CRLH

Plusieurs bandes apparaissent sur ce diagramme de dispersion :

- Une première propagation avec un β négatif, et donc un sens de propagation inverse (v_φ négatif), qui sera appelée propagation LH
- Une bande centrale où le signal est évanescent, la bande interdite centrale
- Une deuxième propagation avec un β positif, et donc un sens de propagation direct (v_φ positif), qui sera appelée propagation RH

Contrairement au cas de la ligne RH, la ligne CRLH est dispersive, ce qui est le résultat d'une expression non linéaire de β en fonction de ω.

Il existe un cas particulier de ligne CRLH où la bande interdite ne peut exister, ce qui se produit lorsque :

$$\omega_{ser} = \omega_{par} = \omega_0 \tag{2.50}$$

Cette condition peut également s'écrire comme :

$$L_R C_L = L_L C_R \tag{2.51}$$

La constante de propagation s'écrit alors :

$$\beta_{CRLH} = \mathrm{s}(\omega)\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)\left(1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right) \tag{2.52}$$

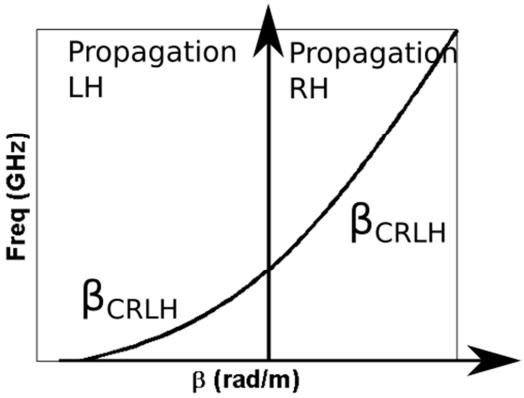


Figure 2.7 : Diagramme de dispersion de la ligne CRLH équilibrée

Dans ce cas particulier, il y a une seule bande de propagation LH puis RH, avec une continuité au niveau de $\beta=0$. Les lignes qui satisfont cette solution sont appelées des lignes équilibrées. Les lignes ne remplissant pas cette condition seront appelées des lignes non équilibrées.

L'impédance caractéristique de la ligne équilibrée peut s'écrire de manière simplifiée par rapport à l'impédance de la ligne CRLH exprimée en (2.39) :

$$Z_{c_{CRLH_{eq}}} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = Z_{c_{RH}} \tag{2.53}$$

L'impédance caractéristique de la ligne équilibrée est constante et a pour valeur celle d'une ligne RH formée par les éléments distribués RH de la ligne CRLH.

2.1.3. Performances de la ligne CRLH

A partir de la matrice chaîne d'une cellule de la ligne CRLH obtenue en (2.32), la matrice chaîne de la ligne totale peut être calculée, elle s'exprime sous la forme T^M avec M le nombre de cellules total de la ligne. Cette matrice nous permet d'extraire les paramètres S de la ligne. La ligne CRLH est considérée comme un quadripôle avec une impédance de référence définie en entrée et sortie de la ligne. Or en entrée et sortie de la ligne, les seuls éléments électriques présents sont les éléments distribués. Ainsi l'impédance de référence Z_0 correspond ici à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission uniforme formée par les éléments distribués L_R et C_R notée Z_R. :

$$Z_{0_{CRLH}} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = Z_R \tag{2.54}$$

Nous pouvons alors tracer, comme cela est fait sur la Figure 2.8, les coefficients de réflexion et de transmission de la ligne (paramètres S_{ii} et S_{ij} respectivement avec i et j représentant successivement le port d'entrée 1 ou le port de sortie 2) afin d'observer notamment les bandes de fréquences où les ondes se propagent dans la ligne. Dans cet exemple, une ligne non équilibrée de 4 cellules est simulée en prenant une impédance de référence constante de 50 ohms aux accès 1 et 2.

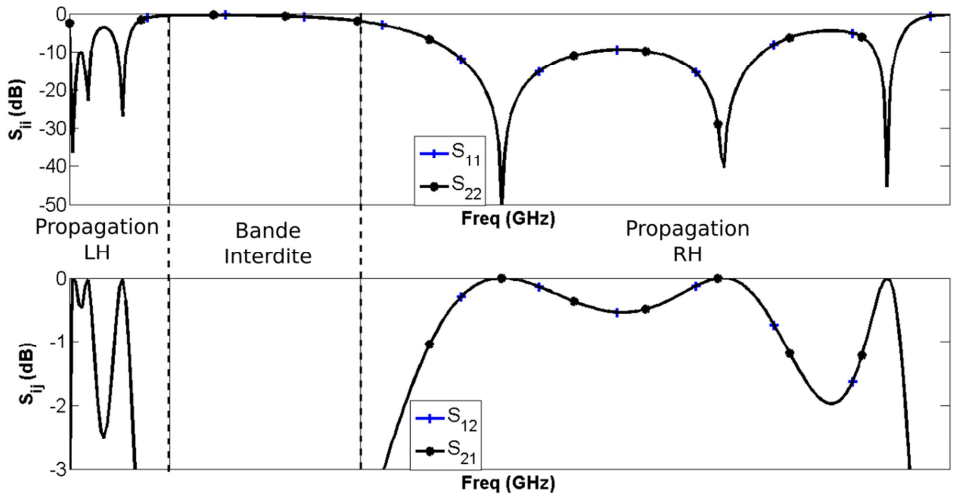


Figure 2.8 : Paramètres Sij en dB d'une ligne CRLH non équilibrée de 4 cellules

Les paramètres S_{11} et S_{22} sont égaux confirmant la symétrie de la ligne. De même, les paramètres S_{12} et S_{21} sont égaux du fait de la réciprocité de la ligne. Cette figure fait également apparaître les 2 bandes de propagation LH et RH séparées par une bande interdite.
Ces 2 bandes de propagations sont limitées par des fréquences de coupure de part et d'autre. Deux des quatre fréquences de coupure ont été identifiées, celles limitant la bande interdite : f_{par} et f_{ser}. Les deux autres seront déterminées en 2.2.
Des pics de transmission totale au sein de chaque bande de propagation peuvent également être remarqués (plus exactement $M-1$ pics avec ici M=4 cellules) et seront également plus détaillés en 2.2.

A partir de la matrice S de la ligne, le comportement en phase de la ligne peut être obtenu en observant la phase issue du coefficient S_{21} ou S_{12} :

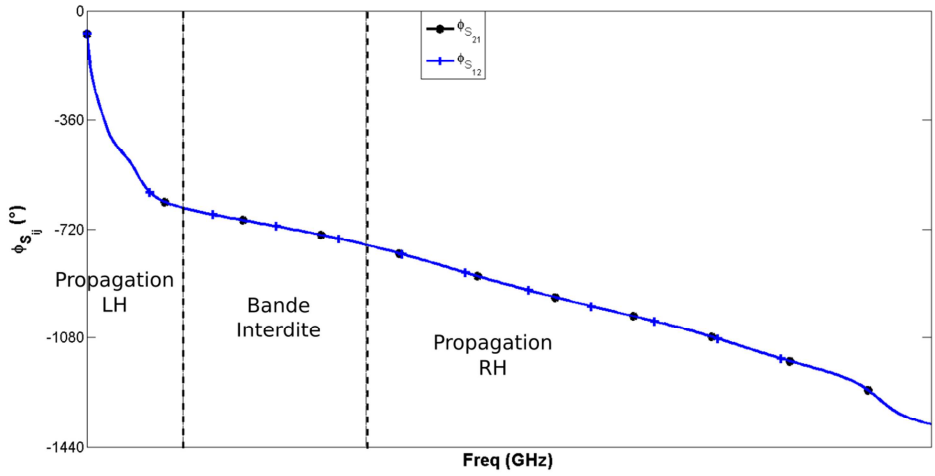


Figure 2.9 : Paramètres Sij en phase d'une ligne CRLH non équilibrée de 4 cellules

Cette figure montre que la phase a un déroulement total de *M*.360° dont un déroulement de *M*.180° sur chaque bande de propagation. Le déroulement non linéaire de la phase peut également être observé sur cette figure. La phase n'est pas discontinue malgré la présence d'une bande interdite, ce qui sera expliqué dans la section suivante.

2.2. Représentation simplifiée d'une ligne CRLH à l'aide du théorème de Bloch Floquet

La phase extraite d'un coefficient de transmission est certes utile pour montrer le comportement de la ligne CRLH, mais son expression est trop complexe pour pouvoir être utilisée dans le cadre d'une conception de ligne CRLH à partir de contraintes en phase. En effet, dans notre étude, pour concevoir une ligne CRLH, il faut obtenir ses paramètres électriques, à partir de données de phase. Or cette phase est le produit d'une matrice S, elle-même extraite d'une matrice chaîne composée de M matrices chaînes élémentaires qui sont exprimées en fonction des éléments électriques. Cette phase ne peut donc pas être exprimée directement en fonction des éléments électriques de la ligne.
Nous nous sommes alors intéressés à une représentation simplifiée de la ligne permettant d'accomplir cet objectif. Cette représentation se base sur le théorème de Bloch Floquet et fait l'objet de cette partie.

2.2.1. Application du théorème de Bloch-Floquet à la ligne CRLH

Les lignes CRLH peuvent, à supposer que leur nombre de cellules soit suffisamment élevé, être considérées comme des lignes périodiques infinies, c'est-à-dire dont le comportement est identique sur chaque cellule et qui ne sont pas influencées par les entrées et sorties de la ligne. Le théorème de Floquet permet alors de décrire le comportement de ces lignes [48].
Deux cellules *n* et *n+1* consécutives sont liées par la relation :

$$\begin{pmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_n e^{-\gamma' dz} \\ I_n e^{-\gamma' dz} \end{pmatrix} \tag{2.55}$$

Avec γ' le nombre d'onde de Bloch (complexe) identifiable à une constante de propagation.

Afin de déterminer γ', la matrice chaîne définie en (2.12) est introduite dans cette relation :

$$\begin{pmatrix} \mathrm{A} - e^{\gamma' dz} & \mathrm{B} \\ \mathrm{C} & \mathrm{D} - e^{\gamma' dz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

La matrice obtenue étant nulle, son déterminant l'est également, ce qui donne :

$$\left(\mathrm{A} - e^{\gamma' dz}\right)\left(\mathrm{D} - e^{\gamma' dz}\right) - \mathrm{BC} = 0$$

La matrice chaîne étant réversible, la relation AD-BC=1 peut être utilisée afin d'obtenir :

$$\mathrm{AD} + 1 - e^{\gamma' dz}(\mathrm{A} + \mathrm{D}) = \mathrm{AD} - 1$$
$$(\mathrm{A} + \mathrm{D}) = e^{\gamma' dz} + e^{-\gamma' dz}$$

Cette relation nous permet de déterminer le nombre de Bloch qui peut ainsi s'exprimer sous la forme :

$$ch(\gamma' dz) = \frac{\mathrm{A} + \mathrm{D}}{2} \tag{2.56}$$

Un autre paramètre important à définir pour ces lignes périodiques infinies est l'impédance de Bloch, qui est l'impédance d'une cellule de la ligne, définie ainsi :

$$Z_B = \frac{V_n}{I_n} = \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{A} - e^{-\gamma' dz}} \tag{2.57}$$

Or :

$$e^{-\gamma' dz} + e^{\gamma' dz} = \mathrm{A} + \mathrm{D}$$
$$\left(e^{-\gamma' dz}\right)^2 - (\mathrm{A} + \mathrm{D}).\, e^{-\gamma' dz} + 1 = 0$$

$$e^{-\gamma' dz} = \frac{\mathrm{A} + \mathrm{D}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\mathrm{A} + \mathrm{D}}{2}\right)^2 - 1}$$

L'impédance de Bloch peut alors s'exprimer sous la forme :

$$Z_B = \frac{\mathrm{B}}{\frac{\mathrm{A} - \mathrm{D}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\mathrm{A} + \mathrm{D}}{2}\right)^2 - 1}} \tag{2.58}$$

Dans le cas d'une ligne symétrique, les coefficients diagonaux (A et D) de la matrice chaîne sont égaux, ce qui permet d'obtenir des expressions simplifiées :

$$ch(\gamma' dz) = \mathrm{A} \tag{2.59}$$

$$Z_B = \frac{\pm \mathrm{B}}{\sqrt{\mathrm{A}^2 - 1}} \tag{2.60}$$

En appliquant la matrice chaîne obtenue en (2.32), les paramètres de la ligne CRLH périodique infinie s'écrivent :

$$ch(\gamma' dz) = 1 + \frac{ZY}{2} \tag{2.61}$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{Z}{Y}\left(1 + \frac{ZY}{4}\right)} \tag{2.62}$$

Le ± apparu dans l'équation (2.58) correspond à deux sens de propagation, l'étude se fait ici en sens de propagation positif, ce qui correspond à la valeur positive de l'impédance de Bloch. Ainsi avec cette hypothèse nous nous plaçons dans le cas d'une onde unique qui se propage dans la ligne.

En se référant à l'équation (2.55), si γ' a une partie réelle non nulle, alors la propagation de l'onde s'atténue en parcourant la ligne, ce qui traduit la présence de pertes. Dans cette étude, la ligne étant considérée sans pertes, γ' peut être considéré imaginaire pur. C'est alors un coefficient de propagation $j\beta$'.
La phase correspondant au coefficient de propagation β' peut être définie telle que :

$$\varphi_B = -\beta' dz \tag{2.63}$$

La phase est alors reliée aux paramètres électriques par :

$$\cos(\varphi_B) = 1 + \frac{ZY}{2} \tag{2.64}$$

Cette phase correspond à la différence d'état entre une cellule et la cellule d'après, ce qui donne d'après l'équation (2.55) :

$$V_{n+1} = V_n e^{-j\varphi_B} \tag{2.65}$$

Elle décrit alors la propagation de l'onde sur une cellule. Afin d'obtenir le comportement de l'onde sur la ligne entière, il faut déterminer la matrice chaîne de cette ligne.

Pour cela, l'impédance de Bloch peut être réécrite selon la phase et l'impédance caractéristique telle que définie en (2.8) :

$$Z_B = Z_c \sqrt{\frac{1 + \cos(\varphi_B)}{2}} \tag{2.66}$$

$$Z_B = Z_c \cos\left(\frac{\varphi_B}{2}\right) = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \cos\left(\frac{\varphi_B}{2}\right) \tag{2.67}$$

En reliant les équations (2.64) et (2.67), de nouvelles relations liant l'impédance de Bloch, la phase et les paramètres électriques peuvent être obtenues :

$$ZY = 2(\cos(\varphi_B) - 1) = -4\, sin^2\left(\frac{\varphi_B}{2}\right)$$

$$Y = -\frac{4}{Z}\, sin^2\left(\frac{\varphi_B}{2}\right)$$

$$Z_B = \sqrt{Z} \cos\left(\frac{\varphi_B}{2}\right)\left(\frac{1}{\sqrt{Y}}\right) = \frac{Z}{2j\tan\left(\frac{\varphi_B}{2}\right)}$$

L'admittance et l'impédance de la ligne peuvent alors être exprimées directement en fonction de l'impédance de Bloch et de la phase :

$$Z = 2jZ_B \tan({}^{\varphi_B}/_2) \tag{2.68}$$

$$Y = \frac{j}{Z_B}\sin(\varphi_B) \tag{2.69}$$

La matrice chaîne de la ligne CRLH périodique infinie peut alors être déterminée en reliant son expression dans le cas d'une ligne CRLH quelconque définie en (2.32) et les relations obtenues dans le cas d'une ligne périodique infinie (2.62), (2.64) et (1.14):

$$T = \begin{pmatrix} \cos(\varphi_B) & jZ_B\sin(\varphi_B) \\ \frac{j}{Z_B}\sin(\varphi_B) & \cos(\varphi_B) \end{pmatrix} \tag{2.70}$$

Cette matrice chaîne a la même forme que la matrice chaîne de la ligne RH étudiée en 2.1.1 et exprimée en (2.23) avec l'impédance de Bloch qui remplace l'impédance caractéristique de la ligne. Nous pouvons noter que cette expression est valable sauf si l'impédance de Bloch est nulle, cas qui sera étudié plus en détail dans la section suivante.

Considérons 2 matrices chaînes T_1 et T_2 au sein d'une même structure (même impédance de Bloch et phase), le chaînage de ces matrices donne :

$$T_1T_2 = \begin{pmatrix} \cos^2(\varphi_B) - \sin^2(\varphi_B) & j2Z_B\sin(\varphi_B).\cos(\varphi_B) \\ \frac{2j}{Z_B}\sin(\varphi_B).\cos(\varphi_B) & \cos^2(\varphi_B) - \sin^2(\varphi_B) \end{pmatrix}$$

$$T_1T_2 = \begin{pmatrix} \cos(2\varphi_B) & jZ_B\sin(2\varphi_B) \\ \frac{j}{Z_B}\sin(2\varphi_B) & \cos(2\varphi_B) \end{pmatrix}$$

Ainsi, une portion de *M* cellules d'une ligne infinie périodique admettra comme matrice chaîne :

$$T = \begin{pmatrix} \cos(M\varphi_B) & jZ_B\sin(M\varphi_B) \\ \frac{j}{Z_B}\sin(M\varphi_B) & \cos(M\varphi_B) \end{pmatrix} \tag{2.71}$$

Nous pouvons alors définir un modèle théorique de ligne finie à partir de ces résultats, qui considère que toutes les cellules aient ce comportement, le modèle de Bloch. L'objectif est alors d'utiliser ce modèle purement théorique pour établir des relations entre les contraintes de phase et les éléments électriques de la ligne. Pour cela, nous devons d'abord étudier la relation entre ce modèle de portion de ligne infinie et le modèle électrique de ligne finie.

2.2.2. Analyse du comportement du modèle de Bloch de la ligne CRLH et comparaison avec le modèle électrique de la ligne CRLH

Le comportement du modèle de Bloch de la ligne CRLH peut être observé à travers ses paramètres *S*. Dans un premier temps, l'étude se fera sur le coefficient de réflexion S_{11}, afin de déterminer le comportement général de la ligne en gain pour vérifier notamment ses bandes de propagation.
Le coefficient S_{11} du modèle de Bloch peut être obtenu à partir de la matrice chaîne de la ligne déterminée en (2.71) :

$$S_{11} = \frac{A + {}^{B}/_{Z_0} - CZ_0 - D}{A + {}^{B}/_{Z_0} + CZ_0 + D}$$

$$S_{11} = \frac{j\,{}^{Z_B}/_{Z_0}\sin(M\varphi_B) - j\,{}^{Z_0}/_{Z_B}\sin(M\varphi_B)}{2\cos(M\varphi_B) + j\,{}^{Z_B}/_{Z_0}\sin(M\varphi_B) + j\,{}^{Z_0}/_{Z_B}\sin(M\varphi_B)} \tag{2.72}$$

$$S_{11} = \frac{{Z_B}^2 - {Z_0}^2}{{Z_B}^2 + {Z_0}^2 - \frac{2j}{\tan(M\varphi_B)} Z_B Z_0} \tag{2.73}$$

Le paramètre S_{11} n'est non nul que lorsque l'impédance Z_B est finie et non nulle (voir équation (2.72)).
Les limites de la zone de propagation peuvent être déterminées en s'intéressant au cas où la réflexion devient totale, ce qui se traduit par :

$$|S_{11}|^2 = 1 \tag{2.74}$$

Afin d'étudier le module de ce coefficient, le caractère réel ou imaginaire de Z_B est analysé. Cette impédance peut être séparée en 2 éléments, à l'aide de (2.67) : l'impédance Z_c exprimée en (2.39) qui est imaginaire seulement dans la bande interdite centrale et $\cos(\varphi_B/2)$ qui est réel par définition tant qu'il y a propagation. Ainsi l'impédance de Bloch est réelle tant qu'il y a propagation. Le cas limite de propagation peut alors s'écrire :

$$|S_{11}|^2 = \frac{\left(\frac{Z_B}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_B}\right)^2 \sin^2(M\varphi_B)}{4\cos^2(M\varphi_B) + \left(\frac{Z_B}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_B}\right)^2 \sin^2(M\varphi_B)} = 1 \tag{2.75}$$

En considérant l'impédance Z_B et la phase non nulles et finies, cette condition s'écrit :

$$|S_{11}|^2 = 1 \leftrightarrow \left(2\frac{Z_B}{Z_0}\right)\left(-2\frac{Z_0}{Z_B}\right)\sin^2(M\varphi) = 4\cos^2(M\varphi)$$

$$|S_{11}|^2 = 1 \leftrightarrow \tan(M\varphi)^2 = -1$$

Ce résultat est incohérent avec le fait que la phase lors de la propagation est par définition réelle et finie, ce qui permet de conclure que les cas limites de propagation n'apparaissent que lorsque l'impédance Z_B est infinie ou nulle. La forme de Z_B obtenue en (2.62) permet de déduire directement deux cas : celui où *Z* est

nul et celui où Y est nul. Cela se produit respectivement pour les fréquences f_{ser} et f_{par} correspondant aux pulsations obtenues en (2.35) et (2.36). Le dernier zéro de Z_B est déterminé par :

$$1 + \frac{ZY}{4} = 0 \tag{2.76}$$

Ce qui peut s'écrire selon les pulsations :

$$-\frac{\omega^2}{{\omega_R}^2}\left(1 - \frac{{\omega_{ser}}^2}{\omega^2}\right)\left(1 - \frac{{\omega_{par}}^2}{\omega^2}\right) = -4$$

$$\omega^4 - \left({\omega_{ser}}^2 + {\omega_{par}}^2 + 4{\omega_R}^2\right)\omega^2 + {\omega_{par}}^2{\omega_{ser}}^2 = 0 \tag{2.77}$$

Cette équation peut se simplifier en reprenant les paramètres définis en (2.45) et (2.48) :

$$\omega^4 - ({\omega_0}^2 k + 4{\omega_R}^2)\omega^2 + {\omega_0}^4 = 0 \tag{2.78}$$

Cette équation donne deux fréquences solutions :

$$\omega_{c_{1,2}} = \sqrt{\left(\frac{k'}{2} + \frac{2}{{\omega_L}'^2}\right){\omega_0}'^4 \pm {\omega_0}'^4\sqrt{\left(\frac{k'}{2} + \frac{2}{{\omega_L}'^2}\right)^2 - \frac{1}{{\omega_0}'^4}}} \tag{2.79}$$

Il y a alors 4 fréquences solutions de la condition de limite de propagation, ces fréquences sont appelées fréquences de coupure. La propagation LH a pour bande de fréquences [f_{c1}, min(f_{ser}, f_{par})] et la propagation RH a pour bande de fréquences [max(f_{ser}, f_{par}), f_{c2}]. Dans les bandes [*0*, f_{c1}] *et* [f_{c1}, $+\infty$], par définition des fréquences f_{c1} et f_{c2}, la condition vue en (2.76) devient $1 + \frac{ZY}{4} < 0$, ce qui implique que γ est imaginaire, et donc que l'onde est évanescente. Ces bandes sont donc bien des bandes de non propagation.
Il est intéressant pour la suite de noter que ces 4 fréquences de coupure sont liées entre elles. En effet :

$$f_{c_1}.f_{c_2} = 4\pi^2{\omega_0}^4\sqrt{\left(\left(\frac{k}{2} + \frac{2}{{\omega_L}^2}\right)\right)^2 - \left(\left(\frac{k}{2} + \frac{2}{{\omega_L}^2}\right)^2 - \frac{1}{{\omega_0}^4}\right)}$$

$$f_{c_1}.f_{c_2} = {f_0}^2 = f_{ser}.f_{par} \tag{2.80}$$

Ainsi la largeur de la bande de propagation LH est proportionnelle à celle de la bande RH.

Ces résultats sont les mêmes que ceux obtenus en étudiant le modèle électrique de la ligne CRLH [23]. Nous pouvons alors conclure que le modèle de Bloch permet d'obtenir le même comportement en termes de propagation que le modèle électrique.
Nous allons nous intéresser au comportement de l'onde pour chacun des modèles dans la bande de propagation.
Dans le cas d'une portion de ligne périodique infinie, l'impédance de référence Z_0 est égale à l'impédance de Bloch Z_B. Nous pouvons alors déduire de l'équation (2.73) que l'adaptation est parfaite (S_{11}=0) pour cette ligne infinie sur toute la bande.
Pour définir l'adaptation du modèle électrique, nous allons reprendre la représentation de la matrice chaîne d'une ligne CRLH de 4 cellules définie en (2.71) à partir des paramètres de Bloch (Z_B, φ_B), mais cette fois-ci avec comme impédance de référence l'impédance Z_R du modèle électrique définie en (2.54). En effet, la

cellule élémentaire du modèle de Bloch a été définie en (2.70) en identifiant les paramètres de Bloch (Z_B, φ_B) aux paramètres électriques. Ainsi cette cellule élémentaire est identifiable à la cellule élémentaire du modèle électrique, sous condition qu'on se place dans les mêmes hypothèses que le modèle électrique, c'est à dire dans le cas d'une ligne 4 cellules ayant pour impédance de référence Z_R. Nous pouvons alors utiliser l'expression de l'adaptation définie en (2.73) pour le modèle électrique. La ligne est parfaitement adaptée si S_{11}=0, ce qui se produit pour :

- La fréquence f_{RZ} où l'impédance Z_B est égale à l'impédance de référence Z_0
- Les fréquences $f_{R\varphi}$ où $M.\varphi_B=k.180°$, ce qui se produit pour φ_B de la forme $\frac{k}{M}.180°$ (excepté $\varphi=0°$ qui se produit dans la bande interdite)

Ainsi, contrairement à la ligne infinie, la ligne finie à une adaptation idéale seulement en quelques valeurs de fréquences appelées des pics de transmission totale. Ceci s'explique par le fait que nous observons la propagation d'une onde unique dans le cas du modèle de Bloch, aucune réflexion n'est alors possible dans la bande de propagation, alors que dans le modèle électrique les réflexions de l'onde entre les différentes cellules sont également considérées.

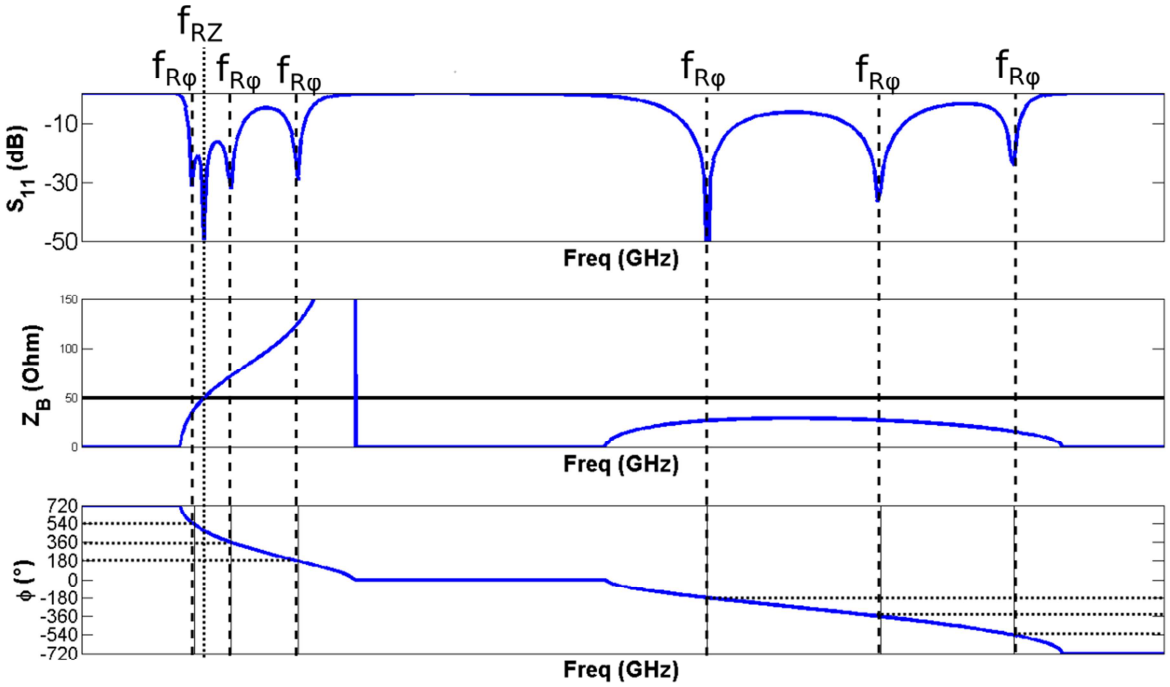


Figure 2.10 : Paramètre S_{11} et Impédance de Bloch du modèle de Bloch d'une ligne CRLH de 4 cellules et phase d'une cellule de la ligne, avec affichages des fréquences de résonance f_{RZ} et $f_{R\varphi}$

L'exemple de la Figure 2.10 illustre ce résultat et montre que la ligne possède un total de *2M-1* pics de transmission totale. Ces pics de transmission totale peuvent être utiles pour concevoir notamment des filtres bandes étroites, car l'adaptation est optimale dans une faible bande autour de ces pics. Dans notre cas, l'application visée étant un déphasage large bande, c'est la bande de propagation entière (LH ou RH) qui sera considérée. L'adaptation prise en compte sera alors celle de la bande globale.

L'étude de l'influence des fréquences de coupure f_{ser} et f_{par} sur les performances de la ligne CRLH est menée en A.1.

Il est particulièrement intéressant de noter que les (*M*-1) pics de transmission totale sur chaque bande de propagation que nous avons associés à une valeur de $M\varphi_B$ sont associés dans la littérature [23] à des valeurs de phase φ_{S21} égales à un multiple de 180°. La phase $M\varphi_B$ du modèle de Bloch semble avoir à certaines fréquences la même valeur que la phase φ_{S21} du modèle électrique.

Nous allons alors déterminer la phase φ_{S21} pour les deux modèles :

$$S_{21} = \frac{2}{\mathrm{A} + {}^{\mathrm{B}}/_{Z_0} + \mathrm{C}Z_0 + \mathrm{D}}$$

$$S_{21} = \frac{2}{2\cos(M\varphi_B) + j\,{}^{Z_B}/_{Z_0}\sin(M\varphi_B) + j\,{}^{Z_0}/_{Z_B}\sin(M\varphi_B)}$$

$$S_{21} = \frac{1}{\cos(M\varphi_B) + \frac{j}{2}\left(\frac{Z_B}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_B}\right)\sin(M\varphi_B)}$$

La phase extraite de S_{21} peut alors s'exprimer sous la forme :

$$\varphi_{S_{21}} = atan\left(\frac{1}{2}\left(\frac{Z_B}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_B}\right)tan(M\varphi_B)\right) \tag{2.81}$$

Nous pouvons déjà observer que dans le cas du modèle de Bloch, l'impédance de référence étant égale à Z_B, la phase φ_{S21} vaut $M\varphi_B$. Ainsi la phase φ_{S21} du modèle électrique, qui est égale à la valeur de l'expression (2.81), est liée à la phase φ_{S21} du modèle de Bloch. Nous pouvons observer dans l'exemple de la Figure 2.11 que la phase du modèle électrique a un comportement semblable à celle du modèle de Bloch.

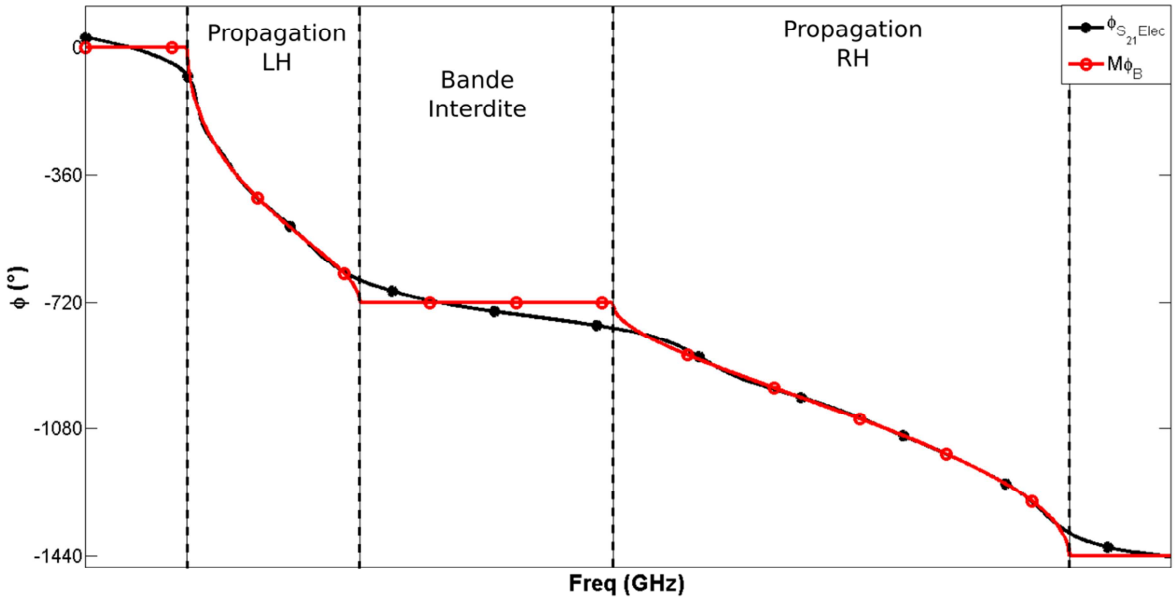


Figure 2.11 : Phase extraite du S_{21} et extraite de Bloch d'une ligne 4 cellules

Nous avons montré que nous retrouvons dans le modèle de Bloch les mêmes bandes de propagation que dans le modèle électrique, avec une adaptation idéale. Nous avons également démontré que les phases du modèle électrique et de Bloch sont liées entre elles, et observé, à travers l'étude des pics de transmission totale, que les deux phases sont égales pour certaines valeurs. Tous ces éléments nous permettent de conjecturer que le modèle de Bloch représente le cas idéal du modèle électrique, et que sa phase est une approximation de la phase du modèle électrique sans réflexions causées par la rupture d'impédance entre l'impédance de référence Z_0 et l'impédance des 4 cellules dans le modèle électrique. On constate d'ailleurs que ce sont ces réflexions qui causent le léger déphasage (pente non nulle de la courbe noire) dans la bande interdite. Une

étude plus détaillée sera faite dans la section 2.4 où seront observées les différences entre l'objectif de phase, correspondant à la phase de Bloch, et la phase de la ligne conçue, correspondant à la phase issue du modèle électrique, permettant alors de valider ce résultat.
Cette étude nous a permis de définir un modèle où sont liés les paramètres électriques et une contrainte de phase approchée de sa valeur réelle. Nous allons alors nous intéresser à un cas particulier de ligne permettant de relier directement les éléments électriques et la contrainte de phase visée.

2.2.3. Cas particulier de la ligne équilibrée

Nous allons nous intéresser au cas particulier du modèle de Bloch de la ligne CRLH équilibrée.
Dans le cas de la ligne équilibrée, l'impédance $Z_{c_{CRLH_{eq}}}$ devient constante et égale à $Z_{c_{RH}}$ selon (2.53).
L'impédance de Bloch peut alors s'écrire :

$$Z_B = Z_{c_{RH}} \cos\left(\frac{\varphi_B}{2}\right) = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cos\left(\frac{\varphi_B}{2}\right) \tag{2.82}$$

Cette impédance ne dépend plus que de la phase φ_B.
La matrice chaîne de la ligne peut alors être écrite :

$$T = \begin{pmatrix} \cos(M\varphi_B) & jZ_{c_{RH}} \cos\left(\frac{\varphi_B}{2}\right) \sin(M\varphi_B) \\ \frac{j}{Z_{c_{RH}} \cos\left(\frac{\varphi_B}{2}\right)} \sin(M\varphi_B) & \cos(M\varphi_B) \end{pmatrix} \tag{2.83}$$

La ligne ne dépend plus que de sa phase élémentaire φ_B.
Ce résultat peut se retrouver sur les fréquences des pics de transmission totale et de coupure de la ligne :

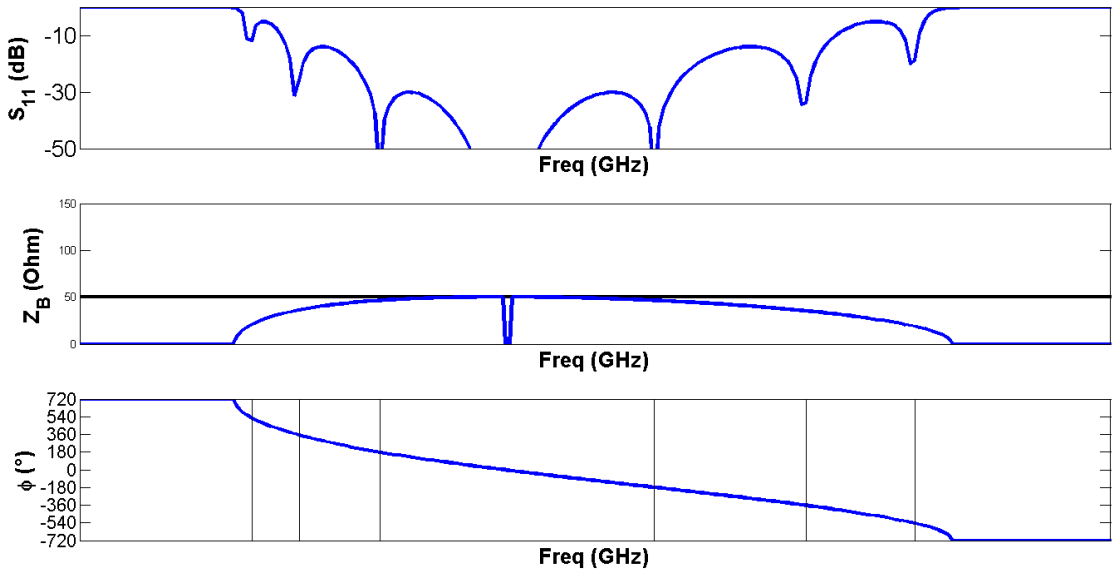


Figure 2.12 : Paramètre S_{11} et Impédance de Bloch d'une ligne CRLH périodique infinie équilibrée de 4 cellules et phase d'une cellule de cette ligne, avec affichages des fréquences de résonance f_{RZ} et $f_{R\varphi}$

La fréquence de pic de transmission totale associée à l'impédance de Bloch correspond ici à celle de la phase $\varphi_B=0$, présente car il n'y a pas de bande interdite.

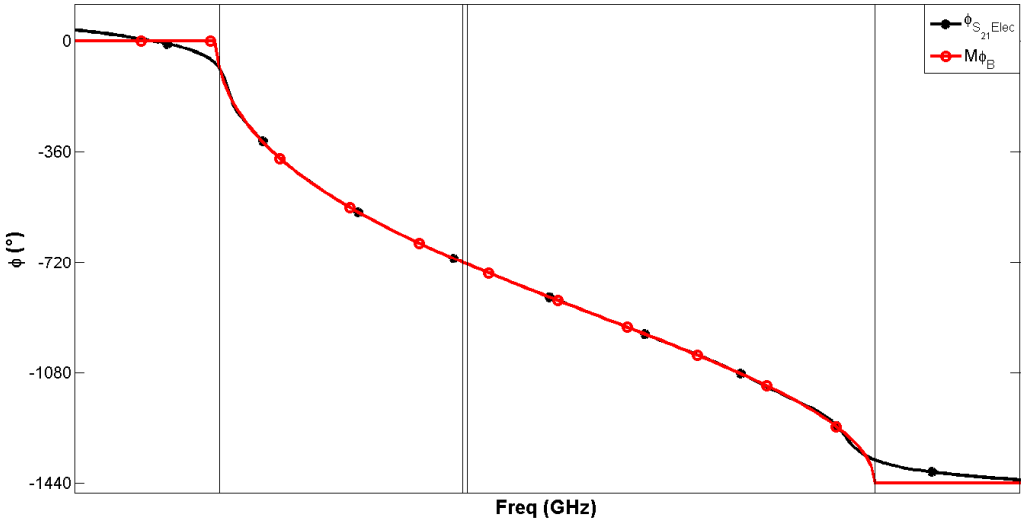


Figure 2.13 : Phase extraite du S_{21} et extraite de Bloch d'une ligne 4 cellules équilibrée

L'absence de bande interdite permet à la phase φ_{Bloch} d'être une approximation encore plus précise de la phase de la ligne telle que montrée sur la Figure 2.13.
Grâce à la condition d'équilibre, nous avons suffisamment d'équations pour pouvoir obtenir les formules nécessaires à la conception de déphaseurs à l'aide de lignes CRLH.
L'objectif est alors de transformer un cahier des charges contenant les contraintes de phase en 4 paramètres électriques qui seront les éléments électriques (C_L, C_R, L_L, L_R) à partir desquels sera définie la ligne CRLH.
Pour cela, nous définissons dans un premier temps les différentes données en entrée qui correspondront au cahier des charges de la conception de déphaseurs CRLH :

- Deux valeurs de fréquences (f_1, f_2) qui correspondent à la bande utile de fréquence considérée
- Les valeurs de déphasage ciblées (φ_1, φ_2) en ces deux fréquences
- L'impédance d'entrée de la ligne Z_R qui correspond à l'impédance d'une ligne de transmission composée uniquement des éléments RH, car c'est cette ligne que verra le signal en entrée

Le déphasage ciblé étant défini vis-à-vis d'une ligne de référence uniforme, la phase visée sur la ligne principale devra avoir un déroulement linéaire. Ainsi l'objectif est d'obtenir le déphasage visé aux deux bornes de la bande de fréquence, en supposant que la phase du métamatériau aura un comportement linéaire sur cette bande pour minimiser l'erreur de déphasage. Cette hypothèse sera étudiée et vérifiée plus en détail dans la section 2.4.
Les valeurs de phase φ_{Bloch} peuvent se relier aux valeurs de phase élémentaires φ_B par $\varphi_{Bloch}=M(\varphi_B-\pi)$.

L'expression (2.64) peut alors s'écrire :

$$\cos\left(\frac{\varphi_1}{M}+\pi\right)=1-\frac{{\omega_1}^2{L_R}^2}{2{Z_R}^2}\left(1-\frac{1}{{\omega_1}^2 L_R C_L}\right)^2$$

$$\frac{2Z_R}{\omega_1 L_R}\sqrt{\frac{1-cos\left(\frac{\varphi_1}{M}+\pi\right)}{2}} = 1-\frac{1}{{\omega_1}^2 L_R C_L} = \frac{2Z_R}{\omega_1 L_R} sin\left(\frac{\varphi_1}{2M}+\frac{\pi}{2}\right)$$

$$\frac{1}{{\omega_1}^2 L_R C_L} = 1-\frac{2Z_R}{\omega_1 L_R} cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)$$

Cette dernière expression étant valable pour les 2 valeurs, cela donne :

$$\frac{1}{L_R C_L} = {\omega_1}^2\left(1-\frac{2Z_R}{\omega_1 L_R} cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right) = {\omega_2}^2\left(1-\frac{2Z_R}{\omega_2 L_R} cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)$$

$$L_R = \frac{2Z_R\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)-\omega_2 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)}{{\omega_1}^2-{\omega_2}^2} \qquad (2.84)$$

L'élément capacitif droitier C_R peut se déduire de cet élément :

$$C_R = \frac{L_R}{{Z_R}^2} = \frac{2\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)-\omega_2 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)}{Z_R({\omega_1}^2-{\omega_2}^2)} \qquad (2.85)$$

En procédant de la même manière qu'au-dessus avec les éléments gauchers :

$$\cos\left(\frac{\varphi_1}{M}+\pi\right) = 1-\frac{{Z_R}^2}{2{\omega_1}^2{C_L}^2}(1-{\omega_1}^2 L_R C_L)^2$$

$$\frac{2\omega_1 C_L}{Z_R}\sqrt{\frac{1-cos\left(\frac{\varphi_1}{M}+\pi\right)}{2}} = 1-{\omega_1}^2 L_R C_L = \frac{2\omega_1 C_L}{Z_R} sin\left(\frac{\varphi_1}{2M}+\frac{\pi}{2}\right)$$

$${\omega_1}^2 L_R C_L = 1-\frac{2\omega_1 C_L}{Z_R} cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)$$

$$L_R C_L = \frac{1}{{\omega_1}^2}\left(1-\frac{2\omega_1 C_L}{Z_R} cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right) = \frac{1}{{\omega_2}^2}\left(1-\frac{2\omega_1 C_L}{Z_R} cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)$$

$$C_L = \frac{{\omega_1}^2-{\omega_2}^2}{2\omega_1\omega_2 Z_R\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)-\omega_2 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right)} \qquad (2.86)$$

L'élément inductif gaucher L_L peut se déduire de cet élément :

$$L_L = {Z_R}^2 C_L = \frac{Z_R({\omega_1}^2 - {\omega_2}^2)}{2\omega_1\omega_2\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) - \omega_2 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right)} \quad (2.87)$$

Ainsi à l'aide du modèle de Bloch, une ligne CRLH équilibrée peut être construite à partir d'une contrainte de phase : en connaissant le déphasage souhaité de la ligne en 2 fréquences différentes, nous pouvons déterminer, à partir des 4 équations encadrées ci-dessus, les 4 éléments électriques d'une ligne CRLH équilibrée dont le modèle de Bloch répond à cette contrainte en phase. Cette approche nous permet alors d'obtenir une ligne CRLH pouvant satisfaire une contrainte de phase, à condition que l'erreur due au modèle de Bloch soit minime (voir section 2.4).

2.3. Analyse des différentes solutions lors de la conception d'un déphaseur CRLH large bande

A l'aide de la représentation de la ligne CRLH comme une ligne infinie, nous avons obtenu un moyen de convertir un cahier des charges imposant à une ligne un certain déphasage à 2 fréquences différentes en une ligne CRLH équilibrée qui répond à ces contraintes.
Cependant un métamatériau possède plusieurs degrés de liberté ; en considérant son schéma électrique, ses degrés de liberté sont ses quatre paramètres électriques et son nombre de cellules. En imposant le déphasage en deux fréquences, la ligne solution est soumise à deux équations et deux de ses degrés de liberté sont fixés. Un degré de liberté supplémentaire est utilisé pour s'assurer que la ligne soit bien adaptée au reste du système à laquelle elle doit être intégrée (la plupart du temps 50 Ω). Un autre degré de liberté est utilisé afin de pouvoir garantir le bon fonctionnement de la méthode et réduire l'erreur de déphasage introduite par l'approximation en ligne infinie utilisée. Pour cela le nombre de cellules est utilisé tel que nous le verrons dans la partie 2.4.
Il reste cependant un degré de liberté pour la conception de la ligne CRLH, ainsi cet ensemble de contraintes ne possède pas une unique solution. Il existe alors un ensemble de lignes CRLH répondant à ce cahier des charges. La ligne solution identifiée dans la partie précédente est une ligne équilibrée, or nous pouvons affirmer qu'il n'y a qu'une seule ligne équilibrée répondant à cette problématique pour M fixé car la condition d'équilibre est une équation supplémentaire qui fixe ce dernier degré de liberté. L'ensemble des autres lignes solutions ont donc une bande interdite centrale non nulle ne satisfaisant pas la condition d'équilibre, ou autrement dit l'ensemble de ces lignes solutions sont des lignes non équilibrées.
Par ailleurs nous pouvons observer que toutes les solutions doivent avoir le même comportement en phase dans la bande de propagation dans laquelle est située la contrainte de phase, mais pas nécessairement dans l'autre bande de propagation. Ainsi cela se traduit par le fait que les deux fréquences de coupure de la bande de propagation du cahier des charges doivent être fixes, au contraire des fréquences de coupure de l'autre bande. Sachant que les quatre fréquences de coupure sont liées entre elles (voir l'équation (2.80)), modifier une des fréquences de coupure de l'autre bande entraîne également une modification de la seconde fréquence de coupure de cette bande. Ainsi cette modification s'effectue sur un seul paramètre qui correspond alors au dernier degré de liberté non imposé. Ce paramètre peut également être défini comme la largeur de la bande interdite W_{BI}, qui s'exprime en effet ici comme la différence entre une fréquence de coupure variable et une fixée.

Ainsi il existe un ensemble de lignes toutes solutions de la même contrainte en phase, chaque ligne étant caractérisée par une largeur de bande interdite différente. Pour obtenir cet ensemble de lignes à partir d'une ligne solution (dans notre cas la ligne équilibrée), il suffit alors de modifier la largeur de bande interdite de cette ligne.

Cet ensemble de solutions peut s'observer et se vérifier sur le cas de la Figure 2.14. Trois lignes ont été conçues à partir de la même contrainte en phase dans la bande LH, une ligne équilibrée (ligne 1) et deux lignes avec des largeurs de bande interdite différentes (ligne 2 et 3). Comme prévu, les lignes ont un comportement en phase très proche au sein de la bande LH (suffisamment proche dans le cas d'une recherche de solution initiale), mais ont des comportements en phase très différents sur la bande RH.

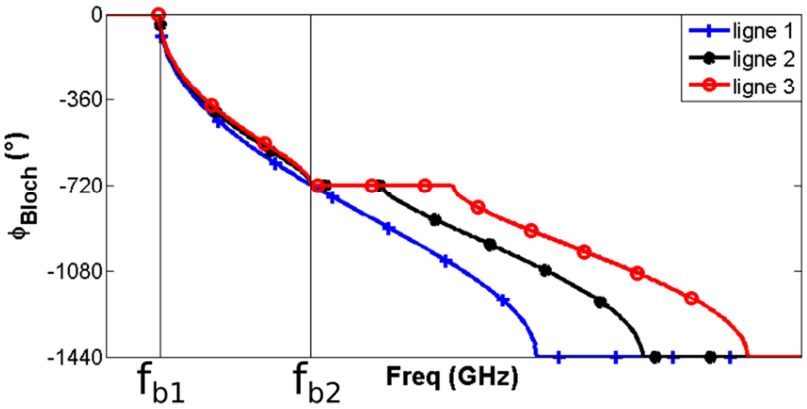


Figure 2.14 : Phases de Bloch de 3 lignes équi-LH4 cellules

Les lignes répondant à une même contrainte de phase seront appelées dans ce mémoire des lignes équi-LH si la bande de propagation considérée est la bande LH (et équi-RH si la bande considérée est la bande RH).
Nous pouvons alors nous intéresser aux autres différences de performances de cet ensemble de solutions, permettant de choisir selon le cahier des charges complet les solutions qui seront à privilégier.
En se positionnant dans le même cas que la Figure 2.14 (cas non optimisé), nous pouvons observer les différences en termes d'adaptation entre les différentes lignes équi-LH considérées.

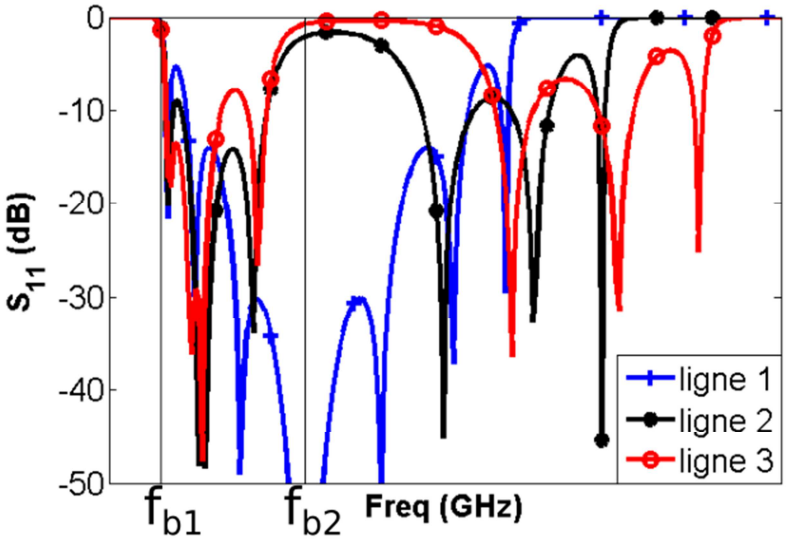


Figure 2.15 : Paramètre S_{11} de 3 lignes équi-LH 4 cellules

Nous pouvons remarquer sur la Figure 2.15 que les trois lignes équi-LH ont une adaptation de niveau équivalent en milieu de bande LH, mais en fin de bande LH l'adaptation de la ligne équilibrée s'améliore

alors que celle des lignes non équilibrées se dégrade, ceci étant dû à la présence de la bande interdite centrale.

Il est également important de noter que toutes les lignes équi-LH ont des éléments électriques différents, ce qui se traduit par une différence d'encombrement pour chacune de ses lignes. Nous pouvons observer ceci dans l'exemple utilisé ici, en comparant les valeurs des éléments électriques des différentes lignes équi-LH à celles de la ligne équilibrée (ligne 1) :

Tableau 2.1 : Paramètres électriques de 3 lignes équi-LH 4 cellules par rapport à ceux de la ligne 1

	L_L / L_{L1}	C_L / C_{L1}	L_R / L_{R1}	C_R / C_{R1}
Ligne 1	1	1	1	1
Ligne 2	1.27	0.95	0.79	0.79
Ligne 3	1.51	0.89	0.66	0.66

La valeur des éléments distribués semble diminuer en augmentant la largeur de la bande interdite, ce qui se traduit par une plus faible composante RH et donc une taille de cellule de la ligne plus faible, entraînant donc une ligne de longueur plus faible. Cependant l'inductance localisée augmente et la capacité localisée diminue ce qui se traduit dans les deux cas par une plus forte valeur et donc un élément localisé plus encombrant. Selon le cas étudié, il peut être judicieux d'augmenter la largeur de bande pour avoir une ligne plus compacte ou de diminuer la largeur de bande afin de pouvoir concevoir plus facilement les éléments localisés.

En conclusion de cette étude, afin de concevoir une ligne CRLH ayant une fonction de déphaseur sur une bande donnée avec la méthode développée dans cette thèse, il convient de spécifier la bande utile de fréquence considérée, le déphasage demandé aux deux bornes de cette bande ainsi que l'impédance d'entrée requise. Un ensemble de solutions peut alors être extrait de ces contraintes. Le choix entre ses solutions se fera pour satisfaire à la fois les contraintes d'adaptation et de pertes spécifiées ainsi que la contrainte d'encombrement vis-à-vis de la technologie utilisée.

L'utilisation de la largeur de bande interdite afin de pouvoir obtenir des lignes avec des performances différentes en termes d'adaptation et de compacité représente à notre connaissance une innovation dans le cadre de la conception de métamatériaux pour des déphaseurs.

2.4. Analyse et calcul des limites et des optimums de cette conception

2.4.1. Introduction de l'analyse

La conception d'un déphaseur CRLH telle qu'elle est abordée dans nos travaux est réalisée en spécifiant plusieurs contraintes : une bande utile de fréquence (f_1, f_2), un intervalle de phases (φ_1, φ_2) qui correspond à la bande utile de fréquence où l'on cherche à avoir le déphasage visé et l'impédance d'entrée de la ligne Z_R.
Dans les sections précédentes, nous avons obtenu à partir de ces cinq données quatre paramètres que sont les éléments électriques LH et RH de la ligne CRLH. Il reste encore un paramètre à définir pour compléter la méthode de conception théorique : le nombre de cellules M de la ligne.
Pour déterminer ce nombre de cellules, nous avons analysé l'influence du choix de chacune des données sur l'erreur de déphasage de la ligne résultante. En effet, plusieurs approximations ont été effectuées lors de la détermination de solutions CRLH à partir de contraintes en phase, notamment dans l'utilisation d'un modèle de ligne infinie. Cette étude permettra d'établir un lien entre le choix des données et le choix du nombre de cellules afin de permettre d'utiliser la méthode de conception dans des conditions optimales.

Pour réaliser cette étude, nous avons analysé l'influence de ces principaux paramètres sur l'erreur de déphasage maximal sur la bande utile :

- La position de l'intervalle de phases, à l'aide sa valeur médiane φ_0
- La largeur de l'intervalle de phases L_φ
- Le nombre de cellules M
- La largeur de la bande interdite W_{BI}

Nous avons également pris en compte l'influence des paramètres suivants (voir l'annexe A.2) :

- La position de la bande utile de fréquence, à l'aide du centre de bande f_0
- La largeur de la bande utile de fréquence df

Les variables L_φ, φ_0, f_0, df étant illustrées sur la Figure 2.16 et définies ainsi :

$$L_\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 \tag{2.88}$$

$$\varphi_0 = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \tag{2.89}$$

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{2.90}$$

$$df = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \tag{2.91}$$

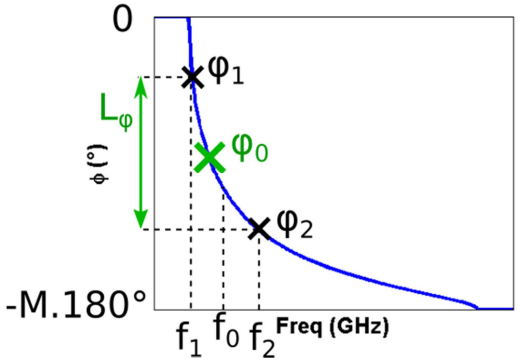


Figure 2.16 : Critères de phase sur la bande LH d'une ligne CRLH 4 cellules

L'erreur de déphasage est définie telle que dans le chapitre 1 comme l'écart maximal sur la bande utile de fréquence entre l'objectif de déphasage et le déphasage obtenu lors de la conception. Pour cette étude, seul le cas d'une conception au sein de la bande LH d'un métamatériau est considéré, les conclusions sur le cas RH pouvant être obtenues de la même manière.

La première étape consiste à observer les variations de l'erreur de déphasage maximale sur un échantillon de cas représentatifs pour chaque paramètre afin d'en déduire l'influence de chaque paramètre sur les performances en phase. La deuxième étape consiste alors à expliquer chacune de ces observations avec les bases théoriques introduites précédemment et d'obtenir des liens entre ces paramètres permettant d'effectuer le choix du nombre de cellules dans notre méthode de conception.

Une première étude est réalisée sur une bande de fréquence fixe (df=20%, f_0=5.5GHz) afin d'analyser les autres paramètres dans un premier temps. Plusieurs valeurs de nombres de cellules (M=[2,4,6,8]) et largeurs de bande interdite (W_{BI}=[0GHz, 5GHz, 10GHz]) sont sélectionnées.

2.4.2. Analyse de l'influence de la largeur de l'intervalle de phase L_φ sur l'erreur de déphasage

Pour cette étude, dans un premier temps est réalisé le calcul d'un échantillon de solutions CRLH avec une contrainte de déphasage (φ_1, φ_2) comprise entre [-*M*.180°,0°] avec un pas de 10°. Ces solutions sont alors regroupées selon leurs valeurs de centre d'intervalle φ_0 et de largeur d'intervalle L_φ. Comme il n'est pas assuré que l'influence de chacun de ces deux paramètres soit complètement indépendante, nous avons besoin de fixer un des deux paramètres pour visualiser l'influence du deuxième sur l'erreur de déphasage. Nous allons alors observer l'influence de la largeur de l'intervalle de phase en prenant trois valeurs médianes φ_0 réparties uniformément par rapport à l'intervalle total de –*M*.180° à 0° (φ_0=[-*M*.45°, -*M*.90°, -*M*.135°]).
La Figure 2.17 montre les résultats de cette analyse avec les valeurs considérées pour les différents paramètres résumées dans le Tableau 2.2.

Tableau 2.2 : Variation des paramètres considérés pour l'étude de la Figure 2.17

Paramètres	Valeurs considérées
Valeur médiane de l'intervalle de phase φ_0	-*M*.45°, -*M*.90°, -*M*.135°
Largeur de l'intervalle de phase L_φ	[0°… *M*.90°], pas de 10°
Nombre de cellule *M*	2, 4, 6, 8
Largeur de la bande interdite W_{BI}	0 GHz, 5 GHz, 10 GHz
Centre de la bande de fréquence f_0	5.5GHz
Largeur de la bande de fréquence *df*	20%

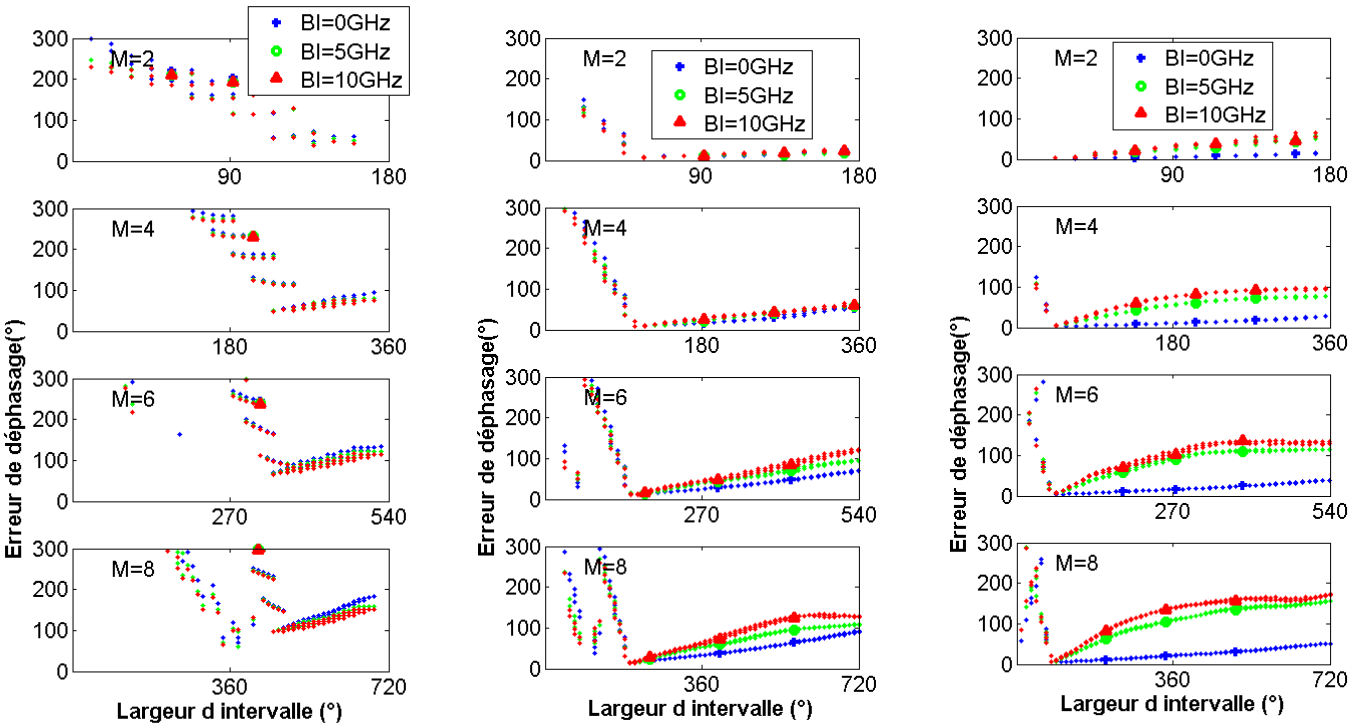


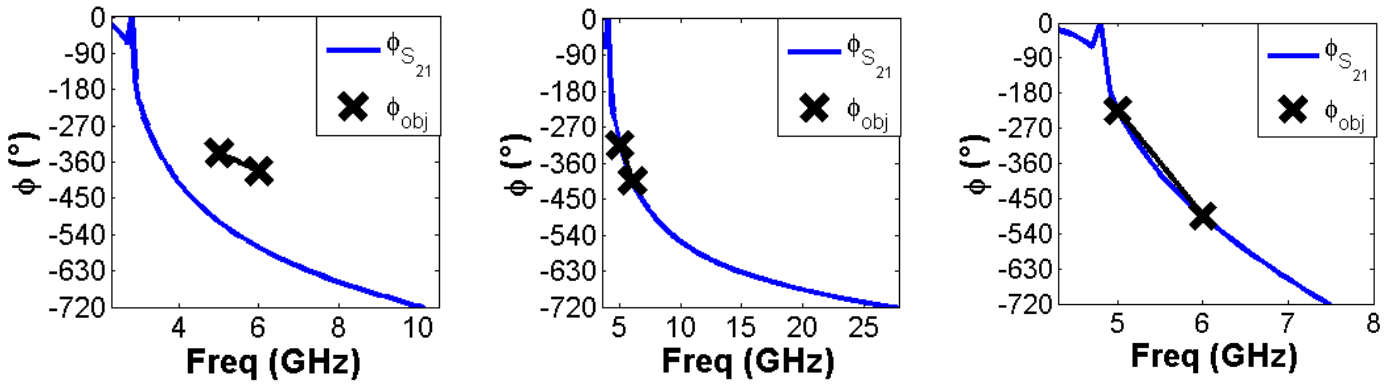
Figure 2.17 : Etude de l'influence de la largeur en phase de la bande utile sur l'erreur de déphasage pour une valeur médiane de l'intervalle : φ_0 = -M.45° (a), φ_0 =-M.90° (b), φ_0 =-M.135° (c) avec trois cas de bandes interdites (0, 5, 10 GHz) et 4 cas de nombre de cellules considérés (2, 4, 6, 8 cellules)

Cette analyse s'exprime dans la Figure 2.17 sous la forme d'un ensemble de figures, avec chaque colonne correspondant à une valeur de centre d'intervalle de phase φ_0, chaque ligne correspondant à un cas de

nombre de cellules. Chaque figure a pour abscisse la largeur d'intervalle de phase considérée L_φ, et pour ordonnée l'erreur de déphasage maximal. Sur chaque figure sont affichés les résultats pour plusieurs bandes interdites, différenciées comme le montre la légende par une couleur et un symbole.

Pour le cas φ_0 égal à $-M.90°$ (Figure 2.17.b), nous pouvons observer des nuages de points avec une erreur de déphasage élevée (>100°) pour des valeurs de largeur d'intervalle proches de 0°, et une amélioration de l'erreur de déphasage au fur et à mesure que la largeur d'intervalle augmente, jusqu'à atteindre un minimum d'erreur de déphasage, nommé largeur minimale $L_{\varphi min}$, qui semble être autour de $M.180°/8$. Pour des largeurs d'intervalle supérieures à cette largeur minimale, nous pouvons remarquer une dégradation de l'erreur de déphasage de plus en plus élevée lorsque l'intervalle de phase augmente.
Ce comportement semble alors se dérouler en trois paliers, qui sont chacun illustré Figure 2.18 en comparant le déphasage obtenu avec l'objectif de phase :

- Un premier palier où un nuage de points est observé avec une erreur de phase très élevée, pour des largeurs d'intervalle inférieures à la largeur minimale (avec une largeur $M.180/16$ pour la Figure 2.18.a)
- Un deuxième palier à la largeur d'intervalle minimale (avec une largeur $M.180/8$ pour la Figure 2.18.b) avec une erreur de déphasage très faible
- Un troisième palier où l'erreur de phase augmente progressivement pour des largeurs d'intervalle supérieures à la largeur minimale (avec une largeur $M.180.3/8$ pour la Figure 2.18.c))

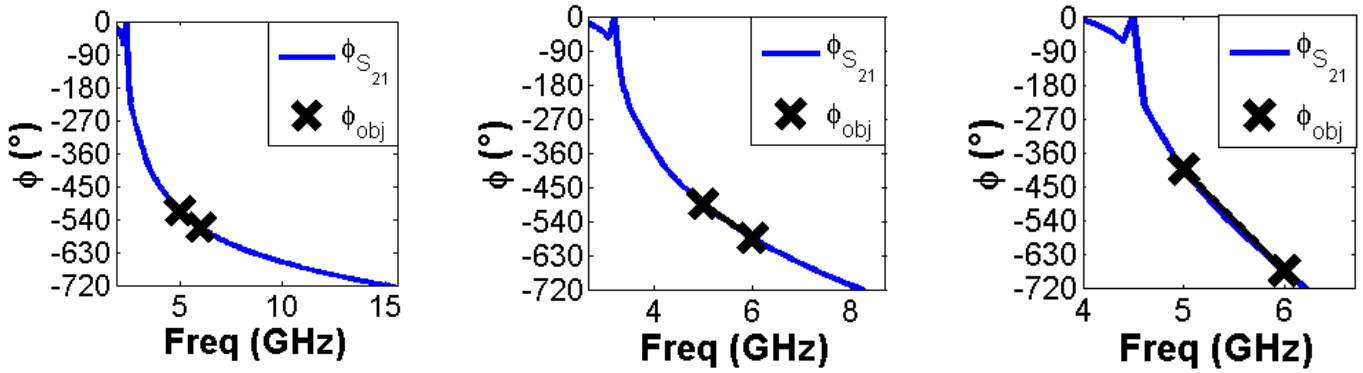


$L_\varphi=M.180/16$ (a) $L_\varphi=M.180/8$ (b) $L_\varphi=M.180.3/8$ (c)

Figure 2.18 : Phase obtenue lors de la conception comparée avec l'objectif de phase pour un cas à M=4, $\varphi_0 = -M.90°$, W_{BI}=0GHz et une largeur d'intervalle $L_\varphi=M.180/16$ (a), $L_\varphi=M.180/8$ (b), $L_\varphi=M.180.3/8$ (c)

Nous pouvons constater que l'erreur de déphasage est minimale pour la largeur minimale d'intervalle de $M.180/8$ (Figure 2.18.b), ainsi c'est cette largeur minimale qui permet d'obtenir des conditions de conception de déphaseur optimales.
Pour une largeur d'intervalle supérieure à cette largeur minimale (voir Figure 2.18.c), les bornes de l'intervalle de phase, qui sont les valeurs (φ_1, φ_2) sont celles de l'objectif fixé, cependant dans cet intervalle il y a une erreur de déphasage due à la non-linéarité de cette phase. En effet, le métamatériau a une phase déroulée qui peut être approximée à une phase linéaire dans une zone d'intervalle de phases faible par rapport à l'intervalle total de la bande LH [$-M.180°$, 0°]. Augmenter la largeur d'intervalle par rapport au [$-M.180°$, 0°] a pour conséquence une courbure dans le déroulement de la phase sur cette bande utile de plus en plus importante et donc dans une erreur entre la portion de phase linéaire recherchée et la portion non-linéaire obtenue. Ce phénomène est visible sur la Figure 2.18.c.

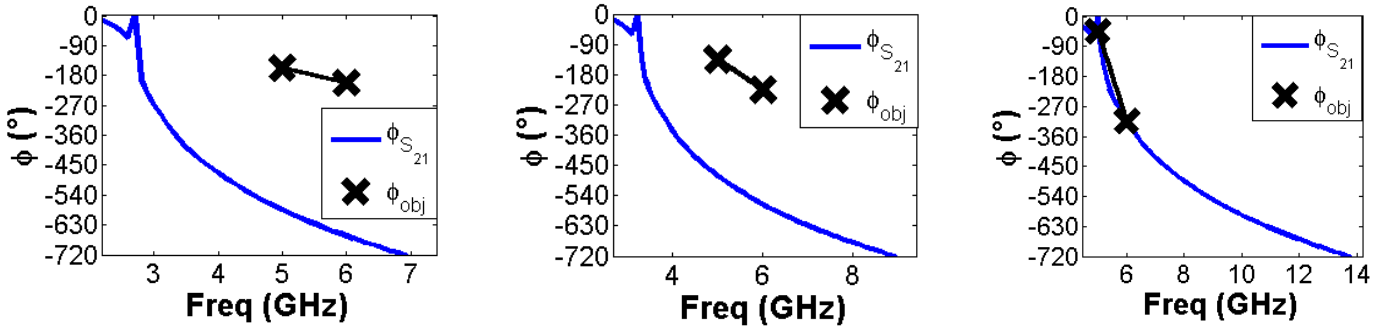
Par contre, lorsque la largeur d'intervalle est inférieure à la largeur minimale, la réponse en phase est complètement différente de l'objectif de phase. Il ne semble pas s'agir ici d'une erreur d'approximation lors de la conception comme dans le cas précédent, mais d'une non-validité du modèle pour ces largeurs d'intervalle, donnant son sens à la notion de largeur minimale.
Le fait qu'il existe une valeur de largeur minimale en dessous de laquelle la conception ne soit plus possible semble indiquer que cette impossibilité provient d'une pente de phase trop élevée et donc non réalisable avec un métamatériau. En effet diminuer la largeur d'intervalle en considérant les mêmes valeurs de phases revient à augmenter la pente de phase et il semble logique qu'il existe des valeurs de pentes trop élevées pour être réalisables à l'aide d'un métamatériau. Nous pouvons d'ailleurs voir que le nombre de cellules a une influence sur cette largeur minimale (estimée à M.180°/8), ce qui semble confirmer notre conjecture, car en augmentant le nombre de cellules, la bande LH est allongée, ce qui réduit les possibilités de solutions à faible pente de phase.
La largeur de bande interdite ne semble pas avoir d'influence sur ce comportement.



L_φ=*M*.180/16 (a) L_φ=*M*.180/8 (b) L_φ=*M*.180.3/8 (c)

Figure 2.19 : Phase obtenue lors de la conception comparée avec l'objectif de phase pour un cas à M=4, φ_0 = –M.135°, W_{BI}=0GHz et une largeur d'intervalle L_φ=M.180/16 (a) , L_φ=M.180/8 (b) , L_φ=M.180.3/8 (c)

Ces comportements se retrouvent dans le cas φ_0 égal à –*M*.135° (Figure 2.17.c), mais la valeur d'intervalle critique n'est plus la même, elle semble être désormais autour de *M*.180°/16 (voir Figure 2.19.a). Ceci implique alors que cette valeur de largeur minimale d'intervalle dépendrait aussi de la position φ_0. Nous pouvons également remarquer que l'erreur de déphasage due à des largeurs d'intervalle supérieures à la largeur minimale semble être beaucoup moins élevée dans le cas d'une ligne équilibrée ici (en bleu sur la Figure 2.17, et illustrée sur la Figure 2.19.c) que dans le cas des lignes non équilibrées (avec une largeur de bande interdite de 5GHz en vert et de 10GHz en rouge). Ceci peut s'expliquer par le fait que pour une ligne équilibrée la bande LH et RH sont juxtaposées sans interruption de propagation. Ainsi la largeur d'intervalle considérée est à comparer avec la largeur d'intervalle bande LH et RH de [-*M*.360°, 0°], et peut alors être considérée comme étroite par rapport à cette largeur.



L_φ=*M*.180/16 (a) L_φ=*M*.180/8 (b) L_φ=*M*.180.3/8 (c)

Figure 2.20 : Phase obtenue lors de la conception comparée avec l'objectif de phase pour un cas à M=4, φ_0 = –M.45°, W_{B1}=0GHz et une largeur d'intervalle L_φ=M.180/16 (a) , L_φ=M.180/8 (b) , L_φ=M.180.3/8 (c)

Dans le cas φ_0 égal à –*M*.45° (Figure 2.17.a), nous pouvons observer une erreur de déphasage élevée quels que soient les autres paramètres. La Figure 2.20 confirme que la largeur minimale d'intervalle a augmenté par rapport aux cas précédents (de l'ordre de *M*.180°.3/8 ici), ce qui peut également expliquer les erreurs de phase plus élevées. En effet, dans tous les cas, les solutions avec une largeur inférieure à $L_{\varphi min}$ ne sont pas valables, et si $L_{\varphi min}$ est trop élevée, les largeurs qui lui sont supérieures ne seront plus négligeables devant la largeur [-*M*.180°, 0°], entraînant une erreur due à la courbure de la phase, comme illustré sur la Figure 2.20.c.

Nous pouvons alors résumer l'influence de chaque paramètre étudié :

- En dessous d'un certain seuil de largeur d'intervalle $L_{\varphi min}$, les solutions en phases ne sont pas correctes.
- Pour les largeurs d'intervalle supérieures à ce seuil, plus la largeur d'intervalle est grande, plus l'erreur de déphasage est élevée, ceci dû à la non-linéarité du comportement en phase de la ligne CRLH.
- Le nombre de cellules influe sur la valeur de $L_{\varphi min}$.
- Une modification de la largeur de bande interdite n'a pas d'incidence sur l'erreur de déphasage, hormis lorsque la bande interdite n'existe plus. Dans certains cas de lignes équilibrées, l'erreur de déphasage est beaucoup moins importante pour des fortes valeurs de largeur d'intervalle. Ceci est dû au déphasage total de la ligne équilibrée de –*M*.360° sans coupure.
  La position de l'intervalle semble aussi avoir une influence sur la valeur de $L_{\varphi min}$ qui sera étudiée dans la partie suivante.

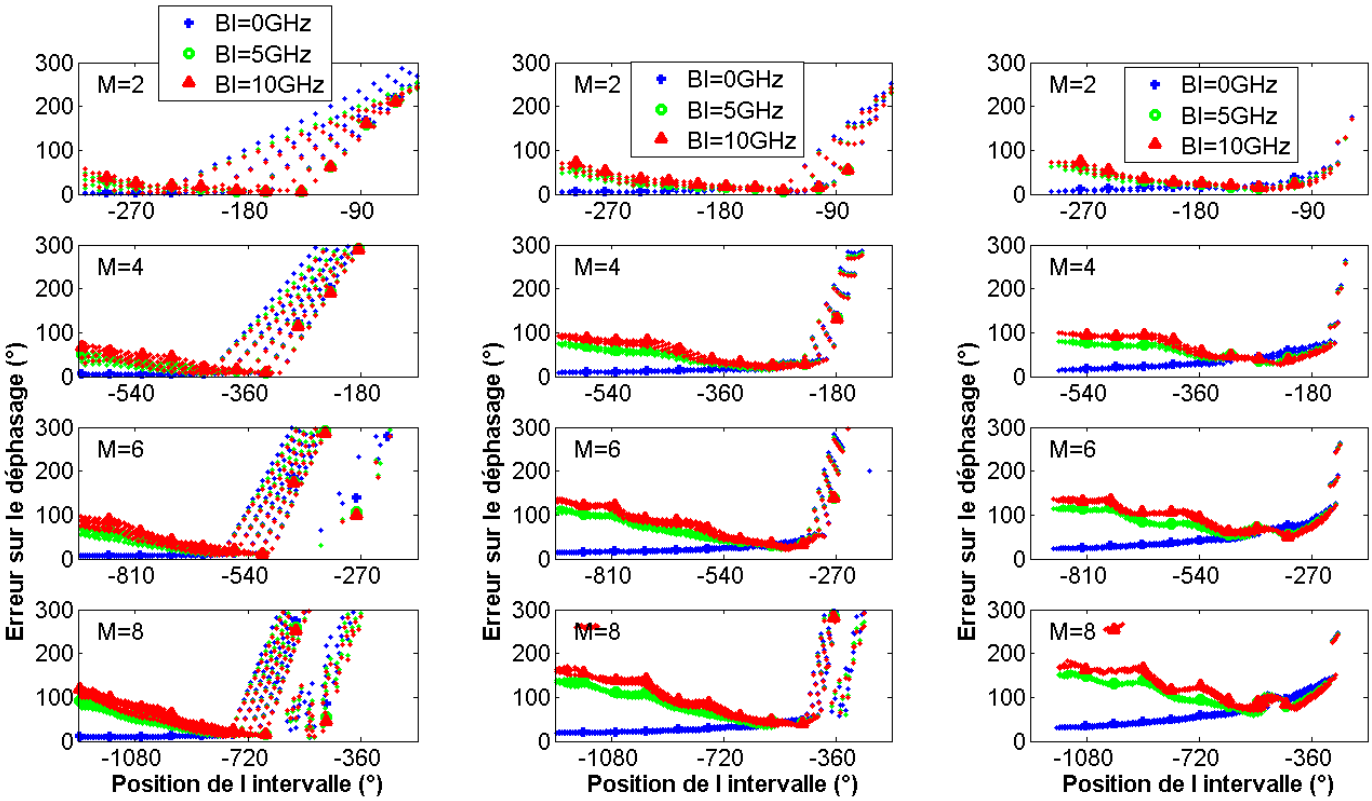
2.4.3. Analyse de l'influence de la position de l'intervalle de phases φ_0 sur l'erreur de déphasage

L'influence de la largeur de l'intervalle ayant été sondée, nous pouvons en déduire les valeurs de largeurs qui minimiseront l'erreur de déphasage : des largeurs d'intervalles plutôt étroites et au-delà du minimum prédit de *M*.180°/16. Nous pouvons alors nous intéresser à l'influence de la position de l'intervalle de phases en sélectionnant des valeurs significatives pour la largeur d'intervalle :

Tableau 2.3 : Variation des paramètres considérés pour l'étude de la Figure 22

Paramètres	Valeurs considérées
Valeur médiane de l'intervalle de phase φ_0	[-*M*.180°…0°], pas de 10°
Largeur de l'intervalle de phase L_φ	*M*.22.5°, *M*.45°, *M*.67.5°
Nombre de cellules *M*	2, 4, 6, 8
Largeur de la bande interdite W_{BI}	0 GHz, 5 GHz, 10 GHz
Centre de la bande de fréquence f_0	5.5GHz
Largeur de la bande de fréquence *df*	20%

Cette analyse est présentée sur la Figure 2.21 dans les mêmes conditions que pour l'analyse précédente :

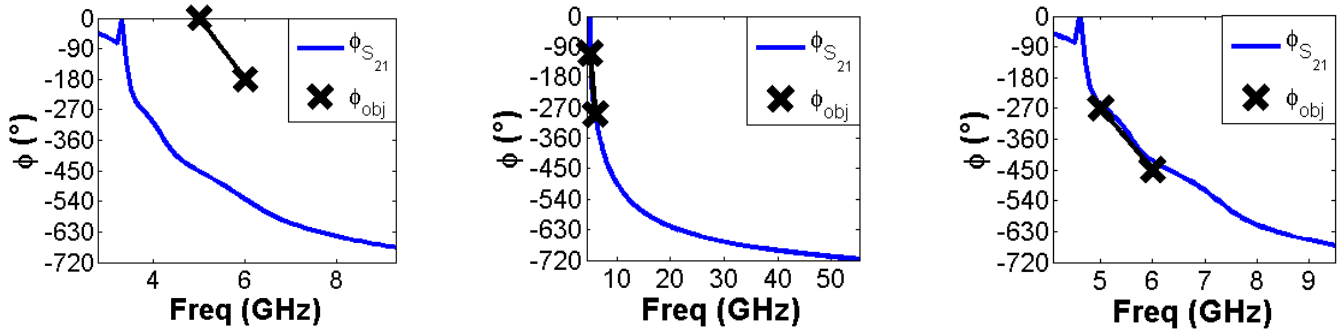


(a) (b) (c)

Figure 2.21 : Etude de l'influence de la position de la bande utile sur l'erreur de déphasage pour une largeur de bande utile de : L_φ=M.22.5° (a), L_φ=M.45° (b), L_φ=M.67.5° (c) avec trois cas de bandes interdites (0, 5, 10 GHz) et 4 cas de nombres de cellules considérés (2, 4, 6, 8 cellules)

Nous pouvons observer un comportement similaire de l'influence de la position de l'intervalle que pour celui de la largeur d'intervalle, sur les trois cas de largeur d'intervalle choisis ici :

- Pour une valeur médiane de l'intervalle allant de 0° à un certain seuil φ_{0max}, l'erreur de déphasage est élevée et le résultat en phase complètement différent de l'objectif (voir Figure 2.22.a)
- L'erreur de déphasage est minimale pour cette valeur de seuil (voir Figure 2.22.b)
- En dessous de ce seuil, l'erreur augmente au fur et à mesure que la valeur médiane se rapproche de –*M*.180° (voir Figure 2.22.c) hormis pour les cas de lignes équilibrées



$\varphi_0 = -M.45°$ (a) $\varphi_0 = -M.67.5°$ (b) $\varphi_0 = -M.90°$ (c)

Figure 2.22 : Phase obtenue lors de la conception comparée avec l'objectif de phase pour un cas à M=4, L_φ=M.45°, W_{BI}=5GHz et une largeur d'intervalle, $\varphi_0 = -M.45°$ (a), $\varphi_0 = -M.67.5°$ (b) , $\varphi_0 = -M.90°$ (c)

Nous pouvons conjecturer que le phénomène de non-validité du modèle a la même origine qu'observée antérieurement pour la largeur de bande, ce qui semble indiquer que la valeur maximale médiane φ_{0max} correspond à la largeur minimale d'intervalle $L_{\varphi min}$. En effet le métamatériau ayant une pente de phase non linéaire variant selon sa position dans la bande LH, il est cohérent que la position influe sur les valeurs de pentes de phases réalisables.
Lorsque la position est inférieure au seuil, l'erreur de déphasage augmente quand la position de l'intervalle se rapproche de la borne supérieure de la bande LH et donc de la bande interdite, sauf dans le cas de lignes équilibrées qui ne possèdent pas de bandes interdites. Ainsi cette erreur est liée aux bords de la bande LH. En effet comme il a été observé Figure 2.11, plus on se rapproche des bords, plus la phase issue du modèle de Bloch et celle issue du modèle électrique ont un écart important, créant un écart entre l'objectif de phase et la phase obtenue. Les lignes équilibrées ne possédant pas de bande interdite, ce phénomène n'est pas présent aux alentours de $-M.180°$ pour ces lignes.
Ainsi lors de la conception d'une ligne à l'aide des outils montrés dans ce chapitre, il convient de s'assurer que la bande utile ne soit pas trop proche d'une des deux limites de la bande LH, l'idéal étant d'avoir cette bande utile au centre de la bande LH et donc une valeur médiane d'intervalle φ_0 de :

$$\varphi_0 = -M.90° \tag{2.92}$$

Une étude supplémentaire a été réalisée en annexe A.2 sur l'influence de la largeur de la bande de fréquence *df* et sur la position de cette bande f_0. Les conclusions de cette étude sont:

- le choix de la position de la bande de fréquence n'a pas d'influence sur les comportements observés précédemment
- le choix de la largeur de bande de fréquence considérée *df* a un impact sur la valeur de largeur minimale $L_{\varphi min}$

Le fait que la valeur de largeur minimale en dessous de laquelle les pentes de phase sont trop élevées pour être réalisables soit également dépendante de la largeur de bande *df* est cohérent avec l'interprétation donnée précédemment car modifier la largeur de la bande de fréquence modifie la valeur de la pente de phase.

2.4.4. Détermination de la valeur de largeur minimale $L_{\varphi min}$

Ces analyses auront permis de cibler certaines des causes principales d'erreur sur le déphasage requis : une largeur de bande de phases trop importante, ou une bande trop proche des limites de la bande LH. Cependant l'analyse doit être complétée par une détermination du minimum de largeur de bande $L_{\varphi min}$ qui semble aussi dépendre de la position de l'intervalle de phases φ_0 et de la largeur en bande de fréquences *df*, afin de

pouvoir déterminer comment fixer le dernier degré de liberté (le nombre de cellules) pour s'assurer de la meilleure précision possible au niveau du déphasage requis.
Cette valeur critique semble provenir non pas d'une mauvaise approximation du modèle, mais d'un problème de convergence du programme. Le fait que des solutions soient calculées pour des largeurs d'intervalle inférieures à la largeur minimale permet de déduire qu'il y a une erreur de validité dans les formules de conception pour ces valeurs. En nous intéressant à ces cas, nous remarquons que parmi les éléments électriques issus de la conception de ces lignes, certains ont des valeurs négatives, ainsi les solutions obtenues ne sont pas réalisables car la ligne CRLH est composée d'éléments capacitifs et inductifs positifs. Cela confirme aussi que le problème provient effectivement d'une impossibilité au-delà de certaines valeurs de déphasage sur une bande de fréquences donnée d'obtenir des solutions en lignes CRLH.
Afin de déterminer la valeur de ce minimum, nous allons étudier les formules de conversion de contraintes de phase en éléments électrique (2.85) et (2.86). Ces éléments électriques devant être positifs, cela donne comme équations :

$$C_R = \frac{\left(f_1 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) - f_2 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)}{\pi Z_R\left({f_1}^2 - {f_2}^2\right)} > 0$$

$$C_L = \frac{{f_1}^2 - {f_2}^2}{4\pi f_1 f_2 Z_R\left(f_1 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) - f_2 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right)} > 0$$

Sachant que l'impédance Z_R et les fréquences sont positives, et que f_1 est inférieur à f_2, seul le numérateur pour C_R et le dénominateur pour C_L sont de signe inconnu ce qui permet d'obtenir les inégalités :

$$f_1 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) - f_2 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) < 0$$
$$f_1 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) - f_2 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) < 0$$

Ainsi deux conditions sont extraites de ce calcul :

$$f_1 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) < f_2 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) \quad (2.93)$$

$$f_1 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) < f_2 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) \quad (2.94)$$

Les valeurs de phase étant comprises dans l'intervalle [-M.180°,0°], la valeur $\varphi/2M$ est comprise dans l'intervalle [-90°,0°], et la phase φ_1 étant supérieure à φ_2, la variation du cosinus permet d'obtenir :

$$cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) < cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)$$

Ainsi la condition (2.93) est toujours vérifiée, par contre il reste une indétermination sur la condition (2.94). Les paramètres de la largeur df de la bande de fréquences et du centre f_0 de cette bande sont introduits dans l'équation :

$$\left(f_0 - df * \frac{f_0}{2}\right) cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) < \left(f_0 + df * \frac{f_0}{2}\right) cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)$$

$$\left(cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) - cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right) < \frac{df}{2}\left(cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) + cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)$$

$$sin\left(\frac{\varphi_2 + \varphi_1}{4M}\right) sin\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{4M}\right) < \frac{df}{2} cos\left(\frac{\varphi_1 + \varphi_2}{4M}\right) cos\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{4M}\right)$$

$$sin\left(\frac{\varphi_0}{2M}\right) sin\left(\frac{L_\varphi}{4M}\right) < \frac{df}{2} cos\left(\frac{\varphi_0}{2M}\right) cos\left(\frac{L_\varphi}{4M}\right)$$

$$tan\left(\frac{\varphi_0}{2M}\right) tan\left(\frac{L_\varphi}{4M}\right) < \frac{df}{2}$$

$$L_\varphi > L_{\varphi_{min}} = 4M \arctan\left(\frac{df}{2tan\left(\frac{\varphi_0}{2M}\right)}\right) \quad (2.95)$$

La condition pour avoir un élément électrique positif et donc un modèle physique se traduit alors par une limite inférieure pour la largeur de la bande de phase, qui correspond à la valeur minimale observée dans les analyses précédentes. Conformément aux conclusions de l'analyse, cette limite dépend bien à la fois de la largeur *df*, de la position φ_0, et du nombre de cellules.
Dans le cas particulier d'une valeur médiane d'intervalle idéale (-*M*.90°), cette limite devient:

$$L_{\varphi_{min}} = 4M \arctan\left(\frac{df}{2}\right) \quad (2.96)$$

Dans l'exemple précédent d'une bande de largeur *df* à 20%, avec un intervalle centré à –*M*.90°, une valeur limite de *M*.22.8° est obtenue, très proche de la valeur *M*.22.5° estimée dans les premières analyses.

L'objectif de cette partie était d'analyser, lors de la conception d'un déphaseur CRLH qui a comme contraintes une bande utile de fréquence (f_1, f_2) et de phases (φ_1, φ_2), les causes possibles d'une erreur sur le déphasage obtenu par rapport aux contraintes de phase demandées. Pour cela nous avons étudié l'influence sur cette erreur de plusieurs paramètres principaux :

- La position de la bande utile de phases, à l'aide de la valeur médiane d'intervalle φ_0
- La largeur de la bande utile de phases L_φ

L'étude a également pris en compte la variation d'autres paramètres secondaires pouvant modifier l'influence des paramètres principaux :

- La position de la bande utile de fréquence, à l'aide du centre de bande f_0
- La largeur de la bande utile en fréquence *df*
- Le nombre de cellules *M*
- La largeur de la bande interdite

Les résultats de cette étude sont les suivants :

- Lorsque l'intervalle de phases se rapproche des bords de la bande LH, des erreurs de déphasage dues à une différence entre le modèle de Bloch et le modèle électrique apparaissent. Ainsi la position idéale de la ligne est au centre de la bande LH, résultat pouvant se formuler sous la forme de l'équation (2.92).

- L'intervalle de phase doit avoir une largeur faible par rapport à celle de la bande LH afin d'éviter des erreurs dues à un comportement non-linéaire de la phase.
- La bande utile a une largeur de bande de phases minimale en dessous de laquelle la ligne conçue n'a plus de sens physique. Cette limite a été calculée en (2.95) et dépend de la largeur d'intervalle L_φ et de sa position φ_0, de la largeur de bande *df* et du nombre de cellules *M*.

Le nombre de cellules de la ligne peut alors être fixé en exploitant ses résultats, et notamment les expressions (2.92) et (2.95), pour garantir un déphaseur avec de bonnes performances en phase comme nous le verrons dans le chapitre 3.

2.5. Conclusion du chapitre

L'objectif de ce chapitre était d'expliquer comment était effectuée la conception du déphaseur CRLH, tout en donnant les bases théoriques et les outils permettant de mettre en place cette conception.

Pour cela, nous avons tout d'abord rappelé la définition d'une ligne de transmission uniforme et les différentes manières de la représenter, notamment à travers son schéma électrique et ses matrices chaîne et *S*. Nous avons alors pu utiliser ses représentations dans le cas d'une ligne CRLH et en dégager ses principales propriétés en observant ses performances en termes d'adaptation et de phase.

Dans un deuxième temps, nous avons étudié une représentation simplifiée des métamatériaux afin d'obtenir une solution de déphaseur, pour cela nous avons utilisé le théorème de Bloch Floquet pour former un modèle de ligne périodique infinie dont nous avons déterminé les représentations. Nous avons comparé ce modèle au modèle classique vu en première partie afin de valider son utilisation comme approximation du premier modèle, puis nous avons étudié le cas particulier d'une ligne équilibrée périodique infinie permettant d'obtenir des formules de conversions de valeurs de phase en éléments électriques de la ligne, nous donnant une première solution de déphaseur CRLH à partir de contraintes de phase.

Nous avons ensuite examiné les différentes solutions possibles à un problème de conception de déphaseur CRLH, notamment les solutions différentes de la solution de ligne équilibrée qui a été obtenue, c'est-à-dire des solutions de lignes non équilibrées. Cette étude nous a mené à la définition des lignes équi-LH, qui sont les lignes possédant la même bande LH, mais une bande RH différente, et sont également l'ensemble des solutions de la conception d'un même déphaseur CRLH. Nous avons observé que ces lignes ont les mêmes performances en termes de phase, mais des performances différentes en termes d'adaptation et de compacité.

Nous avons dans un dernier temps analysé l'erreur entre la phase souhaitée et la phase du circuit équivalent de la ligne en fonction des contraintes de phase et de fréquences imposées, en considérant les différentes solutions possibles en termes de nombre de cellules et de bandes interdites. Nous avons ainsi pu obtenir une détermination du nombre de cellules qui garantisse un déphaseur CRLH avec de bonnes performances en termes de phases.
Dans le prochain chapitre nous présenterons la méthode de conception de déphaseur CRLH que nous avons développée au cours de la thèse, construite à partir des outils vus dans ce chapitre.

Chapitre 3 : Decription de la méthode de design de déphaseurs CRLH-TL

3.1. Introduction de la méthode

Nous avons expliqué la nécessité de mettre en place une méthode de conception de déphaseurs CRLH dans le premier chapitre. La principale raison invoquée était le nombre de paramètres de la structure rendant toute étude paramétrique beaucoup trop coûteuse pour être réalisée sans solution initiale. Un des principaux objectifs et difficultés de la méthode est alors de concevoir une solution initiale suffisamment proche de la solution visée, au vu du nombre de paramètres demandés, a contrario des DPS en lignes de transmissions vus dans la section 1.2.3 qui dépendaient d'un paramètre principal (la longueur de stub ou le couplage).
Ainsi, dans la méthode de design que nous allons développer, une première partie consistera à concevoir une ou des solutions initiales de déphaseurs CRLH, ce qui sera suivi en deuxième partie par une étude paramétrique permettant d'obtenir les performances recherchées.

La méthode que nous avons développée est constituée de trois étapes comme illustré sur la Figure 3.1 :

- **La première étape, décrite dans la section 3.2, a pour objectif d'établir à partir du cahier des charges du déphaseur des circuits équivalents de lignes CRLH avec un déphasage proche de l'objectif de phase.** Pour cela, des circuits équivalents de solutions initiales de lignes CRLH équi-LH sont déterminés à partir des caractéristiques du déphaseur en fréquence (f_0, df), en phase (φ_0, L_φ) et en impédance (Z_R) à l'aide des formules démontrées dans le Chapitre 2. Les paramètres sont calculés à l'aide du logiciel de calcul analytique Matlab, ce qui permet des temps de calculs très rapides (t_{calc} < 1 min).

- **Le but de la deuxième étape, développée dans la section 3.3, est de concevoir des lignes 3D correspondant aux circuits équivalents afin de garder un comportement en phase similaire, ceci en convertissant chaque élément électrique en un élément 3D au même comportement. Les éléments électriques sont convertis en éléments 3D** à l'aide de Matlab et d'un logiciel de simulation de structures électromagnétiques 3D HFSS. Cette étape est réalisée avec des temps relativement courts (t_{calc} < 2 h).

- **La troisième étape, présentée dans la section 3.4, consiste à obtenir à partir des lignes 3D conçues en amont, des déphaseurs CRLH répondant aux contraintes fixées, et ce à l'aide d'une étude paramétrique centrée autour des lignes 3D initiales. Cette étude paramétrique est réalisée à l'aide d'HFSS** à partir des lignes 3D obtenues dans l'étape 2. Cette étape est la plus coûteuse en temps (t_{calc} < 24 h).

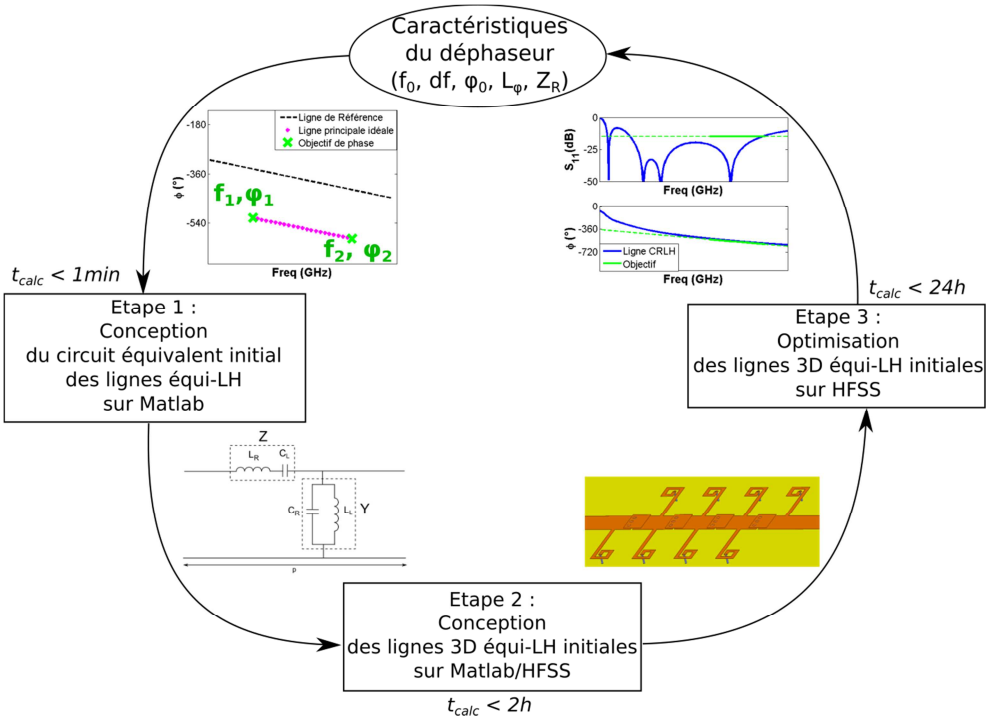


Figure 3.1 : Schéma de la méthode de design

Cas test : Nous appellerons « cas test » dans ce chapitre l'application qui sera présentée dans le chapitre 4 et qui sera utilisée ici afin d'illustrer la méthode par un cas concret. Ainsi chaque étape et sous-étape de la méthode que nous présenterons dans ce chapitre sera illustrée par cette application sous la nomenclature *Cas test*.

Cette application consiste en la conception d'un DPS de 180° en bande C. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, la conception d'un DPS consiste à concevoir une ligne appelée principale à partir d'un déphasage visé, ici de 180° et d'une ligne de référence uniforme, qui est dans notre cas une ligne microstrip de longueur 40mm. Ces choix seront détaillés dans le chapitre 4. Le critère de déphasage de la ligne principale, qui est alors calculé à partir de ces deux valeurs de déphasage, est ici exprimé sous la forme du centre de l'intervalle de phase φ_0 et de la largeur de cet intervalle L_φ. Nous pouvons alors établir le cahier des charges du déphaseur visé pour cette application :

Tableau 3.1 : Cahier des charges du déphaseur de l'application du Chapitre 4

Caractéristiques	**Valeurs considérées**
Fréquence centrale f_0	5.5GHz
Largeur de la bande de fréquence *df*	20% i.e.[4.95GHz, 6.05GHz]
Centre de l'intervalle de phase φ_0	-560°
Largeur de l'intervalle de phase L_φ	76°
Impédance d'entrée Z_R	50Ω
Performances	**Valeurs seuils**
Erreur de déphasage ε_φ	12°
Adaptation *RL*	15dB
Pertes d'insertion *IL*	1dB
Compacité *l* x *w*	$0.3\lambda_g$ x $0.3\lambda_g$

3.2. Etape 1 : Conception d'un circuit équivalent de ligne CRLH à partir d'une contrainte en phase imposée

L'objectif de cette étape est d'obtenir à partir des caractéristiques du déphaseur des circuits équivalents de lignes CRLH, décrits principalement par leurs éléments électriques (L_R, C_R, C_L, L_L) ainsi que leur nombre de cellules *M*. Pour cela, plusieurs opérations sont nécessaires :

- Dans un premier temps, il convient de déterminer le nombre de cellules nécessaire à la conception des circuits équivalents, à l'aide de l'étude réalisée en section 2.4.
- La deuxième opération consiste à obtenir le circuit équivalent d'une première solution de ligne CRLH, celle de la ligne équilibrée, telle que cela a été démontré dans la section 2.3.
- Un ensemble de *N* circuits de lignes non équilibrées est ensuite extrait de la solution de ligne équilibrée, selon les consignes présentées dans la section 2.3.
- Enfin, l'ensemble *n* des circuits équivalents dont les performances satisfont le cahier des charges sont sélectionnées comme solutions à la conception du déphaseur visé.

3.2.1. Détermination du nombre de cellules de la ligne

Le nombre de cellules de la ligne est calculé de manière à respecter les conditions de bon fonctionnement définies dans la section 2.4 pour lesquelles on rappelle :

- La largeur d'intervalle de phases doit être de valeur la plus faible possible mais supérieure à la largeur minimale $L_{\varphi min}$ déterminée ainsi :

$$L_\varphi > L_{\varphi_{min}} = 4M \arctan\left(\frac{df}{2tan\left(\frac{\varphi_0}{2M}\right)}\right) \tag{3.1}$$

- L'intervalle de phase doit être éloigné des bords de la bande LH, sa valeur optimale étant le centre de l'intervalle de la bande LH :

$$\varphi_0 = -M.90° \tag{3.2}$$

Ainsi, pour déterminer le nombre de cellules, nous calculons la valeur de $L_{\varphi min}$ pour plusieurs valeurs de nombres de cellule. Le nombre de cellules choisi est celui pour lequel $L_{\varphi min}$ est inférieur à la valeur de l'intervalle L_φ. En cas de multiplicité des solutions, le choix se fera sur la solution avec le centre d'intervalle le plus proche du centre de la bande LH φ_0 déterminé à partir de l'équation (3.2).

<u>*Cas test :*</u> Le critère de déphasage défini pour l'application (voir Tableau 3.1) est de φ_0= -560° et L_φ=76°, ce qui donne un intervalle de [φ_1= -597°, φ_1= -522°].
La bande utile de fréquence ayant été définie, nous pouvons alors déterminer à l'aide de (3.1) ce que serait la largeur minimale d'intervalle de phase $L_{\varphi_{min}}$ des solutions de lignes CRLH selon son nombre de cellules :

Tableau 3.2 : Détermination de φ_0 et $L_{\varphi_{min}}$ pour plusieurs nombres de cellules (en rouge les valeurs non physiques)

Nombre de cellule M	1	2	3	4	5	6
Largeur d'intervalle minimale $L_{\varphi_{min}}$ (°)				33	77	130

Nous pouvons observer que le nombre de cellules pour lequel $L_{\varphi_{min}}$ est inférieur à la largeur d'intervalle de 76° est *M*=4.

En se rappelant que la bande gauchère a une amplitude de phase de [-*M*.180°=-720°, 0°], nous pouvons vérifier que, pour ce nombre de cellules, l'intervalle considéré [-597°, -522°] reste relativement éloigné des bords de l'intervalle de la bande LH.

Les circuits équivalents des lignes solutions seront alors déterminés pour *M*=4 cellules dans le cadre de l'application.

3.2.2. Conception du circuit équivalent de la ligne équilibrée

Une fois le nombre de cellules établi, un premier circuit peut être obtenu. Pour cela, nous allons utiliser les formules d'extraction développées dans la section 2.2.3 du chapitre 2 que l'on rappelle ci-dessous :

$$L_{R_0} = \frac{2Z_R\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) - \omega_2 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)}{{\omega_1}^2 - {\omega_2}^2} \tag{3.3}$$

$$C_{R_0} = \frac{2\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right) - \omega_2 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right)\right)}{Z_R({\omega_1}^2 - {\omega_2}^2)} \tag{3.4}$$

$$C_{L_0} = \frac{{\omega_1}^2 - {\omega_2}^2}{2\omega_1\omega_2 Z_R\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) - \omega_2 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right)} \tag{3.5}$$

$$L_{L_0} = \frac{Z_R({\omega_1}^2 - {\omega_2}^2)}{2\omega_1\omega_2\left(\omega_1 cos\left(\frac{\varphi_2}{2M}\right) - \omega_2 cos\left(\frac{\varphi_1}{2M}\right)\right)} \tag{3.6}$$

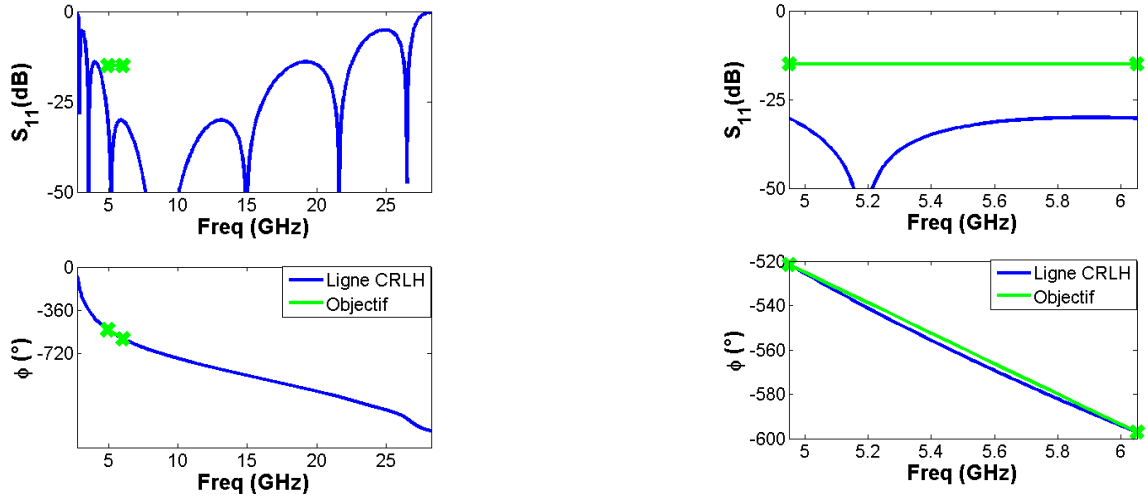
Ces formules permettent de calculer à partir des caractéristiques du déphaseur quatre éléments électriques ($L_{R0,}$ C_{R0}, C_{L0}, L_{L0}) qui forment avec le nombre de cellules M le schéma électrique d'une ligne CRLH équilibrée répondant aux contraintes en phase.

<u>*Cas test :*</u> Dans le cas de l'application, les éléments électriques calculés valent :

Tableau 3.3 : Valeurs des éléments électriques de la ligne équilibrée de l'application

L_{R0} (nH)	C_{R0} (pF)	C_{L0} (pF)	L_{L0} (nH)
0.62	0.25	0.52	1.31

Ainsi, le schéma de la ligne électrique solution du problème de déphasage de l'application étant calculé, les performances de la ligne peuvent en être déduites sous la forme de paramètres S :



(a) (b)

Figure 3.2 : Performances en adaptation et en phase de la ligne équilibrée sur la bande LH+RH (a) et sur la bande utile de 4.95GHz-6.05GHz (b)

Nous pouvons observer que cette ligne respecte le cahier des charges imposé au Chapitre 1 en termes d'adaptation (*RL*>30.1dB) ainsi que pour les contraintes de phase. En effet, une mesure précise nous amène à ε_φ<3.3°.

3.2.3. Conception du circuit équivalent des lignes équi-LH

Une première ligne solution de déphaseur équilibrée ayant été déterminée, nous avons alors vu dans le Chapitre 2 comment obtenir à partir de celle-ci l'ensemble de solutions appelé lignes équi-LH. Pour cela les fréquences de coupure de la ligne solution sont calculées :

$$f_{c_{1_0}} = \sqrt{\left(\frac{k'}{2} + \frac{2}{{\omega_L}'^2}\right){\omega_0}'^4 - {\omega_0}'^4\sqrt{\left(\frac{k'}{2} + \frac{2}{{\omega_L}'^2}\right)^2 - \frac{1}{{\omega_0}'^4}}\frac{1}{2\pi}} \tag{3.7}$$

$$f_{b_{1_0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{L_0}\,C_{R_0}}} \tag{3.8}$$

$$f_{b_{2_0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{R_0}\,C_{L_0}}} \tag{3.9}$$

$$f_{c_{2_0}} = \sqrt{\left(\frac{k'}{2} + \frac{2}{{\omega_L}'^2}\right){\omega_0}'^4 + {\omega_0}'^4\sqrt{\left(\frac{k'}{2} + \frac{2}{{\omega_L}'^2}\right)^2 - \frac{1}{{\omega_0}'^4}}\frac{1}{2\pi}} \tag{3.10}$$

Les fréquences de coupure $\left[f_{c_{1_0}},\ f_{b_{1_0}}\right]$ correspondent à la bande LH et les fréquences de coupure $\left[f_{c_{2_0}},\ f_{b_{2_0}}\right]$ à la bande RH. Ces résultats proviennent des calculs du chapitre 2 ((2.35), (2.36), (2.79)), les fréquences de la bande interdite $\left[f_{b_{1_0}},\ f_{b_{2_0}}\right]$ étant les fréquences $\left[f_{par},\ f_{ser}\right]$. Le choix de la fréquence f_{par} dans la bande LH et f_{ser} dans la bande RH est expliqué dans l'annexe A.1.

Une fois les fréquences de coupure de la ligne équilibrée déterminées, les solutions de lignes équi-LH s'obtiennent en modifiant la fréquence $f_{b_{2_i}}$ de la nouvelle largeur de bande interdite W_{BI} :

$$f_{b_{2_i}} = f_{b_{2_0}} + W_{BI} \tag{3.11}$$

La fréquence de coupure f_{c2i} des différentes solutions équi-LH est alors recalculée.

A partir de ces nouvelles fréquences de coupure sont alors déterminés les paramètres électriques des nouvelles lignes :

$$C_{R_i} = \frac{1}{\pi Z_R \sqrt{{f_{c_{2_i}}}^2 + {f_{c_{1_0}}}^2 - {f_{b_{2_i}}}^2 - {f_{b_{1_0}}}^2}} \tag{3.12}$$

$$L_{R_i} = {Z_R}^2 C_{R_i} \tag{3.13}$$

$$L_{L_i} = \frac{1}{4\pi^2 {f_{b_{1_0}}}^2 C_{R_i}} \tag{3.14}$$

$$C_{L_i} = \frac{1}{4\pi^2 {f_{b_{2_i}}}^2 L_{R_i}} \tag{3.15}$$

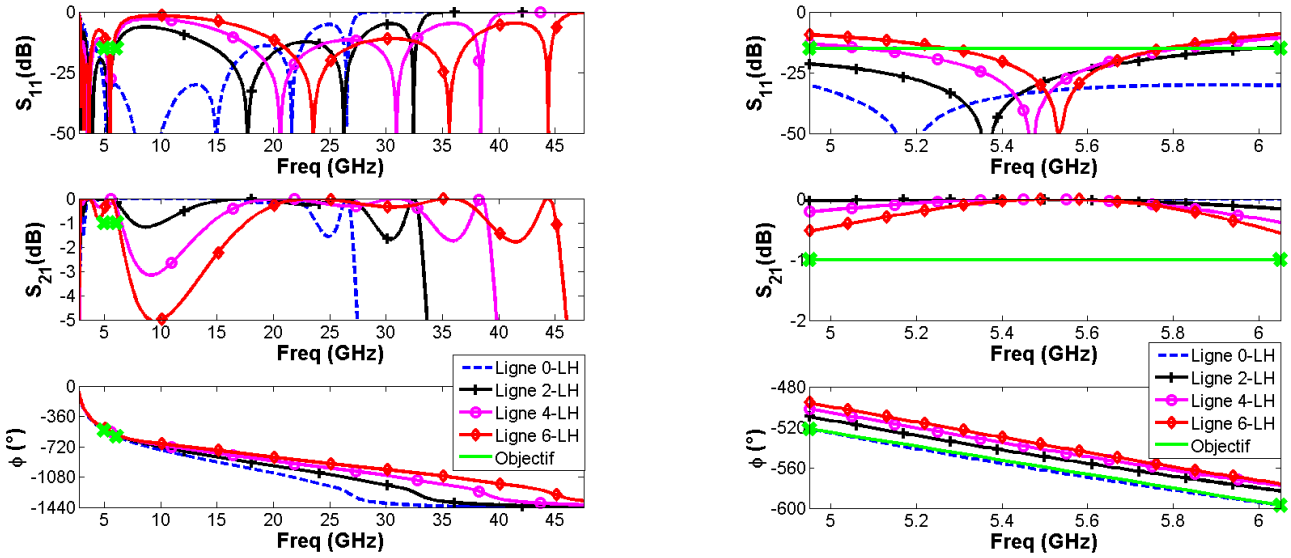
Parmi les différentes solutions obtenues, nous pouvons alors déterminer, selon les critères du cahier des charges, quelles solutions sont conservées. Plusieurs approximations sont nécessaires pour concevoir une ligne 3D CRLH avec une méthode peu coûteuse en temps de calcul. Ainsi des erreurs en phase sont à prévoir au cours de la méthode. Mais l'objectif de cette étape est d'obtenir uniquement une solution initiale avec un déphasage proche de celui attendu, et qui sera affiné par l'optimisation réalisée dans l'étape 3. De plus il est important que les solutions ne soient pas trop désadaptées, car l'adaptation est propre à une solution de métamatériau, en effet il est plus difficile de corriger une trop forte désadaptation qu'une erreur de phase trop importante qui peut être rectifiée par une modification de la bande utile. L'adaptation sera également influencée par une bande interdite plus large. Ainsi les solutions avec une adaptation suffisante seront conservées, ce qui équivaut aux solutions avec une bande interdite pas trop large par rapport à la bande LH.

Cas test : Pour l'application visée, la ligne équilibrée a, pour la bande LH, des fréquences de coupure de [2.7GHz, 8.8GHz] et, pour la bande RH, de [8.8GHz, 28.3GHz].
Les différentes solutions équi-LH considérées le sont pour des largeurs de bande interdite W_{BI} de [2GHz, 4GHz, 6GHz].
La première solution, la ligne 2-LH, est alors celle avec une bande interdite de largeur 2GHz avec une bande RH caractérisée par les fréquences de coupure de [10.8GHz, 34.7GHz] et la même bande LH que la ligne équilibrée. Une deuxième solution, la ligne 4-LH, avec une bande interdite de largeur 4GHz est envisagée, avec une bande RH de [12.8GHz, 41.1GHz]. Une troisième solution, la ligne 6-LH, avec une largeur de bande interdite de 6GHz est également présentée à titre d'exemple, avec pour bande RH [14.8GHz, 47.5GHz].
Les paramètres électriques des 3 lignes équi-LH peuvent être calculés à partir des équations (3.12)-(3.16) et des fréquences de coupure déterminées ci-dessus :

Tableau 3.4 : Valeurs des éléments électriques des lignes équi-LH de l'application

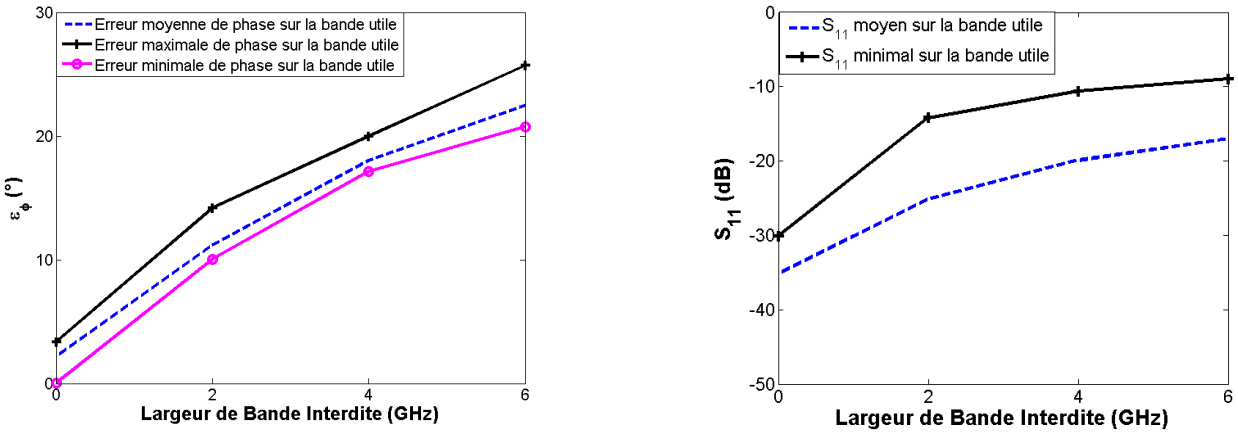
	L_{R1} (nH)	C_{R1} (pF)	C_{L1} (pF)	L_{L1} (nH)
W_{BI}=2GHz	0.50	0.20	0.43	1.64
W_{BI}=4GHz	0.42	0.17	0.37	1.96
W_{BI}=6GHz	0.36	0.14	0.32	2.28

Nous pouvons alors déterminer les performances de ces lignes équi-LH :



(a) (b)

Figure 3.3 : Performances en adaptation et en phase des lignes équi-LH sur la bande LH+RH (a) et sur la bande utile de 4.95Ghz-6.05GHz (b)



(a) (b)

Figure 3.4 : Erreur de phase (a) et adaptation (b) dans la bande utile selon la largeur de la bande interdite de la ligne considérée

La ligne 2-LH a une adaptation supérieure à 15dB sur toute la bande utile (Figure 3.3), même si la présence de la bande interdite a pour conséquence une perte d'adaptation en fin de bande LH.
Nous pouvons constater pour la ligne 2-LH une erreur de déphasage plus importante que dans le cas de la ligne équilibrée, avec une moyenne de 11° et un maximum de 14° (Figure 3.4). Nous pouvons constater une erreur de phase légèrement supérieure à la contrainte du cahier des charges (ε_φ=12°), ceci peut s'expliquer par la présence d'une bande interdite pour cette ligne entraînant une approximation de la phase.

La ligne 4-LH est légèrement désadaptée sur les bords de la bande avec une adaptation minimale de 10.6dB à 6.05GHz. L'erreur de phase continue d'augmenter par rapport aux lignes avec une plus faible largeur de bande interdite (Figure 3.4), avec une erreur moyenne de 18° et une erreur maximale 20°.
La ligne 6-LH a les moins bonnes performances parmi toutes les solutions avec une adaptation à 9.0dB et une erreur de phase maximale de 26°.
L'erreur de phase et l'adaptation moyenne se dégradent lorsque la largeur de bande interdite augmente (voir Figure 3.4). C'est pourquoi nous choisirons de garder uniquement les lignes 0, 2 et 4-LH pour la suite de l'étude.
Les caractéristiques et performances des trois lignes sélectionnées sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau 3.5 : Caractéristiques et performances des lignes sélectionnées pour l'application

Paramètre		Ligne 0-LH	Ligne 2-LH	Ligne 4-LH
Largeur de bande interdite	W_{BI}	0 GHz	2 GHz	4 GHz
Inductance distribuée	L_R	0.62 nH	0.50 nH	0.42 nH
Capacité distribuée	C_R	0.25 pF	0.20 pF	0.17 pF
Capacité localisée	C_L	0.52 pF	0.43 pF	0.37 pF
Inductance localisée	L_L	1.31 nH	1.64 nH	1.96 nH
Erreur de phase maximale	$\varepsilon_{\varphi max}$	3.3 °	13.8 °	22.9 °
Adaptation minimale	RL_{min}	30.1 dB	11.8 dB	9.0 dB
Pertes d'insertions maximales	IL_{max}	0.00 dB	0.29 dB	0.58 dB

3.2.4. Bilan de l'étape 1

Nous pouvons alors résumer à l'aide de l'organigramme Figure 3.5 les différentes opérations effectuées pour réaliser l'étape 1 de conception de schémas électriques des lignes CRLH solutions :

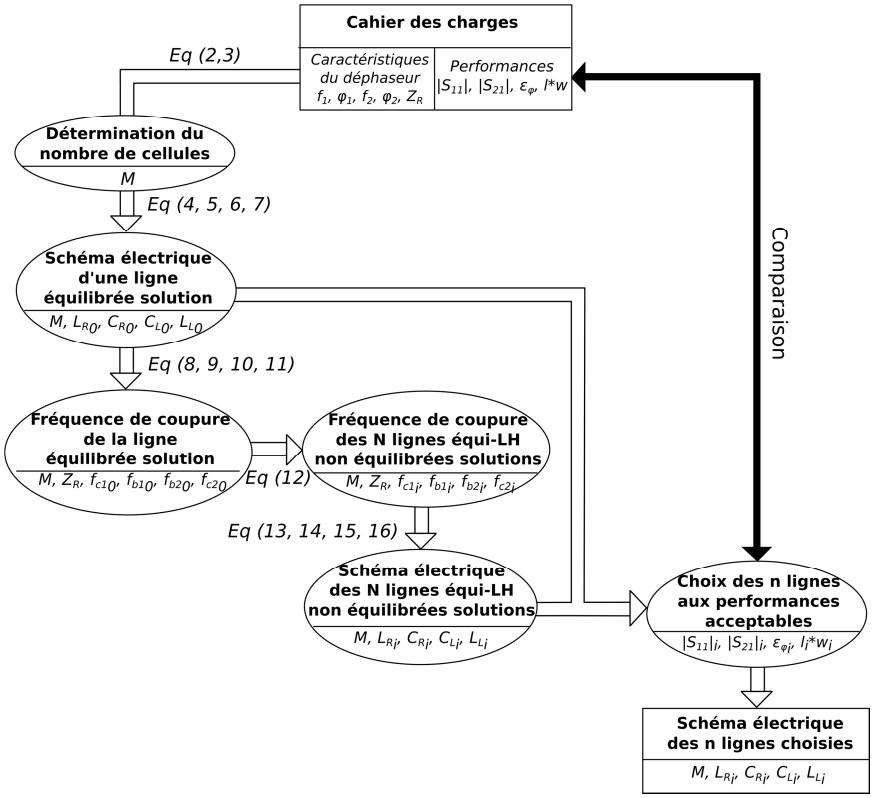


Figure 3.5 : Organigramme détaillé de l'étape 1 de conception de circuit équivalent de déphaseur CRLH

Tous les calculs effectués lors de cette étape peuvent être réalisés à l'aide d'un logiciel de calcul tel que Matlab. Ainsi les temps de calcul pour l'ensemble des opérations sont très courts, en général inférieurs à la minute.

3.3. Etape 2 : Conception d'une ligne 3D CRLH à partir de son circuit équivalent

Nous avons, à l'issue de cette première étape, obtenu les circuits équivalents des solutions de déphaseurs CRLH. La deuxième étape va alors consister à transformer ces circuits équivalents en lignes 3D servant d'initialisation de l'étape d'optimisation réalisée ensuite.
L'objectif de cette étape est alors de sélectionner pour chaque élément une structure 3D adaptée, puis de convertir les éléments électriques en éléments physiques, c'est-à-dire avec des dimensions géométriques et constitués de matériaux aux propriétés spécifiques (conducteur, diélectrique,…).
Pour cela, une première estimation des paramètres physiques sera obtenue à l'aide de formules théoriques, suivie d'une opération de rétro-simulation qui permettra de garantir que chaque structure 3D possède les mêmes performances que son équivalent électrique. Cette optimisation est rapide car elle est effectuée pour chaque élément électrique pris séparément et permet de s'assurer que le comportement de la ligne 3D reste proche de celui de son circuit équivalent, avant d'effectuer une optimisation de la ligne globale.
Le schéma électrique étant composé à la fois d'éléments distribués et d'éléments localisés, nous allons faire la conversion en deux parties en distinguant la conversion des éléments distribués et celle des éléments localisés, qui correspondra à la modélisation de structures 3D qui sont imbriquées dans la ligne.

3.3.1. Conversion des éléments distribués

Dans le schéma électrique utilisé jusque-là, tous les éléments électriques sont représentés comme des éléments localisés, or les éléments électriques RH sont des éléments distribués. Pour mieux les représenter, nous allons alors transformer ces éléments en une ligne de transmission. Nous pouvons établir un circuit équivalent semi-localisé, décrit par des éléments localisés et distribués représentés respectivement par des éléments électriques et des portions de lignes de transmission. Ce circuit sera utilisé comme base de conversion pour concevoir la ligne 3D. Pour assurer une ligne symétrique, le circuit est séparé en deux représentations possibles équivalentes, une représentation en T et une en Π :

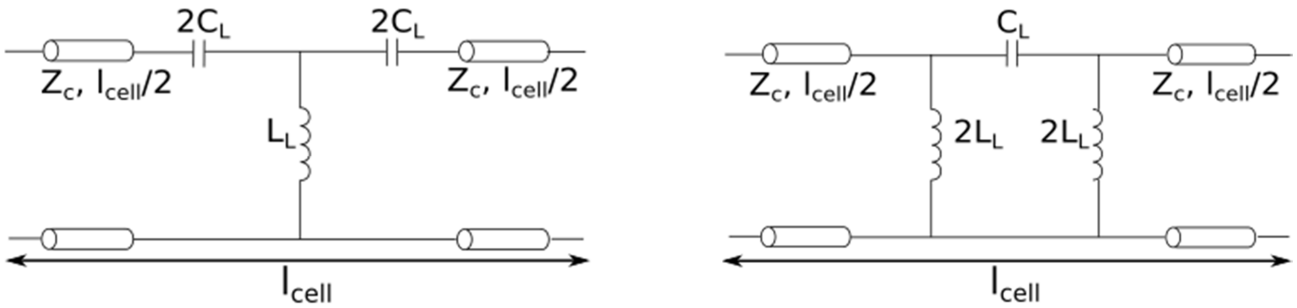


Figure 3.6 : Circuit équivalent semi-localisé d'une cellule d'une ligne CRLH en T (a) et en Π (b)

L'impédance de la ligne de transmission est déterminée ainsi :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \tag{3.16}$$

Pour déterminer la longueur l_{cell} d'une cellule de la ligne CRLH, il faut choisir la technologie de lignes de transmission qui sera utilisée.
Deux technologies de lignes de transmission couramment utilisées pour concevoir des lignes CRLH sont la ligne micro ruban, aussi appelée ligne microstrip (Figure 3.7.a) et la ligne triplaque (Figure 3.7.b).

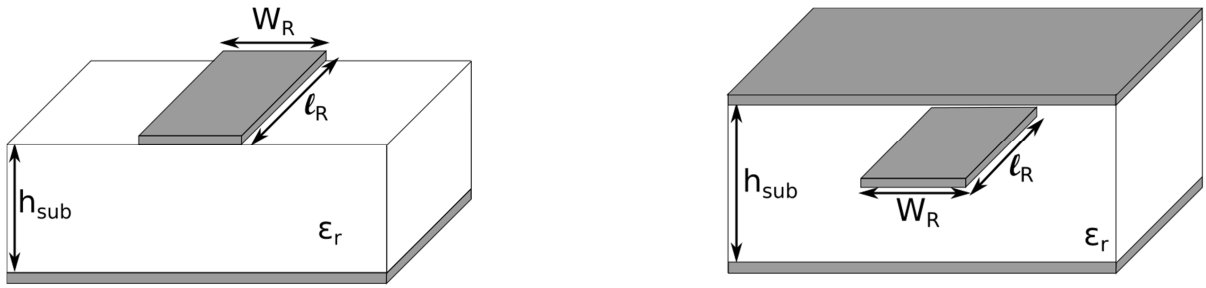


Figure 3.7 : Vue 3D des lignes microstrip (a) et triplaque (b)

La technologie triplaque étant une structure non rayonnante, elle présente l'avantage de garantir des pertes par rayonnement inférieures à celles de la ligne microstrip. Cependant dans le cadre de la thèse, nous avons choisi d'utiliser pour nos prototypes la technologie microstrip, pour sa simplicité de fabrication et d'intégration des éléments localisés. C'est donc cette technologie qui sera considérée dans la suite, notamment pour la détermination des paramètres physiques de la ligne de transmission ainsi que pour la modélisation des éléments localisés, même si la méthode peut être adaptée aux autres technologies.

Les paramètres physiques de la ligne microstrip, telles que sa largeur W_R et sa longueur l_R, peuvent être déterminés [7] à partir des propriétés du substrat, à savoir l'épaisseur h_{sub} du substrat et sa constante diélectrique relative ε_r, à partir des éléments électriques L_R et C_R :

$$\frac{W_R}{h_{sub}} = \begin{cases} \dfrac{8\,e^A}{e^{2A}-2} & si\ \dfrac{W_R}{h_{sub}} < 2 \\ \dfrac{2}{\pi}\left[B-1-ln(2B-1)+\dfrac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\left\{ln(B-1)+0.39-\dfrac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right] & si\ \dfrac{W_R}{h_{sub}} > 2 \end{cases} \tag{3.17}$$

Avec :

$$A = \frac{Z_c}{60}\frac{\sqrt{\varepsilon_r+1}}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\left(0.23+\frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \tag{3.18}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_c\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.19}$$

Nous pouvons alors calculer une nouvelle grandeur, la constante diélectrique effective ε_e :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\frac{1}{\sqrt{1+12\,h_{sub}/W_R}} \tag{3.20}$$

Grâce à cette constante, nous pouvons exprimer la constante de phase de la ligne :

$$\beta = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon_e}}{c} \tag{3.21}$$

La vitesse de phase de la ligne microstrip a été calculée dans le chapitre 2 et vaut :

$$v_\varphi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_R{}'C_R{}'}} = \frac{l_{cell}}{\sqrt{L_R C_R}} \tag{3.22}$$

La longueur d'une cellule de la ligne peut être déterminée à partir du calcul de la vitesse de phase (3.22) ainsi que de l'expression de la constante de phase (3.21) :

$$l_{cell} = v_\varphi\sqrt{L_R C_R} = \frac{\omega\sqrt{L_R C_R}}{\beta}$$

$$\boxed{l_{cell} = \frac{c\sqrt{L_R C_R}}{\sqrt{\varepsilon_e}}} \tag{3.23}$$

Les paramètres physiques de la ligne microstrip ayant été exprimés, cette ligne peut être modélisée en 3D via un logiciel de simulation full-wave tel que HFSS. La ligne est alors simulée, ce qui permet de comparer la phase résultant de la simulation et celle issue du calcul théorique, ceci permettant d'affiner l'approximation théorique.

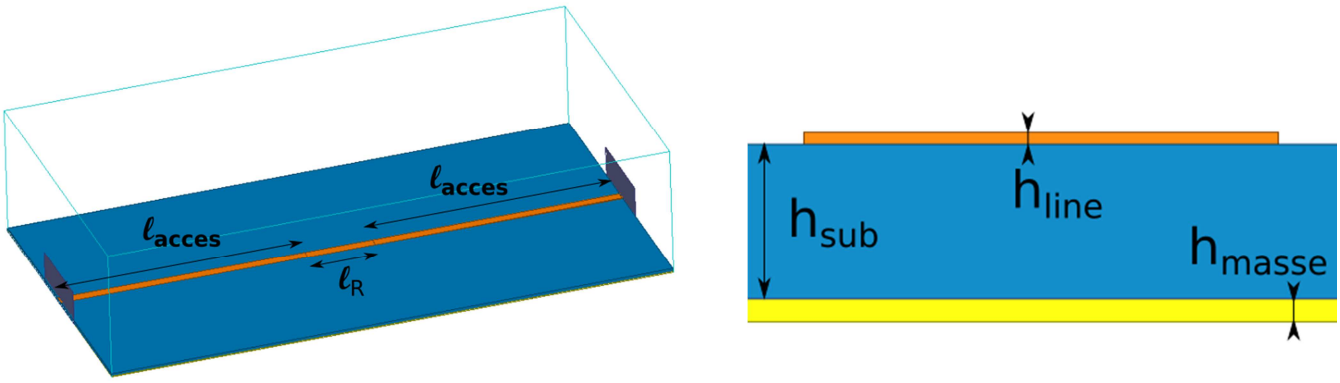
Cas test : Pour l'application visée, le substrat que nous avons sélectionné est le Rogers RT/duroid 5880 avec une épaisseur h_{sub}=508µm et de permittivité relative ε_r =2.2.
Nous pouvons alors déterminer les paramètres physiques de la ligne de transmission de chaque ligne CRLH sélectionnée :

Tableau 3.6 : Paramètres physiques de la ligne RH pour chaque lignes équi-LH

	Ligne 0-LH	Ligne 2-LH	Ligne 4-LH
W_R (mm)	1.56	1.56	1.56
l_{cell} (mm)	2.74	2.19	1.83
l_R=$M.l_{cell}$ (mm)	10.94	8.76	7.32

Sachant que les lignes ont le même substrat, il est logique qu'elles aient la même largeur. La longueur de chaque ligne étant elle liée aux éléments électriques, elle change selon la ligne équi-LH considérée.
Nous pouvons observer que les lignes CRLH avec des bandes interdites plus larges ont des éléments distribués de longueur plus faible, ce qui entraîne une meilleure compacité de ces structures.

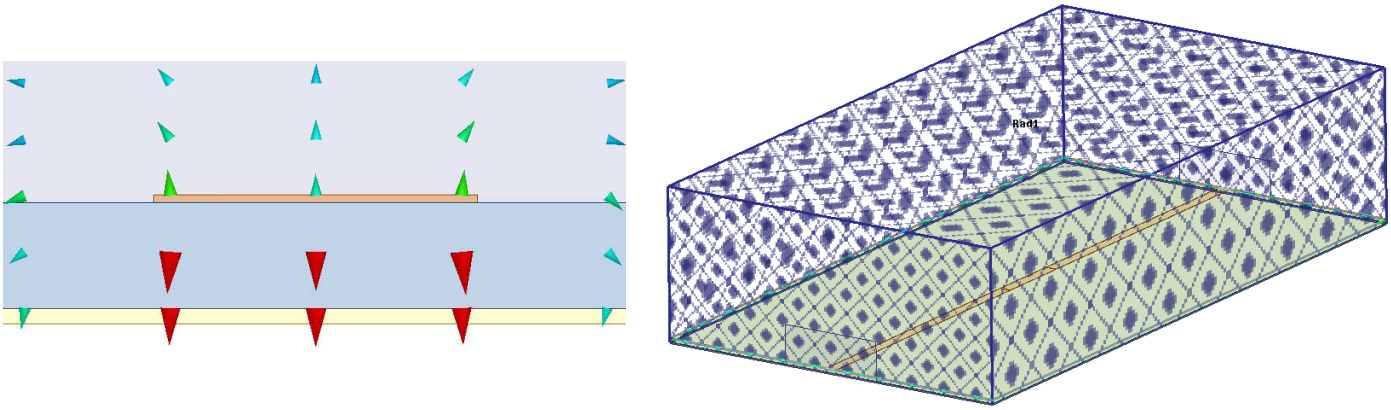
Une fois les paramètres physiques déterminés, les lignes peuvent être simulées sur HFSS (voir Figure 3.8). Deux lignes d'accès de longueur l_{acces}=40mm chacune sont rajoutées de part et d'autre de la ligne RH simulée afin que les performances de la ligne ne soient pas perturbées par les effets de bords de la structure. Nous allons étudier ici plus en détail le cas de la ligne 0-LH, sachant que le procédé est identique pour les autres lignes équi-LH.



(a) (b)

Figure 3.8 : Vue 3D (a) et vue de devant zoomée (b) de la ligne RH de la ligne 0-LH modélisée sur HFSS

Les lignes sont modélisées avec un ruban d'épaisseur h_{line}=37µm et un plan de masse d'épaisseur h_{masse}=73µm.
Pour simuler la propagation d'une onde dans la ligne, deux ports d'onde de part et d'autre de la ligne sont créés et excités (voir Figure 3.9.a). Afin de borner le domaine de calcul en considérant le prototype analysé dans l'air, une boite d'air entoure la structure avec une condition aux limites de radiation (voir Figure 3.9.b). Nous pouvons alors observer dans un premier temps les résultats concernant les impédances d'entrée et de sortie de la ligne afin de valider l'hypothèse d'une ligne adaptée à 50Ω.



(a) (b)

Figure 3.9 : Vue d'un port d'onde excité (a) et de la boite d'air entourant la structure (b)

L'impédance d'entrée étant légèrement décalée de la valeur 50Ω (<3%), une rapide étude paramétrique (<3min) de la largeur de la ligne W_{line} permet d'obtenir une valeur plus adaptée de 1.61mm.

Pour évaluer si cette ligne a le même comportement que la ligne théorique calculée, nous allons nous intéresser à sa phase enroulée.

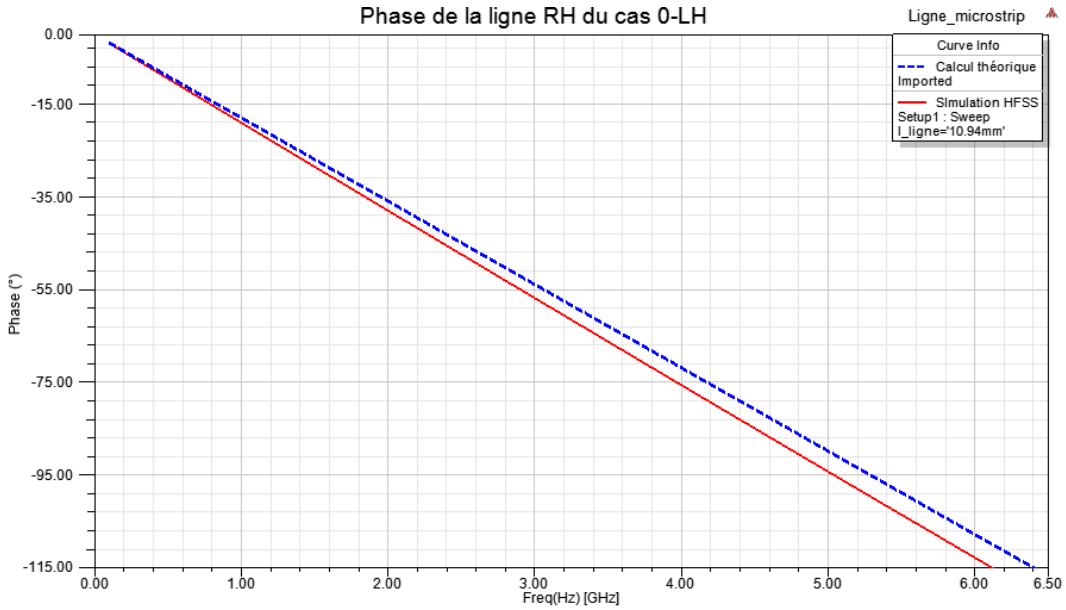


Figure 3.10 : Phase de la ligne RH du cas 0-LH avec une longueur de ligne de 10.44mm simulée, comparée à la phase théorique

Nous pouvons constater une différence de phase entre la ligne théorique et la ligne 3D simulée sur HFSS. Cette erreur peut être corrigée en faisant une étude paramétrique sur la longueur de la ligne :

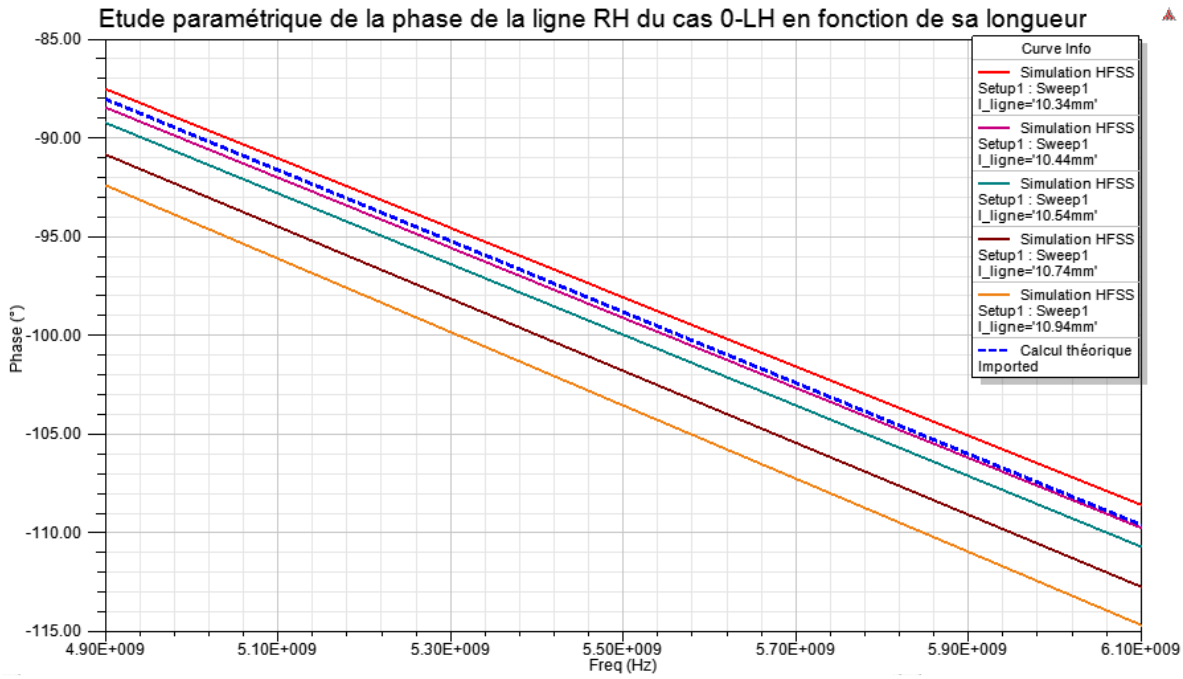


Figure 3.11 : Phase des lignes RH du cas 0-LH simulée pour plusieurs longueurs de ligne, comparée à la phase théorique

La longueur de la ligne RH du cas 0-LH qui permet de se rapprocher le plus de la phase du modèle théorique est 10.44mm.

Nous pouvons obtenir de la même manière la longueur de la ligne RH optimale pour chaque cas de ligne équi-LH :

Tableau 3.7 : Paramètres physiques de la ligne RH pour chaque lignes équi-LH

	Ligne 0-LH	Ligne 2-LH	Ligne 4-LH
W_R (mm)	1.61	1.61	1.61
l_{cell} (mm)	2.61	2.07	1.68
l_R (mm)	10.44	8.26	6.72

3.3.2. Conversion des éléments localisés

Les éléments distribués ayant été convertis en une ligne microstrip, nous allons maintenant décrire la conversion des éléments localisés en structure 3D. Pour cela, dans un premier temps nous allons présenter les structures que nous avons retenues comme candidats potentiels pour la représentation d'éléments électriques localisés, en nous basant sur [49]. Dans un deuxième temps, nous présenterons la méthode retenue pour effectuer cette conversion.

3.3.2.1. Structures 3D des capacité

Une première structure 3D pouvant modéliser le comportement d'une capacité électrique est la capacité MIM (Metal-Insulator-Metal). Cette structure est composée d'un matériau diélectrique et d'une plaque de métal superposés au-dessus de la ligne microstrip où le signal se propage (voir Figure 3.12), ceci afin de créer un effet capacitif entre les 2 plaques de métal.

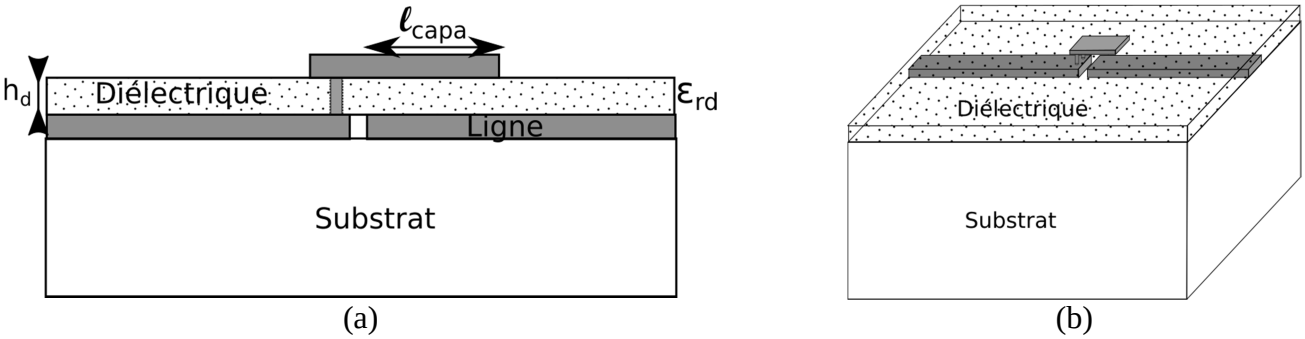


Figure 3.12 : Vue de côté (a) et 3D (b) d'une capacité MIM

La capacité électrique est alors déterminée [49] par :

$$C_{MIM} = \varepsilon_0 \varepsilon_{rd} \frac{W_{capa} l_{capa}}{h_d} \tag{3.24}$$

Une fois le matériau diélectrique défini, la longueur de la capacité MIM peut être calculée à partir de cette formule si la largeur de la capacité est connue. Dans les structures 3D, la largeur de la capacité W_{capa} ne correspondra qu'à la couche supérieure de la capacité. En effet, pour conserver les éléments RH tels quels, la largeur de la ligne, correspondant à la couche inférieure de la capacité MIM sur la Figure 3.12 n'est pas modifiée.
L'avantage de cette structure est la simplicité de ses formules théoriques et de sa modélisation. Son inconvénient majeur est sa fabrication, car une couche de matériau diélectrique suffisamment fine doit être appliquée entre la ligne microstrip et la plaque de métal apportant l'effet capacitif. Cette couche supplémentaire aura un impact sur l'ensemble du prototype.

Une autre structure considérée est la capacité interdigitée. Elle est composée de part et d'autre de plusieurs lignes métalliques très fines appelées doigts, séparées par un espace vide, ce qui crée l'effet capacitif attendu (voir Figure 3.13).

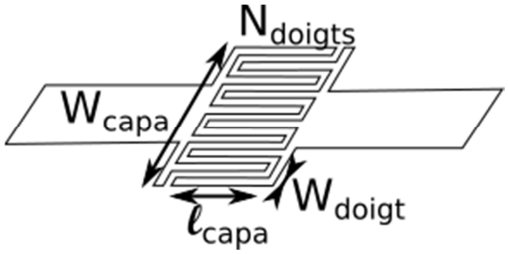


Figure 3.13 : Principe de la capacité interdigitée

Une valeur estimée de la capacité est obtenue [49] à l'aide de cette formule :

$$C_{ID} = (\varepsilon_r + 1) l_{capa} \left[(N_{doigts} - 3) A_1 + A_2 \right] \tag{3.25}$$

Les expressions A_1 et A_2 pouvant être approximées par ces relations :

$$A_1 = 4.409 \tanh \left[0.55 \left(\frac{h_{sub}}{W_{capa}} \right)^{0.45} \right] . 10^{-6} \tag{3.26}$$

$$A_2 = 9.92 \tanh \left[0.52 \left(\frac{h_{sub}}{W_{capa}} \right)^{0.5} \right] . 10^{-6} \tag{3.27}$$

L'avantage principal de cette structure est sa simplicité d'intégration dans une ligne microstrip, un de ses inconvénients étant son modèle théorique plus complexe. Un autre inconvénient de cette structure est la présence potentielle d'effets parasites pouvant impacter ses performances au sein d'une ligne CRLH, dus principalement à la complexité de sa composition et à sa taille.

Cas test : Nous allons étudier l'étendue des valeurs de capacités pouvant être obtenues grâce à chaque structure dans un cas particulier, celui de l'application, afin de comparer ces structures. Les hypothèses utilisées ici sont : le choix du substrat Rogers RT/duroid 5880, la largeur de la ligne microstrip de 1.61mm et la longueur maximale de cellule de 2.6mm.

Dans le cas de la capacité MIM, la couche de diélectrique utilisée est un prepreg FR4 avec comme épaisseur h_d=50µm et comme permittivité relative ε_{rd}=3.9. Plusieurs valeurs de longueurs de capacité MIM l_{capa} et de largeur W_{capa} sont considérées :

Tableau 3.8 : Valeurs de capacité C en fonction de la longueur l_{capa} de la capacité MIM et de sa largeur W_{capa}

C[pF]	l_{capa}=0.6mm	l_{capa}=1.1mm	l_{capa}=1.6mm	l_{capa}=2.1mm	l_{capa}=2.6mm
W_{capa}=0.61mm	0.02	0.23	0.44	0.65	0.86
W_{capa}=1.11mm	0.04	0.42	0.80	1.19	1.57
W_{capa}=1.61mm	0.05	0.59	1.14	1.68	2.22

Dans le cas de la capacité interdigitée, la largeur des doigts est imposée à W_{doigt}=0.2mm comme limite de fabrication. Plusieurs valeurs de longueurs de capacité interdigitée l_{capa} et de nombre de doigts N_{doigt} sont considérées :

Tableau 3.9 : Valeurs de capacité C en fonction de la longueur l_{capa} de la capacité interdigitée et de son nombre de doigts N_{doigt}

C [pF]	l_{capa}=0.6mm	l_{capa}=1.1mm	l_{capa}=1.6mm	l_{capa}=2.1mm	l_{capa}=2.6mm
N_{doigt}=4	0.02	0.04	0.06	0.08	0.10
N_{doigt} =10	0.05	0.10	0.14	0.19	0.23
N_{doigt} =16	0.09	0.16	0.24	0.31	0.38

Nous pouvons constater que, pour les mêmes longueurs de capacité, la capacité MIM permet d'obtenir à la fois les mêmes valeurs de capacité électrique que la capacité interdigitée et permet aussi d'accéder à des valeurs plus importantes.

Les valeurs de capacité qui sont visées dans l'application sont :

Tableau 3.10 : Valeurs de la capacité électrique C_L de chaque ligne équi-LH de l'application et sa longueur de cellule l_{cell}

	Ligne 0-LH	Ligne 2-LH	Ligne 4-LH
C_L (pF)	0.52	0.43	0.37
l_{cell} (mm)	2.61	2.07	1.68

Seule la capacité MIM permet d'obtenir les valeurs identifiées, que ce soit dans un circuit en Π avec une valeur de C_L ou dans un circuit en T avec une valeur de $2.C_L$. La structure 3D modélisant l'effet d'une capacité choisie dans le cadre de l'application sera la capacité MIM.

3.3.2.2. Structures 3D de l'inductance

La première structure 3D d'inductance considérée est celle d'un stub parallèle court-circuité relié au plan de masse :

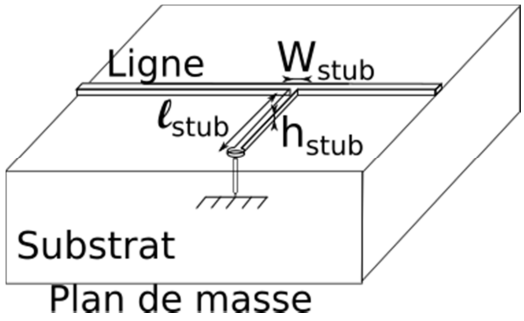


Figure 3.14 : Vue 3D de la structure en stub parallèle court-circuité

La valeur de cette inductance est approximée [49] par :

$$L = 2.10^{-6} l_{stub} \left[ln\left(\frac{l_{stub}}{W_{stub} + h_{stub}}\right) + 1.193 + \frac{W_{stub} + h_{stub}}{3 l_{stub}} \right] . K_g \quad (3.28)$$

Avec :

$$K_g = 0.57 - 0.145 . ln\left(\frac{W_{stub}}{h_{sub}}\right) \quad (3.29)$$

Etant difficile d'extraire la longueur du stub de cette expression, une autre expression est considérée. Pour cela, l'impédance d'une ligne court-circuitée est calculée [7] :

$$Z_{cc_{stub}} = jZ_{c_{stub}} \tan(\beta_{stub} l_{stub}) \tag{3.30}$$

L'inductance de cette ligne est alors de :

$$L = \frac{Z_{c_{stub}}}{\omega} \tan(\beta_{stub} l_{stub}) \tag{3.31}$$

Une première approximation de la longueur de stub peut alors être obtenue ainsi.

L'avantage de cette structure est sa simplicité, autant au niveau de la conversion de l'inductance en paramètres physiques qu'au niveau de sa réalisation. L'inconvénient majeur de la structure est le peu de paramètres permettant d'avoir un impact sur la valeur d'inductance, réduisant les possibilités de valeurs atteignables.

Nous avons également considéré comme structure d'inductance la spirale (voir Figure 3.15). Nous avons choisi une spirale de forme carrée, car plus simple à modéliser et simuler sur HFSS que la spirale circulaire. Cette spirale est située en bout de stub parallèle court-circuité afin d'éviter un couplage avec la ligne principale.

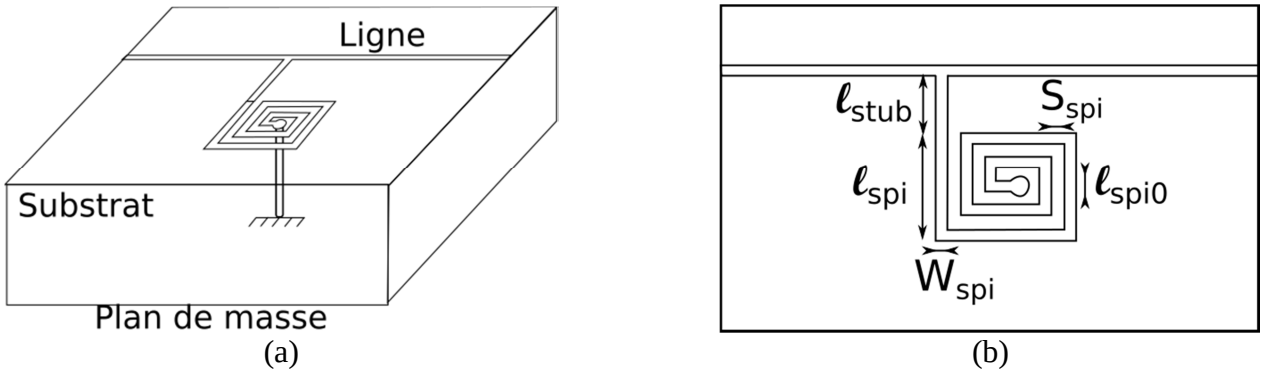


Figure 3.15 : Vue 3D (a) et de dessus (b) de la structure en spirale

L'inductance de la spirale est déterminée [49] ainsi :

$$L_{spi} = \frac{1.27\mu_0 {N_{spi}}^2 l_{moy}}{2}\left[ln\left(2.07/\rho_{spi}\right) + 0.18\rho_{spi} + 0.13{\rho_{spi}}^2\right] \tag{3.32}$$

Avec la longueur de spirale moyenne l_{moy} et le ratio ρ_{moy} exprimés tels quels :

$$l_{moy} = \frac{l_{spi} + l_{spi0}}{2} \tag{3.33}$$

$$\rho_{spi} = \frac{l_{spi} - l_{spi0}}{l_{spi} + l_{spi0}} \tag{3.34}$$

La longueur de spirale interne l_{spi0} peut être calculée en fonction de la longueur de la spirale l_{spi}, sa largeur et l'espacement entre les lignes S_{spi} :

$$l_{spi0} = l_{spi} - 2N_{spi}W_{spi} - 2(N_{spi} - 1)S_{spi} \tag{3.35}$$

En additionnant cette inductance à celle du stub, nous pouvons obtenir la valeur de l'inductance électrique de cette structure.
Le nombre de tours de spirale maximum, à longueur de spirale l_{spi} fixé, peut être obtenu en posant comme condition $l_{spi0}>2W_{spi}+2S_{spi}$ afin de garantir la possibilité d'insérer le via :

$$N_{spi} \leq \frac{l_{spi} - W_{spi}}{2W_{spi} + 2S_{spi}} \tag{3.36}$$

Afin d'obtenir une formule théorique de calcul des paramètres physiques en fonction de l'inductance électrique, nous pouvons déterminer une estimation de la longueur électrique de la structure en considérant les chemins électriques parcourus par l'onde :

$$l_{elecspi} = (2N_{spi} + 1) * l_{spi} + N_{spi}(N_{spi} + 1) * W_{spi} + N_{spi}(N_{spi} - 1) * S_{spi} \tag{3.37}$$

De la même manière que pour le stub, une valeur approximée de l'inductance peut alors être obtenue ainsi:

$$L = \frac{Z_{c_{stub}}}{\omega} \tan\left(\beta_{stub}(l_{stub} + l_{elecspi})\right) \tag{3.38}$$

La longueur de la spirale l_{spi} peut être déterminée à partir de cette formule, en imposant le nombre de tours de spirales N_{spi}, ainsi que la largeur de ligne dans la spirale W_{spi} et l'espacement entre les lignes S_{spi} qui dépendent des contraintes technologiques.
La spirale peut se voir comme une ligne à stub repliée sur elle-même, ainsi par rapport au stub simple, la structure présente un avantage en compacité et donc la possibilité d'atteindre pour un même encombrement de plus grandes valeurs d'inductances. Par contre la détermination des paramètres qui composent cette structure se révèle plus difficile à cause de modèles théoriques plus complexes ou approchés.

Nous avons considéré une dernière structure d'inductance plus complexe pour des valeurs que la spirale ne peut pas atteindre. Cette structure, représentée sur la Figure 3.16, sera appelée la structure en spirale-méandre.

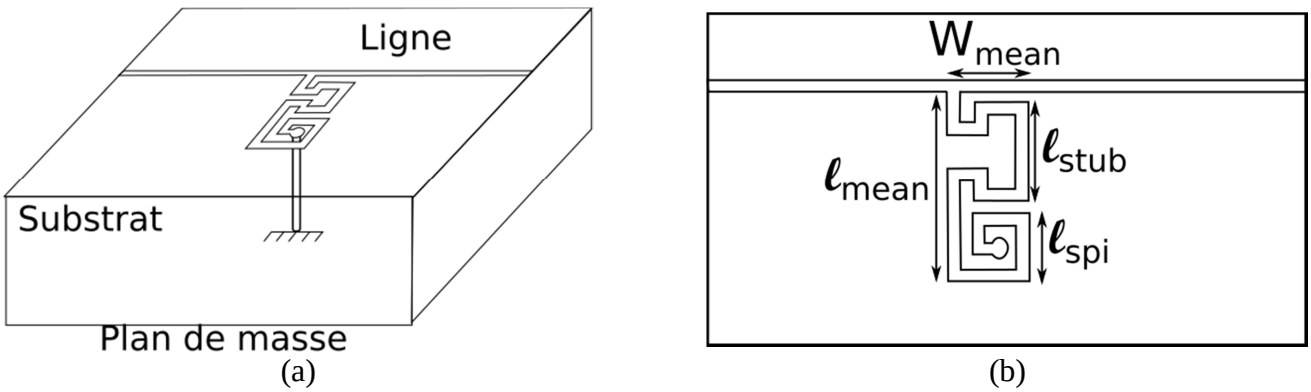


Figure 3.16 : Vue 3D (a) et de dessus (b) de la structure en spirale-méandre

Cette structure est un prolongement de la structure en spirale où le stub est remplacé par des méandres, permettant ainsi de minimiser l'encombrement global. De par la complexité de la structure, il n'y a pas de formule théorique simple pour modéliser son inductance. Nous pouvons néanmoins calculer la longueur électrique le long du méandre comme effectué précédemment afin d'obtenir une approximation de l'inductance parcourant ce méandre à l'aide de (3.31).
Nous pouvons estimer la longueur électrique le long du méandre en supposant un encombrement minimal :

$$l_{elecmean} = 2l_{spi} + 3W_{spi} + 3S_{spi} \tag{3.39}$$

Une valeur approximée de l'inductance peut alors être obtenue comme précédemment :

$$L = \frac{Z_{c\,stub}}{\omega} \tan\left(\beta_{stub}\left(l_{elecmean} + l_{elecspi}\right)\right) \tag{3.40}$$

Le paramètre électrique l_{spi} est alors déterminé à partir de ces formules.

L'intérêt de cette structure réside dans l'optimisation de l'espace occupé par la ligne repliée sur elle-même d'abord en méandre puis en spirale. Cela permet d'atteindre des valeurs d'inductances difficiles à reproduire avec la spirale, ou du moins entraînant des structures soit trop larges, soit avec un trop grand nombre de tours de spirale.

Cas test : De la même manière que pour la capacité, nous pouvons dresser des tableaux des valeurs pouvant être atteintes par les différentes structures dans le cas de l'application :

Dans le cas du stub parallèle, plusieurs valeurs de longueur de stub l_{stub} et de largeur w_{stub} sont considérées, avec l'épaisseur de stub t_{stub}=0.037mm.

Tableau 3.11 : Valeurs d'inductance L en fonction de la longueur l_{stub} du stub et de sa largeur W_{stub}

L[nH]	l_{stub}=1mm	l_{stub} =3mm	l_{stub} =5mm	l_{stub} =7mm	l_{stub} =9mm
W_{stub}=0.6mm	0.20	0.53	0.92	1.35	1.80
W_{stub}=0.2mm	0.38	0.95	1.59	2.28	3.00

Dans le cas de la spirale, plusieurs valeurs de longueur de spirale l_{spi} et de tours de spirale N_{spi} sont considérés. De plus le stub est gardé de longueur fixe l_{stub}=2mm. Certains cas ne sont pas physiques (en rouge sur le Tableau 3.12) notamment lorsque la longueur de stub est trop faible par rapport au nombre de tours de spirale. L'impact de la variation de largeur W_{spi} ne sera pas étudié car une modification de ce paramètre entraîne une trop grande variation de la surface totale de la spirale.

Tableau 3.12 : Valeurs d'inductance L en fonction de la longueur l_{spi} de la spirale et de son nombre de tours de spirales N_{spi} pour la structure spirale

L[nH]	l_{spi}=0.8mm	l_{spi} =1.1mm	l_{spi} =1.4mm	l_{spi} =1.7mm	l_{spi} =2.0mm	l_{spi} =2.3mm
N_{spi}=1	1.86	2.59	3.39	4.26	5.18	6.14
N_{spi}=2	-	-	5.13	7.46	10.05	12.83
N_{spi}=3	-	-	-	-	12.25	17.00

Dans le cas de la spirale méandre, les mêmes hypothèses que le cas de la spirale simple sont conservées, avec une inductance attendue plus élevée due au méandre à la place du stub simple à même longueur l_{stub} :

Tableau 3.13 : Valeurs d'inductance L en fonction de la longueur l_{spi} de la spirale et de son nombre de tours de spirales N_{spi} pour la structure spirale-méandre (W_{mean} fixé)

L[nH]	l_{spi} =0.8mm	l_{spi} =1.1mm	l_{spi} =1.4mm	l_{spi} =1.7mm	l_{spi} =2.0mm	l_{spi} =2.3mm
N_{spi}=1	2.42	3.51	4.68	5.92	7.21	8.53
N_{spi}=2	-	-	6.42	9.12	12.07	15.22
N_{spi}=3	-	-	-	-	14.28	19.39

Nous pouvons observer, à même longueur de structure, de plus faibles valeurs d'inductance dans le cas stub simple que dans les 2 autres structures. La structure spirale méandre permet d'obtenir des valeurs d'inductance légèrement plus élevées à encombrement identique, ce qui montre les possibilités de cette structure.

Les valeurs d'inductance à reproduire sont, dans le cas de l'application :

Tableau 3.14 : Valeurs de l'inductance électrique L_L de chaque ligne équi-LH de l'application et sa longueur de cellule l_{cell}

	Ligne 0-LH	Ligne 2-LH	Ligne 4-LH
L_L (nH)	1.31	1.64	1.96
l_{cell} (mm)	2.61	2.07	1.68

Dans un circuit en T, la structure la plus appropriée semble être le stub simple. Pour les circuits en Π avec une valeur d'inductance doublée, les structures à spirale et à spirale méandre semblent plus adaptées pour éviter un trop fort encombrement. Ceci sera vérifié dans la détermination des paramètres physiques de ces structures.

3.3.2.3. Méthode de conversion des éléments localisés

Les structures 3D des éléments localisés étant sélectionnées et étudiées, nous pouvons décrire la méthode mise en place pour convertir les paramètres électriques des éléments localisés en paramètres physiques des éléments 3D ci-dessus.

Une première valeur pour ces paramètres physiques peut être obtenue par les formules théoriques développées précédemment, cependant cette valeur est une estimation. Pour obtenir la valeur exacte correspondante, une opération de rétro-simulation est effectuée entre le modèle théorique et la structure 3D simulée. Pour cela, un circuit équivalent correspondant à la structure 3D est calculé :

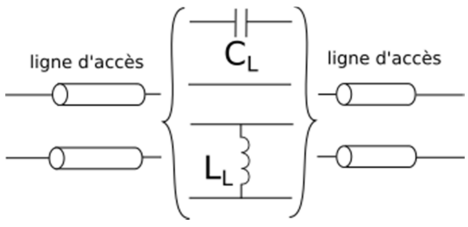


Figure 3.17 : Schéma électrique de la structure 3D de C_L/L_L rétro-simulé

Les paramètres S des structures sont extraits de ces calculs afin d'être comparés aux résultats de simulations sur HFSS. Une étude paramétrique des paramètres physiques sur la structure 3D correspondante permet alors d'obtenir les paramètres amenant le même comportement de la structure, ceci validant la valeur de l'élément électrique modélisé.

Cas test : Nous allons décrire cette démarche dans le cas de la ligne 2-LH de l'application visée.

Dans un premier temps, le choix de la capacité MIM entraîne une modification de l'empilement des couches constituant le prototype, avec en particulier le rajout de plusieurs couches de diélectrique (voir Figure 3.18), ce qui sera détaillé dans le Chapitre 4. Cela conduit à une modification des paramètres physiques des éléments électriques distribués. La ligne RH a comme largeur W_{line}=1.85mm et a comme longueur de cellule théorique l_{cell}=2.2mm.

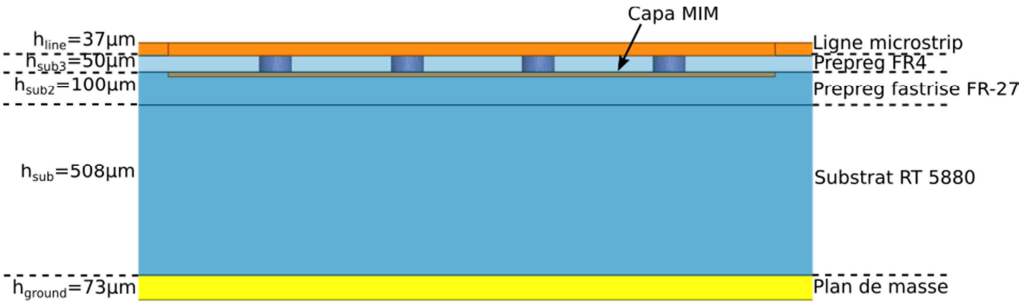


Figure 3.18 : Vue de côté de la ligne microstrip avec capa MIM

La longueur de cellule finale peut être obtenue comme précédemment, en réalisant une étude paramétrique (voir Figure 3.19) afin d'obtenir le même comportement en phase de la ligne RH. La longueur calculée est alors de l_{cell}=2.03mm.

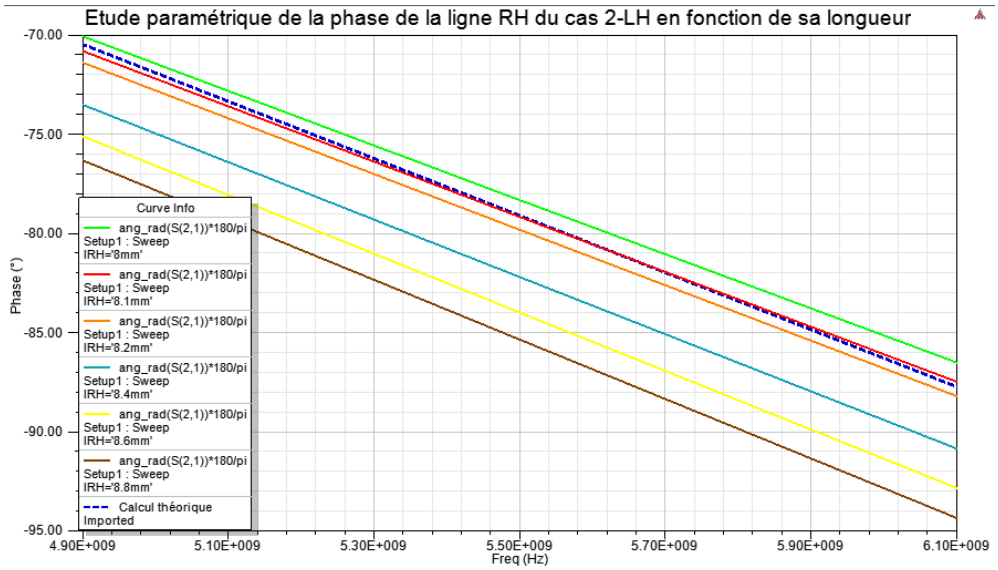


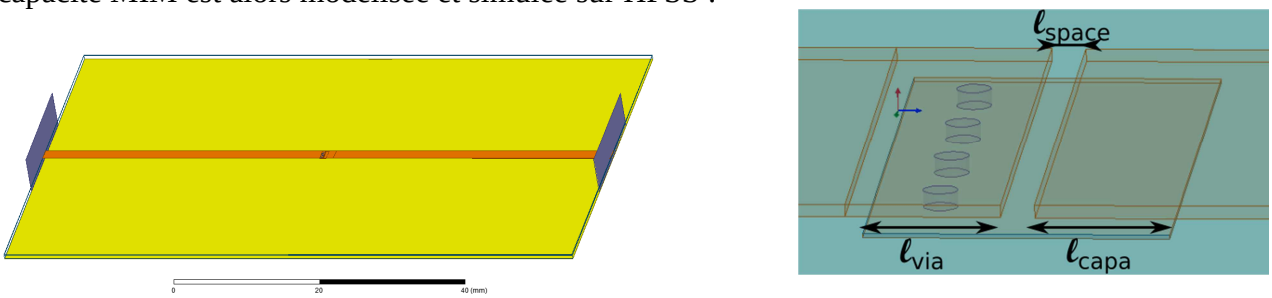
Figure 3.19 : Phase enroulée des lignes RH du cas 0-LH simulée pour plusieurs longueurs de ligne, comparée à la phase théorique avec les substrats nécessaires à la capacité MIM

Nous pouvons alors extraire les paramètres physiques des différentes structures RH envisagées, ceci en imposant les paramètres secondaires et en calculant le paramètre principal. Les résultats sont regroupés dans le tableau ci-dessous. Les paramètres physiques qui ne sont pas réalistes et entraîneraient soit des structures non modélisables, soit des structures trop encombrantes par rapport à la taille de cellule, sont indiqués en rouge.

Tableau 3.15 : Paramètres physiques estimés issus des modèles théoriques des différentes capacités et inductances 3D de la ligne 2-LH

Ligne	2-LH	2-LH	2-LH	2-LH	2-LH	2-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	T-Spirale Méandre	PI-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)	2.19	2.19	2.19	2.19	2.19	2.19
l_{capa} (mm)	0.81	0.81	0.81	0.40	0.40	0.40
l_{stub} (mm)	2.6	0.15	1.5	4.7	2.0	1.5
l_{spi} (mm)	-	0.69	0.20	-	0.92	0.61

La capacité MIM est alors modélisée et simulée sur HFSS :



(a) (b)

Figure 3.20 : Vue 3D (a) et zoomée (b) de la capacité MIM telle que simulée sur HFSS

Nous pouvons observer sur la Figure 3.20 que la longueur l_{capa} ne représente en réalité que la longueur de la surface où se produit l'effet capacitif avec la ligne. Pour calculer l'encombrement de la capacité MIM et estimer si celle-ci est réalisable, il faut aussi prendre en compte la longueur l_{via} de la surface connectant la ligne à la capacité avec des vias ainsi que de l'espace entre les lignes l_{space}.

Le circuit équivalent de la ligne contenant cette capacité (voir Figure 3.17) est ensuite calculé sur Matlab et exporté sur HFSS, ce qui permet de réaliser une étude paramétrique sur la longueur de capacité pour obtenir les mêmes performances en S_{11} et S_{12}. Cette étude paramétrique est illustrée Figure 3.21 et Figure 3.22.

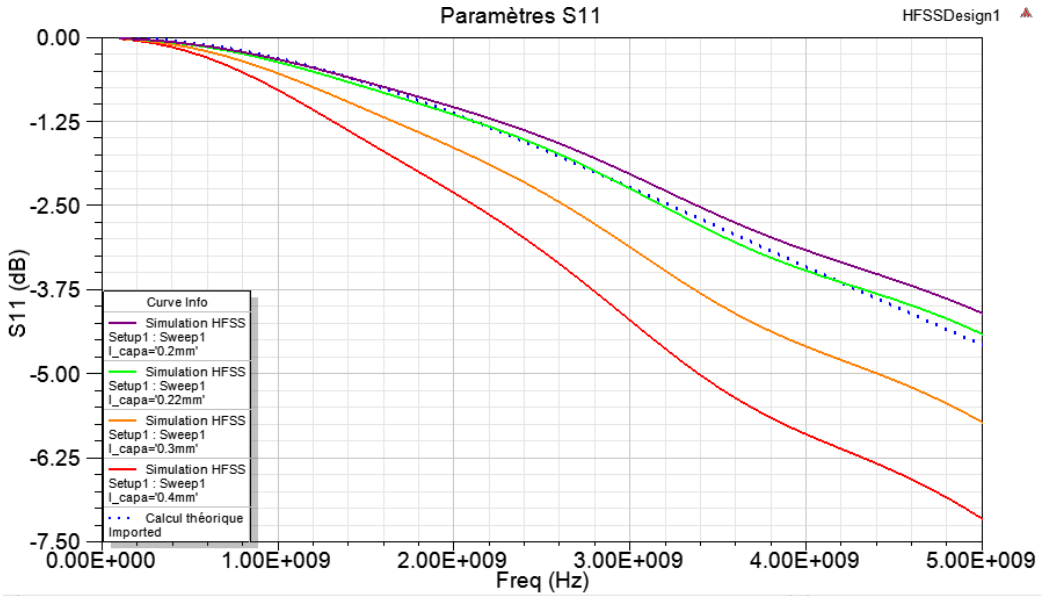


Figure 3.21 : Comparaison des paramètres S_{11} des éléments 3D simulés sur HFSS (traits pleins) et du circuit équivalent extrait de Matlab (traits pointillés) de la capacité MIM

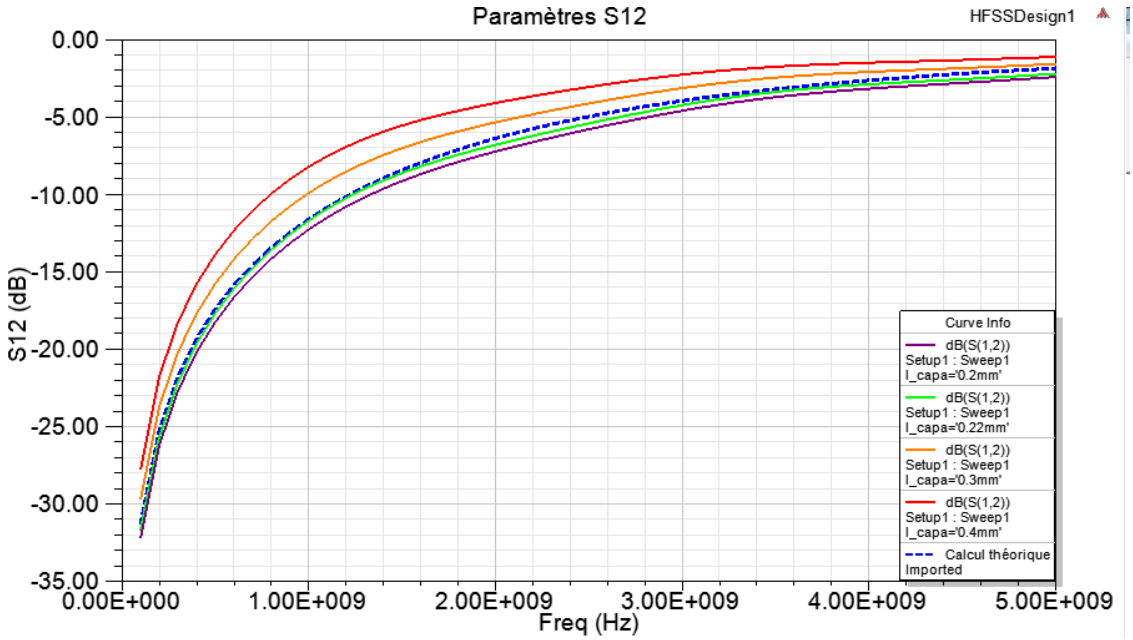


Figure 3.22 : Comparaison des paramètres S_{12} des éléments 3D simulés sur HFSS (traits pleins) et du circuit équivalent extrait de Matlab (traits pointillés) de la capacité MIM

La longueur de capacité MIM correspondant au circuit équivalent est de 0.22mm. La différence avec la valeur estimée provient sans doute de l'influence de la surface de contact de longueur l_{via} où doit également se produire un effet capacitif avec la ligne.

Nous pouvons également nous intéresser aux capacités MIM d'un circuit en T qui sont alors au nombre de 2 et chacune du double de la valeur de C_L (voir Figure 3.6). La longueur de la structure composée de ces deux capacités MIM est alors quatre fois plus élevée que dans le circuit en T. Comme nous pouvons le voir dans la Figure 3.23, la capacité prend toute la longueur de la cellule, ainsi les circuits en T se révèlent plus difficiles à concevoir pour ces valeurs de capacités. Les circuits en Π seront alors privilégiés pour la ligne 2-LH et la ligne 4-LH, qui ont une longueur de cellule plus faible.

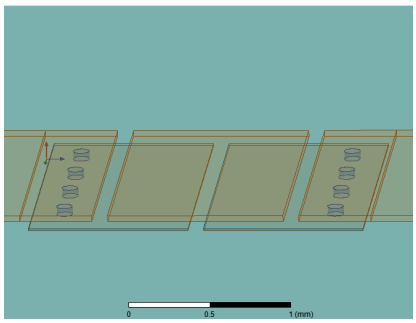


Figure 3.23 : Vue 3D zoomée de la double capacité MIM d'un circuit en T

Nous pouvons alors déterminer la longueur de chaque capacité en cherchant la longueur correspondante à une capacité de valeur $2.C_L$:

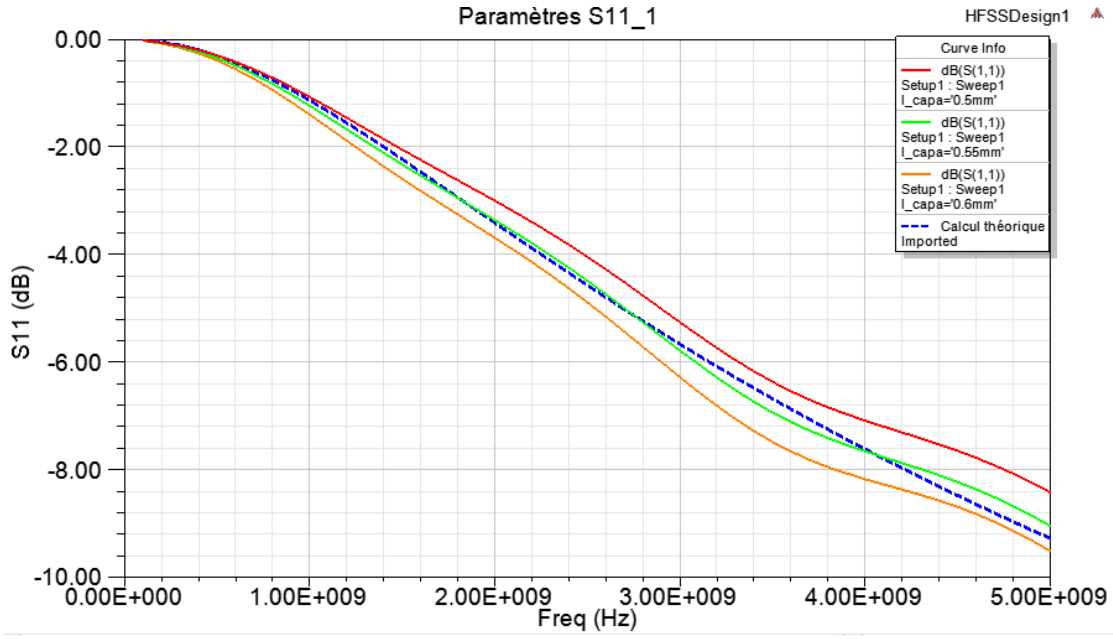


Figure 3.24 : Comparaison des paramètres S_{11} des éléments 3D simulés sur HFSS (traits pleins) et du circuit équivalent extrait de Matlab (traits pointillés) de la capacité MIM de valeur $2.C_L$

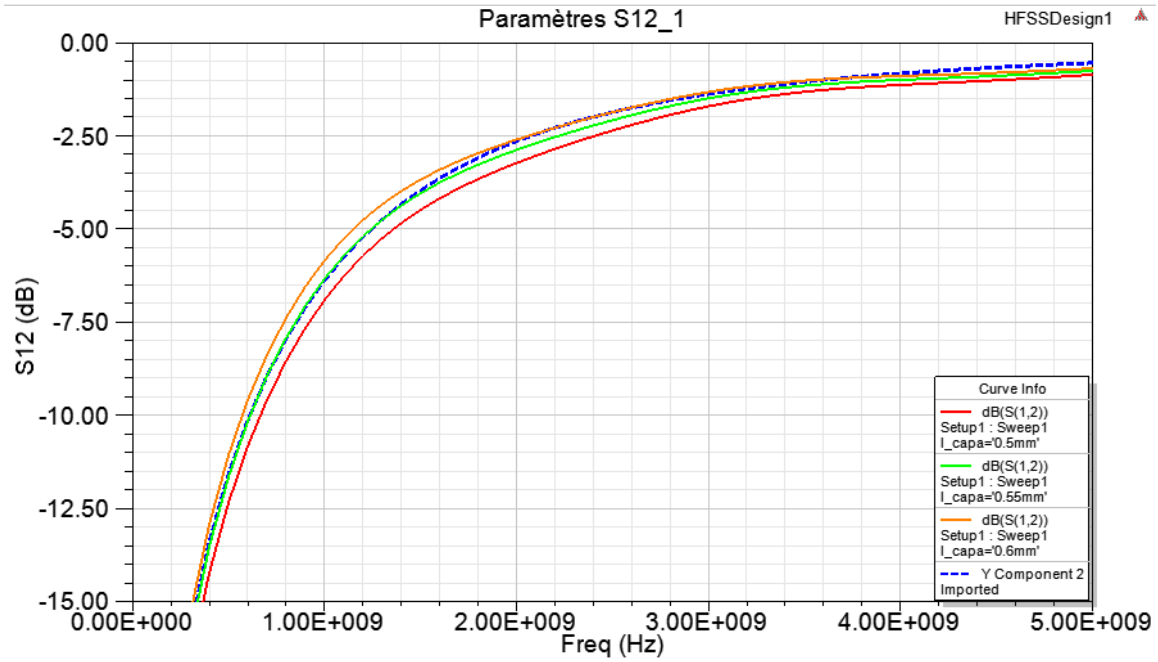
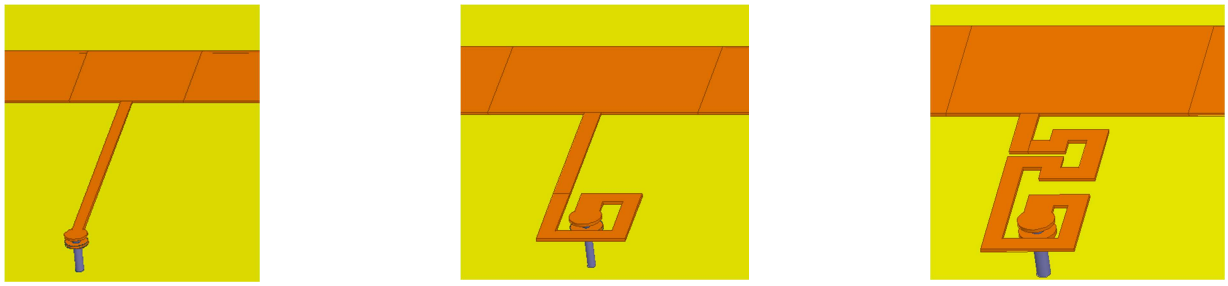


Figure 3.25 : Comparaison des paramètres S_{12} des éléments 3D simulés sur HFSS (traits pleins) et du circuit équivalent extrait de Matlab (traits pointillés) de la capacité MIM de valeur $2.C_L$

La longueur des capacités MIM dans un circuit en Π est de 0.55mm. Cela équivaut à une longueur de capacité MIM de 2.2mm, ce qui est supérieur à la longueur de cellule actuelle. Le circuit en Π pour la ligne 2-LH est toujours réalisable en utilisant des vias plus fins, ce qui peut entraîner une dégradation des performances de la ligne à cause du diamètre des vias à la limite de la tolérance de fabrication. Les circuits en T seront plus faciles à réaliser au niveau de la capacité, même si l'inductance est plus encombrante.

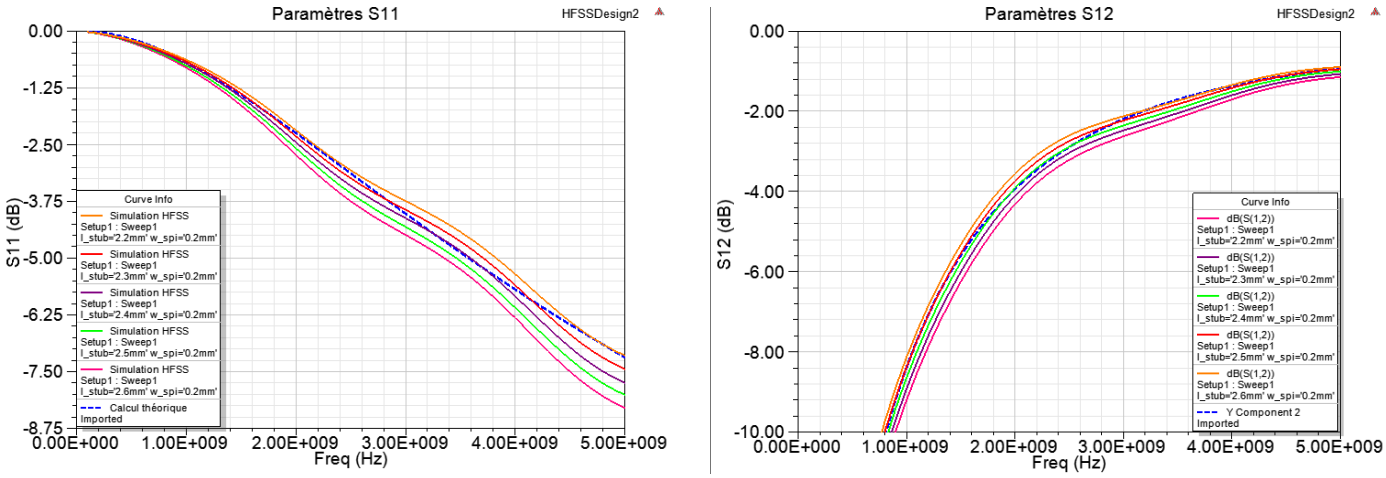
La même étude est effectuée sur les structures 3D d'inductance illustrées Figure 3.26.



(a) (b) (c)

Figure 3.26 : Vue 3D zoomée du stub (a), de la spirale (b) et de la spirale-méandre (c)

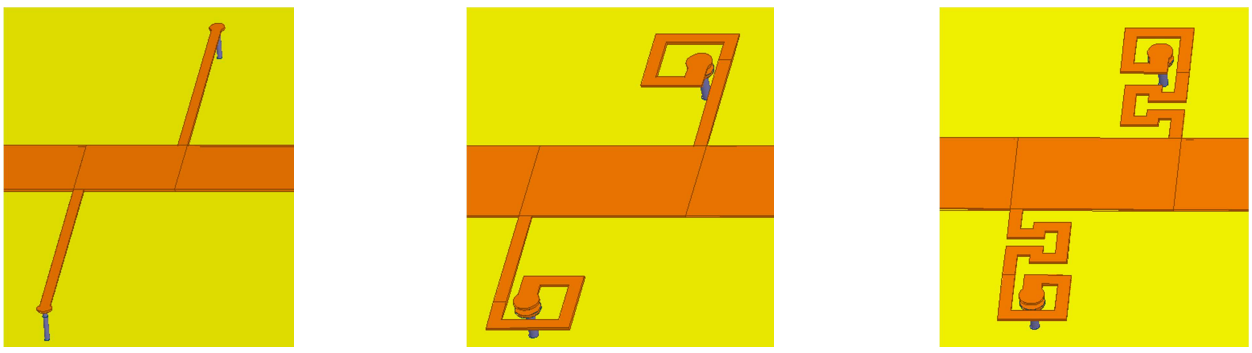
Nous allons en particulier détailler les résultats du stub, en effectuant l'étude paramétrique de la longueur de stub autour de la valeur estimée de 2.6mm (Figure 3.27). La valeur optimale de l_{stub} est alors de 2.3mm :



(a) (b)

Figure 3.27 : Comparaison des paramètres S des éléments 3D simulés sur HFSS (traits pleins) et du circuit équivalent extrait de Matlab (traits pointillés) du stub parallèle court-circuité

Les structures de spirale et de spirale-méandre ne seront pas modélisées car les valeurs d'inductances recherchées sont trop faibles pour obtenir des modèles réalisables.
Dans les circuits en Π, chaque cellule contient deux inductances de valeur $2.L_L$:



(a) (b) (c)

Figure 3.28 : Vue 3D zoomée du stub (a), de la spirale (b) et de la spirale-méandre (c)

Ces structures présentent alors un fort encombrement vis-à-vis de la largeur globale de la ligne CRLH. C'est pourquoi les stubs ne seront pas utilisés dans les schémas en Π, pour éviter des structures trop larges. Les spirales et spirales-méandres, étant plus compactes, sont moins affectées par ce changement.
Les résultats de l'étape de rétro-simulation sont présentés dans le Tableau 3.16, où les cases en rouges correspondent aux cas non traités du fait d'incompatibilités géométriques.

Tableau 3.16 : Paramètres physiques issus de la rétro-simulation HFSS/Matlab des différentes capacités et inductances 3D de la ligne 2-LH

Ligne	2-LH	2-LH	2-LH	2-LH	2-LH	2-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	T-Spirale Méandre	PI-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)	2.03				2.03	2.03
l_{capa} (mm)	0.55				0.22	0.22
l_{stub} (mm)	2.3				2.0	1.3
l_{spi} (mm)	-				1.4	1.2

Nous pouvons constater notamment que la structure à spirale méandre en Π et dans une moindre mesure la structure à spirale en Π ont des valeurs assez éloignées des estimations, ce qui peut s'expliquer par des modèles théoriques plus approchés que pour le stub. Ces éléments sont donc réalisables dans le cas de la ligne 2-LH en Π.

La même étude est réalisée sur la ligne 0-LH.

Tableau 3.17 : Paramètres physiques estimés issus des modèles théoriques des différentes capacités et inductances 3D de la ligne 0-LH

Ligne	0-LH	0-LH	0-LH	0-LH	0-LH	0-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	T-Spirale Méandre	PI-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)	2.74	2.74	2.74	2.74	2.74	2.74
l_{capa} (mm)	0.97	0.97	0.97	0.49	0.49	0.49
l_{stub} (mm)	2.1	0.15	1.1	4.3	1.0	1.5
l_{spi} (mm)	-	1.0	1.0	-	0.91	0.46

Nous pouvons constater que la structure en spirale-méandre en T ne peut pas être réalisée. La structure en spirale en Π semble également difficilement réalisable selon les estimations. Parmi les circuits en Π, la structure en stub ne sera pas non plus conservée pour les mêmes raisons que dans le cas 0-LH. Les calculs théoriques démontrent que la structure en spirale méandre est irréalisable, ce qui sera vérifié par l'étape de rétro-simulation au vu de l'imprécision des estimations des paramètres de la spirale-méandre par rapport aux autres structures.

De la même manière que pour la ligne 2-LH, une valeur plus exacte de ces paramètres est ensuite obtenue à l'aide d'une rétro-simulation sur HFSS :

Tableau 3.18 : Paramètres physiques issus de la rétro-simulation HFSS/Matlab des différentes capacités et inductances 3D de la ligne 0-LH

Ligne	0-LH	0-LH	0-LH	0-LH	0-LH	0-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	T-Spirale Méandre	PI-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)	2.55	2.55				2.55
l_{capa} (mm)	0.7	0.7				0.3
l_{stub} (mm)	1.7	0.15				1.3
l_{spi} (mm)	-	1.0				1.0

Les résultats théoriques sont également montrés dans le cas 4-LH :

Tableau 3.19 : Paramètres physiques estimés issus des modèles théoriques des différentes capacités et inductances 3D de la ligne 4-LH

Ligne	4-LH	4-LH	4-LH	4-LH	4-LH	4-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	T-Spirale Méandre	PI-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)	1.83	1.83	1.83	1.83	1.83	1.83
l_{capa} (mm)	0.69	0.69	0.69	0.34	0.34	0.34
l_{stub} (mm)	3.1	0.15	1.5	5.3	2.0	1.5
l_{spi} (mm)	-	0.84	0.29	-	1.2	0.74

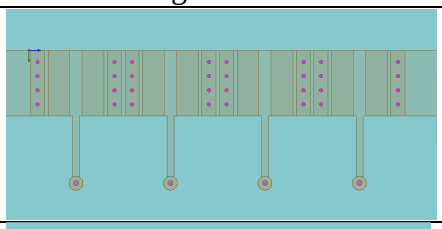
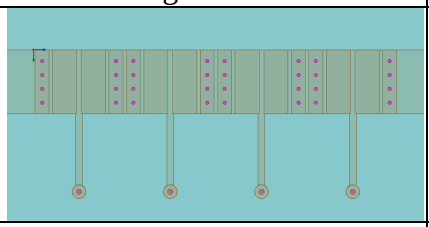
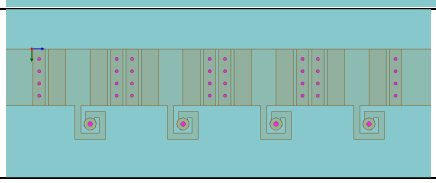
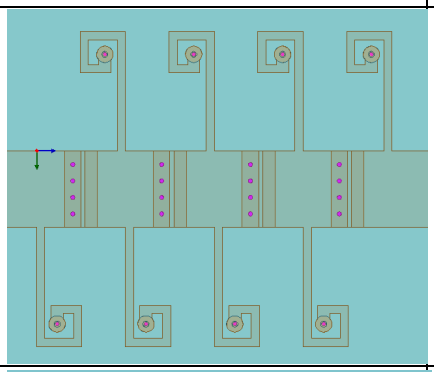
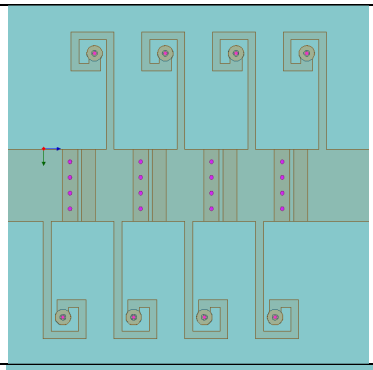
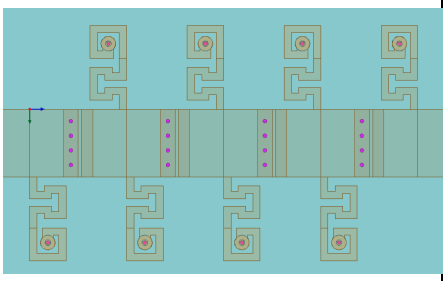
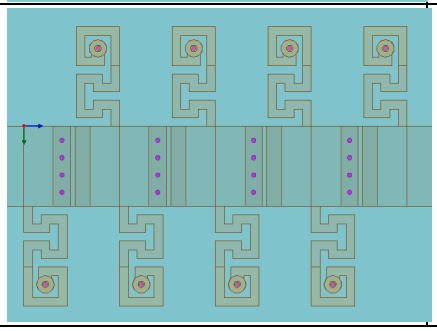
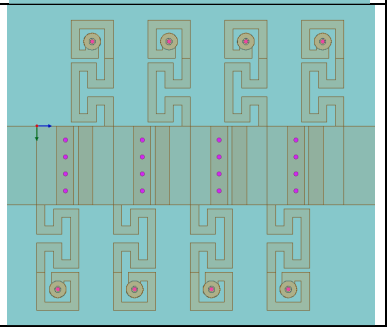
Les circuits en T ne sont pas modélisables pour la ligne 4-LH à cause d'une longueur des capacités MIM plus importante que la longueur de cellule. Les stubs dans le circuit en Π sont trop encombrants, ainsi deux structures sont retenues, leurs paramètres physiques simulés sont présenté ci-dessous :

Tableau 3.20 : Paramètres physiques issus de la rétro-simulation HFSS/Matlab des différentes capacités et inductances 3D de la ligne 4-LH

Ligne	4-LH	4-LH	4-LH	4-LH	4-LH	4-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	T-Spirale Méandre	PI-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)					1.70	1.70
l_{capa} (mm)					0.18	0.18
l_{stub} (mm)					3.0	1.4
l_{spi} (mm)					1.4	1.3

Cette étude a permis de déterminer les paramètres physiques de chacun des éléments 3D qui composent une ligne CRLH. Ces lignes peuvent être modélisées et simulées sur HFSS. Huit lignes ont été retenues et sont montrées dans le Tableau 3.21 :

Tableau 3.21 : Différentes lignes 3D CRLH modélisées sur HFSS

	Ligne 0-LH	Ligne 2-LH	Ligne 4-LH
T Stub			X
T Spirale		X	X
PI Spirale	X		
PI spirale méandre			

Ces lignes serviront d'initialisation pour l'étude paramétrique réalisée dans l'étape 3.

Les paramètres physiques déterminés après rétro-simulation sont:

Tableau 3.22 : Paramètres physiques issus de la rétro-simulation HFSS/Matlab des différentes capacités et inductances 3D des lignes choisies

Ligne	0-LH	0-LH	0-LH	2-LH	2-LH	2-LH	4-LH	4-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	PI-Spirale Méandre	T-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)	2.55	2.55	2.55	2.03	2.03	2.03	1.70	1.70
l_{capa} (mm)	0.7	0.7	0.3	0.55	0.22	0.22	0.18	0.18
l_{stub} (mm)	1.7	0.15	1.3	2.3	0.9	1.5	3.0	1.4
l_{spi} (mm)	-	1.0	1.0	-	1.1	0.61	1.4	1.3

3.3.3. Bilan de l'étape 2

Les différentes opérations de l'étape 2 peuvent être résumées dans cet organigramme :

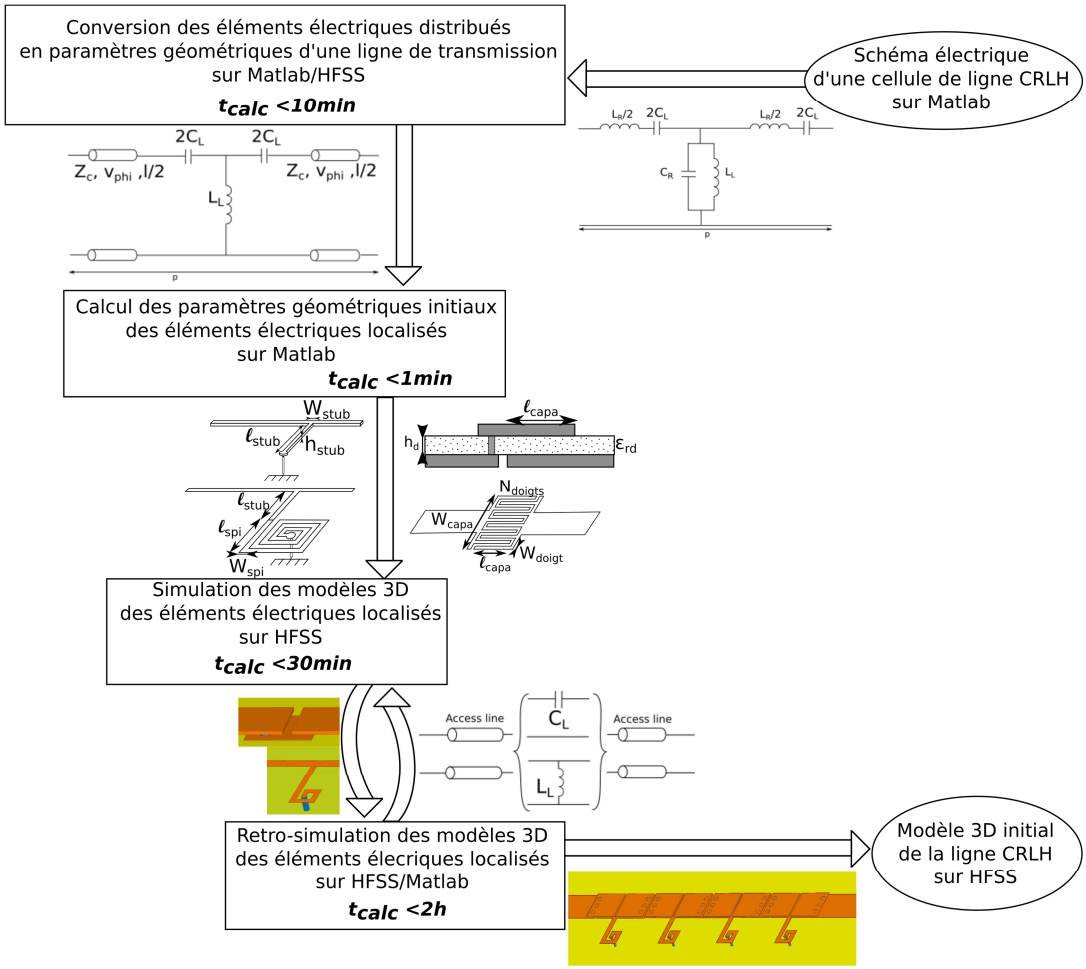


Figure 3.29 : Organigramme résumé de l'étape 2 de conception de la solution initiale de ligne 3D du déphaseur CRLH à partir de son circuit équivalent

A l'aide de cette étape, nous avons obtenu une solution initiale de ligne 3D CRLH sur HFSS, l'étape suivante consiste alors à effectuer une étude paramétrique de cette ligne pour obtenir les performances attendues.
Les opérations effectuées lors de cette étape sont réalisées à l'aide à la fois d'un logiciel de calcul numérique tel que Matlab, ainsi que d'un logiciel de simulation 3D HFSS. Ainsi cette étape nécessite plus de temps de calcul que la première, même si uniquement des structures simples avec un maillage de petite taille, telles que les structures 3D de capacité ou d'inductance, sont simulées sur HFSS.
Cette étape nous a permis d'obtenir des solutions initiales de lignes 3D, sans effectuer des simulations trop coûteuses sur HFSS par rapport à ce qui pourra être fait dans la prochaîne étape. La détermination de solutions initiales de lignes 3D devrait cependant réduire drastiquement le temps de calcul de l'optimisation nécessaire à l'obtention de lignes 3D solutions du cahier des charges du déphaseur.

3.4. Etape 3 : Optimisation du déphaseur CRLH à partir d'une solution initiale de ligne 3D

Cette étape consiste à réaliser une étude paramétrique des lignes CRLH modélisées sur HFSS afin d'obtenir les performances requises par le cahier des charges. Pour cela, l'étude paramétrique va consister à faire varier pour chaque structure qui constitue la ligne CRLH un paramètre physique considéré comme le plus impactant. Dans certains cas comme pour la structure en spirale où le paramètre le plus impactant est la longueur de spirale l_{spi}, le choix d'un paramètre moins impactant tel que la longueur de stub l_{stub} peut également être considéré lorsque la ligne initiale a des performances presque acceptables. Nous présentons alors ci-dessous la liste des paramètres de chacune des structures 3D ayant été présentées, ainsi que leur paramètre le plus impactant en bleu qui est celui utilisé par défaut dans l'étude paramétrique. Dans certains cas, un autre paramètre considéré comme le deuxième le plus impactant (en orange dans le tableau) mais permettant d'obtenir une variation des performances moins importante que le premier pourra être choisi.

Tableau 3.23 : Liste des paramètres de chacune des structures 3D potentielles de la ligne CRLH (le paramètre le plus impactant en bleu)

Elément 3D	Paramètre physique				
Ligne microstrip	$\boldsymbol{l_{cell}}$	W_R	-	-	-
Capacité MIM	$\boldsymbol{l_{capa}}$	W_{capa}	-	-	-
Capacité interdigitée	$\boldsymbol{l_{capa}}$	N_{doigt}	W_{doigt}	-	-
Inductance stub	$\boldsymbol{l_{stub}}$	W_{stub}	-	-	-
Inductance spirale	$\boldsymbol{l_{spi}}$	N_{spi}	l_{stub}	W_{spi}	S_{spi}
Inductance méandre	$\boldsymbol{l_{spi}}$	N_{spi}	l_{stub}	W_{spi}	S_{spi}

Par conséquent, l'étude paramétrique consiste en une optimisation de la ligne à travers 3 paramètres, un par élément localisé et un pour les éléments distribués. En ayant assuré à l'aide des 2 étapes précédentes une ligne initiale suffisamment proche des résultats attendus, cette étude paramétrique peut se faire uniquement à proximité des valeurs des paramètres physiques initiales, pour une variation de $\pm\alpha$% de chaque paramètre. Dans les cas où cette première étude ne donne pas de résultat optimal, une extrapolation des résultats permet de prédire l'effet sur chaque paramètre qui améliorera les performances et permettra à l'aide d'une deuxième étude paramétrique plus ciblée d'atteindre la solution attendue.

Cette étape peut alors être résumée dans l'organigramme suivant :

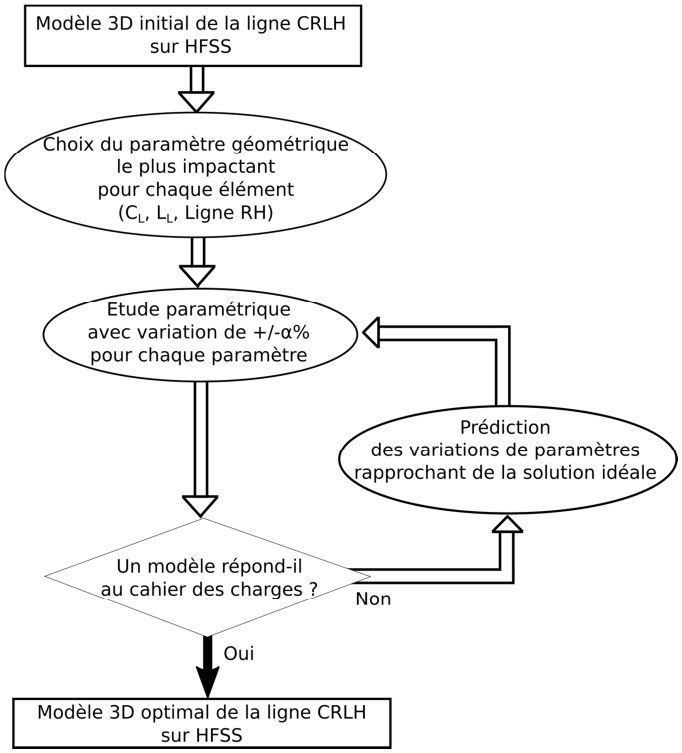


Figure 3.30 : Organigramme résumé de l'étape 3 de l'optimisation du modèle 3D de ligne CRLH

Cas test : En appliquant cette méthode à chacune des lignes 3D initiales obtenues à la fin de l'étape 2, nous pouvons obtenir huit solutions différentes de déphaseurs CRLH satisfaisant le cahier des charges. Les valeurs des paramètres physiques finaux sont :

Tableau 3.24 : Paramètres physiques optimisés des différentes capacités et inductances 3D des lignes choisies

Ligne	0-LH	0-LH	0-LH	2-LH	2-LH	2-LH	4-LH	4-LH
Elément 3D	T-Stub	T-Spirale	PI-Spirale Méandre	T-Stub	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre	PI-Spirale	PI-Spirale Méandre
l_{cell} (mm)	2.69	3.04	2.66	2.38	2.16	2.21	1.81	1.81
l_{capa} (mm)	0.62	0.57	0.3	0.6	0.3	0.35	0.35	0.33
l_{stub} (mm)	2.15	0.15	0.9	2.25	0.9	1.0	2.1	1.4
l_{spi} (mm)	-	1.0	1.0	-	1.1	1.0	1.1	1.0

Nous pouvons constater des valeurs relativement proches de celles issues de l'étape 2, ce qui montre l'intérêt des deux premières étapes. Ces résultats sont obtenus en 7 simulations dans le cas de la ligne 0-LH, et de 14 simulations dans les cas de la ligne 2-LH et 4-LH. Sachant que chaque simulation prend moins d'une heure, il en résulte des temps de simulation de 10-20 heures.

Pour déterminer l'intérêt de la méthode, nous présentons une étude paramétrique alternative des solutions de lignes CRLH sur HFSS sans initialisation. L'objectif de cette étude est également de mettre en avant les ressources économisées par une recherche de solution initiale en comparant les deux études.
Cette étude paramétrique générique n'est effectuée en réalité que sur les éléments localisés avec pour chacun un choix de structure 3D défini au préalable. De nombreux paramètres tels que le nombre de cellules, la

taille de cellule, les propriétés du substrat, et une partie des paramètres physiques de chaque structure 3D sont ainsi considérés connus, ceci afin de garder des temps de simulation raisonnables.
L'étude paramétrique consiste à faire varier chacun des deux éléments localisés au sein d'un panel de valeurs atteignables par sa technologie. Ce panel de valeur peut aussi bien être atteint à l'aide d'un seul paramètre physique comme dans le cas du stub court-circuité parallèle (l_{stub}), ou bien à l'aide de plusieurs paramètres comme dans le cas de la spirale (l_{spi}, l_{stub}, N_{spi}). Tous les paramètres physiques du même élément localisé sont alors regroupés et convertis en un seul paramètre électrique, afin d'obtenir une étude paramétrique de deux paramètres électriques. Une dizaine de valeurs au total est considérée, soit 100 simulations, ce qui nécessite plusieurs journées de simulation. Les résultats de cette étude sont illustrés Figure 3.31.
Le graphe se présente sous la forme d'une grille avec en abscisse la valeur de capacité C_L et en ordonnée la valeur d'inductance L_L. Les performances de chaque cas sont représentées selon la légende, avec en rouge des performances médiocres en terme d'adaptation (S_{11}>-10dB) ou de phase (ε_φ>60°), en bleu des performances faibles à moyennes (S_{11}>-14dB et ε_φ>20°), et en vert des performances correctes (S_{11}<-14dB et ε_φ<20°).
Ceci permet d'observer l'effet des éléments électriques sur chaque performance. La zone encadrée par un carré blanc plein représente la zone couverte par l'étude paramétrique effectuée avec notre méthode. Nous pouvons constater que cette zone se trouve toujours à proximité d'une zone de bon fonctionnement (en vert), ce qui valide l'initialisation réalisée avec notre méthode. Il y a un cas (Figure 3.31.c) où la première étude paramétrique ne permet pas d'obtenir directement de solutions acceptables. Cependant, comme annoncé précédemment, les variations de performances notamment en termes d'adaptation permettent à partir des résultats de la première étude paramétrique de réaliser une deuxième étude paramétrique, représentée par un cadre blanc en pointillé, amenant à une solution correcte.

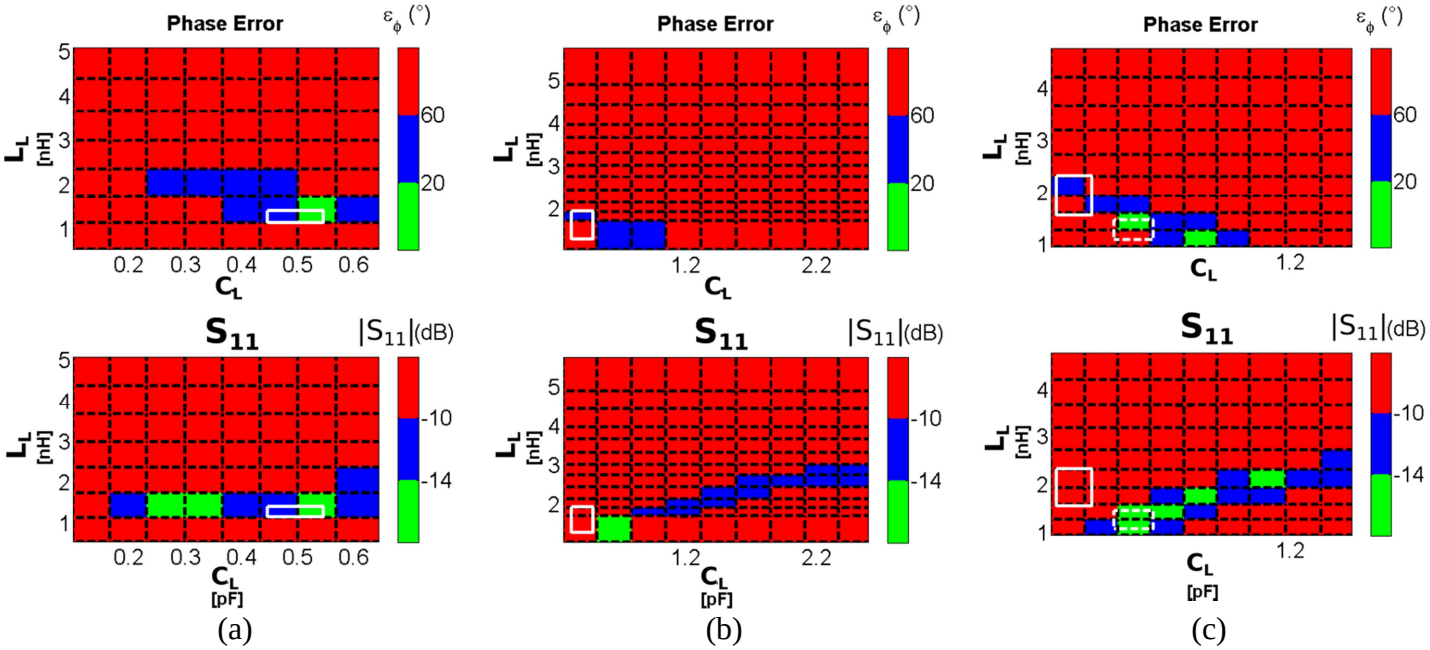


Figure 3.31 : Graphe des études paramétriques pour la ligne 0LH-T-stub (a), 2LH-Π-spirale-meandre (b) et 4H- Π-spirale (c)

Cette étude illustre la rapidité d'exécution de notre méthode : de 7 simulations à 14 selon les cas sont suffisantes pour obtenir une ligne CRLH optimisée, alors que dans un cas générique plus d'une centaine est nécessaire, et ce en ayant déjà fixé certains paramètres tels que le nombre de cellules et leur taille.

Les performances de ces lignes ainsi conçues seront étudiées dans le chapitre suivant qui portera sur l'application évoquée dans ce chapitre et détaillera la fabrication et la caractérisation des prototypes issus de ces solutions de lignes 3D.

3.5. Conclusion du chapitre

L'objectif de ce chapitre était de présenter une méthode de conception de déphaseurs CRLH à partir d'un cahier des charges, méthode illustrée par un exemple issu de l'application détaillée dans le chapitre 4.

La première étape de cette méthode a consisté à obtenir à partir du cahier des charges du déphaseur plusieurs circuits équivalents de ligne CRLH. Pour cela, les outils développés dans le chapitre 2 ont été utilisés, notamment la possibilité d'obtenir à partir d'une contrainte en phase, un ensemble de lignes équilibrées et non équilibrées, répondant à la même contrainte de phase. Cette étape a consisté alors dans le calcul de chaque élément électrique à partir des contraintes, et dans l'extraction des solutions de lignes non équilibrées à partir de la solution initiale de ligne équilibrée.

La deuxième étape a permis de transformer ces circuits équivalents solutions en lignes 3D simulables sur HFSS. Pour cela, la description de structures 3D correspondantes à chacun des éléments du schéma électrique a été nécessaire afin de choisir des structures adaptées permettant de convertir les paramètres électriques du circuit en paramètres physiques d'une ligne 3D. Grâce à ces formules, la structure 3D de chaque élément électrique a pu être modélisée sur HFSS. A l'aide d'une rétro-simulation, les paramètres physiques de chaque structure ont alors pu être optimisés pour correspondre exactement au comportement de l'élément électrique qu'il représente.

Les lignes 3D obtenues lors de la deuxième étape ont alors été utilisées comme solutions initiales pour une étude paramétrique afin d'obtenir des lignes CRLH avec des performances satisfaisant le cahier des charges. Cette étude qui consiste en une faible variation de trois paramètres physiques permet d'obtenir en un minimum de simulations une solution adaptée.

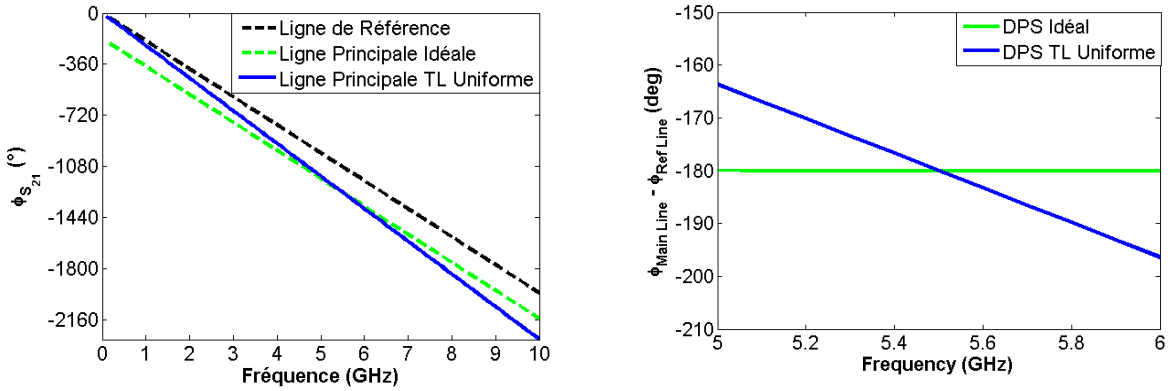
Dans le prochain chapitre nous présenterons plus en détail l'application qui a été utilisée en tant qu'exemple dans cette partie. Les lignes issues de la mise en œuvre de la méthode au cas de l'application, et qui ont été exposées dans ce chapitre seront alors fabriquées et caractérisées pour montrer les capacités de la méthode.

Chapitre 4 : Application de la méthode à un déphaseur 180° en bande C

4.1. Présentation de l'application

Dans ce chapitre, nous allons utiliser la méthode développée dans les chapitres précédents pour l'appliquer à un cas concret de conception et de réalisation de déphaseurs à métamatériaux. Cette application a pour objectif d'illustrer les possibilités de performances de déphaseur avec notre méthode, comparativement à un cas de déphaseur simple en ligne microstrip. Il a été démontré dans le chapitre précédent que le temps de conception des déphaseurs obtenus à l'aide de la méthode est suffisamment court (<24h) pour envisager son intégration dans des éléments de charges utiles mentionnés dans le Chapitre 1. En connaissant au préalable la ligne de référence utilisée et la bande de fréquence utile, il est également possible de concevoir des échantillons de déphaseurs CRLH pour certaines valeurs de déphasage, par exemple pour concevoir des déphaseurs à 90°.
Pour permettre une réalisation dans le temps imparti pour la thèse, l'application consistera à concevoir la ligne principale d'un DPS avec un objectif de phase par rapport à une ligne de référence théorique préétablie. Ainsi le but principal est de démontrer que notre méthode permet de concevoir des lignes CRLH avec des performances satisfaisantes en termes notamment de phase, d'adaptation et d'encombrement pour une application industrielle.
L'application sera effectuée en bande C afin d'une part d'illustrer le faible encombrement des déphaseurs à métamatériaux étant composés d'éléments petits devant la longueur d'onde, et d'autre part d'avoir accès à des structures 3D vues dans le Chapitre 3, simples à concevoir et valables dans cette bande de fréquence. La bande de fréquence exacte choisie est de [4.95GHz, 6.05GHz], soit une bande de 20% centrée en 5.5GHz.
Un autre objectif de l'application est de montrer l'intérêt d'utiliser des métamatériaux au lieu des technologies classiques de déphaseurs vues dans le chapitre 1. La principale difficulté de la conception de déphaseurs large bande basés sur des lignes de transmissions uniformes est leur nombre de degrés de liberté limité.

Nous pouvons observer sur la Figure 4.1, un cas basique de deux lignes de longueurs différentes déphasées de 180° à la fréquence centrale. Cependant les deux lignes n'ont pas la même pente de phase et donc un déphasage contrôlé seulement sur une bande très étroite, ceci car leur conception est effectuée avec un seul degré de liberté. Une conception basée sur des métamatériaux permet de bénéficier d'un plus grand nombre de degrés de liberté, entraînant alors un déphasage quasi constant sur une large bande.



(a) (b)

***Figure 4.1 :* Illustration de la différence de phase entre un DPS RH et un DPS idéal visualisée à l'aide des déphasages des différentes lignes (a) et du déphasage du DPS (b)**

Pour illustrer ce principe, nous avons choisi un déphasage le plus élevé possible, c'est-à-dire 180°, car plus le déphasage est élevé, plus la pente de phase entre les deux lignes est différente (voir Figure 4.1), plus il est difficile habituellement d'obtenir des solutions larges bandes.
La ligne de référence choisie est une ligne microstrip uniforme de longueur 40mm (voir Figure 4.2). La ligne microstrip est simulée sur un substrat Rogers RT/duroid 5880 avec une permittivité relative ε_r=2.2 et une épaisseur h=508µm, et est conçue de manière à avoir une impédance d'entrée de 50 ohms.

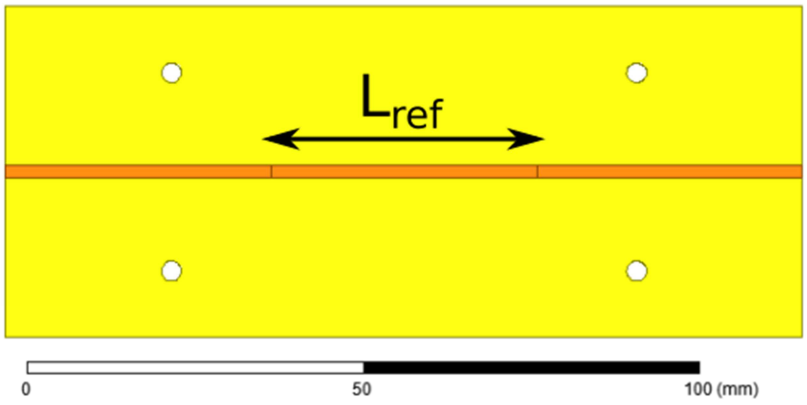


Figure 4.2 : Vue de dessus de la ligne de référence

La contrainte de déphasage visé est alors le déphasage de cette ligne de référence (φ_1=-342°, φ_2=-417°) auquel on soustrait 180°, ce qui donne (φ_1=-522°, φ_2=-597°) les caractéristiques de la ligne principale du DPS à concevoir :

Tableau 4.1 : Caractéristiques de la ligne principale du DPS de l'application

Paramètres	Valeurs considérées
Fréquence centrale f_0	5.5GHz
Largeur de la bande de fréquence df	20% i.e.[4.95GHz, 6.05GHz]
Centre de l'intervalle de phase φ_0	-560°
Largeur de l'intervalle de phase L_φ	76°
Impédance d'entrée Z_R	50Ω

Pour mesurer les performances de l'application, un cahier des charges correspondant à des contraintes industrielles, déjà présenté dans le Chapitre 1, sera utilisé :

Tableau 4.2 : Cahier des charges d'un déphaseur sur une bande de fréquence (f_1, f_2)

Contrainte	Critère	Valeurs seuils
Déphasage	ε_φ	12°
Adaptation	*RL*	15dB
Pertes d'insertion	*IL*	1dB
Compacité	l x w	$0.3\lambda_g$x$0.3\lambda_g$

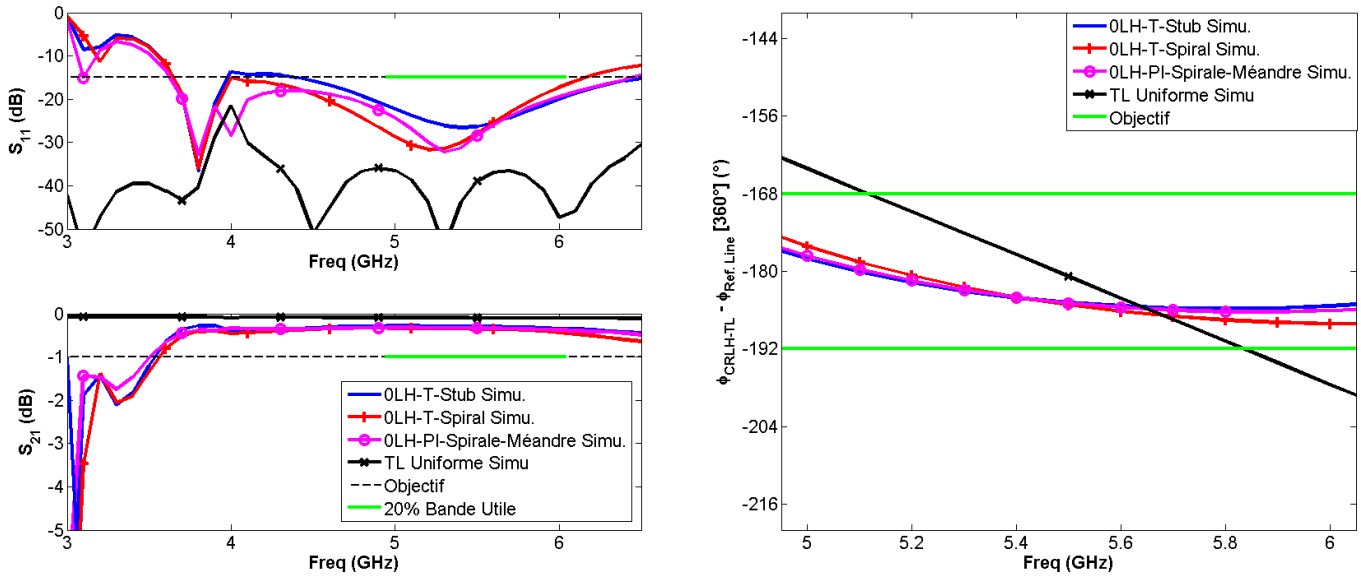
4.2. Résultat de la simulation des lignes 3D issues de la méthode de conception

Une fois l'application et les différentes contraintes du cahier des charges définies, plusieurs lignes 3D CRLH sont conçues à partir de notre méthode, tel que montré dans le Chapitre 3. Nous pouvons alors présenter les résultats des simulations de ces lignes :

Tableau 4.3 : Performances des différentes lignes 3D simulées

Circuit équivalent	Bande interdite	Elément selfique	*RL*	*IL*	ε_φ	**Encombrement**
Circuit en T	X	Stub	**20dB**	**0.3dB**	**4.2°**	**$0.29\lambda_q$x$0.11\lambda_q$ (10.8x4 mm²)**
Circuit en T	X	Spirale	**17.2dB**	**0.4dB**	**5,6°**	**$0.33\lambda_q$x$0.08\lambda_q$ (12.2x3.1 mm²)**
Circuit en PI	X	Spirale+Méandre	**19.4dB**	**0.4dB**	**4,5°**	**$0.29\lambda_q$x$0.18\lambda_q$ (10.6x6.7 mm²)**
Circuit en T	2GHz	Stub	**19.6dB**	**0.3dB**	**4,2°**	**$0.26\lambda_q$x$0.11\lambda_q$ (9.5x4.1 mm²)**
Circuit en PI	2GHz	Spirale	**18.8dB**	**0.3dB**	**2,8°**	**$0.23\lambda_q$x$0.21\lambda_q$ (8.6x7.9 mm²)**
Circuit en PI	2GHz	Spirale+Méandre	**19.1dB**	**0.3dB**	**2,7°**	**$0.24\lambda_q$x$0.18\lambda_q$ (8.8x6.7 mm²)**
Circuit en PI	4GHz	Spirale	**20.6dB**	**0.3dB**	**6,1°**	**$0.20\lambda_q$x$0.22\lambda_q$ (7.2x8.1 mm²)**
Circuit en PI	4GHz	Spirale+Méandre	**21.9dB**	**0.3dB**	**5.7°**	**$0.20\lambda_q$x$0.19\lambda_q$ (7.2x6.9 mm²)**
Ligne Microstrip de référence			**35.8dB**	**0.1dB**	**17.5°**	**$1.63\lambda_q$x$0.05\lambda_q$ (59.8x1.9 mm²)**

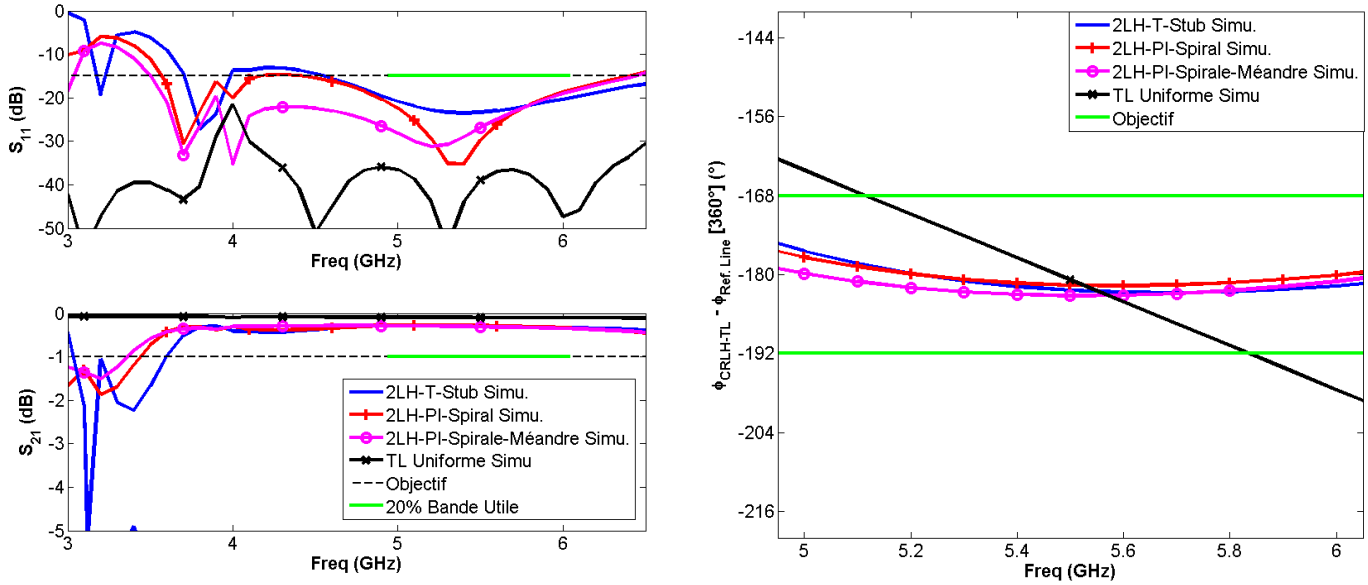
Nous pouvons constater que toutes les lignes CRLH sont compactes, ceci dit à choix de technologies identiques (le circuit en PI avec spirale-méandre), les lignes 0-LH sont les moins compactes parmi les différentes lignes équi-LH.



(a) (b)

Figure 4.3 : Résultats des simulations des paramètres S (a) et du déphasage (b) des différentes lignes 3D simulées de la ligne 0-LH et de la ligne TL uniforme

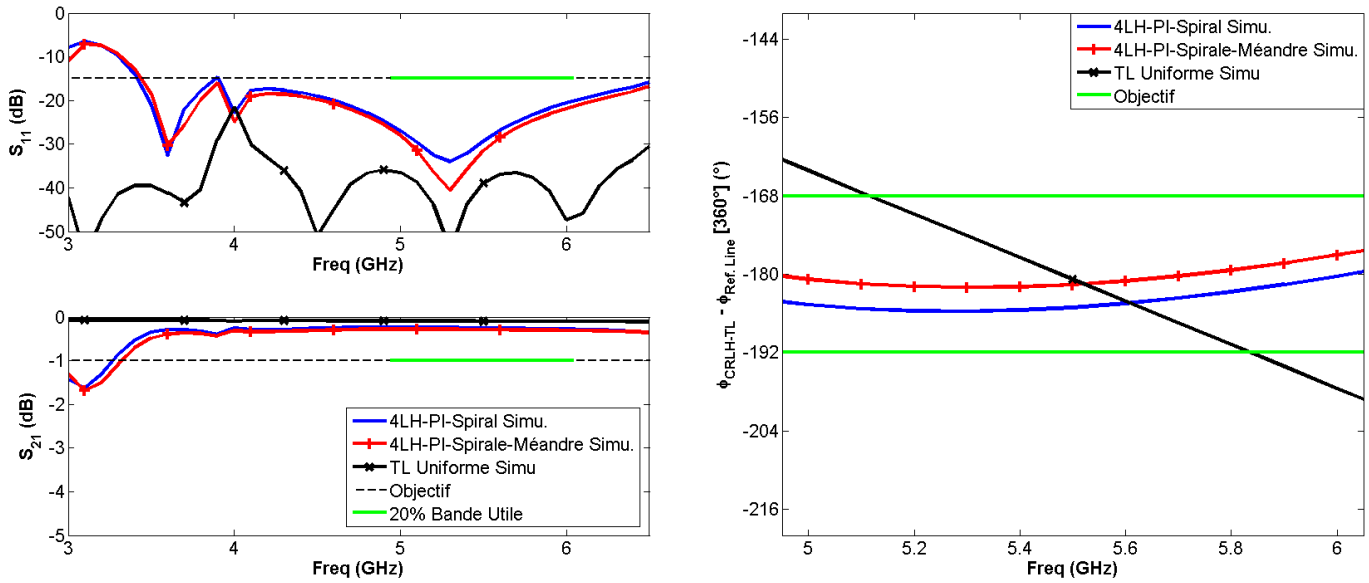
Les lignes 0-LH ont des performances en adaptation, pertes et déphasage très satisfaisantes.



(a) (b)

Figure 4.4 : Résultats des simulations des paramètres S (a) et du déphasage (b) des différentes lignes 3D simulées de la ligne 2-LH et de la ligne TL uniforme

Les lignes 2-LH présentent de meilleurs résultats en déphasage et en encombrement que les lignes 0-LH. Leur adaptation, qui est une des potentielles faiblesses des lignes non équilibrées, est équivalente à celle des lignes équilibrées.



(a) (b)

Figure 4.5 : Résultats des simulations des paramètres S (a) et du déphasage (b) des différentes lignes 3D simulées de la ligne 4-LH et de la ligne TL uniforme

Les lignes 4-LH sont, à technologie identique, les plus compactes. Elles possèdent également les meilleures performances en déphasage, et une adaptation tout aussi satisfaisante que les autres lignes équi-LH.
La ligne de transmission (TL) uniforme a des très bonnes performances en termes d'adaptation et de pertes, mais est plutôt encombrante. Ses performances en phase sont très inférieures à celles des lignes CRLH, le déphasage n'est pas assuré sur les 20% requises par le cahier des charges.

Comme convenu, les lignes CRLH simulées ont une erreur de déphasage beaucoup moins importante que la TL uniforme et sont plus compactes. L'étape d'optimisation de notre méthode a également permis d'obtenir une meilleure adaptation pour les lignes équilibrées que ce que prédisaient les calculs des circuits équivalents.

Non seulement les différentes solutions de déphaseurs CRLH ont un écart de déphasage inférieur à la TL uniforme, mais elles présentent également une bien plus faible variation de la phase sur toute la bande utile, grâce à la dispersion linéaire du métamatériau et à son grand nombre de paramètres. Ce phénomène peut être caractérisé par le paramètre σ_φ qui s'exprime comme l'écart en valeur absolu de déphasage sur la bande utile.

Tableau 4.4 : Variation du déphasage sur la bande utile des prototypes simulés

Ligne	0LH	0LH	0LH	2LH	2LH	2LH	4LH	4LH	TL
Elément selfique	T-Stub	T-Spirale	PI-Spi+Méan	T-Stub	PI-Spirale	PI-Spi+Méan	PI-Spirale	PI-Spi+Méan	-
σ_φ	10.1°	14.9°	11.2°	8.7°	6.2°	5.1°	5.3°	4.9°	36.8°

Le Tableau 4.4 montre que la TL uniforme a un écart σ_φ beaucoup plus élevé que celui des lignes CRLH. Les lignes avec le plus petit σ_φ sont celles pour lesquelles la bande interdite est la plus large.

Les performances des lignes 3D ayant été validées, nous pouvons alors fabriquer les prototypes de ces lignes.

4.3. Fabrication des prototypes

Pour concevoir les capacités MIM, nous devons insérer un film diélectrique entre les surfaces métalliques en regard. Le film utilisé est un « prepreg » FR4-R1755V d'épaisseur 50µm et de permittivité 3.9. En accord avec le fabricant des prototypes (CIRETEC), nous avons choisi de coller la partie supérieure des prototypes (incluant le ruban de cuivre de la ligne et les MIM) à la partie inférieure (substrat principal et plan de masse) grâce à un film « prepreg fastrise » FR-27-0035-66 (voir Figure 4.6).
Ce film de résine se déforme au cours du pressage, et s'affine là où les pistes de cuivre sont présentes. Son épaisseur est estimée par le constructeur entre 53µm et 100µm selon la technique de pressage. Le fabricant a estimé son épaisseur à 80µm. Cependant la surface de cuivre appliquée par rapport à la surface du substrat étant très faible, nous avons considéré que les lignes de cuivre avaient un effet très faible sur le pressage et modélisé le prepreg fastrise avec l'épaisseur maximale de 100µm. La permittivité relative du prepreg que nous avons utilisé pour la modélisation est également une valeur approchée, de par la structure de nature hétérogène, elle a été estimée par le fabricant à 2.42.

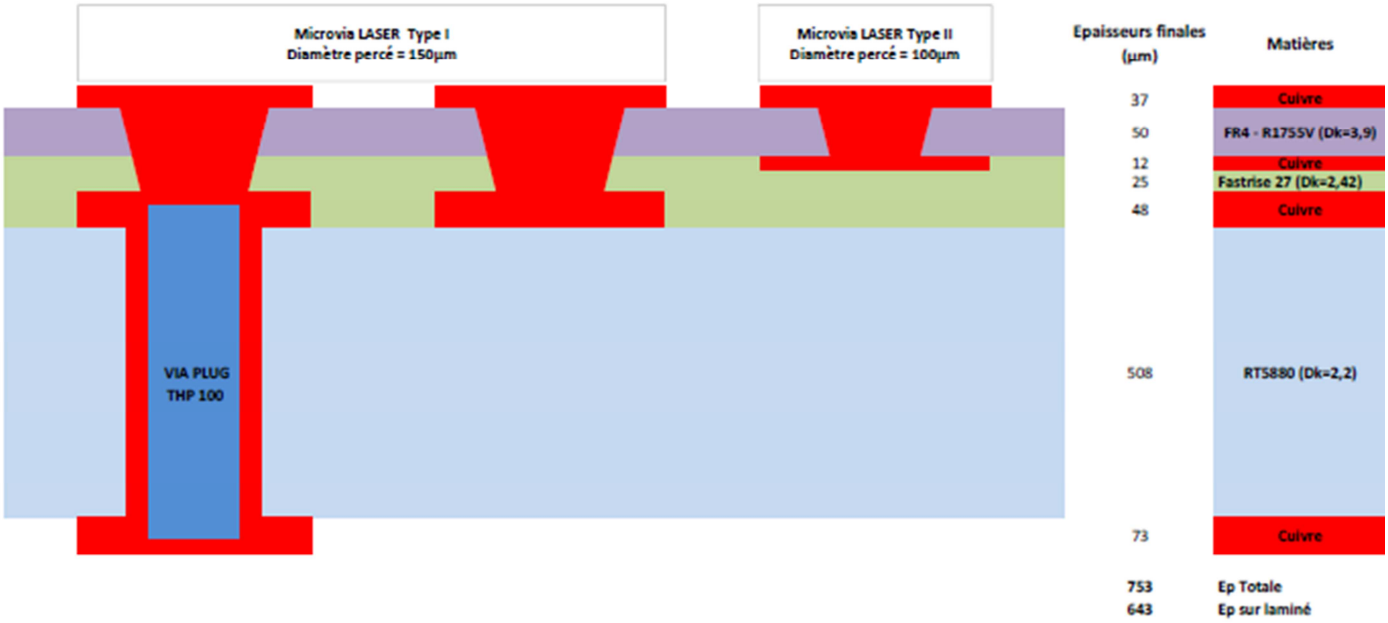
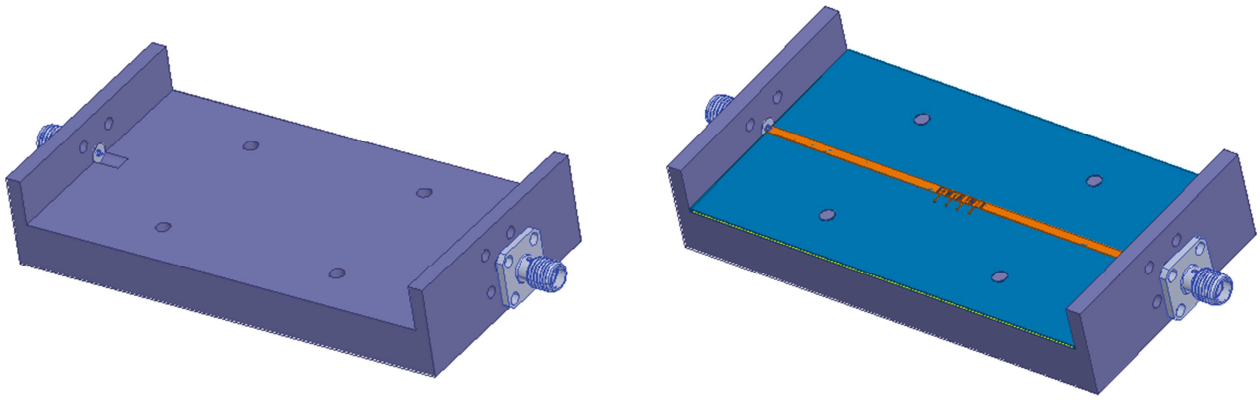


Figure 4.6 : Représentation de l'empilage des différents substrats et des différents vias possibles

Plusieurs types de vias sont utilisés : des vias traversants utilisés au bout des stubs ou spirales (Microvia Laser Type II sur la Figure 4.6), et des vias servant de contact électrique entre la ligne et la capacité MIM (Microvia Laser Type I sur la Figure 4.6).

Afin d'éviter toute déformation des prototypes à cause des mesures, nous avons également fait fabriquer des supports illustrés Figure 4.7, qui ont également permis de fixer les connecteurs SMA (Radiall) nécessaires à la caractérisation des prototypes. Les prototypes sont fixés au support à l'aide de quatre vis en nylon. Les simulations des différents prototypes ont été effectuées en prenant en compte les tolérances données par le fabricant et en modélisant des dispositifs les plus proches possibles des prototypes à réaliser, tels que les trous nécessaires aux vis de fixage.

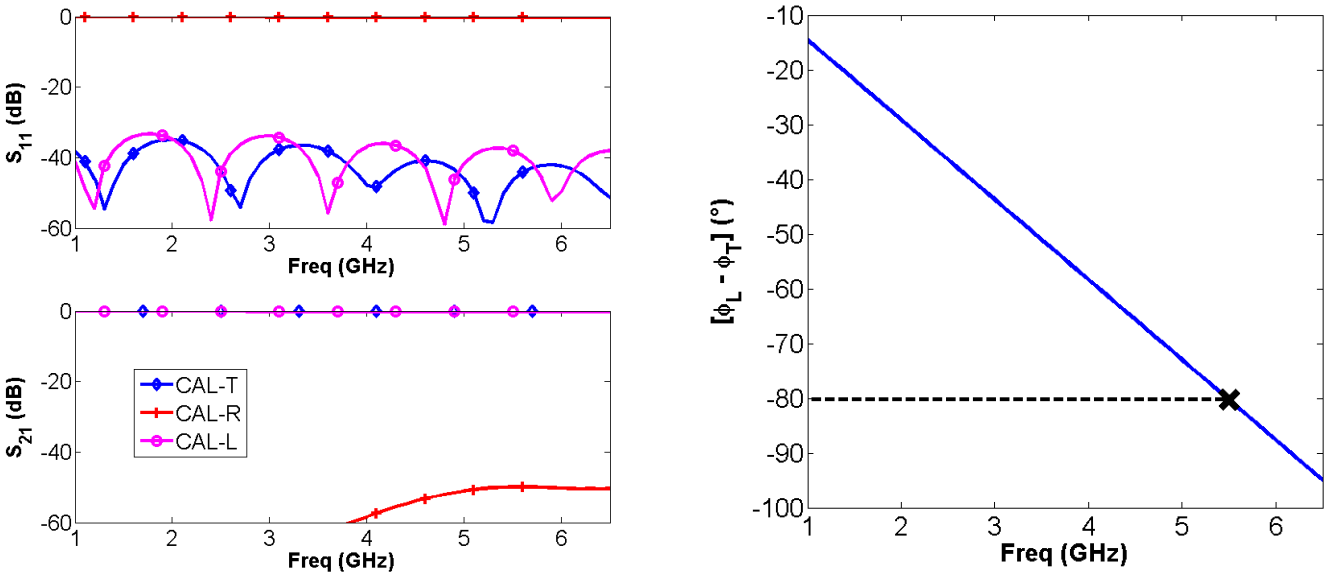


(a) (b)

Figure 4.7 : Vue 3D de la maquette modélisée : support seul (a) et prototype complet avec les connecteurs (b)

Pour pouvoir obtenir les performances des différents prototypes sans l'influence de la connectique nécessaire aux mesures, un kit de calibration est nécessaire. Nous avons choisi d'utiliser une calibration de type TRL ([50], [51]), particulièrement adaptée à des circuits microstrip et qui permet d'obtenir des mesures de phase les plus précises possibles.
Trois prototypes sont nécessaires à ce kit de calibration TRL :

- Le prototype CAL-T (Thru), composé uniquement des lignes d'accès reliées entre elles, avec une transmission totale.
- Le prototype CAL-R (Reflect), composé des deux lignes d'accès non reliées entre elle, formant ainsi un circuit-ouvert et donc une réflexion totale.
- Le prototype CAL-L (Line), composé des deux lignes d'accès et d'une ligne avec un déphasage avec le prototype CAL-T entre 20° et 160°.



(a) (b)

Figure 4.8 : Paramètres S (a) des trois prototypes du kit TRL simulés et déphasage (b) entre le prototype CAL-L et le prototype CAL-T

Nous pouvons vérifier à travers les simulations sur la Figure 4.8.a le comportement passant des prototypes CAL-T et CAL-L et le comportement non passant du prototype CAL-R. Le déphasage de la ligne CAL-L est bien compris entre 20° et 160° (Figure 4.8). Nous avons alors fait fabriquer les trois prototypes de ce kit (Figure 4.9) avec les prototypes de déphaseurs CRLH et le prototype de déphaseur en ligne de transmission uniforme.

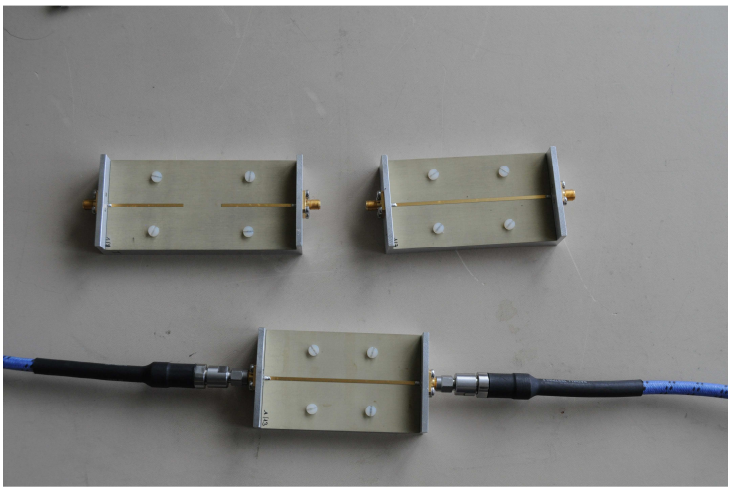
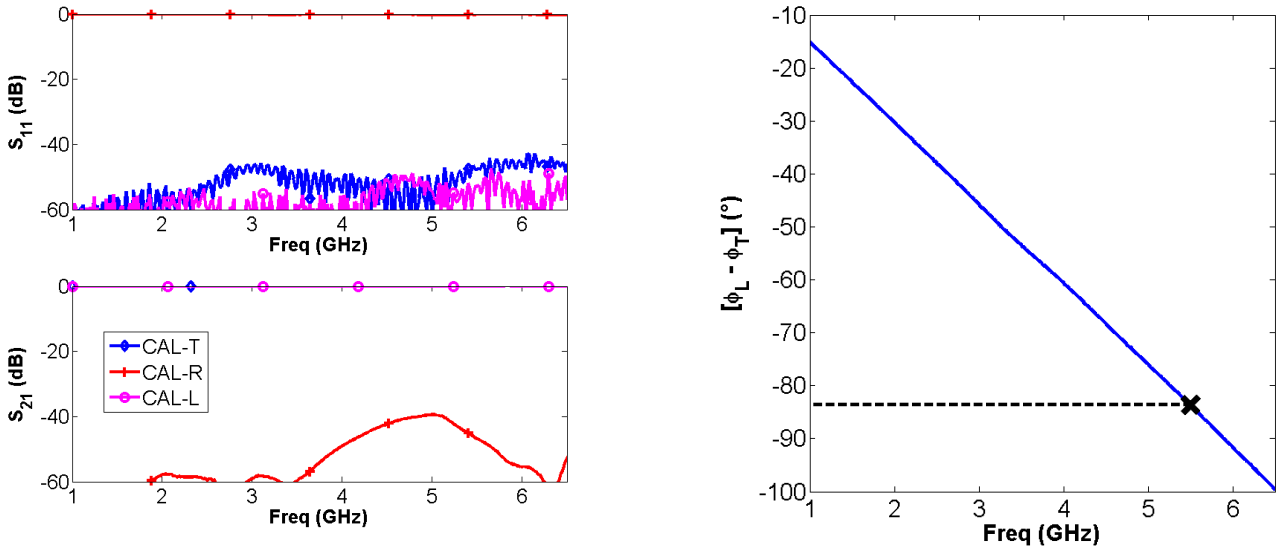


Figure 4.9 : Photo du kit de calibration TRL



(a) (b)

Figure 4.10 : Paramètres S (a) des trois prototypes du kit TRL mesurés et déphasage (b) entre le prototype CAL-L et le prototype CAL-T

Les résultats des mesures des paramètres S et du déphasage du prototype CAL-L (Figure 4.10) confirment le bon fonctionnement du kit de calibration.

Le kit de calibration étant validé, nous pouvons alors nous intéresser à la caractérisation des prototypes. Les différents prototypes de déphaseurs CRLH que nous avons fabriqués sont montrés sur le Tableau 4.5 et Tableau 4.6 :

Tableau 4.5 : Vue de dessus des différents prototypes de lignes CRLH réalisés

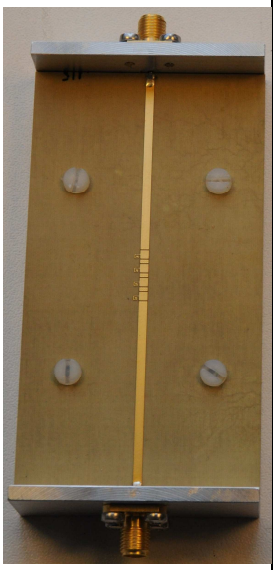
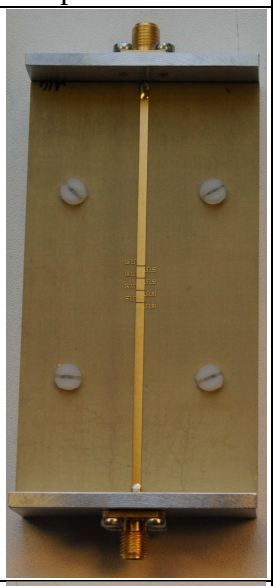
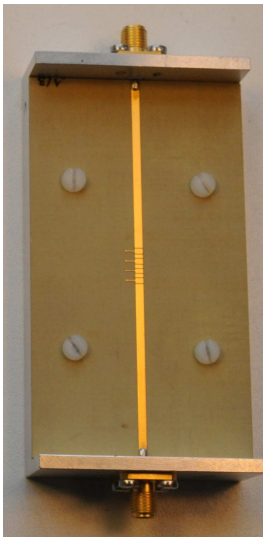
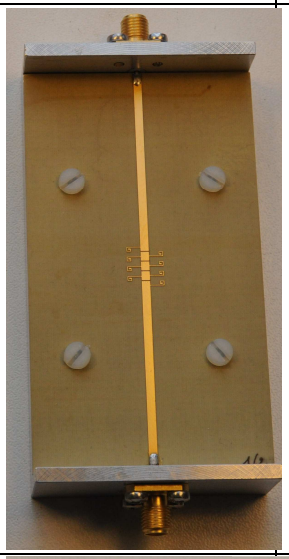
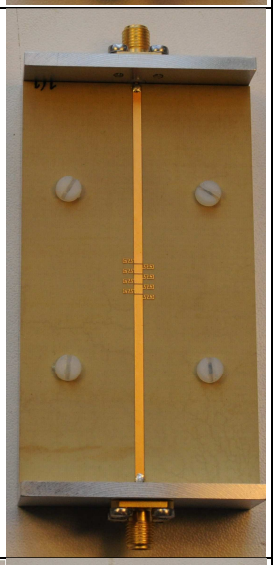
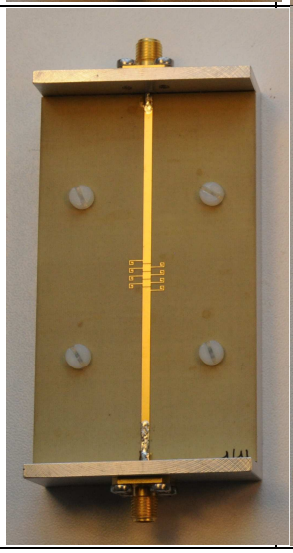
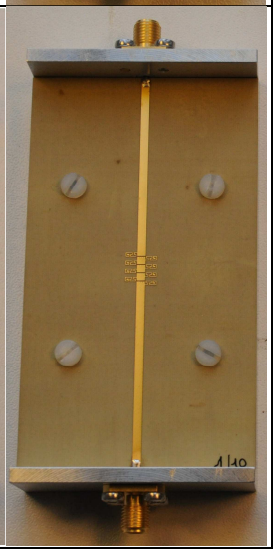
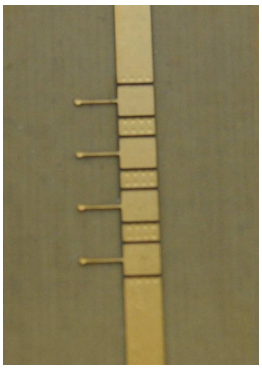
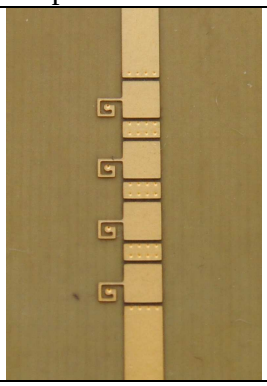
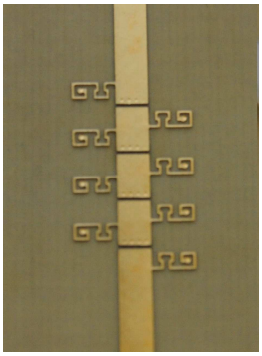
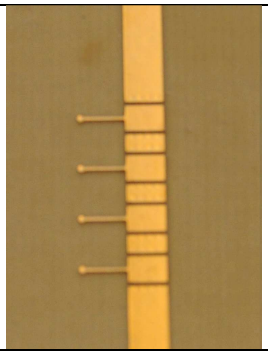
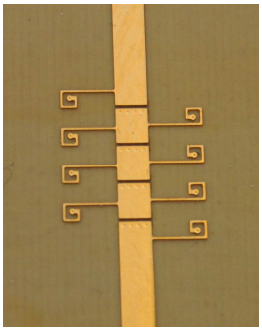
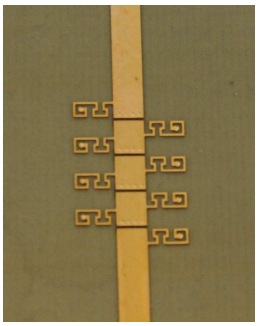
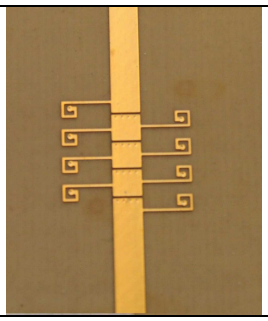
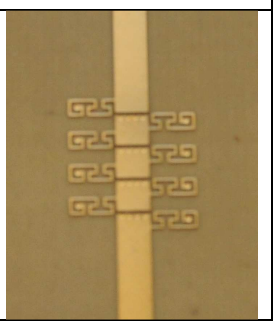
	T Stub	T Spirale	PI Spirale	PI spirale méandre
Ligne 0-LH			X	
Ligne 2-LH		X		
Ligne 4-LH	X	X		

Tableau 4.6 : Vue de dessus zoomée des différents prototypes de lignes CRLH réalisés

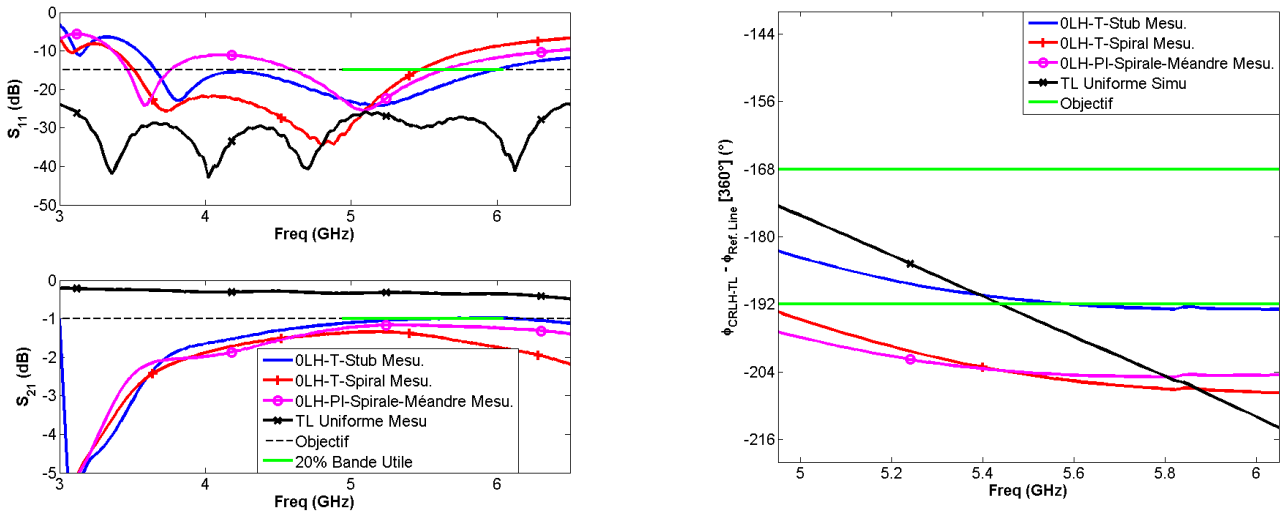
	T Stub	T Spirale	PI Spirale	PI spirale méandre
Ligne 0-LH			X	
Ligne 2-LH		X		
Ligne 4-LH	X	X		

4.4. Résultats des mesures

Les prototypes ont été caractérisés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel ZVA67 Rohde&Schwarz, et calibrés à l'aide du kit TRL présenté précédemment. Nous pouvons alors présenter les résultats des mesures des différents prototypes :

Tableau 4.7 : Performances des différents prototypes mesurés

Circuit équivalent	Bande interdite	Elément selfique	*RL*	*IL*	ε_φ	**Encombrement**
Méta en T	X	Stub	**14.8 dB**	**1.1 dB**	**11.0°**	**$0.29\lambda_g$x$0.11\lambda_g$ (10.8x4 mm²)**
Méta en T	X	Spirale	**8.8 dB**	**1.7 dB**	**25.1°**	**$0.33\lambda_g$x$0.08\lambda_g$ (12.2x3.1 mm²)**
Méta en PI	X	Spirale+Méandre	**11.8 dB**	**1.3 dB**	**23.4°**	**$0.29\lambda_g$x$0.18\lambda_g$ (10.6x6.7 mm²)**
Méta en T	2GHz	Stub	**14.3 dB**	**1.2 dB**	**5.6°**	**$0.26\lambda_g$x$0.11\lambda_g$ (9.5x4.1 mm²)**
Méta en PI	2GHz	Spirale	**11.2 dB**	**1.1 dB**	**23.7°**	**$0.23\lambda_g$x$0.21\lambda_g$ (8.6x7.9 mm²)**
Méta en PI	2GHz	Spirale+Méandre	**16.5 dB**	**1.2 dB**	**31.7°**	**$0.24\lambda_g$x$0.18\lambda_g$ (8.8x6.7 mm²)**
Méta en PI	4GHz	Spirale	**15.1 dB**	**1.0 dB**	**27.2°**	**$0.20\lambda_g$x$0.22\lambda_g$ (7.2x8.1 mm²)**
Méta en PI	4GHz	Spirale+Méandre	**13.4 dB**	**1.2 dB**	**36.5°**	**$0.20\lambda_g$x$0.19\lambda_g$ (7.2x6.9 mm²)**
Ligne Microstrip de référence			**25.9 dB**	**0.4 dB**	**29.2°**	**$1.63\lambda_g$x$0.05\lambda_g$ (59.8x1.9 mm²)**

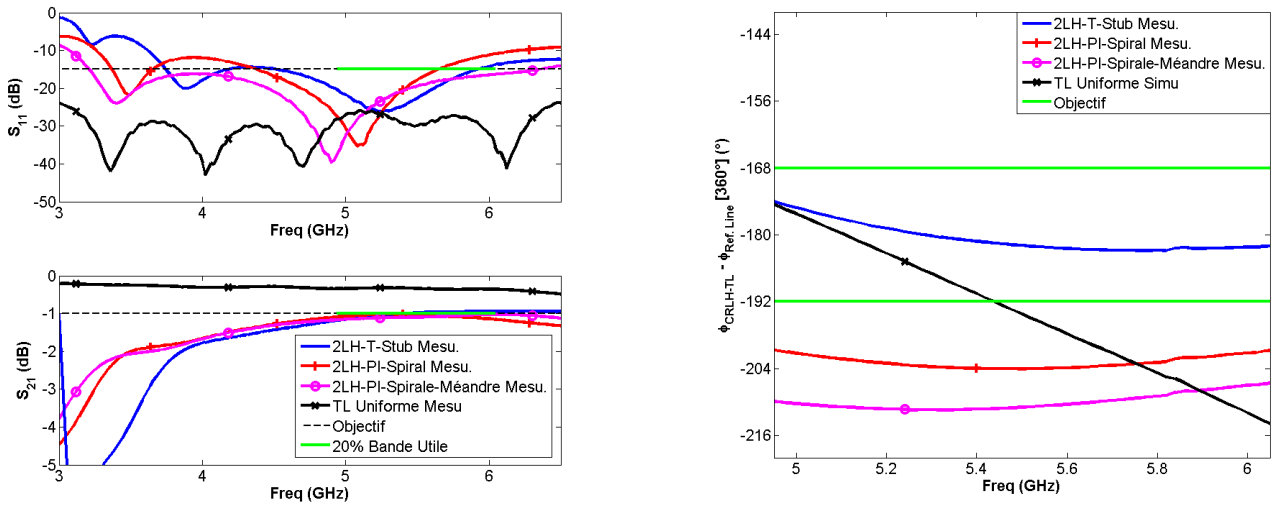


(a) (b)

Figure 4.11 : Résultats des mesures des paramètres S (a) et du déphasage (b) des différents prototypes de la ligne 0-LH et de la ligne TL uniforme

Nous pouvons observer pour les lignes 0-LH (Figure 4.11), des résultats en phase notamment moins satisfaisants que pour les simulations. Le prototype avec des stubs (T-Stub) a des performances en phase (11.0°), adaptation (14.8dB) et pertes (1.1dB) correspondantes au cahier des charges, bien que la réponse en phase soit à la limite du seuil. Par contre les prototypes avec une spirale (T-Spiral) ou avec une spirale et un

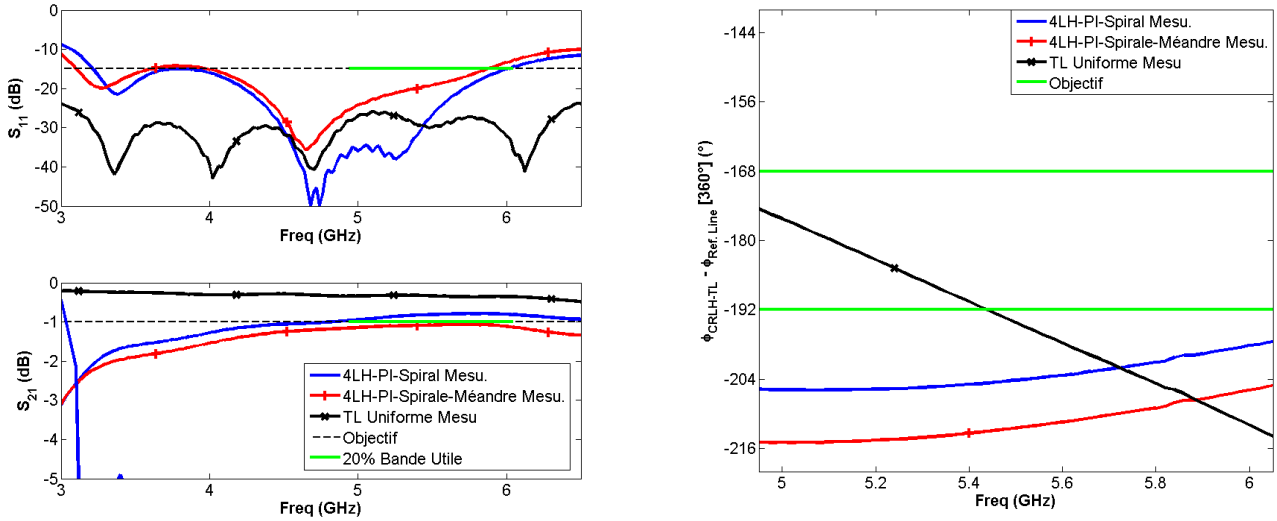
méandre (Π-Spirale-Méandre) ont une erreur de déphasage supérieure au seuil de tolérance (25.1° et 23.4°), et une adaptation (8.8dB et 11.8dB) dégradée et des pertes supérieures (1.7dB et 1.3dB) à ce qui était attendu.



(a) (b)

Figure 4.12 : Résultats des mesures des paramètres S (a) et du déphasage (b) des différents prototypes de la ligne 2-LH et de la ligne TL uniforme

Comme dans le cas des lignes 0-LH, les lignes 2-LH avec des spirales (PI-Spiral) ou des spirales et méandres (PI-Spirale-Méandre) ont des performances en phase (23.7° et 31.7°) en deçà du cahier des charges (Figure 4.12), mais des pertes moins importantes (1.2dB). L'adaptation du prototype PI-Spiral est moins bonne aux abords de la limite haute de la bande utile (11.2dB), cependant l'adaptation du prototype PI-Spirale-Méandre reste satisfaisante (16.5dB).
Le prototype avec stub (T-Stub) a de très bonnes performances en phase (5.6°), avec une bonne adaptation (14.3dB) et des pertes satisfaisantes (1.2dB). C'est le prototype avec les meilleures performances vis à vis des contraintes imposées.



(a) (b)

Figure 4.13 : Résultats des mesures des paramètres S (a) et du déphasage (b) des différents prototypes de la ligne 4-LH et de la ligne TL uniforme

Les deux prototypes de lignes 4-LH, qui contiennent des spirales (PI-Spiral) ou des spirales et méandres (PI-Spirale-Méandre) ont également des performances en phase (27.2° et 36.5°) supérieures au seuil (Figure 4.13) malgré une adaptation (15.1dB et 13.4dB) et des pertes (1.0dB et 1.2dB) plutôt satisfaisantes.

Enfin le prototype de TL uniforme, présenté en noir sur toutes les figures précédentes, a des résultats en phase dégradés par rapport aux simulations, et semble avoir subi un décalage de phase.

De manière générale, tous les prototypes contenant des spirales ont des performances en phase dégradées par rapport aux simulations.
Nous pouvons observer de la même manière que pour les lignes 3D simulées la variation du déphasage sur la bande utile (Tableau 4.8).

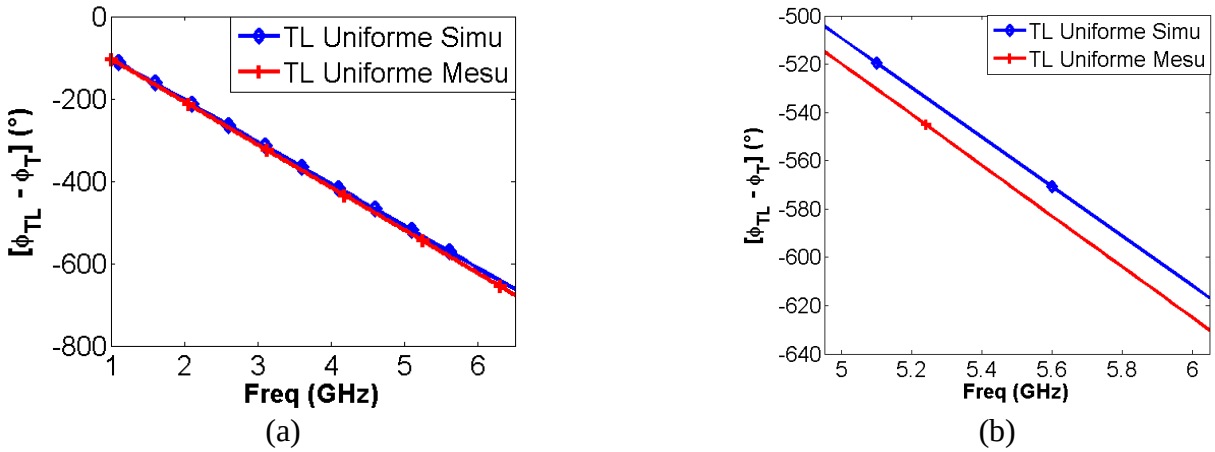
Tableau 4.8 : Variation du déphasage sur la bande utile des prototypes mesurés

Ligne	0-LH	0-LH	0-LH	2-LH	2-LH	2-LH	4-LH	4-LH	TL
Elément selfique	T-Stub	T-Spirale	PI-Spiral+Méan	T-Stub	PI-Spirale	PI-Spiral+Méan	PI-Spirale	PI-Spiral+Méan	-
σ_φ simulé	10.1°	14.9°	11.2°	8.7°	6.2°	5.1°	5.3°	4.9°	36.8°
σ_φ mesuré	11.6°	15.4°	9.2°	9.9°	3.9°	4.2°	7.9°	9.0°	39.5°

Les σ_φ mesurés restent assez similaires à ceux des simulations, ce qui semble indiquer que le comportement en phase des différents prototypes est le même que dans les simulations mais avec un décalage en phase. Nous allons alors essayer d'analyser les causes possibles des erreurs obtenues sur les performances en phase des différents prototypes.

4.5. Discussion des résultats

Le premier résultat surprenant par rapport aux simulations est l'erreur de déphasage de la ligne TL uniforme. Nous pouvons observer cette erreur sur la Figure 4.14 où le déphasage de la ligne TL uniforme sans les accès est montré en faisant le déphasage entre cette ligne et la ligne CAL-T. L'erreur de déphasage entre la ligne simulée et la ligne mesurée est de 12.0° à 5.5GHz.



(a) (b)

Figure 4.14 : Déphasage entre la ligne TL uniforme et la ligne CAL-T

Nous pouvons également observer une erreur de déphasage sur la ligne CAL-Line (Figure 4.15). Cette erreur est de 3.3° à 5.5GHz.

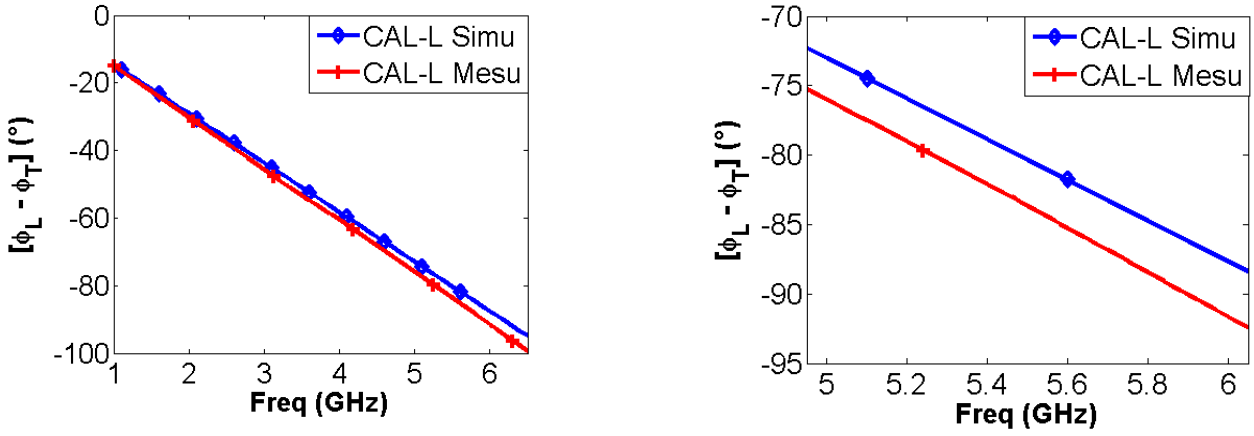


Figure 4.15 : Déphasage entre la ligne CAL-L et la ligne CAL-T

L'erreur de déphasage est moins élevée pour la ligne CAL-L de longueur 8.5mm que pour la TL uniforme de longueur 59.8mm, ce qui semble indiquer que l'erreur provient d'une mauvaise estimation d'un des paramètres des différentes couches constituant la ligne de transmission.
Pour démontrer cela, nous pouvons dans un premier temps simuler les variations de ces paramètres selon les tolérances constructeurs afin de vérifier si une de ces variations pourrait provoquer cette erreur de déphasage.

La permittivité du substrat Rogers RT Duroïd a une tolérance de 0.02 [52]. Nous allons réaliser une étude de l'effet de cette variation sur la performance en phase de la ligne 3D simulée (voir Figure 4.16).

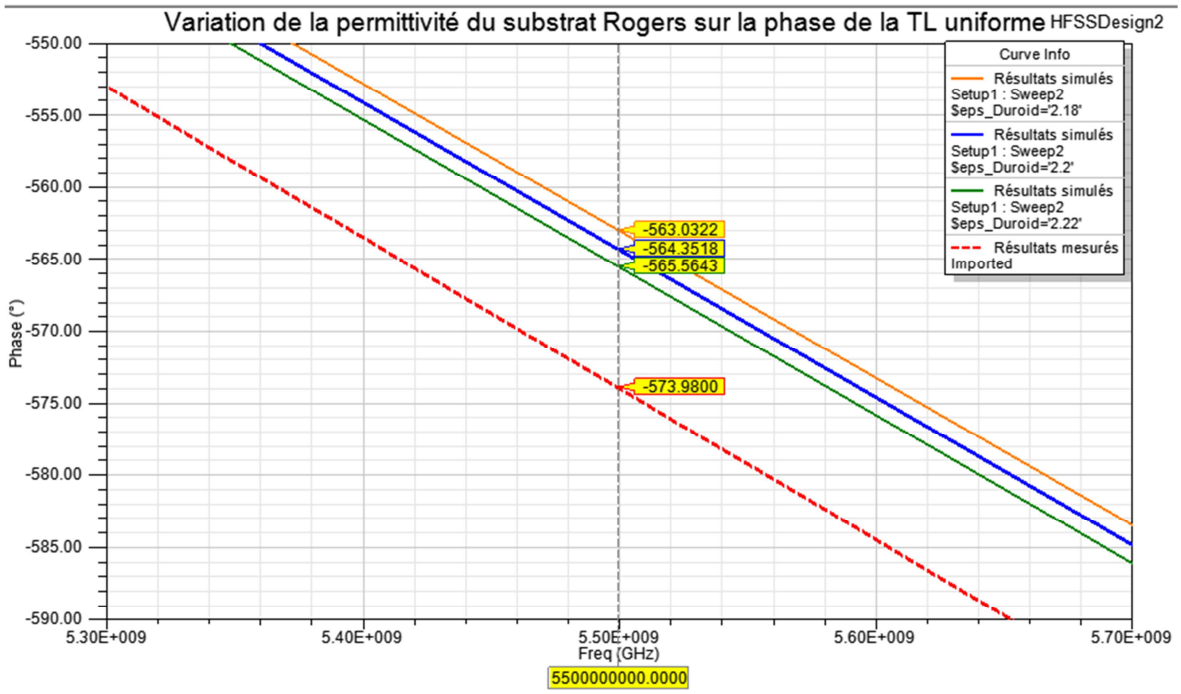


Figure 4.16 : Déphasage de la ligne TL uniforme pour différentes valeurs de la permittivité du substrat Rogers RT Duroïd.

La variation de permittivité du substrat Rogers cause une erreur de déphasage trop faible (2° maximal à 5.5GHz) par rapport à ce qui était observé.

Le prepreg FR4 a une permittivité selon le constructeur estimée à 3.9 à 2GHz et à 3.7 à 6GHz [53].

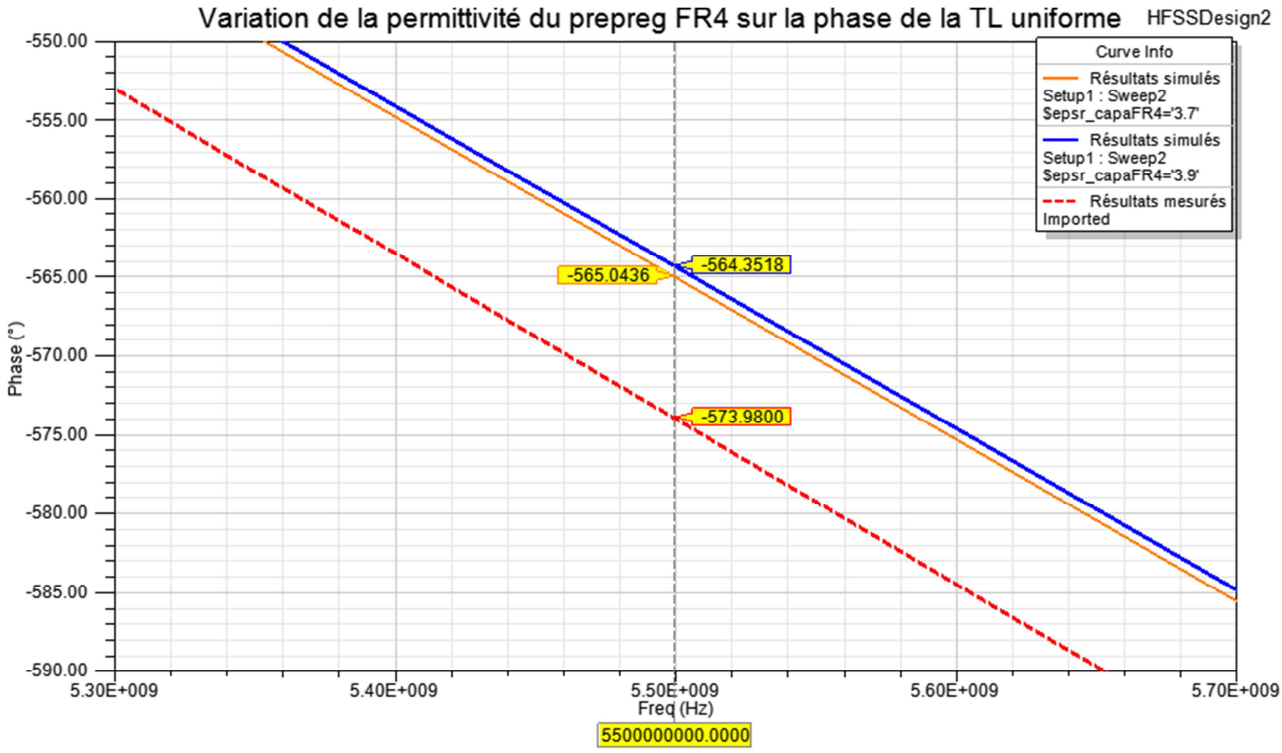


Figure 4.17 : Déphasage de la ligne TL uniforme pour différentes valeurs de la permittivité du prepreg FR4

La variation de permittivité du prepreg FR4 induit une faible erreur de déphasage, de 0.7° à 5.5GHz (Figure 4.17), et ne semble pas être à l'origine de l'erreur de déphasage observée sur les mesures.

Nous avons également étudié la variation de la permittivité du fastrise, estimée par le fabricant à 2.42 et de valeur maximale (tolérance comprise) donnée par le constructeur à 2.68 [54]. Son épaisseur est également annoncée par le constructeur entre 53µm et 100µm.

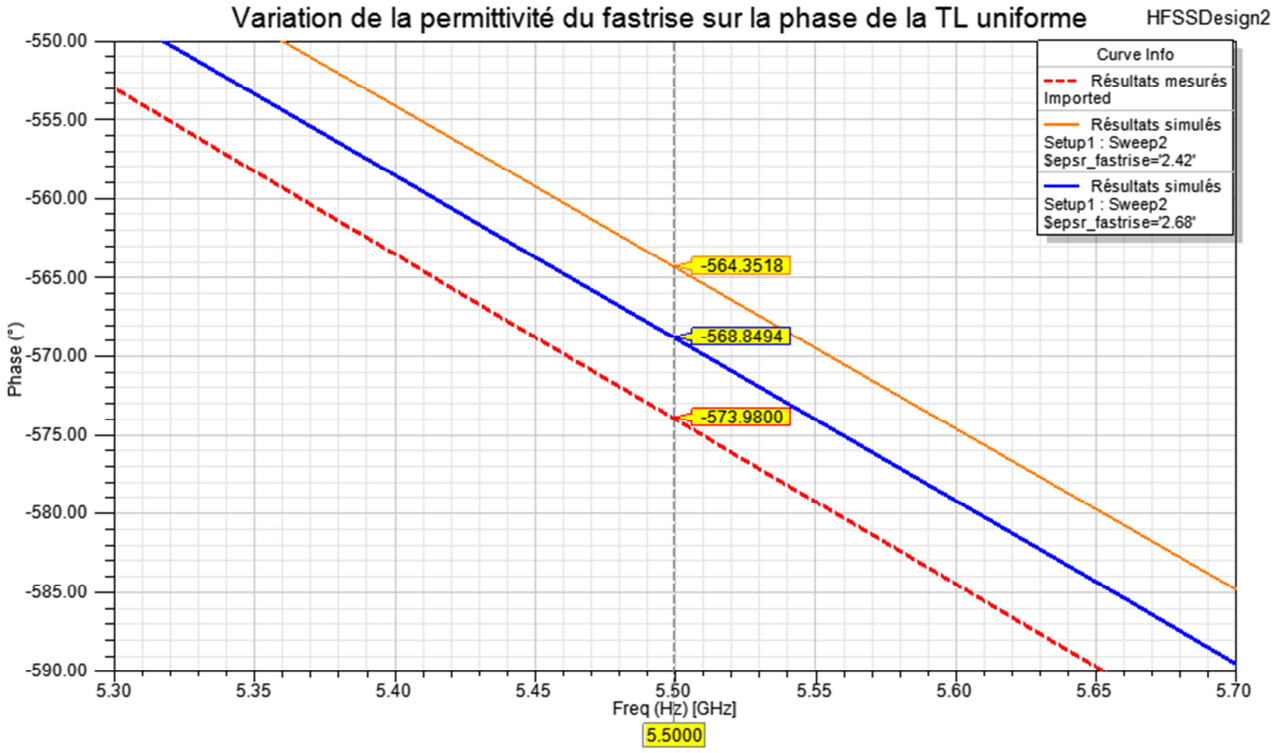


Figure 4.18 : Déphasage de la ligne TL uniforme pour différentes valeurs de la permittivité du fastrise 27

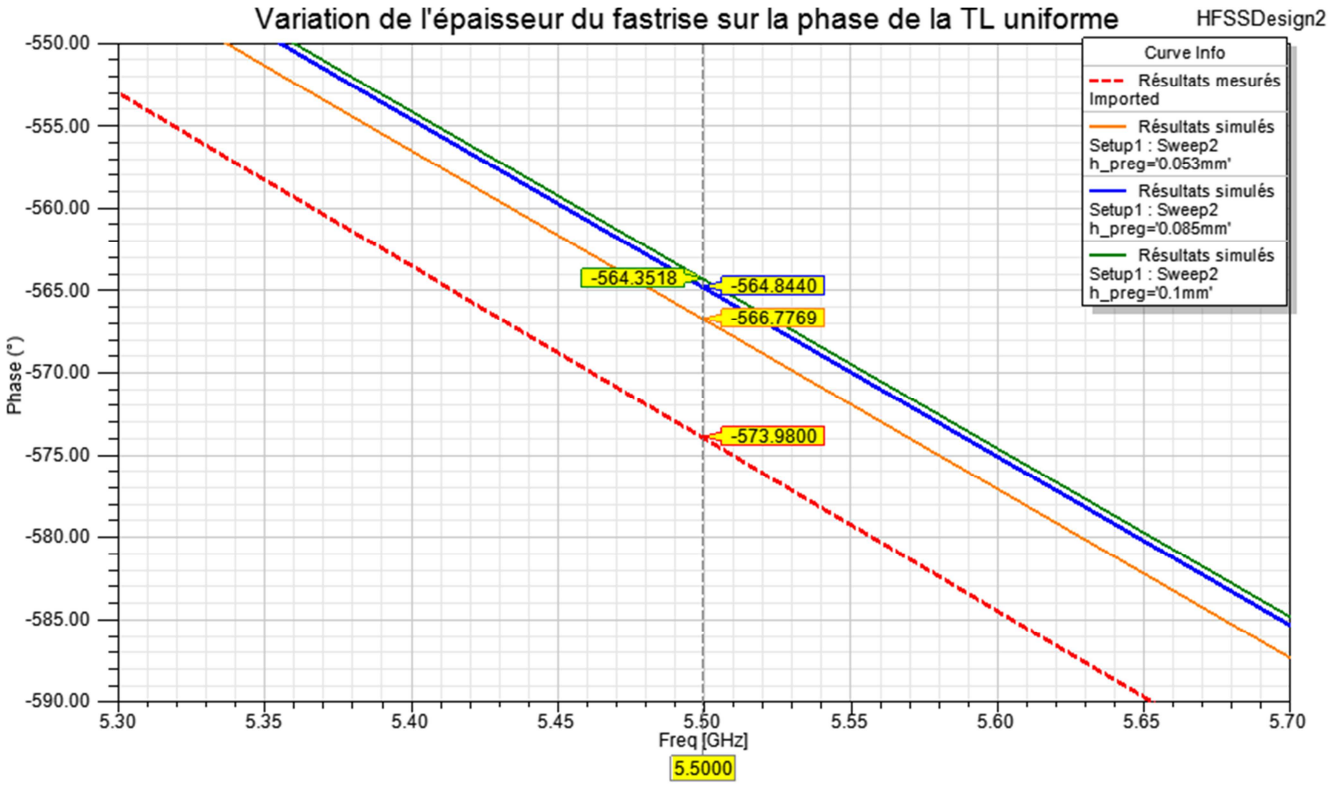


Figure 4.19 : Déphasage de la ligne TL uniforme pour différentes valeurs d'épaisseur du fastrise 27

La variation d'épaisseur du fastrise a une influence (voir Figure 4.18) très minime sur le déphasage (<2.5° à 5.5GHz), et la variation de sa permittivité à une influence (voir Figure 4.19) plus élevée (<4.5° à 5.5GHz), mais qui à elle seule n'explique pas l'erreur du déphasage des mesures.

Nous avons étudié l'effet de la variation des paramètres de chacune des couches (épaisseur et permittivité) sur le déphasage. Les résultats de cette étude paramétrique ne permettent pas de mettre en cause l'un d'entre eux. Néanmoins les matériaux sont ici tous considérés comme homogènes, ce qui n'est pas le cas du fastrise après collage. En effet, la technique de collage par fastrise est complexe et peut engendrer l'apparition de zones hétérogènes. Nous avons pu constater des variations d'aspect des prototypes pouvant laisser penser à des disparités de collage. Ces disparités ne peuvent pas être modélisées simplement et l'effet sur le déphasage est probablement plus élevé que celui simulé précédemment. Afin d'éviter cette influence, il est conseillé par le constructeur de fabriquer plusieurs échantillons des prototypes afin d'assurer une erreur minimum sur certains prototypes. Cette procédure n'a pas pu être réalisée pendant la thèse.
Cependant cette erreur, qui est importante pour la ligne TL uniforme (12° à 5.5GHz), l'est beaucoup moins pour les prototypes CRLH. En effet nous avons vu que cette erreur de déphasage augmentait avec la longueur de ligne considérée. Cela est confirmé par la mesure de l'erreur de déphasage pour la ligne CAL-L moins importante (3.3° à 5.5GHz) avec une longueur de 8.2mm, équivalente aux solutions CRLH.

Parmi les solutions CRLH, les prototypes avec des performances en phase satisfaisantes sont ceux en T avec des stubs. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.20, le prototype mesuré a la même phase que la ligne 3D simulée, ainsi qu'une adaptation très similaire, notamment au niveau des pics de transmission totale (visibles comme nous l'avons vu dans le chapitre 2 dans les minimums locaux au sein de la bande LH du S_{11}).

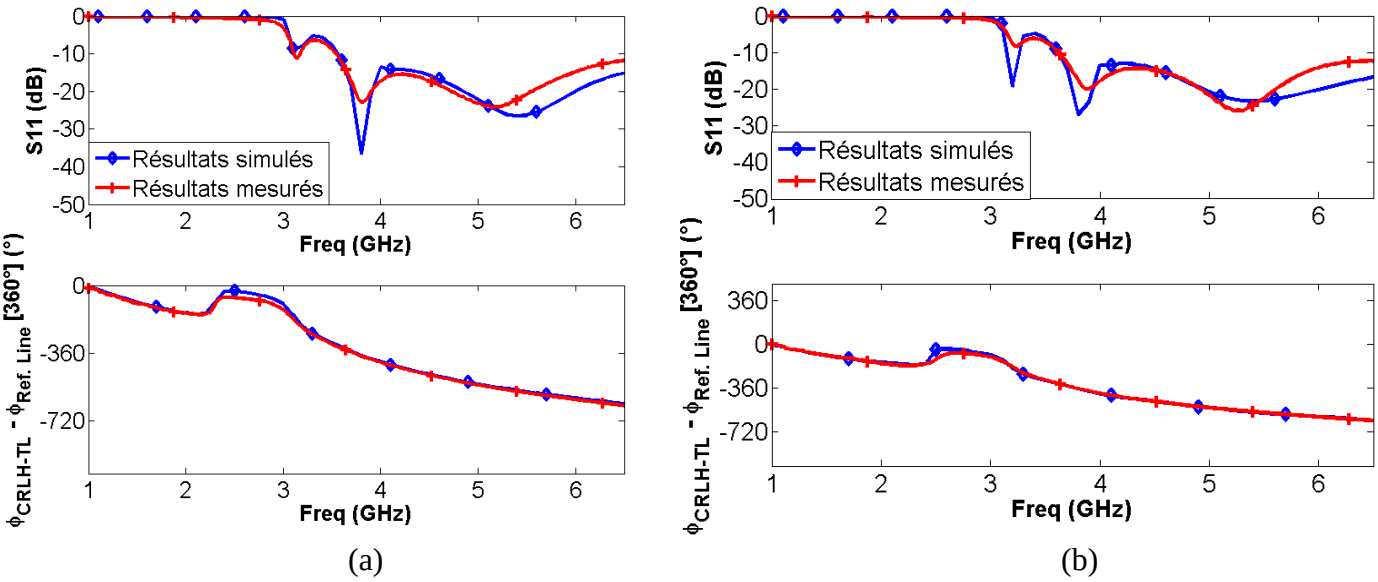


Figure 4.20 : Paramètre S_{11} et déphasage des prototypes à stubs simulés et mesurés de la ligne 0-LH (a) et de la ligne 2-LH (b)

Ainsi nous pouvons déduire de ces observations que nous avons réussi à reproduire pour les prototypes T à stub le comportement du métamatériau. Ceci valide alors le bon fonctionnement des technologies utilisées dans ces prototypes, (capacité MIM et stub).

Dans les autres prototypes, c'est-à-dire dans les solutions contenant des spirales ou des spirales associées à des méandres, nous avons pu observer des erreurs de déphasage.
Nous pouvons observer dans un premier temps la correspondance entre les lignes 3D simulées et les prototypes mesurés pour les circuits avec spirale.

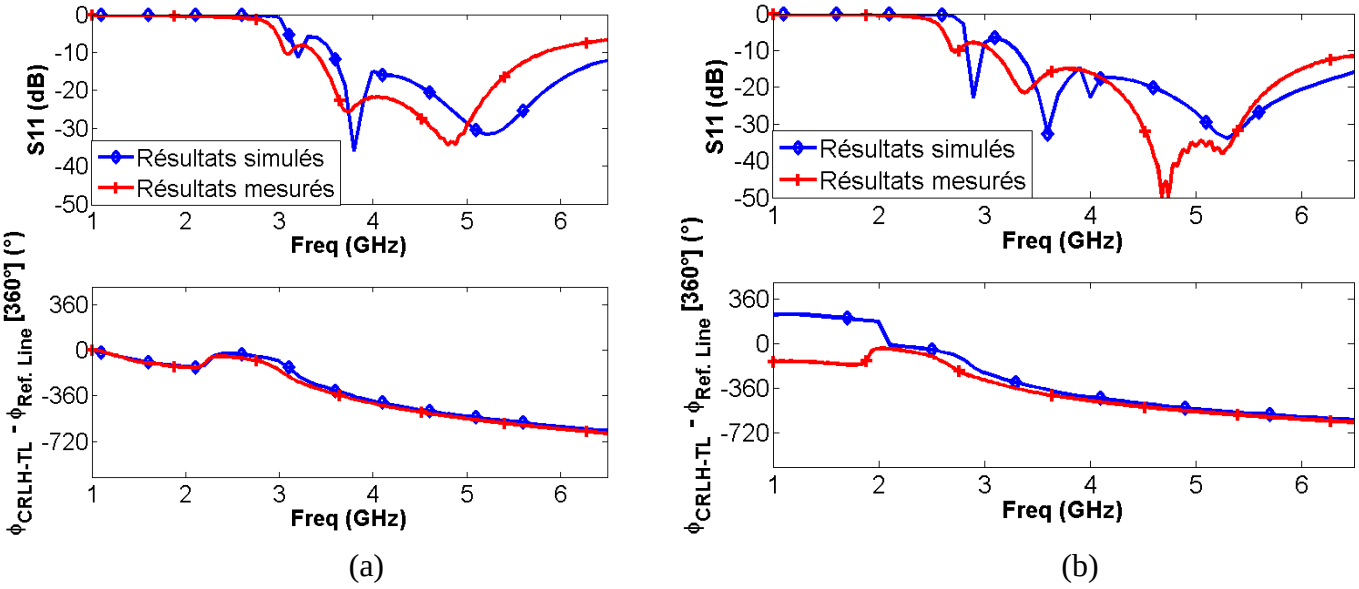


Figure 4.21 : Paramètre S_{11} et déphasage des prototypes à spirale simulés et mesurés de la ligne 0-LH en T (a) et de la ligne 4-LH en ¨Π (b)

Nous pouvons observer un décalage de l'adaptation (voir Figure 4.21), dû en particulier au décalage des pics de transmission totale, ainsi qu'un décalage du déphasage pour les deux prototypes. Sachant qu'un des prototypes est en T et que l'autre est en Π et que les deux présentent le même type de décalage, le choix de cette architecture ne semble pas influer sur cette erreur.
Au vu de ces observations et des résultats obtenus avec les circuits à stubs, l'erreur de déphasage semble provenir de la spirale. En effet, sachant que le métamatériau est construit à partir des valeurs des quatre paramètres électriques, une erreur sur l'inductance parallèle, modélisée par la spirale, modifie la bande LH du métamatériau, et donc ses pics de transmission totale ainsi que son déphasage.
Pour vérifier que l'erreur de déphasage provient essentiellement de l'inductance parallèle, nous allons étudier les circuits équivalents extraits des performances de ces lignes 3D. En effet, un circuit équivalent de la ligne CRLH peut être obtenu à partir des performances en phase mesurées ou simulées à l'aide des formules d'extraction des paramètres électriques développées dans le chapitre 2.
Il est alors impossible d'utiliser le circuit équivalent initial car les effets parasites et de couplages considérés pour la simulation sur HFSS ainsi que l'étude paramétrique qui en a suivi ont eu un impact sur les paramètres électriques de la ligne, ce qui a comme conséquence un circuit différent pour les solutions simulées ou mesurées que le circuit initial.
Une fois le circuit équivalent d'un prototype extrait de ces résultats de simulation, l'objectif est de modifier la valeur de l'inductance parallèle afin de vérifier si nous pouvons obtenir le comportement en termes d'adaptation et de phase des résultats des mesures de ce prototype.

Nous avons effectué cette étude avec le circuit en T de la ligne 0-LH contenant des spirales, avec comme résultat observé sur la Figure 4.22 :

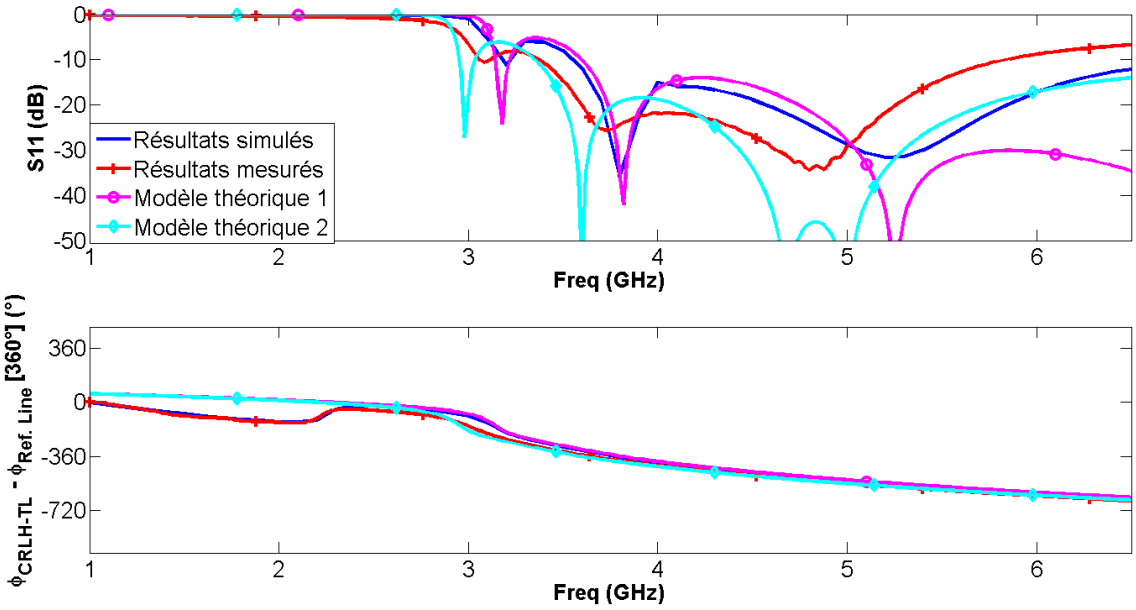


Figure 4.22 : Paramètre S_{11} et déphasage des prototypes à spirale 0-LH en T simulés et mesurés du circuit équivalent extrait des résultats simulés (1) et d'un circuit équivalent avec une variation de l'inductance parallèle

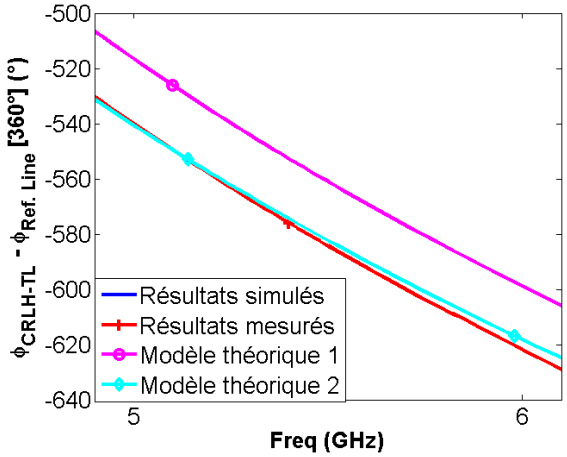


Figure 4.23 : Déphasage zoomé des prototypes à spirale 0-LH en T simulés et mesurés du circuit équivalent extrait des résultats simulés (1) et d'un circuit équivalent avec une variation de l'inductance parallèle

Le premier circuit équivalent est extrait de la phase simulée, et a une adaptation similaire à celle de la ligne 3D simulée. Le deuxième circuit équivalent est conçu à partir de la même ligne 3D dont la valeur d'inductance L_{L1} est modifiée. La nouvelle valeur d'inductance vaut L_{L2}=1.15.L_{L1}.
Nous pouvons observer que le circuit équivalent avec cette valeur d'inductance, a un comportement en adaptation et notamment des pics de transmission totale très proches du prototype mesuré, surtout au niveau de la bande utile [5GHz, 6GHz]. Il a également un comportement en phase plus proche que le premier circuit équivalent, avec une erreur entre le circuit et la mesure de 1.9° à 5.5GHz (voir Figure 4.23).
Cela confirme qu'une modification de la spirale de la ligne 3D simulée permet d'obtenir les performances du prototype mesuré. Ainsi l'erreur entre les mesures et la simulation provient bien d'une mauvaise modélisation de la spirale.

Afin d'obtenir un prototype fabriqué avec de meilleures performances, deux solutions sont alors possibles.
La première solution à court terme est de prévoir l'erreur due à la mauvaise modélisation de la spirale, en concevant une spirale dans le design sur HFSS qui inclut un coefficient de correction de cette erreur (ici de 0.87).
La deuxième solution à plus long terme consiste à fabriquer et caractériser plusieurs échantillons de spirale seules afin d'obtenir un modèle de la spirale plus fiable. Cette étape de fabrication peut être inclue dans la méthode de conception.
Malheureusement, nous n'avons pas eu le temps nécessaire pour mettre en œuvre ces solutions.

Nous pouvons également étudier les autres types de lignes 3D, à commencer par la ligne en Π avec spirale sur la Figure 4.24 :

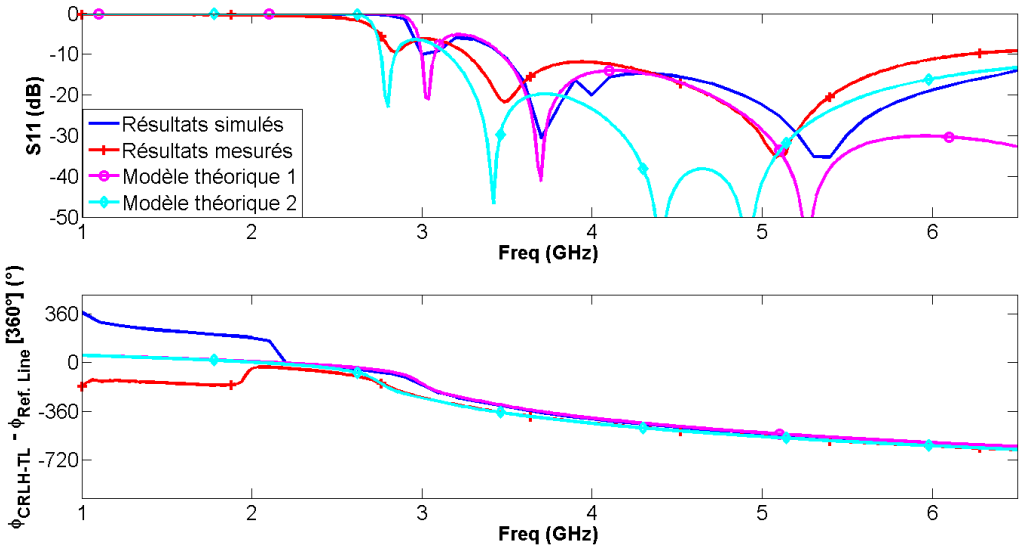


Figure 4.24 : Paramètre S_{11} et déphasage des prototypes à spirale 2-LH en Π simulés et mesurés du circuit équivalent extrait des résultats simulés (1) et d'un circuit équivalent avec une variation de l'inductance parallèle

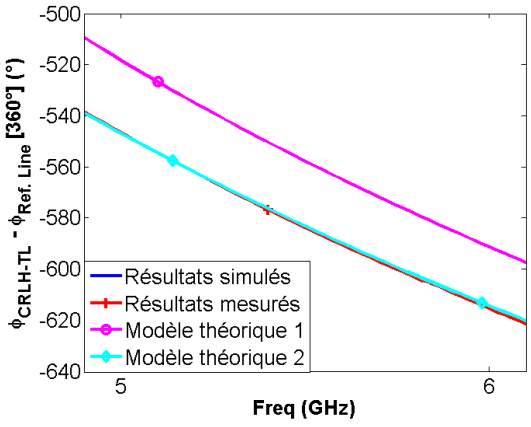


Figure 4.25 : Déphasage des prototypes à spirale 2-LH en Π simulés et mesurés du circuit équivalent extrait des résultats simulés (1) et d'un circuit équivalent avec une variation de l'inductance parallèle

Pour une modification de la valeur d'inductance du circuit équivalent extrait des simulations de L_{L2}=1.2.L_{L1}, nous pouvons retrouver un circuit équivalent avec des performances proches de celles des mesures, notamment l'erreur de phase de 0.6° à 5.5GHz (voir Figure 4.25). Ainsi les conclusions vues dans la ligne en T à spirale sont également valables pour la ligne en Π.

La même étude est effectuée pour un modèle avec spirale et méandre sur la Figure 4.26. Nous observons, comme dans les lignes précédentes, que la variation de l'inductance, ici de L_{L2}=1.15.L_{L1}, permet d'obtenir le comportement du prototype mesuré, notamment au niveau de la phase, avec une erreur de 2.5° à 5.5GHz (voir Figure 4.27).

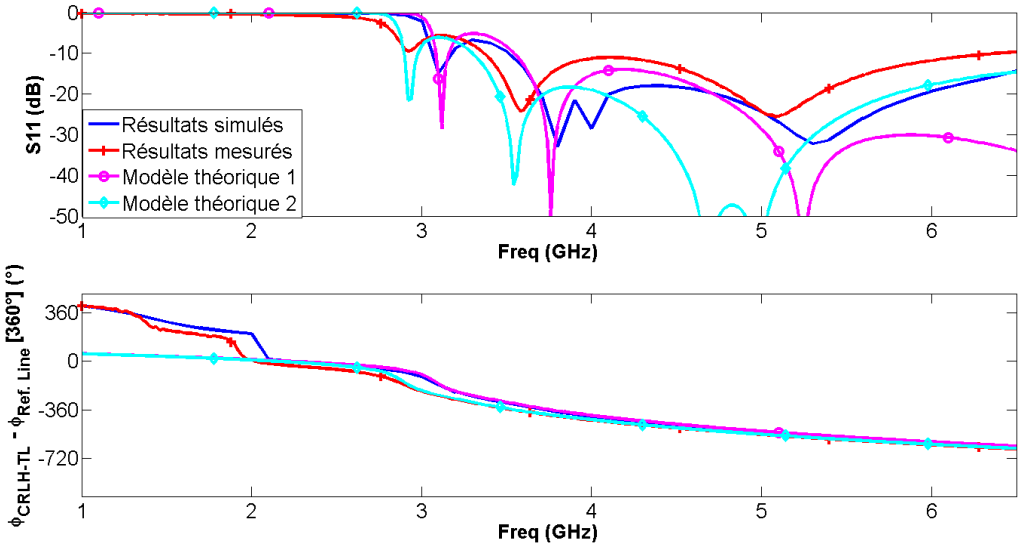


Figure 4.26 : Paramètre S_{11} et déphasage des prototypes à spirale et méandre 0-LH en Π simulés et mesurés de la ligne 0-LH, du circuit équivalent extrait des résultats simulés (1) et d'un circuit équivalent avec une variation de l'inductance parallèle

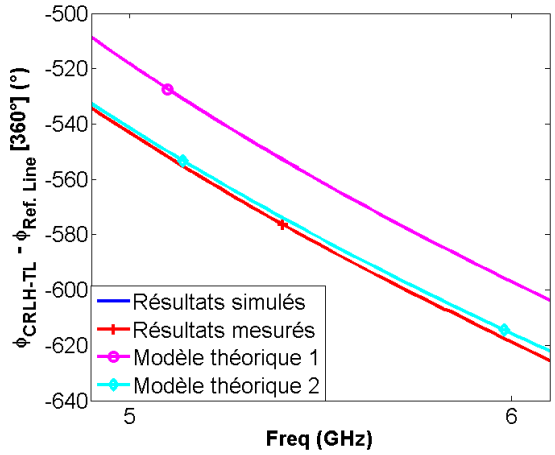


Figure 4.27 : Déphasage zoomé des prototypes à spirale et méandre 0-LH en Π simulés et mesurés de la ligne 0-LH, du circuit équivalent extrait des résultats simulés (1) et d'un circuit équivalent avec une variation de l'inductance parallèle

Nous pouvons conclure que sur l'ensemble des prototypes ayant une erreur de phase supérieure à ce qui était attendu (>20°), le problème principal provient de l'inductance parallèle, que ce soit la spirale, ou la spirale avec méandre. La solution pour corriger ces erreurs est de fabriquer de nouveaux prototypes en multipliant les valeurs d'inductances par un coefficient évalué à l'aide d'outils théoriques. Dans le cadre d'une autre application utilisant ces technologies, il est conseillé de caractériser dans un premier temps les éléments inductifs parallèles qui ne peuvent pas être modélisés tels quels sur HFSS. Il est intéressant de noter que modifier la valeur d'inductance change non seulement la valeur de déphasage mais également l'adaptation. Ce changement permet ainsi de retrouver une adaptation correspondante au cahier des charges.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion

L'objectif global au commencement de la thèse était d'étudier la possibilité d'intégrer des métamatériaux dans des charges utiles de satellite et d'en réaliser l'application. Après une analyse effectuée au début du Chapitre 1, cet objectif s'est affiné pour converger sur l'emploi de métamatériaux pour la conception de déphaseur.
Il existe déjà plusieurs solutions de déphaseurs dans la littérature permettant d'obtenir un contrôle précis du déphasage sur une large bande de fréquences, notamment les déphaseurs Schiffman dont le principe repose sur l'utilisation de lignes couplées, ou bien des déphaseurs à stubs parallèles. Cependant dans le cadre d'une application industrielle où d'autres contraintes doivent être prises en compte, telles que l'adaptation et la compacité de la structure, les solutions que nous avons recensées ne permettent pas de répondre à chacune des contraintes. Il convient alors d'explorer des technologies possédant suffisamment de paramètres de conception pour répondre à toutes ces contraintes. C'est la raison pour laquelle, nous nous sommes intéressés aux métamatériaux, qui, étant composés d'éléments très petits devant la longueur d'onde répartis de manière périodique, possèdent des propriétés électromagnétiques qui ne se retrouvent pas dans les matériaux classiques. Parmi ces propriétés, celle qui nous intéresse dans le cadre de la conception d'un déphaseur est la dispersion du métamatériau. Cette dernière peut être ajustée à l'aide des cinq paramètres qui composent le métamatériau : son nombre de cellules M, et ses quatre éléments électriques distribués (L_R et C_R) et localisés (L_L et C_L). Nous avons focalisé notre étude sur les métamatériaux à une dimension dans une structure guidée communément appelées lignes composites.
Ces structures nécessitent des méthodes de conception dédiées afin d'optimiser l'utilisation de tous leurs paramètres. Cependant, aucune méthode de ce type, appliquée aux déphaseurs, n'a été développée jusqu'à présent. De plus, les solutions actuelles de déphaseurs à lignes composites que nous avons présentées dans le manuscrit n'utilisent pas tous les degrés de liberté du métamatériau. En effet, seul le cas particulier de la ligne équilibrée est traité dans la littérature. Nous avons alors pu formuler de manière plus précise l'objectif de la thèse, à savoir élaborer une méthode de conception de déphaseurs à métamatériaux utilisant tous leurs degrés de liberté, et donc utilisant des lignes équilibrées et non équilibrées.

Dans le Chapitre 2, nous avons établi toutes les bases théoriques nécessaires à la mise en place de cette méthode de conception, avec pour principal objectif d'obtenir des formules liant la phase de la ligne composite à ses paramètres électriques.
Nous avons dans un premier temps étudié la ligne composite à travers le schéma électrique équivalent d'une de ces cellules. En considérant la ligne comme étant composée de M cellules identiques et chargée par une impédance d'entrée fixe Z_R, il est possible d'établir aisément ses matrices chaîne et S. La phase de la ligne est alors obtenue à partir de son coefficient de transmission S_{21}. Ce modèle électrique est le premier utilisé pour décrire la ligne.
Cependant ce modèle ne permet pas de lier directement la phase de la ligne à ses paramètres caractéristiques. A partir du modèle de Bloch, qui considère une onde progressive à travers une ligne périodique infinie, il devient possible par identification avec le modèle électrique de rattacher la phase directement aux paramètres électriques de la ligne pour le cas équilibré. Ce cas représente alors une première solution à la conception d'un déphaseur. Nous avons ensuite démontré que d'autres solutions pour la conception d'un

même déphaseur existent, et peuvent être déterminées à partir de la solution de ligne équilibrée, ce qui forme un ensemble de solutions appelé lignes équi-LH. Une dernière analyse est effectuée afin de confirmer l'utilisation de la phase théorique de Bloch pour la conception d'un déphaseur. Les conditions d'utilisation selon les contraintes de phase et de fréquences imposées ont pu être établies. Ainsi, des formules liant les contraintes de phase et de fréquences avec le nombre de cellules de la ligne ont été définies et ont permis de calculer le nombre de cellules garantissant un bon fonctionnement du circuit équivalent de la ligne composite.

Le Chapitre 3 a consisté en la mise en place de la méthode de conception des déphaseurs à lignes composites.
La première étape de la méthode consiste à établir les circuits équivalents de lignes composites répondant au cahier des charges du déphaseur. Pour cela, le nombre de cellules de la ligne est d'abord calculé selon les formules établies en fin du Chapitre 2. Le circuit équivalent de la ligne équilibrée solution est déterminé puis les différentes solutions de lignes non équilibrées en sont extraites. Les lignes équi-LH répondant à toutes les contraintes du cahier des charges sont conservées.
La deuxième étape consiste à modéliser à partir des circuits équivalents des lignes 3D simulables sur HFSS. Ainsi chacun des paramètres électriques est converti en paramètres physiques d'une structure 3D : les éléments distribués sont convertis en une ligne de transmission, la capacité électrique est convertie en capacité 3D interdigitée ou MIM et l'inductance électrique est convertie en stub parallèle, en spirale parallèle ou encore en un méandre combiné à une spirale parallèle. Cette conversion est réalisée en deux temps, d'abord à l'aide des modèles théoriques des structures 3D issus de la littérature, ce qui permet d'établir une première valeur pour chacun des paramètres physiques, puis une rétro-simulation permet d'aboutir à la valeur des paramètres physiques ayant les mêmes performances que les paramètres électriques du circuit. Cette étape permet d'obtenir une solution initiale de ligne 3D à partir de laquelle une optimisation aboutit à des solutions de déphaseurs répondant à chacune des contraintes définies.
Pour illustrer le gain de temps réalisé par notre méthode, nous avons réalisé une comparaison avec une étude paramétrique basique sans solution initiale, avec certains paramètres de cette étude prédéterminés pour permettre la simulation. Sur l'exemple traité, un gain de temps minimum de l'ordre de 7 a été estimé, gain qui serait en réalité bien plus élevé si aucun paramètre n'était connu.

Dans le Chapitre 4, nous avons présenté une application concrète à notre méthode, la conception d'un déphaseur 180° sur une bande de 20% centrée à 5.5GHz (bande C). Nous avons effectué dans un premier temps les simulations des lignes 3D solutions de l'application, conçues à l'aide de notre méthode de conception dans le Chapitre précédent. Ces simulations ont montré que toutes les lignes équi-LH ont de très bonnes performances en termes de phase et de compacité par rapport à la solution de ligne de transmission (TL) uniforme, tout en ayant une adaptation et des pertes d'insertion satisfaisantes. Les solutions de lignes non équilibrées sont également plus compactes que la ligne équilibrée. Avec l'aide d'un fabricant, nous avons abouti à différents choix technologiques permettant de réaliser les prototypes ainsi qu'un kit de calibration TRL pour pouvoir caractériser les solutions obtenues et déterminer une valeur la plus exacte possible du déphasage des différentes lignes. Les mesures des prototypes ont permis de montrer des solutions de déphaseurs en lignes équilibrée et non équilibrée répondant à chacun des critères. Nous avons démontré que les problèmes observés sur plusieurs prototypes dont les performances en phase et en adaptation ne correspondent pas aux résultats attendus sont dus à une mauvaise modélisation des spirales dont ils sont composés, modélisation qui peut être corrigée à l'aide d'un coefficient de correction. Parmi les prototypes, la ligne 2-LH (une largeur de bande interdite de 2GHz) avec stubs s'est illustrée comme possédant les meilleures performances : une erreur de déphasage inférieure à 5.6° sur la bande, une adaptation de 14.3dB, des pertes de 1.2dB et une compacité de $0.26\lambda_g$x$0.11\lambda_g$. Cette ligne illustre la possibilité à l'aide de notre méthode de conception d'obtenir des solutions de déphaseurs satisfaisant un

cahier des charges réel issu d'un besoin industriel. Cette ligne illustre également la possibilité d'obtenir des solutions de déphaseurs à l'aide de lignes non équilibrée, avec des performances similaires à celles d'une ligne équilibrée en termes de phases, d'adaptation et de pertes, mais avec une meilleure compacité.

Perspectives

De nombreuses pistes sont possibles quant à la continuité des travaux effectués lors de cette thèse.
Nous pouvons dans un premier temps énumérer les pistes principales d'amélioration de la méthode auxquelles nous avons pensé :

- Afin de garantir une meilleure modélisation des éléments 3D considérés, il peut être envisageable de réaliser plusieurs échantillons de chaque élément 3D dans la deuxième étape de notre méthode de conception. Cette méthode empirique permettra alors de caractériser le comportement de cet élément et donc de choisir les paramètres physiques adaptés.
- Une autre amélioration de la méthode, dans le cadre de la conception d'un déphaseur, consiste à imposer au DPS d'avoir les deux lignes de longueur égale. En effet, c'est une propriété que doit posséder un déphaseur dans un dispositif concret. Elle n'a pas été considérée ici car l'objectif était de valider la méthode de conception. Ceci peut être réalisé en rajoutant une étape supplémentaire dans la conception du circuit équivalent : une étude paramétrique où les solutions de circuits équivalents de lignes composites sont calculées selon la longueur de la ligne de référence et où seules les solutions satisfaisant le cahier des charges sont conservées.
- La méthode peut être également améliorée en considérant la ligne de référence également comme une ligne composite. En effet dans notre méthode le déphasage est effectué entre une ligne TL uniforme, avec un déroulement linéaire de la phase et une ligne composite avec un déroulement non linéaire de la phase, ce qui limite la largeur de la bande utile atteignable. Utiliser deux lignes composites permettrait alors de repousser cette limite. Cette modification demandera alors de repenser l'étape de conception des circuits équivalents.

Par rapport à l'application développée, nous avons également retenu plusieurs pistes de continuité des travaux :

- Une deuxième réalisation pourrait être considérée en corrigeant les spirales. Nous pourrions ainsi montrer les performances des autres prototypes, notamment pour étudier les possibilités de la ligne 4-LH qui est censée être la plus compacte.
- A partir de la méthode développée, comme annoncé dans le Chapitre 1, des coupleurs pourraient également être conçus. Ceci permettrait de réaliser une matrice de Butler intégralement en lignes composites. La matrice de Butler ainsi conçue devrait fonctionner sur une plus large bande que les solutions actuelles, tout en étant très compacte.
- Une autre piste d'amélioration consiste à utiliser la méthode développée dans cette thèse pour concevoir des solutions de déphaseurs reconfigurables, en exploitant la possibilité de contrôle de l'influence des paramètres électriques sur les performances en phase explicitée dans notre méthode. Combinée à la piste précédente, il serait alors envisageable de développer des matrices de Butler reconfigurables à l'aide de lignes composites.

Bibliographie

[1] T. Braun, *Satellite Communications : Payload and Systems*, Wiley, 2012.

[2] G. Maral, M. Bousquet, *Satellite Communications : Systems, Techniques and Technology 5th edition*, Wiley, 2009.

[3] V. M. Jayakrishnan et S. K. Menon, "Realization of Butlermatrix for Beamforming in Phased Array System", *Procedia Computer Science*, vol. 93, p. 223-229, janv. 2016.

[4] W.Bhownik, S. Srivastava, "Optimum Design of a 4x4 Planar Butler Matrix Array for WLAN Application", Journal of Telecommmunications, vol 2 issue 1, avr. 2010.

[5] J. P. Vitale, "Hybrid Coupler Implemented as a Phase Shifter", 2009.

[6] J. S. Wight, W. J. Chudobiak, et V. Makios, « A Microstrip and Stripline Crossover Structure (Letters) », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 24, n° 5, p. 270-270, mai 1976.

[7] D. M. Pozar, "Electromagnetic Theory", *Microwave Engineering 4th edition*, Wiley, 2011.

[8] S. Ramo, J. R. Whinnery, T. Van Duzer, *Fields and Wave in Communication Electronics 3th edition*, Wiley, 1994.

[9] B. M. Schiffman, "A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, n° 2, p. 232-237, avr. 1958.

[10] J. L. R. Quirarte et J. P. Starski, "Novel Schiffman phase shifters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, n° 1, p. 9-14, janv. 1993.

[11] S. Y. Zheng, W. S. Chan, et K. F. Man, "Broadband Phase Shifter Using Loaded Transmission Line", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, n° 9, p. 498-500, sept. 2010.

[12] X. Tang et K. Mouthaan, "Design of a UWB phase shifter using shunt λ/4 stubs", in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 1021-1024, 2009.

[13] S.-Y. Eom, "Broadband 180 deg; bit phase shifter using a lambda;/2 coupled line and parallel lambda;/8 stubs", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n° 5, p. 228-230, mai 2004.

[14] Q. Liu, H. Liu, et Y. Liu, "Compact ultra-wideband 90° phase shifter using short-circuited stub and weak coupled line", *Electronics Letters*, vol. 50, n° 20, p. 1454-1456, sept. 2014.

[15] L. Guo, H. Zhu, et A. Abbosh, "Wideband Phase Shifter With Wide Phase Range Using Parallel Coupled Lines and L-Shaped Networks", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, n° 8, p. 592-594, août 2016.

[16] L. Guo et A. Abbosh, "Phase Shifters With Wide Range of Phase and Ultra-Wideband Performance Using Stub-Loaded Coupled Structure", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, n° 3, p. 167-169, mars 2014.

[17] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, No. 4, 1135–1140, avr. 2003.

[18] A.-H. Pham et D. Livezey, "Development of multiband phase shifters in 180-nm RF CMOS technology with active loss compensation", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n° 1, p. 40-45, janv. 2006.

[19] 3. Y. W. Lin, Y. C. Chou, and C. Y. Chang, "A Balanced Digital Phase Shifter by a Novel Switching-Mode Topology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 6, 2361–2370, juin 2013.

[20] X. Tang et K. Mouthaan, "Phase-Shifter Design Using Phase-Slope Alignment With Grounded Shunt λ/4 Stubs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 6, p. 1573-1583, juin 2010.

[21] V. G. Veselago, "The Electrodynamics of Substances With Simultaneously Negative Values of ε and μ", *Sov. Phys. Usp.*, vol. 10, n° 4, p. 509, 1968.

[22] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, et S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, n° 18, p. 4184-4187, mai 2000.

[23] C. Caloz, and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, Wiley, 59-132, Nov. 2005.

[24] W. Rotman, "Plasma simulation by artificial dielectrics and parallel-plate media", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 10, n° 1, p. 82-95, janv. 1962.

[25] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, et W. J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin wire structures", *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 10, p. 4785-4809, 1998.

[26] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, et W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 11, p. 2075-2084, nov. 1999.

[27] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, et S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, n° 18, p. 4184-4187, mai 2000.

[28] R. A. Shelby, D. R. Smith, et S. Schultz, "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction", *Science*, vol. 292, n° 5514, p. 77-79, avr. 2001.

[29] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, *Negative-Refraction Metamaetrials - Fundamental Principles and Applications*, Wiley, 1-48, Aug. 2005.

[30] C. Caloz et T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip "LH line" ", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No.02CH37313)*, vol. 2, p. 412-415, 2002.

[31] C. Caloz et 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*, vol. 52, n° 5, p. 1159-1166, mai 2004.

[32] C. Caloz et T. Itoh, “Novel microwave devices and structures based on the transmission line approach of meta-materials”, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 195-198 vol.1, 2003.

[33] T. Zvolensky, J. Ala-Laurinaho, C. R. Simovski, et A. V. Raisanen, “A Systematic Design Method for CRLH Periodic Structures in the Microwave to Millimeter-Wave Range”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n° 8, p. 4153-4161, août 2014.

[34] M. A. Antoniades et G. V. Eleftheriades, “Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, n° 1, p. 103-106, 2003.

[35] J. Church, J. Meloling, et J. D. Rockway, “Equal phase slope metamaterial transmission lines”, in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, p. 1-2, 2012.

[36] C. Lee, K. M. K. H. Leong, et T. Itoh, “Broadband Quadrature Hybrid Design Using Metamaterial Transmission Line and Its Application in the Broadband Continuous Phase Shifter”, in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, p. 1745-1748, 2007.

[37] P.-L. Chi et T. Itoh, “Miniaturized Dual-Band Directional Couplers Using Composite Right/Left-Handed Transmission Structures and Their Applications in Beam Pattern Diversity Systems”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n° 5, p. 1207-1215, mai 2009.

[38] G. Siso, M. Gil, J. Bonache, et F. Martin, “Application of metamaterial transmission lines to design of quadrature phase shifters”, *Electronics Letters*, vol. 43, n° 20, p. 1098-1100, sept. 2007.

[39] Z. Qamar, S. Y. Zheng, W. S. Chan, et D. Ho, “An Equal-Length Multiway Differential Metamaterial Phase Shifter”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. PP, n° 99, p. 1-11, 2016.

[40] P. H. Rao, J. S. Sajin, et K. Kudesia, “Miniaturisation of switched beam array antenna using phase delay properties of CSRR-loaded transmission line”, *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 12, n° 12, p. 1960-1966, 2018.

[41] H.- Xu, G.- Wang, et X. Wang, “Compact Butler matrix using composite right/left handed transmission line”, *Electronics Letters*, vol. 47, n° 19, p. 1081-1083, sept. 2011.

[42] D. Kuylenstierna, A. Vorobiev, P. Linner, et S. Gevorgian, “Composite right/left handed transmission line phase shifter using ferroelectric varactors”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, n° 4, p. 167-169, avr. 2006.

[43] A. B. Nguyen et J. Lee, “A K-Band CMOS Phase Shifter MMIC Based on a Tunable Composite Metamaterial”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, n° 6, p. 311-313, juin 2011.

[44] J. Zhang, S. W. Cheung, et T. I. Yuk, “Design of n-bit phase shifters with high power-handling capability inspired by composite right/left-handed transmission line unit cells”, *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 4, n° 8, p. 991-999, août 2010.

[45] J. H. Choi et C. W. Jung, “Compact digital phase shifter utilising negative phase velocity”, *Electronics Letters*, vol. 44, n° 16, p. 975-977, juill. 2008.

[46] R. E. Collin, “¨Transmission Lines and Waveguides”, *Foudations for Microwave Engineering*, Wiley, 2000

[47] D. M. Pozar, “Microwave Network Analysis”, *Microwave Engineering 4th edition*, Wiley, 2011

[48] R. E. Collin, “¨Periodic Structures and Filters”, *Foudations for Microwave Engineering*, Wiley, 2000

[49] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, Artech House, 17-161, 163-251, Apr. 2002.

[50] G. F. Engen et C. A. Hoer, “Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, n° 12, p. 987-993, déc. 1979.

[51] J. Fleury et O. Bernard, “Designing and characterizing TRL fixture calibration standards for device modeling”, vol. 13, oct. 2001.

[52] “RT/duroid 5870/5880 Data Sheet”, https://www.rogerscorp.com/acs/products/32/RT-duroid-5880-Laminates.aspx

[53] “Data Sheet - High Reliability Glass Epoxy Multi-layer Materials – Laminate R-1755V”, https://industrial.panasonic.com/ww/products/electronic-materials/circuit-board-materials/megtron/hiperv

[54] “Product Data Sheet – fastRise Multilayer Non-Reinforced Prepreg”, *https://www.4taconic.com/page/fastrise27-89.html*

Annexes

A.1 Analyse de l'influence du positionnement des fréquences de coupure f_{ser} et f_{par} sur les performances de la ligne CRLH

Le choix du positionnement des deux fréquences de coupure du bord de la bande interdite centrale a une influence sur le comportement de l'impédance de Bloch. En effet la fréquence de coupure f_{ser} correspond à un zéro de l'impédance Z, alors que la fréquence f_{par} correspond à un zéro de l'admittance Y.
Or selon l'expression de l'impédance de Bloch (2.63), la fréquence f_{ser} correspond alors à un zéro de l'impédance de Bloch et la fréquence f_{par} à une valeur infinie de Z_B.
Or nous avons vu qu'il existait un pic de de transmission totale lorsque l'impédance de Bloch vaut Z_0. Ce pic se produit forcément dans la bande où Z_B vaut $[0, +\infty[$. Nous pouvons observer ce phénomène dans l'exemple de la Figure A.1 où sont comparées l'adaptation, l'impédance de Bloch et la phase de deux lignes qui ont pour seule différence le choix du positionnement de leurs fréquences de coupure f_{ser} et f_{par}.

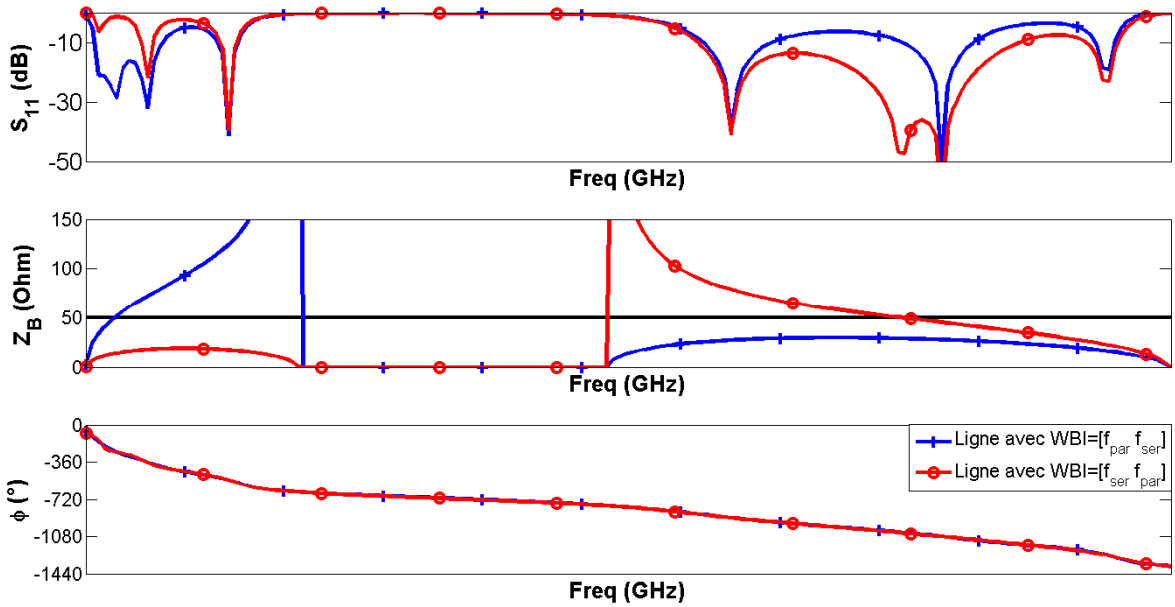


Figure A.1 : Paramètre S_{11}, Impédance de Bloch et phase de deux lignes CRLH de 4 cellules avec pour seule différence le choix du positionnement des deux fréquences de coupure f_{ser} et f_{par}

Nous pouvons observer dans un premier temps que dans le cas de la ligne à $[f_{par}\ \ f_{ser}]$, l'impédance de Bloch vaut $[0, +\infty[$ dans la bande LH alors que pour l'autre ligne elle vaut $[0, +\infty[$ dans la bande RH. Ceci entraîne un pic de de transmission totale supplémentaire dans la bande LH pour la première ligne et dans la bande RH pour la deuxième ligne. Ce pic supplémentaire entraîne, comme nous pouvons le voir, une meilleure adaptation dans la bande de propagation dans laquelle il se trouve.

Ainsi il est préférable de choisir ce positionnement de manière à favoriser l'adaptation dans la bande qui nous intéresse. Dans notre cas, il s'agit de la bande LH, ainsi dans le reste de notre étude, f_{par} correspondra à la deuxième fréquence de coupure de la bande LH et f_{ser} à la première fréquence de coupure de la bande RH. Ce résultat sera particulièrement important dans le Chapitre 3 où la méthode de conception que nous avons développée nécessite le calcul des fréquences de coupure d'une ligne CRLH à partir de ses éléments électriques.

A.2 Analyse de l'influence de la largeur du centre de bande f_0 et de la largeur de bande *df* sur l'erreur de déphasage

Nous pouvons également analyser plusieurs cas de bandes de fréquence afin d'étudier une influence potentielle de ce paramètre. Pour cela les analyses précédentes de la position d'intervalle φ_0 (Figure A.2 colonne de gauche) et de l'influence de la largeur d'intervalle L_φ (Figure A.2 colonne de droite) sont refaites avec la même largeur de bande de fréquences *df* de 20% mais avec un centre de bande f_0 de 3.5GHz (Figure A.2.a) et de 7.GHz (Figure A.2.b), à comparer avec les études précédentes avec un f_0 de 5.5GHz.
Une seule valeur significative de largeur ou de position est choisie pour chaque cas, $-M.90°$ pour la valeur médiane d'intervalle dans l'étude de l'influence de la largeur d'intervalle et $M.45°$ pour la largeur de l'intervalle dans l'étude de l'influence de la position d'intervalle (voir Tableau A.1).

Tableau A.1 : Variation des paramètres considérés pour l'étude de la Figure A.2

Paramètres	**Valeurs considérées pour l'influence de L_φ**	**Valeurs considérées pour l'influence de φ_0**
Valeur médiane de l'intervalle de phase φ_0	$-M.90°$	$[-M.180°…0°]$, pas de 10°
Largeur de l'intervalle de phase $L\varphi$	[0°…90°], pas de 10°	$M.45°$
Nombre de cellules *M*	2, 4, 6, 8	2, 4, 6, 8
Largeur de la bande interdite W_{BI}	0 GHz, 5 GHz, 10 GHz	0 GHz, 5 GHz, 10 GHz
Centre de la bande de fréquence f_0	3.5GHz, 5.5GHz, 7.5GHz	3.5GHz, 5.5GHz, 7.5GHz
Largeur de la bande de fréquence *df*	20%	20%

(a)

(b)

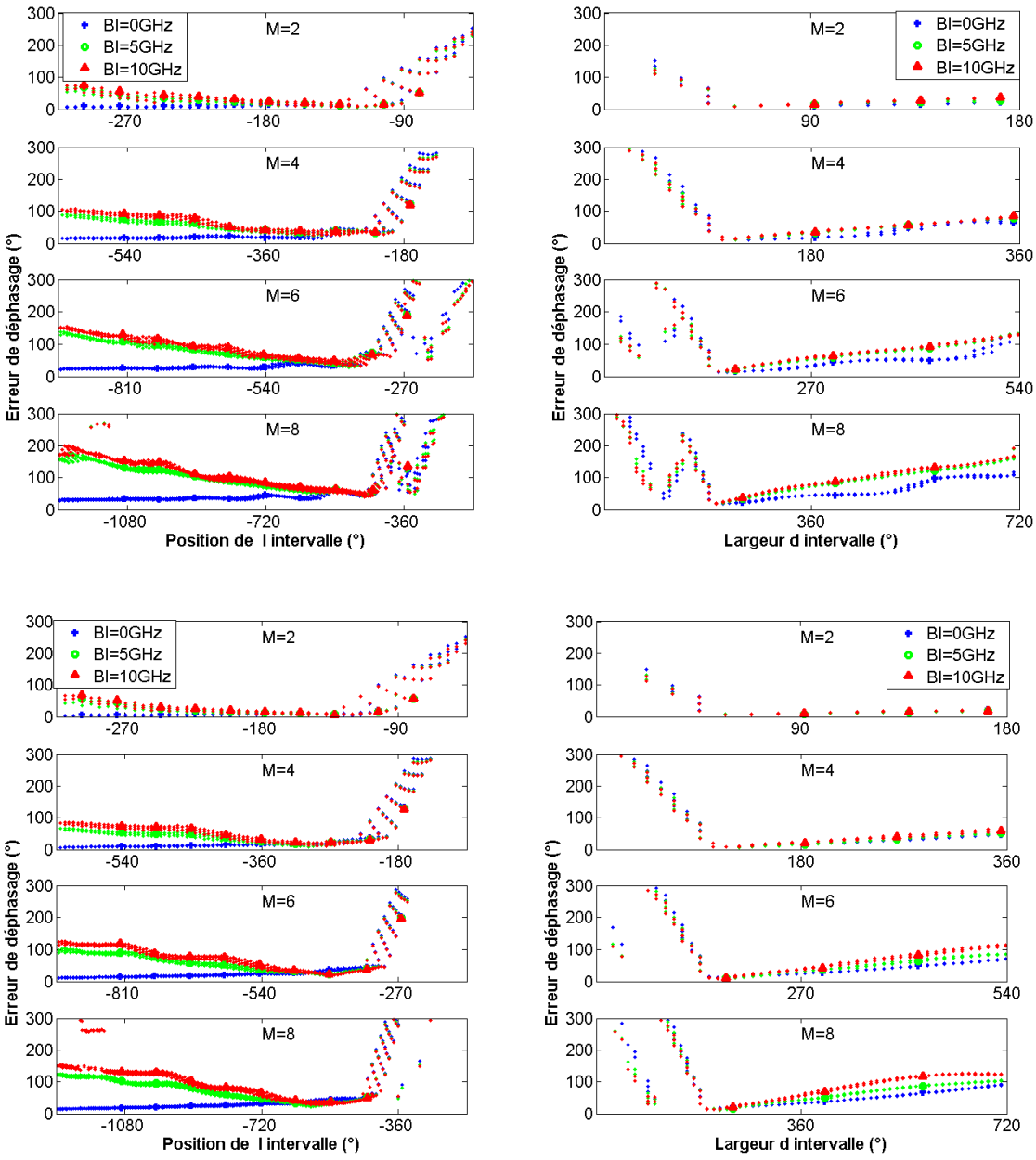


Figure A.2 : Etude de l'influence de la position et de la largeur de la bande utile sur l'erreur de déphasage avec : f_0=3.5GHz (a), f_0=7.5GHz (b) avec trois cas de bandes interdites (0, 5, 10 GHz) et 4 cas de nombres de cellules considérés (2, 4, 6, 8 cellules)

Pour vérifier l'influence de la bande de fréquences, nous étudions également plusieurs cas de largeurs de bande de fréquences, ici une bande avec *df* à 10% et à 30% (le premier cas d'étude étant avec une largeur *df* de 20%) centrées en 5.5GHz.

Peu de différences sont observées entre le cas à 3.5GHz (Figure A.3.a) et le cas à 7.5GHz (Figure A.3.b). La valeur minimale de largeur/position ne semble pas avoir changé entre chaque cas, et les erreurs en phase sont de valeurs similaires.

Pour vérifier l'influence de la bande de fréquences, nous étudions également sur la Figure A.3 plusieurs cas de largeurs de bande de fréquences, ici une bande avec *df* à 10% et à 30% (le premier cas d'étude étant avec une largeur *df* de 20%) centrées en 5.5GHz.

Tableau A.2 : Variation des paramètres considérés pour l'étude de la Figure A.3

Paramètres	**Valeurs considérées pour l'influence de L_φ**	**Valeurs considérées pour l'influence de φ_0**
Valeur médiane de l'intervalle de phase φ_0	-*M*.90°	[-*M*.180°…0°], pas de 10°
Largeur de l'intervalle de phase $L\varphi$	[0°…*M*.90°], pas de 10°	*M*.45°
Nombre de cellules *M*	2, 4, 6, 8	2, 4, 6, 8
Largeur de la bande interdite W_{BI}	0 GHz, 5 GHz, 10 GHz	0 GHz, 5 GHz, 10 GHz
Centre de la bande de fréquence f_0	5.5GHz	5.5GHz
Largeur de la bande de fréquence *df*	10%, 20%, 30%	10%, 20%, 30%

(a)

(b)

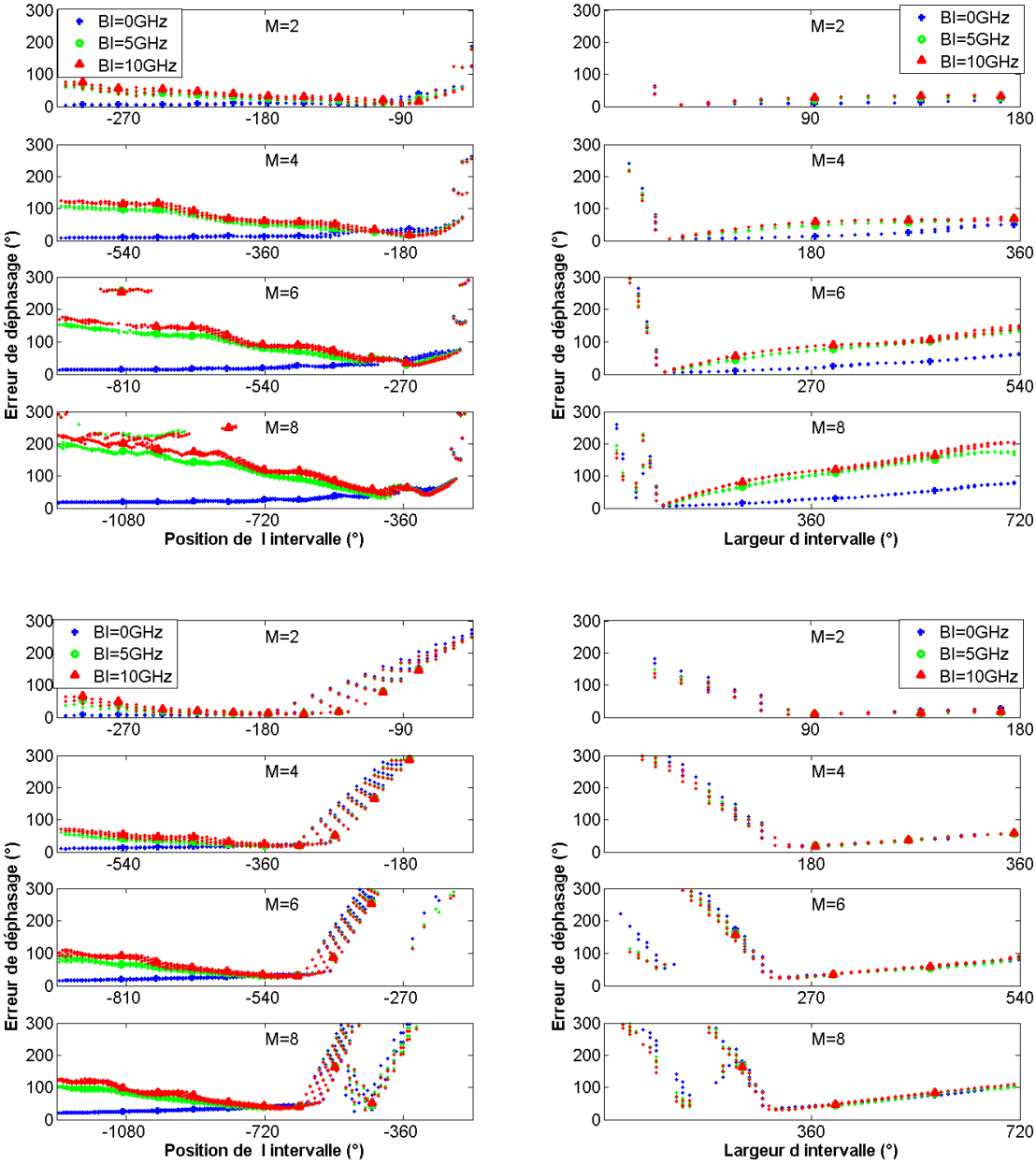


Figure A.3 : Etude de l'influence de la position et de la largeur de la bande utile sur l'erreur de déphasage avec: df=10% (a), df=30% (b) avec trois cas de bandes interdites (0, 5, 10 GHz) et 4 cas de nombres de cellules considérés (2, 4, 6, 8 cellules)

Nous pouvons observer un impact très élevé de la largeur de la bande de fréquences sur l'erreur de déphasage : en augmentant *df*, la valeur de la largeur minimale $L_{\varphi min}$ observée auparavant augmente, ainsi cette valeur minimale semble dépendre également de la largeur de bande *df*.
Nous pouvons également constater une diminution de l'erreur de déphasage à proximité des bandes interdites pour une augmentation de la largeur de bande *df*, même si les erreurs de déphasages restent conséquentes (ε_φ>100°).
Nous pouvons observer un impact très élevé de la largeur de la bande de fréquences sur l'erreur de déphasage : en augmentant *df*, la valeur de la largeur minimale $L_{\varphi min}$ observée auparavant augmente, cette valeur minimale semble dépendre également de la largeur de bande *df*. Nous pouvons également constater une diminution de l'erreur de déphasage à proximité des bandes interdites pour une augmentation de la largeur de bande *df*, même si les erreurs de déphasages restent importantes (ε_φ>100°).

Résumé

Pour effectuer une recombinaison sans pertes des signaux dans des structures parallèles telles que les matrices de Butler, il est nécessaire d'utiliser des déphaseurs, structures généralement constituées de deux lignes de transmissions déphasées entre elles. Le contrôle du déphasage dans ces équipements peut être obtenu par l'ajustement de la longueur d'une des lignes, ou par le rajout d'éléments en parallèle tels des lignes couplées ou des stubs. Cependant, ces solutions ne permettent pas de répondre aux nombreuses spécifications du déphaseur dans un contexte industriel. Les métamatériaux, structures composées de plusieurs éléments très petits devant la longueur d'onde, pourraient répondre aux différentes contraintes de par leur grand nombre de degrés de liberté. Il existe des lignes à métamatériaux déjà utilisées dans ce but. Cependant un cas particulier de ligne, la ligne équilibrée, est utilisée lors de la conception des déphaseurs.

L'objectif de cette thèse est alors de concevoir des déphaseurs à métamatériaux en exploitant au maximum leurs degrés de liberté, c'est-à-dire sans se restreindre aux cas des lignes équilibrées. Pour cela, nous avons mis en œuvre une méthode de conception dédiée permettant d'obtenir à partir du cahier des charges d'un déphaseur des solutions aux performances suffisantes à leur intégration dans des systèmes industriels très contraints. Nous avons réalisé à l'aide de la méthode des prototypes de déphaseurs 180° sur une largeur de bande de 20% en bande C [4.95GHz -6.05GHz] afin de valider notre méthode de conception et d'en démontrer l'efficacité.

Abstract

Differential phase shifters (DPS) are used in in parallel structures such as Butler matrices, to avoid losses on signal recombination to avoid losses on signal recombination. The DPS are generally composed of two transmission lines out of phase with each other. The phase shift control in these devices line length adjustment, or by integrating elements such as coupled lines or stubs. However, these solutions do not meet the many specifications of the phase shifter in an industrial context. Metamaterials, which are known as structures composed of several small elements, with unique properties, could enable phase shift control with more degrees of freedom. To this end, metamaterials such as composite lines have already been investigated. However they exploit a particular case of metamaterial, the balanced line, to design phase shifters.

This thesis objective is to design metamaterial phase shifters by exploiting as much as possible their degrees of freedom, namely without limiting the phase shift design to balanced lines. For this purpose, we have implemented a dedicated design method to obtain from phase shifter specifications solutions with adequate performances for integration on very constrained industrial systems. This method has been illustrated and validated through an application to a case of 180 ° phase shifter with a 20% bandwidth in C band [4.95GHz -6.05GHz].