

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

SUBSTRATS ARTIFICIELS STRUCTURÉS
POUR APPLICATIONS MICRO-ONDES

MARTIN COULOMBE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MAI 2009



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 978-0-494-49433-2
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-49433-2

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

■*■
Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

SUBSTRATS ARTIFICIELS STRUCTURÉS
POUR APPLICATIONS MICRO-ONDES

présenté par: COULOMBE Martin

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., président

M. CALUZ Christophe, Ph.D., membre et directeur de recherche

M., LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Je voudrais, en premier lieu, remercier le professeur Christophe Caloz, mon directeur de maîtrise pour m'avoir soutenu et encouragé. Il m'a pris sous son aile en me guidant de façon éclairée dans mes recherches et travaux. Sans lui, ce projet n'aurait pas été possible.

Je souhaiterais remercier ma famille, et principalement mes parents Monique et Richard, pour leur encouragement et intérêt tout au long de ma maîtrise.

Je tiens également à remercier les techniciens de Poly-GRAMES : Jules Gauthier, Steve Dubé, Traian Antonescu et Jean-Sébastien Décarie pour leur grande aide. Jules, Steve et Traian, en fabriquant mes prototypes, m'ont permis de passer de la théorie à la réalité pratique.

J'aimerais aussi remercier tous les membres de Poly-GRAMES et plus particulièrement ceux sous la direction du professeur Christophe Caloz. Leur présence, leur aide et nos discussions enrichissantes au cours des réunions de groupe m'ont motivé à poursuivre ce projet.

RÉSUMÉ

Ce mémoire traite de deux types de substrat artificiel structuré pour des applications micro-ondes. Le premier substrat est effectivement homogène, dû à sa période beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée qui s'y propage, et opère dans sa première bande passante de fréquences loin de sa première résonance. Le second substrat présenté est aussi périodique, mais est conçu, cette fois, pour fonctionner à sa première bande de fréquences interdite comme filtre spatial.

Dans le premier chapitre de cette thèse, un substrat diélectrique artificiel (SDA) qui est paraélectrique et paramagnétique, i.e. fournit une augmentation simultanée de la permittivité et de la perméabilité et, donc, un indice de réfraction équivalent plus élevé que celui du substrat hôte conventionnel, est présenté. Une description de cette structure et de son principe de fonctionnement sont également donnés. Le design du SDA fabriqué supportant une ligne microruban permet de hausser la permittivité équivalente de 41.2% et la perméabilité équivalente de 19%, ce qui donne un indice de réfraction plus élevé de 28.3% i.e. une compression de l'onde guidée par la ligne microruban de 28.3%. Cette structure est facilement intégrable aux circuits microrubans.

Dans le second chapitre, trois applications pratiques sont démontrées afin de prouver le concept de miniaturisation des circuits microrubans avec le SDA proposé au premier chapitre : un filtre passe-bas à sauts d'impédance, un coupleur hybride à quadrature et une antenne. Pour le design utilisé au cours de ce projet (design non optimal pour la miniaturisation), le SDA réduit la longueur du filtre de 33%, l'aire du coupleur de 42% et la surface de l'antenne de 24.5%.

Dans le troisième chapitre, une ligne microruban à retard dispersive sur SDA de type réflexion pour le traitement du signal analogique est présentée. La structure proposée est réalisée en alternant les sections de substrat conventionnel et de SDA sous la ligne

microruban avec une période variant progressivement. La structure est spécifiquement conçue avec une période suivant une fonction linéaire (retard de groupe linéaire). Ainsi, les différentes composantes spectrales d'un signal modulé entrant ont différents retards proportionnels à leurs fréquences, permettant de les discriminer dans le temps. Les étapes du design de cette structure sont, aussi, fournies. La ligne microruban à retard dispersive sur SDA est démontrée théoriquement, numériquement, expérimentalement, et est caractérisée en termes de son niveau de réflexion, sa largeur de bande, son retard de groupe et son coefficient du "chirp" pour l'alimentation à ses deux ports. La structure est intégrée, pour fin de démonstration, dans des systèmes comme le discriminateur de fréquences et le système à retard d'impulsion accordable. La ligne microruban à retard dispersive sur SDA est comparée, finalement, à des lignes microrubans à retard dispersives à trace modulée. La ligne à retard dispersive sur SDA proposée présente une meilleure symétrie de ses paramètres de diffusion S et des pertes totales plus faibles dus à son rayonnement dramatiquement réduit, menant donc à des performances supérieures dans divers systèmes de traitement du signal analogique tels que les discriminateurs fréquentiels, les systèmes à retard d'impulsion accordable, les récepteurs à compression d'impulsions ou les transformateurs de Fourier en temps réel, entre autre.

Autour de ce nouveau diélectrique artificiel, pourraient se développer plusieurs autres applications. Un système intégré quasi-optique ayant des zones planaires à différents indices de réfraction dans le même substrat est envisageable. Un nouveau substrat métamatériau avec un comportement main gauche pourrait être, également, développé dans le futur. Il est anticipé que le SDA sera intégré de façon pratique à des systèmes complets miniaturisés, quasi-optiques ou même dispersifs.

Dans la dernière partie de cette thèse, une structure compacte champignon allongé (CA) à bande électromagnétique interdite (BEI), exploitant l'épaisseur du substrat afin de fournir une isolation supérieure comparée à celle obtenue avec la structure champignon conventionnel (CC) à BEI, est proposée pour l'amélioration des performances des

antennes réseaux microrubans. Un guide du design basé sur des formules assez précises et des simulations électromagnétiques est fourni pour le design de la bande électromagnétique interdite (BEI) de la structure proposée. La structure CA à BEI s'est avérée plus compacte que la structure CC à BEI pour des cas pratiques et réalisables suite à des analyses paramétriques comparatives selon la période et l'épaisseur des deux structures. La réduction supérieure du couplage de la structure CA à BEI est démontrée par des résultats simulés et mesurés pour une paire d'antennes couplées et un réseau de quatre antennes microrubans couplées dans le plan E. Finalement, les bénéfices des structures à BEI, et plus particulièrement de la structure CA à BEI, en termes de traitement de réseau d'antennes comme le contrôle du niveau des lobes secondaires (NLS), la formation de zéros de rayonnement et l'estimation de la direction d'arrivée (DA), sont présentés.

Au cours de ce projet, un taux maximal de compression d'environ 2 de la période de l'unité cellulaire par rapport à la structure CC à BEI est obtenu avec la structure CA à BEI dû aux limites des technologies de fabrication disponibles. Augmenter ce taux, dans le futur, en augmentant l'épaisseur du substrat avec de nouvelles technologies de fabrication permettrait d'améliorer encore plus les performances des antennes réseaux où la structure CA à BEI y est intégrée.

ABSTRACT

This thesis deals with two types of artificial substrate structured for microwave applications. The first one is effectively homogeneous due to its period much smaller than the guided wavelength. It operates in its first frequency pass band, far from its first resonance. The second presented substrate is also a periodic structure, but it is designed to work at its frequency first stop band as a spatial filter.

The first chapter of the thesis presents an artificial dielectric substrate structure that is paraelectric and paramagnetic, i.e. provides enhancement of both the permittivity and the permeability, and thus a higher effective refractive index than the one of the host substrate. Structure description and its operation principle are also given. The designed fabricated artificial dielectric substrate structure, on which a microstrip line is printed, provides an enhancement of the effective permittivity of 41.2% and the effective permeability of 19%, which gives an effective refractive index higher by 28.3%; i.e. guided wavelength compression of 28.3%.

In the second chapter, three practical microstrip applications are demonstrated for the proof of concept of circuits' miniaturization with the structure proposed in chapter 1: stepped-impedance low-pass filter, branch-line coupler and patch antenna. For the design used (non-optimal in terms of size reduction), artificial dielectric substrate structure reduces the filter length by 33%, the area of the coupler by 42% and the surface of the antenna by 24.5%.

In the third chapter, a reflection-type artificial dielectric substrate microstrip dispersive delay line (DDL) for analog signal processing is presented. This DDL is realized by non-uniformly alternating conventional and artificial dielectric substrate microstrip sections with linearly increasing period (linear group delay), so that the different spectral components of a modulated signal incur different delays proportional to their frequency

to be discriminated in time. Design guidelines are provided. The proposed DDL is demonstrated theoretically, numerically, experimentally, and fully characterized in terms of reflective level, bandwidth, group delay, and chirping coefficient for excitation at both ports. The DDL is then demonstrated in dispersive systems such as frequency discriminator and impulse tunable time-delay line. Finally, it is compared with a stepped-trace DDL and a sinusoidal-trace DDL, and shown to exhibit superior symmetry along to smaller overall loss due to dramatically mitigated radiation, thereby leading to superior performances in various analog signal processing systems, such as impulse delay lines, frequency discriminators, real-time Fourier transformers and compressive receivers.

This novel artificial dielectric is a potential candidate for further applications. An integrated quasi-optical system having planar zones of different refractive index in the same substrate can be envisioned. As well, a new metamaterial substrate with a left-handed behavior can also be developed in the future. It is anticipated that artificial dielectric substrate will find many practical applications related in miniaturized, quasi-optical and phase-engineered systems.

In the last part of this thesis, a compact elongated mushroom electromagnetic band-gap (EM-EBG) structure, exploiting the thickness of the substrate to achieve higher isolation compared to the case of the conventional mushroom EBG (CM-EBG), is proposed for the enhancement of the performances of patch antenna arrays. Guidelines, based on fairly accurate formulas and full-wave electromagnetic simulations, are provided for the design of the stop-band of the proposed EBG structure. The compactness of the EM-EBG is investigated and shown to be superior to that of the CM-EBG in practical cases following parametric comparisons of the period and thickness for both structures. The superior reduction of mutual coupling of the EM-EBG structure is demonstrated by full-wave and experimental results both for a pair of coupled patch antennas and for a 4-element patch antenna array. Finally, the benefits of the EBG structure, and more

specifically the EM-EBG, in terms of array processing as side-lobe level control, null forming and direction of arrival estimation, are presented.

In this thesis, a maximal size compression of 2 of the unit cell with the EM-EGB structure is obtained due to technology fabrication limitations. Increase the size compression gain of the proposed structure in the future by increasing the substrate thickness with novel technologies would further enhance the performances of antenna patch arrays with EM-EBG structure.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|---|--------------|
| REMERCIEMENTS | IV |
| RÉSUMÉ | V |
| ABSTRACT | VIII |
| LISTE DES TALEAUX | XIV |
| LISTE DES FIGURES | XV |
| LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS | XXIII |
| INTRODUCTION | 1 |
| CHAPITRE 1 SUBSTRAT DIÉLECTRIQUE ARTIFICIEL (SDA) | 7 |
| 1.1 INTRODUCTION | 7 |
| 1.2 EXPLICATION DES DIÉLECTRIQUES ARTIFICIELS ET REVUE HISTORIQUE | 7 |
| 1.3 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE PROPOSÉE | 8 |
| 1.4 PARAMÈTRES ÉQUIVALENTS EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN | 10 |
| 1.5 EXTRACTION DES PARAMÈTRES CONSTITUTIFS ÉQUIVALENTS | 13 |
| CHAPITRE 2 MINIATURISATION DE COMPOSANTS PLANAIRES SUR SDA | 17 |
| 2.1 INTRODUCTION | 17 |
| 2.2 CIRCUITS (1D ET 2D) | 17 |

| | | |
|---|---|----|
| 2.3 | ANTENNE | 24 |
| CHAPITRE 3 LIGNE À RETARD DISPERSIVE SUR SDA DE TYPE | | |
| RÉFLEXION POUR TRAITEMENT DU SIGNAL ANALOGIQUE29 | | |
| 3.1 | INTRODUCTION | 29 |
| 3.2 | REVUE HISTORIQUE DES LIGNES À RETARD DISPERSIVES | 29 |
| 3.3 | SDA NON-UNIFORME ET RÉGIME DE BRAGG | 31 |
| 3.4 | SDA À SAUTS D'IMPÉDANCE ET À PÉRIODICITÉ UNIFORME | 34 |
| 3.5 | SDA À SAUTS D'IMPÉDANCE, À PÉRIODICITÉ NON-UNIFORME À "CHIRP" LINÉAIRE ET À RÉPONSE DISPERSIVE | 38 |
| 3.6 | DISCRIMINATEUR DE FRÉQUENCES ET COMPENSATION DE LA DISPERSION | 43 |
| 3.7 | SYSTÈME À RETARD D'IMPULSION ACCORDABLE | 51 |
| 3.8 | COMPARAISON AVEC DES LIGNES À RETARD DISPERSIVES MICRORUBANS À TRACE MODULÉE | 54 |
| 3.9 | CARACTÉRISATION DE L'ASYMÉTRIE EN TERMES DES PERTES ET DU RAYONNEMENT | 57 |
| CHAPITRE 4 STRUCTURE COMPACTE CHAMPIGNON ALLOGÉ À | | |
| BANDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE INTERDITE (BEI) POUR | | |
| AMÉLIORATION DES PERFORMANCES D'UN RÉSEAU D'ANTENNES | | |
| MICRORUBANS65 | | |
| 4.1 | INTRODUCTION | 65 |

| | | |
|-----|---|------------|
| 4.2 | EXPLICATION, REVUE HISTORIQUE ET APPLICATIONS DES STRUCTURES À BEI | 66 |
| 4.3 | DESCRIPTION DE LA STRUCTURE CHAMPIGNON ALLONGÉ (CA) À BEI ET SA MOTIVATION | 67 |
| 4.4 | PROTOTYPE, DESIGN ET DIAGRAMME DE DISPERSION | 71 |
| 4.5 | COMPARAISON AVEC LA STRUCTURE CHAMPIGNON CONVENTIONNEL (CC) À BEI | 75 |
| 4.6 | RÉDUCTION DU COUPLAGE MUTUEL | 79 |
| 4.7 | ANTENNE RÉSEAU AVEC LA STRUCTURE À BEI | 88 |
| 4.8 | IMPACT DE LA RÉDUCTION DU COUPLAGE MUTUEL PROVENANT DE LA STRUCTURE À BEI DANS LES APPLICATIONS DE TRAITEMENT DU RÉSEAU | 91 |
| | CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS | 99 |
| | RÉFÉRENCES | 104 |
| | LISTE DES PUBLICATIONS | 110 |

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|--|----|
| Tableau 2.1 : Longueurs requises pour les sections du le filtre passe-bas imprimé sur le substrat hôte régulier de la figure 2.1 | 18 |
| Tableau 2.2 : Longueurs requises des sections pour le filtre passe-bas imprimé sur le SDA de la figure 2.3 | 19 |
| Tableau 2.3 : Dimensions du coupleur imprimé sur le substrat hôte régulier de la figure 2.5 | 21 |
| Tableau 2.4 : Dimensions du coupleur imprimé sur le SDA de la figure 2.7 | 22 |
| Tableau 2.5 : Comparaison entre l'antenne microruban imprimée sur le SDA (mesurée et simulée) et celle sur le substrat hôte conventionnel (simulée) | 25 |
| Tableau 3.1 : Paramètres équivalents des sections sur substrat régulier et sur SDA pour une ligne microruban ayant une largeur w de 2.54 mm | 36 |
| Tableau 3.2 : Paramètres géométriques de la structure périodique de la figure 3.2 | 36 |
| Tableau 3.3 : Paramètres géométriques de la structure quasi-périodique à période non-uniforme de la figure 3.4 | 41 |
| Tableau 3.4 : Correspondances entre fréquence d'entrée/ fréquence de sortie détectée – retard de groupe pour les paramètres de réflexion de S_{11} du SDA à sauts d'impédance à périodicité non-uniforme en utilisant la courbe extrapolée de S_{11} à la figure 3.5(d) pour des fréquences entières se trouvant à l'intérieur de la bande passante du système, de 13 à 20 GHz | 47 |
| Tableau 3.5 : Différences significatives entre les réponses S_{11} et S_{22} des figures 3.16, 3.17 et 3.18..... | 62 |

LISTE DES FIGURES

- Figure 1.1 : Substrat diélectrique artificiel (SDA) proposé. (a) Vue de perspective de la structure. (b) Vue de côté de la structure avec ses variables9
- Figure 1.2 : Prototype. (a) SDA, couche du bas. (b) Ligne microruban imprimée sur la couche isolante placée au-dessus du SDA10
- Figure 1.3 : Modèle de la ligne microruban imprimée sur le SDA. (a) Distribution du courant. (b) Vue zoomée de deux trous métallisés de (a) avec le modèle correspondant aux fréquences élevées. (c) Modèle équivalent de la ligne microruban imprimée sur le SDA. (d) Modèle équivalent simplifié d'une cellule unitaire. Les primes indiquent des quantités par unité de longueur12
- Figure 1.4 : Comparaison des paramètres S simulés et mesurés entre une ligne de transmission (LdeT) microruban imprimée sur la structure SDA avec les paramètres donnés à la section 1.3 et une ligne de transmission microruban imprimée sur un substrat régulier ayant une épaisseur comparable (épaisseur de $h = h_1 + h_2 = 1.016$ mm et permittivité relative ϵ_r de 2.94). (a) Amplitude. (b) Phase déroulée en transmission (S_{21})14
- Figure 1.5 : Paramètres équivalents constitutifs du SDA calculés avec les équations (1.6) et (1.7) pour le cas de la structure ligne microruban placée sur le SDA16
- Figure 2.1 : Géométrie du filtre microruban passe-bas à sauts d'impédance18
- Figure 2.2 : Résultats simulés du filtre passe-bas à sauts d'impédance sur le substrat hôte régulier ($\epsilon_r = 2.94$)18
- Figure 2.3 : Photographie du prototype filtre passe-bas à sauts d'impédance placée sur le SDA19
- Figure 2.4 : Résultats simulés et mesurés du prototype filtre passe-bas microruban à sauts d'impédance placé sur le SDA.....20

| | |
|---|----|
| Figure 2.5 : Géométrie du coupleur microruban hybride à quadrature | 21 |
| Figure 2.6 : Résultats simulés du coupleur hybride à quadrature imprimé sur le substrat hôte régulier | 21 |
| Figure 2.7 : Photographie du prototype coupleur hybride à quadrature placé sur le SDA | 22 |
| Figure 2.8 : Résultats simulés et mesurés du prototype coupleur hybride à quadrature sur SDA. (a) Coefficient de réflexion (S_{11}). (b) Transmission au port 2 (S_{21}). (c) Transmission au port 3 (S_{31}). (d) Isolation (S_{41}) | 23 |
| Figure 2.9 : Photographie du prototype de l'antenne microruban placée sur le SDA | 24 |
| Figure 2.10 : Comparaison de l'antenne microruban sur le SDA ($\epsilon_{eff} = 3.4$, $\mu_{eff} = 1.19$) en comparaison avec celle sur le substrat conventionnel ($\epsilon_{eff} = 2.459$, $\mu_{eff} = 1$), toutes les deux opérant à 1.9 GHz | 26 |
| Figure 2.11 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (plan xz , figure 2.9) de l'antenne microruban sur différents substrats définis au tableau 2.5 | 27 |
| Figure 2.12 : Diagramme de rayonnement dans le plan H (plan yz , figure 2.9) de l'antenne microruban sur différents substrats définis au tableau 2.5 | 27 |
| Figure 3.1 : Structure microruban sur SDA non-uniforme à sauts d'impédance, où alternent des sections de ligne microruban sur SDA et sur substrat conventionnel. La période peut être uniforme ($P_i = P_j$, $\forall i, j = 1, \dots, M$) ou non-uniforme (P_k variable) | 32 |
| Figure 3.2 : Prototype de la structure SDA à sauts d'impédance de la figure 3.1 avec une période uniforme ($P_k = P = 5.08$ mm) | 35 |
| Figure 3.3 : Paramètre réfléchif S_{11} (identique pour S_{22}), pour le SDA à sauts d'impédance intégré selon une période uniforme (figures 3.1 et 3.2), obtenu par théorie, par simulation (MoM) et par mesure. (a) Amplitude. (b) Phase déroulée. | |

- (c) Retard de groupe dans la bande d'opération, obtenu en dérivant la phase en (b) selon l'équation (3.3).....38
- Figure 3.4 : Prototype de la structure SDA à sauts d'impédance de la figure 3.1 suivant une période non-uniforme ($P_k = 7.366 - 0.254 (k-1)$ mm, $k = 1, \dots, 14$) incluant 14 sections de SDA40
- Figure 3.5 : Paramètres réfléchissants S_{11} et S_{22} , pour le SDA à sauts d'impédance à période non-uniforme (figures 3.1 et 3.4), obtenus par théorie, par simulation (MoM) et par mesure. (a) Amplitude de S_{11} . (b) Amplitude de S_{22} . (c) Phases déroulées de S_{11} et S_{22} . (d) Retards de groupe de S_{11} et S_{22} dans la bande d'opération obtenus en dérivant les phases en (c) selon l'équation (3.3) et après extrapolation linéaire42
- Figure 3.6 : Discriminateur de fréquences employant le filtre dispersif linéaire sur SDA à périodicité non-uniforme présenté aux figures 3.4 et 3.544
- Figure 3.7 : Résultats simulés à la sortie du discriminateur de fréquences de la figure 3.6. Ces résultats sont obtenus avec le simulateur de circuit Agilent ADS avec le paramètre de réflexion $S_{11}(f)$ du filtre dispersif linéaire sur SDA des figures 3.4 et 3.5. (a) Avec la phase déroulée mesurée (cas réel). (b) Avec la phase déroulée extrapolée suivant une fonction quadratique (cas idéal)47
- Figure 3.8 : Dispersion et compensation employant le filtre dispersif linéaire sur SDA à périodicité non-uniforme présenté aux figures 3.4 et 3.548
- Figure 3.9 : Résultats simulés à la sortie du système de la figure 3.8. Ces résultats sont obtenus avec le simulateur de circuit Agilent ADS avec les paramètres réfléchissants $S_{11}(f)$ et $S_{22}(f)$ du filtre dispersif linéaire sur SDA des figures 3.4 et 3.5. (a) Avec la phase déroulée mesurée (cas réel). (b) Avec la phase déroulée extrapolée suivant une fonction quadratique (cas idéal)50

- Figure 3.10 : Schéma du système à retard d'impulsion accordable utilisant le filtre dispersif linéaire sur SDA à périodicité non-uniforme présenté aux figures 3.4 et 3.552
- Figure 3.11 : Retards simulés d'une impulsion gaussienne se propageant dans le système de la figure 3.10 pour différentes valeurs de f_{OL} . Ces résultats sont obtenus avec le simulateur de circuit Agilent ADS avec les paramètres réfléchifs $S_{11}(f)$ et $S_{22}(f)$ du filtre dispersif sur SDA des figures 3.4 et 3.553
- Figure 3.12 : Retard basé sur la position du sommet de l'enveloppe du signal selon la fréquence de l'oscillateur local f_{OL} 53
- Figure 3.13 : Paramètres réfléchifs simulés (MoM Ansoft Designer) et mesurés (amplitude et retards de groupe) pour la ligne à retard dispersive microruban à sauts d'impédance dont l'illustration est insérée au premier graphe55
- Figure 3.14 : Paramètres réfléchifs simulés (MoM Ansoft designer) et mesurés (amplitude et retards de groupe) pour la ligne à retard dispersive microruban à impédance sinusoïdale dont l'illustration est insérée dans le premier graphe55
- Figure 3.15 : Comparaison des paramètres réfléchifs mesurés (amplitude et retard de groupe) entre les lignes à retard dispersives microruban à sauts d'impédance (figure 3.13), microruban à impédance sinusoïdale (figure 3.14) et à sauts d'impédance sur SDA (figures 3.4 et 3.5)56
- Figure 3.16 : Forte asymétrie pour le cas de la ligne à retard dispersive microruban à sauts d'impédance. (a) Amplitudes des paramètres réfléchifs simulés ($S_{11} \neq S_{22}$). (b) Diagrammes de rayonnement normalisés à 19.8 GHz pour les excitations aux ports 1 et 259
- Figure 3.17 : Asymétrie pour le cas de la ligne à retard dispersive microruban à impédance sinusoïdale. (a) Amplitudes des paramètres réfléchifs simulés ($S_{11} \neq S_{22}$). (b) Diagrammes de rayonnement normalisés à 20 GHz pour les excitations aux ports 1 et 260

- Figure 3.18 : Faible asymétrie pour le cas de la ligne à retard dispersive à sauts d'impédance sur SDA. (a) Amplitudes des paramètres réfléchifs simulés ($S_{11} \neq S_{22}$). (b) Diagrammes de rayonnement normalisés à 19.7 GHz pour les excitations aux ports 1 et 261
- Figure 4.1 : Structure champignon allongé (CA) à BEI. (a) Vue de perspective. (b) Vue de profil de la cellule unitaire. (c) Vue de haut de cellule unitaire. (d) Modèle de circuits simplifié de la structure68
- Figure 4.2 : Photographie du prototype CA à BEI fabriqué (figure 4.1). Les paramètres sont : $h = 2.54$ mm, $h_1 = h_2 = 1.27$ mm, $p = 1.55$ mm, $D = 1.296$ mm, $d = 0.508$ mm, et $\epsilon_r = 10.2$ (a) Vue du dessus (du côté des larges trous et interface avec l'air). (b) Vue de dessous (du côté des trous étroits et du plan de masse)72
- Figure 4.3 : Diagramme de dispersion de la structure CA à BEI proposée calculée par CST Microwave Studio pour les paramètres du prototype illustré à la figure 4.2. (a) Les premiers deux modes. (b) Zoom sur la bande interdite de l'onde guidée entre ces deux modes74
- Figure 4.4 : Comparaison des fréquences centrales f_0 de la bande interdite selon la période p pour les structures CC à BEI (cellule unitaire avec une plaquette carrée connectée à un trou plaqué) et CA à BEI (figures 4.1 et 4.2) avec une épaisseur de substrat h de 2.54 mm76
- Figure 4.5 : Comparaison des fréquences centrales f_0 de la bande interdite selon l'épaisseur du substrat h pour la structure CC à BEI avec une période de 3.38 mm et pour la structure CA à BEI avec une période de 1.55 mm. Ces périodes ont été choisies afin d'avoir la même fréquence centrale, $f_0 = 5.63$ GHz, pour une épaisseur du substrat h de 2.54 mm, selon la figure 4.477
- Figure 4.6 : Rapport entre les fréquences centrales de la bande interdite des structures CC à BEI et CA à BEI (f_{CC} / f_{CA}) selon l'épaisseur h et la période p utilisant les

équations (4.2)-(4.5). Des valeurs supérieures à 1 indiquent des régions où la structure CA à BEI est plus compacte (fréquence d'opération plus petite) que la structure CC à BEI. (a) Vue 3D. (b) Vue 2D du dessus78

Figure 4.7 : Organisations des antennes microrubans séparées par la structure CA à BEI afin de déterminer le niveau de réduction du couplage mutuel atteint avec la structure CA à BEI. La distance entre les antennes est de $0.5\lambda_0$, une valeur réaliste pour un scénario d'antenne réseau. Les antennes sont du côté des larges trous. (a) Couplage dans le plan E. (b) Couplage dans le plan H80

Figure 4.8 : Comparaison des paramètres de diffusion simulés (Ansoft HFSS) pour une paire d'antennes couplées dans le plan E comme le montre la figure 4.7(a) pour quatre cas : sans structure à BEI, avec un bloc CEP occupant entièrement le volume de la structure à CA à BEI ($w \times l = 10.85 \times 20.25 = 219.71 \text{ mm}^2$), avec la structure CC à BEI (3×7 unités, $w \times l = 9 \times 21 = 189 \text{ mm}^2$, $p = 3 \text{ mm}$) et avec structure CA à BEI (7×15 unités, $w \times l = 10.85 \times 20.25 = 219.71 \text{ mm}^2$, $p = 1.55 \text{ mm}$). L'épaisseur totale est toujours fixée à $h = 2.54 \text{ mm}$, et $\epsilon_r = 10.2$. Les tailles des surfaces du bloc CEP, du CC à BEI et du CA à BEI sont quasiment identiques, excepté pour la structure CC à BEI où seulement 3 rangées de cellules peuvent être placées entre les antennes espacées par $d = \lambda_0/2$. (a) Perte de retour S_{11} . (b) Perte de retour S_{22} . (c) Couplage mutuel S_{21} 83

Figure 4.9 : Comparaison des paramètres de diffusion simulés (Ansoft HFSS) pour une paire d'antennes couplées dans le plan H comme c'est illustré à la figure 4.7(b) pour les mêmes cas et avec les mêmes paramètres qu'à la figure 4.8. (a) Perte de retour S_{11} . (b) Perte de retour S_{22} . (c) Couplage mutuel S_{21}84

Figure 4.10 : Champs électriques proches simulés (juste au-dessus du substrat) pour l'arrangement de la figure 4.7(a) (Plan E) à 5.87 GHz correspondant au couplage mutuel obtenu de la figure 4.8(c). (a) Sans structure à BEI. (b) Avec un bloc CEP. (c) Avec la structure CA à BEI85

- Figure 4.11 : Photographie des antennes microrubans séparées par la structure à BEI, dans le cas où elles sont couplées dans le plan E comme à la figure 4.7(a), conçue à 5.8 GHz, à l'intérieur de la bande de la structure à BEI (figures 4.8 et 4.9). Tous les paramètres sont identiques à ceux de la figure 4.8. (a) Structure CC à BEI. (b) Structure CA à BEI86
- Figure 4.12 : Comparaison des paramètres de diffusion mesurés pour la paire d'antennes couplées dans le plan E illustrées à la figure 4.11 pour les cas sans structure à BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Perte de retour S_{11} . (b) Perte de retour S_{22} . (c) Couplage mutuel S_{21} 88
- Figure 4.13 : Réseau 4×1 d'antennes microrubans alignées dans le plan E avec la structure CA à BEI89
- Figure 4.14 : Photographies des prototypes fabriqués de l'antenne réseau correspondant à la figure 4.13 avec les paramètres de la figure 4.8. (a) Sans la structure à BEI. (b) Avec la structure CC à BEI. (c) Avec la structure CA à BEI89
- Figure 4.15 : Pertes de retour mesurées et comparées des antennes réseaux de la figure 4.14. Les fréquences d'opération (indiquées par des flèches) sont 5.62 GHz pour la structure CC à BEI, et 5.67 GHz pour la structure CA à BEI et le réseau sans BEI90
- Figure 4.16 : Couplages mutuels représentatifs mesurés et comparés des antennes réseaux de la figure 4.14 avec la même légende qu'à la figure 4.15. La différence d'isolation Δ entre les structures CA à BEI et CC à BEI aux fréquences d'opération γ est indiquée91
- Figure 4.17 : Comparaison du contrôle du niveau des lobes secondaires (NLS) (méthode de Chebyshev) pour le réseau de la figure 4.14 sans couplage mutuel (cas idéal), sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Lorsque le

faisceau pointe vers 0° avec un NLS = -20 dB. (b) Lorsque le faisceau pointe vers 30° avec un NLS = -20 dB93

Figure 4.18 : Comparaison de la formation des zéros de rayonnement pour le réseau de la figure 4.14 sans couplage mutuel (cas idéal), sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Lorsque le faisceau pointe vers 30° avec trois zéros positionnés à -70° , -40° et 0° . (b) Lorsque le faisceau est pointé vers -20° avec trois zéros positionnés à -50° , -10° et 50° 95

Figure 4.19 : Comparaison du spectre spatial calculé avec l'équation (4.6) pour le réseau de la figure 4.14 sans couplage mutuel (cas idéal), sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Lorsque trois signaux directionnels proviennent des angles -60° , -30° et 0° . (b) Lorsque trois signaux directionnels proviennent des angles -50° , 0° et 40° 98

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

| | |
|-------|------------------------------------|
| BEI | Bande Électromagnétique Interdite |
| CA | Champignon Allongé |
| CC | Champignon Conventionnel |
| CM | Conventional Mushroom |
| CEP | Conducteur Électrique Parfait |
| DA | Direction d'Arrivée |
| DDL | Dispersive Delay Line |
| EBG | Electromagnetic Band-Gap |
| EM | Elongated Mushroom |
| HFSS | High Frequency Structure Simulator |
| LB | Largeur de Bande |
| LdeT | Ligne de Transmission |
| MoM | Method of Moments |
| MUSIC | MUltiple SIgnal CLassification |
| NLS | Niveau des lobes secondaires |
| RF | Radio Fréquence |
| SDA | Substrat Diélectrique Artificiel |

INTRODUCTION

Les substrats artificiels que nous allons présenter dans ce mémoire sont formés d'un substrat hôte auquel sont ajoutés de façon périodique des éléments métalliques. Cette période et la fréquence d'opération sont très importantes dans la classification de ces substrats artificiels. Deux types de substrats structurés pour des applications micro-ondes sont abordés. Le premier est composé d'éléments dont leur grandeur et période p sont beaucoup plus petites que la longueur de l'onde guidée par ce substrat ($p \ll \lambda_g$). Nous utilisons, donc, le terme substrat diélectrique artificiel (SDA), qui est un milieu effectivement homogène aux fréquences d'opération. La première partie du mémoire concerne cette classe de structure et ses applications. Le second type de substrat opère, cette fois, aux fréquences où la constante du réseau p est de l'ordre d'un multiple d'une demi-longueur d'onde guidée ($p \approx n\lambda_g/2$). Pour ce type de substrat, nous employons alors le terme structure périodique et, plus précisément, structure à bande électromagnétique interdite lorsque la fréquence d'opération se trouve dans la bande coupée de cette structure périodique. La deuxième partie de ce mémoire porte sur ce type de substrat artificiel. Maintenant, une brève récapitulation du développement historique général de ces structures est introduite aboutissant aux objectifs principaux pour chacun des deux types de substrats artificiels étudiés tout au long de ce mémoire.

En 1946, Kock proposa un des premiers diélectriques artificiels employé comme lentille permettant de réduire le poids excessif des lentilles conventionnelles. Cette structure est composée de plaques métalliques parallèles qui présentent un indice de réfraction équivalent inférieur. Ainsi, elle donne l'effet d'une lentille lorsque la structure a une forme concave. En 1949, Cohn présenta une analyse des lentilles à bandes métalliques et, ensuite, en 1950, il valida expérimentalement la lentille de Kock. En même temps, Estrin analysa la perméabilité équivalente, l'autre paramètre important des diélectriques, d'un réseau de disques conducteurs. Par la suite, en 1960, Brown publia une revue des travaux antérieurs effectués sur les diélectriques artificiels. Il présenta deux types de

classification des diélectriques artificiels. La première catégorie concerne l'indice de réfraction : si l'indice de réfraction est plus grand que un, la structure est appelée "diélectrique de retard" (delay dielectric) et si l'indice de réfraction est plus petit que un, la structure est nommée "diélectrique au chemin avancé" (path advance dielectric). La seconde catégorie concerne la forme des structures. Dans ce cas, ce sont des réseaux constitués de différents types d'éléments conducteurs. En 1962, Rotman montra les propriétés électriques du plasma dans un type spécial de diélectrique artificiel nommé "milieu à tiges". La structure étudiée est composée d'un guide à plaques parallèles contenant un treillis de tiges métalliques. Il analysa la dispersion de cette structure et présenta, aussi, le rayonnement d'une ouverture électrique couverte par une plaque de ce type de diélectrique artificiel. L'effet des diélectriques sur les antennes devint alors à cette période un sujet de recherche intéressant. Bahl et Gupta, entre autre, étudièrent en 1970 les applications des diélectriques artificiels comme des éléments permettant la mise en forme du faisceau dans une antenne à onde de fuite.

Après ces recherches fondamentales et nombreux rapports, plusieurs études ont été effectuées sur les diélectriques artificiels par de nombreux groupes de recherche. Il en a résulté de nouveaux diélectriques artificiels comme les magnéto-diélectriques (Hanson et Burke 2000 ; Mossallaei et Saranbadi 2004; Ikonen et al. 2006) et les méta-matériaux (Caloz 2005) dont les paramètres équivalents sont négatifs. Suite à ces travaux récents, la proposition d'un nouveau substrat artificiel permettant de modifier les paramètres effectifs des structures microrubans conventionnelles est le premier objectif de ce mémoire. Appliquer ce nouveau substrat artificiel dans la miniaturisation des circuits des microrubans et la fabrication de dispositifs dispersifs permettra de valider le travail réalisé au préalable soit l'étude de son principe d'opération et l'extraction de ses paramètres équivalents, essentielle au design des circuits microrubans qui y sont imprimés.

L'histoire des structures périodiques, quant à elle, débuta avec les travaux de Newton (1686) lorsqu'il développa une formule pour la vitesse du son qui modélise l'air comme étant un réseau périodique de masses ponctuelles attirées vers leurs voisines par des forces élastiques. Plusieurs scientifiques ont contribué à la compréhension et au développement des structures périodiques. Cependant, celui qu'il faut se rappeler est Brillouin qui publia, en 1946, un document de référence en la matière intitulé "Wave Propagation in Periodic Structures". À partir de ce moment, les principes fondamentaux des structures périodiques ont été établis. Plusieurs applications ont été développées par la suite comme les structures de retard pour les tubes à ondes progressives (Pierce 1969), les antennes réseaux à commande de phase (Johnson 1993) et les cristaux photoniques (Joanopoulos et al. 1995), entre autre.

Suite aux articles de Yablonovitch et John parus en 1987, la recherche sur les cristaux photoniques s'est intensifiée. Plusieurs types de cristaux photoniques (1D/2D/3D, finis/infinis, diélectriques/métalliques, avec défaut) ont été investigués ce qui a donné plusieurs applications dans le domaine de l'optique comme les microcavités à facteur Q élevé, les lasers améliorés, les filtres spatiaux, les guides d'ondes avec défaut à faibles pertes et les fibres optiques à large ouverture numérique. Récemment, les concepts des cristaux photoniques ont été mises en œuvre aux ondes millimétriques créant, ainsi, une nouvelle classe de structures : les structures à bande électromagnétique interdite (BEI) dont leur revue historique est reportée au quatrième chapitre. Sievenpiper, en 1999, est le premier à proposer ce type de structure qui a comme applications principales les filtres spatiaux et les surfaces à haute impédance. Cependant, ce type de structure est trop large électriquement pour être intégré efficacement entre les éléments d'une antenne réseau qui sont espacés par environ la demi-longueur d'onde dans l'espace libre. Il y a donc une possible amélioration à réaliser qui est de réduire la taille électrique de la structure à BEI afin d'améliorer les performances de l'antenne réseau. Proposer une nouvelle structure à BEI plus compacte que celle de Sievenpiper afin de l'employer

efficacement dans les circuits microrubans de petite taille comme les antennes réseaux à commande de phase est le deuxième but principal de ce mémoire.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres. Les trois premiers concernent le substrat diélectrique artificiel (SDA) que nous proposons et ses applications, alors que le dernier porte sur la nouvelle structure compacte à BEI que nous allons comparer avec la structure conventionnelle à BEI de Sievenpiper. Tout au long de ce mémoire, les deux substrats artificiels sont étudiés théoriquement, simulés et mesurés afin de confirmer leur comportement électromagnétique.

Dans le premier chapitre, suite au contexte historique des diélectriques artificiel, un substrat diélectrique artificiel (SDA) est proposé pour des applications micro-ondes planaires. Nous décrivons cette structure pour en ressortir son principe d'opération et ses paramètres équivalents en technologie microruban. Le SDA fabriqué et étudié est paraélectrique et paramagnétique et permet donc de modifier l'indice de réfraction du substrat hôte conventionnel. C'est cette structure qui est appliquée différemment dans les chapitres 2, où le SDA est intégré de façon uniforme au substrat hôte, et 3, où le SDA est intégré de manière non-uniforme.

Dans le second chapitre, nous présentons une première application du SDA décrit et étudié au chapitre 1. Comme cette structure fournit une augmentation simultanée de la permittivité et de la perméabilité à partir un substrat hôte donné et par le fait même une compression de la longueur d'onde guidée, le SDA proposé peut miniaturiser des circuits microrubans. Nous allons comparer des circuits planaires microrubans imprimés sur le substrat conventionnel et sur le SDA tels qu'un filtre passe-bas, un coupleur et une antenne afin d'obtenir le taux de réduction fourni par le SDA et également confirmer que l'extraction des paramètres équivalents du SDA effectuée au premier chapitre est fiable.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une seconde application du SDA où il est intégré à une ligne microruban pour en former une ligne à retard dispersive de type réflexion. Cette fois-ci, le SDA est intégré de façon non-uniforme au substrat hôte conventionnel afin de produire un réseau de Bragg. Comme étape préliminaire, une structure SDA à sauts d'impédance et à périodicité uniforme est présentée. Elle sert de point de référence et à vérifier le concept du réseau de Bragg aux ondes millimétriques. Par la suite, nous proposons la structure d'intérêt le SDA à saut d'impédance et à périodicité non-uniforme qui présente des propriétés dispersives. Afin de s'assurer que cette structure est bel et bien une ligne à retard dispersive, nous allons l'utiliser dans des systèmes dispersifs tels que le discriminateur de fréquence, le compensateur de dispersion et le système à retard d'impulsion accordable. Finalement, nous allons comparer notre ligne à retard dispersive imprimée sur le SDA avec des lignes microrubans à retard à trace modulée pour en ressortir ses avantages par rapport à ce qui se fait présentement de mieux comme ligne à retard dispersive de type réflexion avec la technologie microruban.

Finalement, dans le quatrième chapitre, suite aux structures à bande électromagnétique interdite (BEI) qui ont été réalisées dans le passé, nous proposons propre structure que nous allons nommer structure champignon allongé (CA) à BEI, qui fait référence à la structure champignon conventionnel (CC) à BEI de Sievenpiper. Notre structure CA à BEI est comparée avec celle CC à BEI selon la période et l'épaisseur des deux structures afin de démontrer qu'elle est plus compacte électriquement. Par la suite, nous avons utilisé ces deux structures comme filtre spatial afin de réduire le couplage mutuel entre des antennes microrubans. Comme la structure CC à BEI est plus compacte et devrait permettre une réduction de couplage supérieure, nous avons intégré les deux structures dans une antenne réseau pour voir comment la structure CA à BEI améliore encore plus les performances de l'antenne réseau à commande de phase, comparée à la structure CC

à BEI, pour des applications telles que le contrôle du niveau des lobes secondaires (NLS), la formation de zéro de rayonnement et l'estimation de la direction d'arrivée (DA).

CHAPITRE 1

SUBSTRAT DIÉLECTRIQUE ARTIFICIEL (SDA)

1.1. Introduction

Dans ce chapitre, une brève explication et une revue historique des diélectriques artificiels sont d'abord présentées. Une description détaillée de la structure proposée est, par la suite, donnée à la section 1.3. Comme les trous plaqués intégrés au substrat sont beaucoup plus petits que la longueur de l'onde guidée, les paramètres constitutifs équivalents macroscopiques de la structure peuvent être trouvés et sont, donc, décrits à la section 1.4. Une représentation de la propagation de l'onde guidée par la ligne microruban imprimée sur le SDA est par la suite introduite. Elle permet, ainsi, de modéliser ce substrat modifié et d'expliquer intuitivement l'augmentation de ses paramètres équivalents (ϵ_{eff} , μ_{eff}) comparés à ceux du substrat hôte régulier. Dans la dernière section du chapitre (1.5), les paramètres en transmission mesurés de la ligne imprimée sur ce substrat artificiel uniforme permettent d'en extraire les paramètres équivalents caractérisant le SDA proposé lorsqu'il est employé en technologie microruban.

1.2. Explication des diélectriques artificiels et revue historique

Les diélectriques artificiels sont des structures constituées d'une matrice 1D, 2D ou 3D d'inclusions métalliques de taille et de période beaucoup plus petites que la longueur d'onde guidée (Collin 1991). Par conséquent, ils sont des milieux effectivement homogènes qui présentent des paramètres constitutifs macroscopiques. Ces paramètres sont produits par des réponses dipolaires créées par les inclusions métalliques découlant de leurs polarisabilités. Ils sont équivalents aux diélectriques naturels qui, eux aussi, ont des paramètres macroscopiques résultant, cette fois, de leurs réponses dipolaires

moléculaires. Les diélectriques artificiels sont une réplique des diélectriques naturels, mais à plus grande échelle.

Les diélectriques artificiels ont une longue histoire. Les applications en ingénierie ont débuté dans les années 1940-1960 avec les travaux effectués, entre autre, par Kock (1948), Cohn (1949, 1951, 1953), Hu et Cheng (1958), Kolettis et Collin (1961). Leur but était de fournir des lentilles volumétriques, ayant une masse beaucoup moins élevée, afin de les employer dans la fabrication des radômes (abris protecteurs d'antenne radar). Ces premiers diélectriques artificiels ont été peu utilisés dus à leur nature volumétrique et leur fabrication complexe. Cependant, récemment, avec l'émergence des métamatériaux, de nouvelles structures diélectriques artificielles, en configuration planaire cette fois, ont été proposées afin de manipuler les paramètres constitutifs des circuits intégrés au substrat (Awai et al. 2003; Mossallaei et Saranbadi 2004; Nguyen et al. 2006; Fernandez et al. 2006; Machac 2006). Ces nouveaux diélectriques artificiels sont planaires et s'intègrent, donc, facilement aux circuits employant la technologie microruban. Un substrat diélectrique artificiel (SDA), découlant de ces travaux est proposé et expliqué dans le reste de ce chapitre. Ce SDA, lorsqu'il est intégré uniformément, peut être utilisé dans des applications reliées à la miniaturisation des circuits, aux systèmes dispersifs et aux systèmes quasi-optiques comme les cristaux photoniques dans le domaine de l'optique (Joannopoulos et al. 1995).

1.3. Description de la structure proposée

La structure globale est présentée à la figure 1.1. Elle est composée de deux couches de substrat. Des trous métalliques connectés au plan de masse sont intégrés de façon périodique au substrat inférieur. C'est le substrat diélectrique artificiel (SDA). La seconde couche, placée au-dessus, sert d'isolant entre les circuits imprimés sur celle-ci et le SDA. Les trous métalliques jouent le rôle de charges réactives. Selon leurs paramètres géométriques (période p , diamètre d , hauteur h_1 , et épaisseur du plaquage),

différentes valeurs de permittivité et perméabilité équivalentes peuvent être obtenues. Le SDA proposé possède des paramètres constitutifs macroscopiques, car le diamètre d et la période p de ses trous métalliques sont beaucoup plus petits que la longueur de l'onde guidée λ_g aux fréquences d'opération ($p < \lambda_g / 50$). Le SDA est, par conséquent, considéré comme effectivement homogène comme les substrats réguliers, mais à une plus grande échelle.

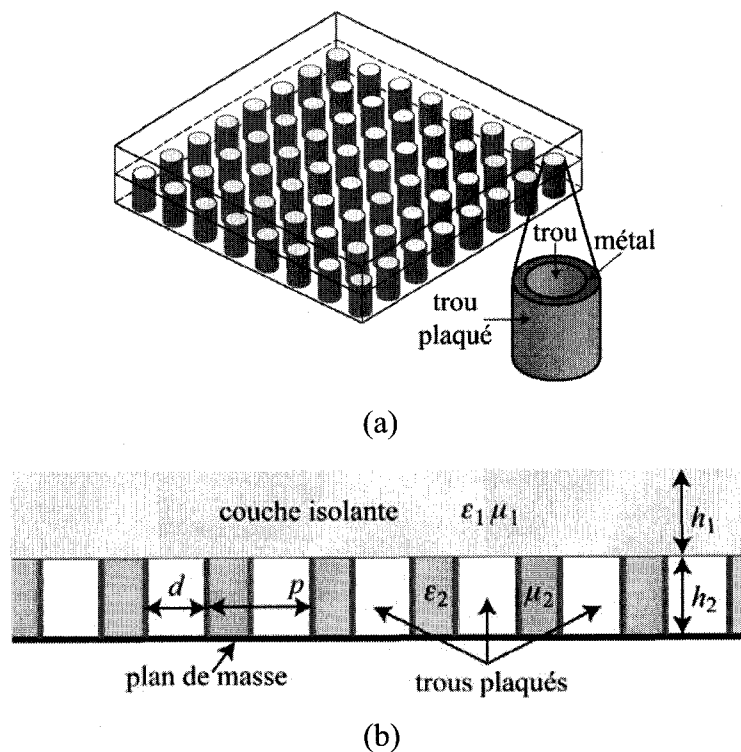


Figure 1.1 : Substrat diélectrique artificiel (SDA) proposé. (a) Vue de perspective de la structure. (b) Vue de côté de la structure avec ses variables.

Le prototype du SDA est illustré à la figure 1.2 (a) sur lequel est placé le substrat du haut où une ligne microruban y est imprimée (figure 1.2 (b)). Les trous du SDA sont percés au laser et plaqués métalliquement avec les technologies disponibles au centre de recherche Poly-Grames. Les procédés de fabrication des trous métalliques sont standards et reproductibles et peuvent, ainsi, être facilement intégrés au substrat afin de créer le SDA. Les circuits sont imprimés sur la couche diélectrique supérieure prévenant le contact des circuits avec les trous métalliques du SDA.

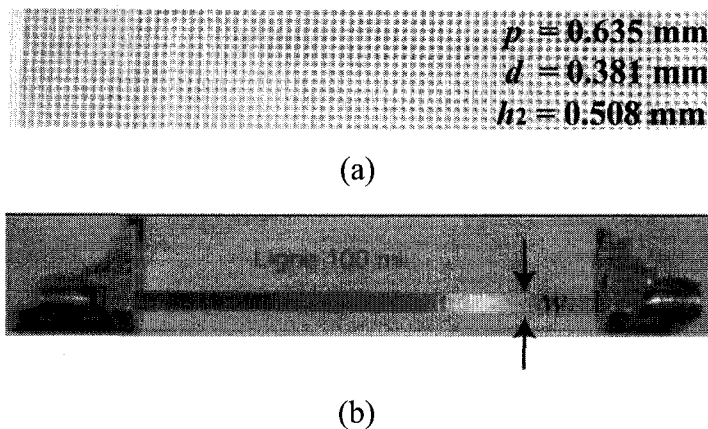


Figure 1.2 : Prototype. (a) SDA, couche du bas. (b) Ligne microruban imprimée sur la couche isolante placée au-dessus du SDA.

La structure globale étudiée et utilisée au cours de ce mémoire (chapitres 1, 2 et 3) est fabriquée avec des substrats RT/duroid 6002 ayant une permittivité relative ϵ_r de 2.94 et des épaisseurs de substrat, h_1 et h_2 , de 1.016 mm pour le SDA et le substrat d'isolation. Les trous percés au laser sont plaqués de cuivre; ils ont un diamètre d de 0.381 mm et une période p de 0.635 mm. Mentionnons également que la ligne microruban imprimée sur la couche diélectrique isolante, servant à l'extraction des paramètres équivalents du SDA, a une largeur w de 2.54 mm et une longueur l de 48 mm.

1.4. Paramètres équivalents en technologie microruban

La ligne microruban est inhomogène. Les champs électromagnétiques guidés par celle-ci se propagent dans le substrat entre le plan de masse et la trace conductrice de largeur w , mais également quelque peu dans l'air, au-dessus de la ligne microruban. Il est possible de remplacer cette structure inhomogène par un milieu homogène possédant une permittivité et une perméabilité équivalentes sans en changer la géométrie des conducteurs. Ces paramètres équivalents dépendent de l'épaisseur du substrat h , de la largeur du conducteur w et des paramètres relatifs au substrat (ϵ_r , μ_r). Par exemple, la permittivité équivalente pour une ligne microruban régulière ($\epsilon_{microruban}$) comparable à

celle sur SDA ($w = 2.54$ mm), imprimée sur un substrat d'épaisseur $h = h_1 + h_2 = 1.016$ mm et ayant une permittivité relative ε_r de 2.94, est égale à 2.41. Comme le substrat régulier est non magnétique, la perméabilité équivalente de la ligne microruban régulière ($\mu_{microruban}$) a une valeur de 1.00.

Une ligne microruban imprimée sur le SDA possède des paramètres équivalents supérieurs à ceux d'une même ligne qui emploie comme support un substrat hôte régulier seulement. Une analyse de la propagation du courant électrique à l'intérieur de la structure globale (SDA et ligne microruban) peut expliquer cette augmentation des paramètres équivalents ($\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$).

La distribution du courant électrique dans la structure SDA, illustré à la figure 1.3(a), est observée à partir de simulations réalisées avec le logiciel Ansoft Designer. Une partie de ce courant se propage de façon horizontale le long de la ligne microruban et l'autre portion de façon verticale le long des trous métalliques. Comme le montre la figure 1.3(a), le courant parcourant les trous plaqués produit une induction magnétique B_{trous} , qui est en phase avec celle créée par le courant de la ligne microruban $B_{\mu ruban}$. Par conséquent, l'induction magnétique totale est égale à $B = B_{trous} + B_{\mu ruban}$ à laquelle correspond le flux magnétique total $\phi = \phi_{trous} + \phi_{\mu ruban}$. Comparée à la ligne microruban imprimée sur le substrat régulier de même épaisseur $h = h_1 + h_2$ où tout le courant (I_{tot}) circule dans la ligne microruban, la ligne microruban placée sur le SDA supporte moins de courant ($I_{\mu ruban_SDA}$) puisqu'une partie de ce courant se propage le long des trous plaqués ($I_{tot} = I_{trous} + I_{\mu ruban_SDA}$). L'inductance équivalente de la ligne microruban sur

SDA est, donc, augmentée, i.e. $L_{SDA} = \frac{\phi}{I_{\mu ruban_SDA}} > \frac{\phi}{I_{tot}} = L_{conventionnelle}$. L'inductance totale

a donc été haussée à la valeur $L' = L'_0 + \Delta L'$ comme l'illustre la figure 1.3(c). Ceci correspond à une perméabilité équivalente augmentée comparée à celle obtenue avec le substrat hôte régulier, i.e. $\mu_{eff} = L'/\mu_0 = \mu_{hôte} + \Delta\mu$. De plus, à des fréquences plus élevées, le courant se propageant dans les trous plaqués forme des boucles de courant

comme l'expose la figure 1.3(b). Ces boucles génèrent des moments dipolaires magnétiques équivalents qui ont une réponse de la perméabilité de type $\mu(\omega) = \mu_0 [1 - \omega^2 / (\omega^2 - \omega_r^2)]$, où ω_r est la fréquence de résonance de la boucle formée avec le plan de masse et les trous métalliques $\omega_r = 1/\sqrt{LC_C}$. Comme la capacité de couplage C_C entre les trous est très petite, la fréquence ω_r est élevée et se retrouve bien au-dessus des fréquences d'opération de la structure proposée SDA lorsqu'elle est employée dans la technologie microruban. Nous obtenons, donc, une légère augmentation de la perméabilité équivalente grâce à l'intégration des trous métalliques.

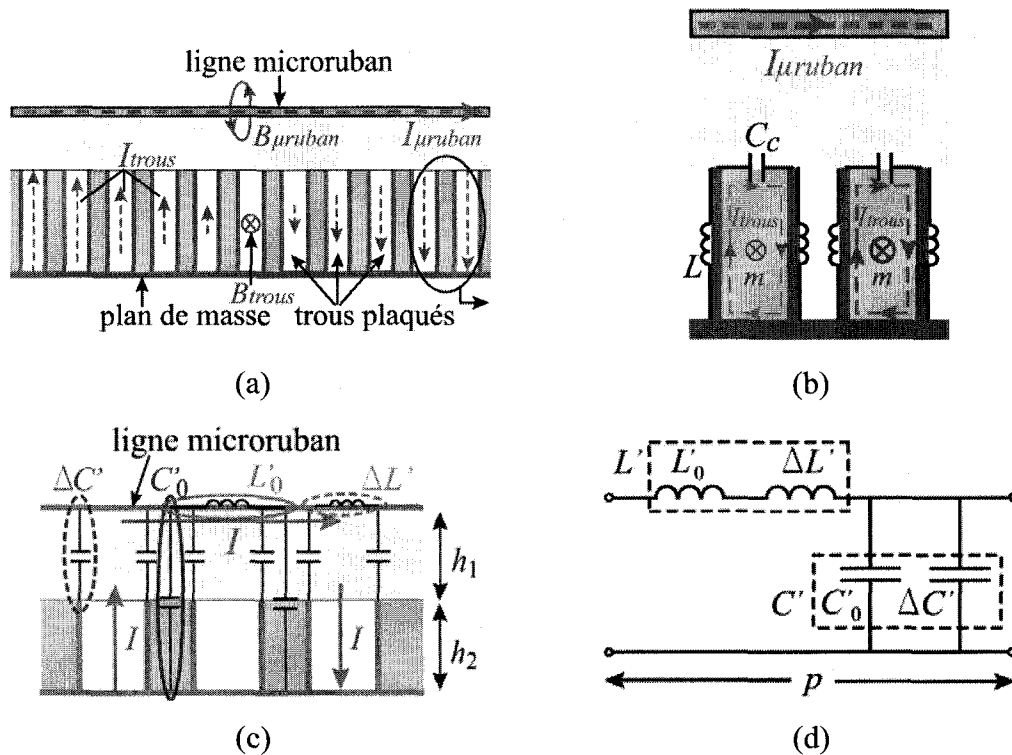


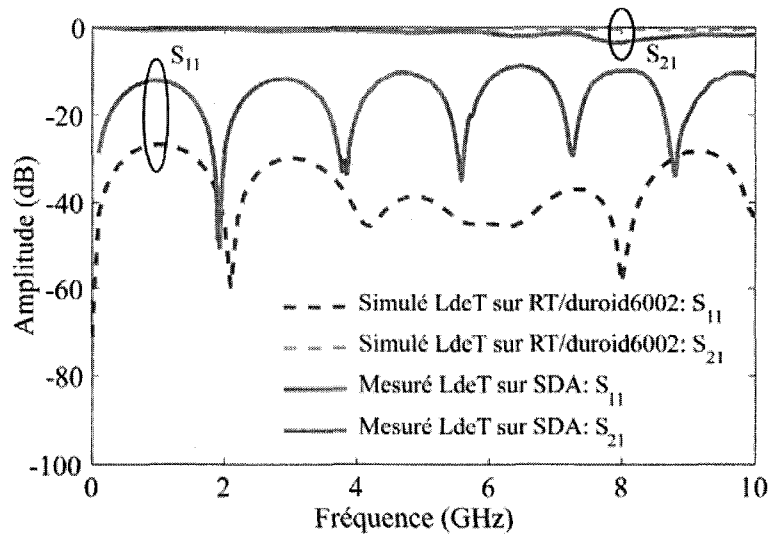
Figure 1.3 : Modèle de la ligne microruban imprimée sur le SDA. (a) Distribution du courant. (b) Vue agrandie de deux trous métallisés de (a) avec le modèle correspondant aux fréquences élevées. (c) Modèle équivalent de la ligne microruban imprimée sur le SDA. (d) Modèle équivalent simplifié d'une cellule unitaire. Les primes indiquent des quantités par unité de longueur.

En parallèle, comparée à la ligne microruban conventionnelle, la ligne microruban imprimée sur le SDA présente une capacité électrique équivalente plus élevée. La capacité électrique additionnelle créée entre la trace conductrice et les trous plaqués explique cette hausse. La capacité électrique totale a, par conséquent, été élevée à la valeur de $C' = C'_0 + \Delta C'$, comme l'illustre la figure 1.3(c). Ceci correspond à une permittivité équivalente augmentée comparée à celle obtenue avec le substrat hôte régulier, i.e. $\epsilon_{eff} = C'/\epsilon_0 = \epsilon_{hôte} + \Delta\epsilon$. Le circuit complet équivalent de la ligne microruban placée sur le SDA pour une cellule unitaire de la figure 1.3(a) est, finalement, présenté à la figure 1.3(d).

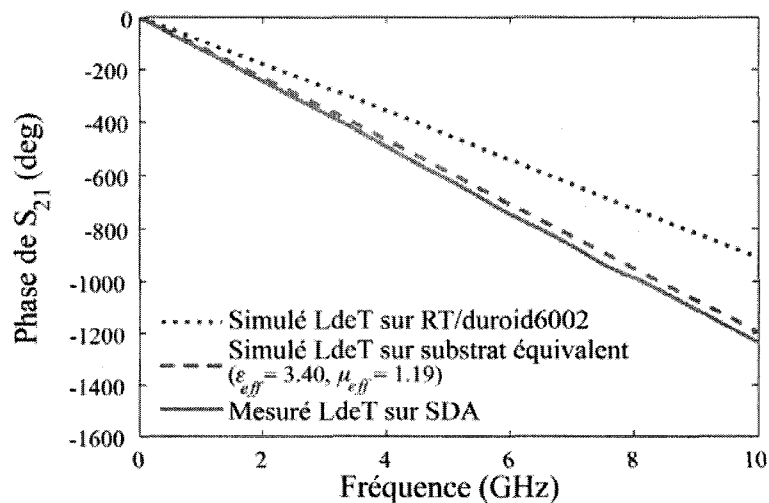
Avec le SDA proposé, il est, donc, possible d'augmenter simultanément les paramètres équivalents de la ligne microruban (ϵ_{eff} , μ_{eff}) comparativement à ceux obtenus avec le substrat hôte régulier seulement. Le SDA est, par conséquent, paraélectrique et paramagnétique. Ainsi, grâce à cette double propriété, l'indice de réfraction équivalent du SDA $n_{eff} = \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_{eff}}$ est également accru, ce qui mène à la compression de la longueur d'onde guidée par la ligne microruban, i.e. $\lambda_g = \lambda_0 / n_{eff} < \lambda_0 / n_{hôte}$ où $n_{hôte}$ est l'indice de réfraction équivalent du substrat hôte régulier.

1.5. Extraction des paramètres constitutifs équivalents

La figure 1.4 présente les paramètres S de la ligne de transmission microruban imprimée sur le SDA avec les paramètres de design donnés à la section 1.3. La figure 1.4(a) (amplitude) montre des pertes d'insertion très petites dans l'intervalle de fréquences mesurées de 0 à 10 GHz. Des pertes de retour entre 0.1 et 0.7 dB sont obtenues jusqu'à la fréquence de 4 GHz. La figure 1.4(b) présente la pente augmentée de la phase déroulée en transmission comparée à celle de la ligne microruban conventionnelle imprimée sur le substrat hôte régulier. Cette différence est due à la compression de la longueur d'onde guidée dans le SDA.



(a)



(b)

Figure 1.4 : Comparaison des paramètres S simulés et mesurés entre une ligne de transmission (LdeT) microruban imprimée sur la structure SDA avec les paramètres donnés à la section 1.3 et une ligne de transmission microruban imprimée sur un substrat régulier ayant une épaisseur comparable (épaisseur de $h = h_1 + h_2 = 1.016$ mm et permittivité relative ϵ_r de 2.94). (a) Amplitude. (b) Phase déroulée en transmission (S_{21}).

Différentes techniques peuvent être employées afin de calculer les paramètres équivalents constitutifs de la ligne microruban imprimée sur le SDA à partir des paramètres de diffusion S . Lorsque les pertes sont minimales comme dans le cas présent,

les parties réelles de ces paramètres ne sont pas affectées par les pertes (Pozar 2005). Les pertes peuvent, donc, être négligées lors de l'extraction des paramètres équivalents du SDA. La constante de propagation et l'impédance d'entrée peuvent alors être données par

$$\beta = -\frac{\theta}{l} = -\frac{\text{phase déroulée de } S_{21}}{l}, \quad (1.1)$$

$$Z_{\text{entrée}} = Z_c \frac{Z_t + jZ_c \tan(\beta l)}{Z_c + jZ_t \tan(\beta l)}, \quad (1.2)$$

où l est la longueur de la ligne de transmission, Z_c l'impédance caractéristique et Z_t l'impédance de la terminaison. De plus, les paramètres de la ligne de transmission β et Z_c sont reliés aux paramètres équivalents via les équations suivantes

$$\beta = nk_0 = \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}} \mu_{\text{eff}}} k_0, \quad (1.3)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu_{\text{eff}}}{\varepsilon_{\text{eff}}}} \frac{\eta_0}{\xi}, \quad (1.4)$$

où $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = 120\pi$ est l'impédance de l'espace libre, $k_0 = \omega/c_0$ est le nombre d'ondes dans l'espace libre. Pour une ligne microruban (Pozar 2005), nous avons $\xi = w/(h_1 + h_2) + 1.393 + 0.667 \ln[w/(h_1 + h_2) + 1.444]$ pour $w/(h_1 + h_2) \geq 1$, (1.5)

où w est la largeur de la ligne microruban. L'équation valide pour des. L'inversion des équations précédentes (1.3) et (1.4) donnent les paramètres équivalents suivants

$$\mu_{\text{eff}} = \xi \frac{Z_c}{\eta_0} \frac{\beta}{k_0}, \quad (1.6)$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{\xi} \frac{\eta_0}{Z_c} \frac{\beta}{k_0}, \quad (1.7)$$

qui sont complètement déterminés à partir des paramètres S via les équations (1.1) et (1.2).

Les paramètres équivalents extraits de cette manière pour la structure à ligne microruban placée sur le SDA sont tracés à la figure 1.5. Pour ce design spécifique à la fréquence de

2 GHz, la permittivité équivalente passe de 2.41 (substrat hôte) à 3.40 (SDA), i.e. une augmentation de 41.2%. La perméabilité équivalente, quant à elle, passe d'une valeur de 1 (substrat hôte non magnétique) à une valeur de 1.19 (SDA), i.e. une augmentation de 19%. De l'analyse paramétrique effectuée par Fernandez, Sierra-Castañer, Caloz 2006, un design plus approprié de la structure SDA permettrait d'augmenter la permittivité équivalente de l'ordre de 100% et la perméabilité équivalente d'environ 40%. Ceci équivaut à un facteur de compression possible de la longueur d'onde guidée de 67%. Diverses réductions de circuits imprimés sur le SDA peuvent, ainsi, être achevées selon les paramètres géométriques du SDA et sont démontrées au chapitre 2.

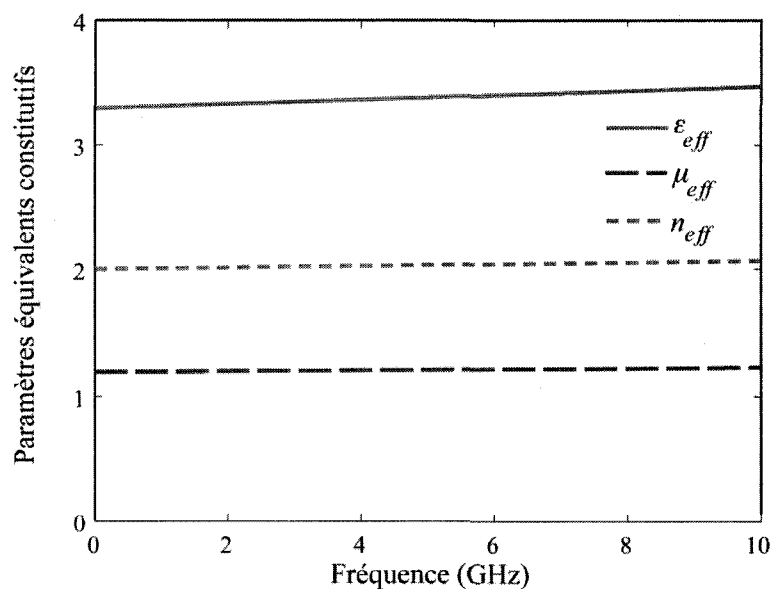


Figure 1.5 : Paramètres équivalents constitutifs du SDA calculés avec les équations (1.6) et (1.7) pour le cas de la structure ligne microruban placée sur le SDA.

CHAPITRE 2

MINIATURISATION DE COMPOSANTS PLANAIRES SUR SDA

2.1. Introduction

Afin de démontrer la capacité de miniaturisation de la structure SDA proposée au chapitre 1, nous présentons, maintenant, des applications micro-ondes planaires. Dans un premier temps (section 2.2), des composants 1D (filtre passe-bas à sauts d'impédance) et 2D (coupleur à quadrature) sont étudiés. À la section 2.3, l'antenne microruban est, aussi, considérée. Ces composants employant comme support le substrat hôte conventionnel et le SDA, avec les mêmes caractéristiques de design, sont comparés afin de démontrer le concept du SDA, qui est de pouvoir réduire la superficie des circuits microruban planaires.

2.2. Circuits (1D et 2D)

Une façon simple d'implanter un filtre passe-bas est d'utiliser en alternance des lignes de transmission ayant de très basses et de très hautes impédances caractéristiques. En utilisant la technologie microruban, l'impédance caractéristique Z_c est déterminée par la largeur w de la ligne microruban, l'épaisseur du substrat h et les paramètres équivalents de la structure (substrat et ligne microruban). Les paramètres importants du substrat hôte régulier sur lequel est imprimé le filtre sont: une permittivité relative ϵ_r de 2.94 et une épaisseur totale h de 1.016 mm. Les caractéristiques désirées du filtre passe-bas Butterworth que nous voulons produire sont d'avoir une fréquence de coupure de 2 GHz et des pertes en transmission d'au moins 20 dB à la fréquence de 3 GHz. Afin de combler ces conditions (Pozar 2005), le filtre doit avoir six sections, comme montré à figure 2.1. Le filtre est connecté à une ligne microruban de 50Ω à son entrée et à sa sortie. Des impédances de 20.8 et de 120.1Ω constituent les sections de basses et hautes impédances du filtre passe-bas, dont les dimensions sont données au tableau 2.1. Les

paramètres S simulés du filtre passe-bas présentés à la figure 2.2 concordent bien avec les demandes : une fréquence de coupure de 2 GHz et plus de 20 dB de pertes en transmission à la fréquence de 3 GHz.

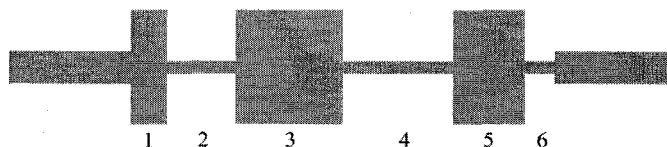


Figure 2.1 : Géométrie du filtre microruban passe-bas à sauts d'impédance.

Tableau 2.1 : Longueurs requises pour les sections du le filtre passe-bas imprimé sur le substrat hôte régulier de la figure 2.1.

| Section | $Z_i (\Omega)$ | $w_i (\text{mm})$ | $l_i (\text{mm})$ |
|--------------|----------------|-------------------|-------------------|
| 1 | 20.8 | 8.458 | 2.845 |
| 2 | 120.1 | 0.422 | 8.814 |
| 3 | 20.8 | 8.458 | 10.668 |
| 4 | 120.1 | 0.422 | 12.014 |
| 5 | 20.8 | 8.458 | 7.798 |
| 6 | 120.1 | 0.422 | 3.226 |
| Total | | | 45.364 |

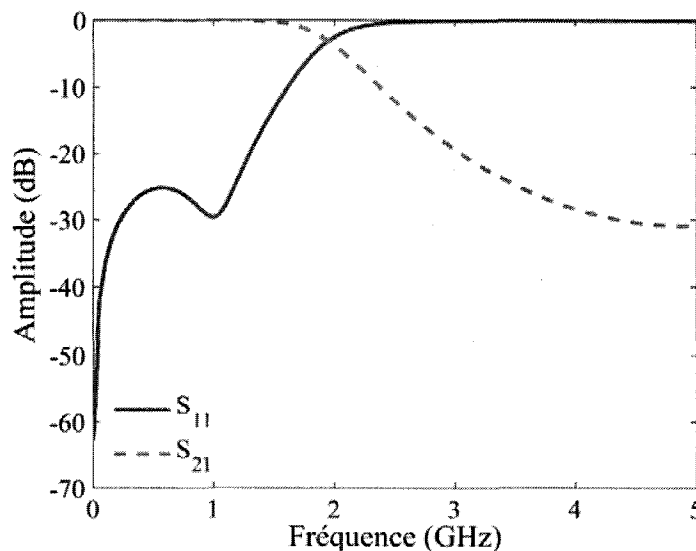


Figure 2.2 : Résultats simulés du filtre passe-bas à sauts d'impédance sur le substrat hôte régulier ($\epsilon_r = 2.94$).

Le même filtre passe-bas à sauts d'impédance est conçu, mais cette fois avec le SDA comme support. Ce filtre est fabriqué selon les paramètres équivalents du SDA en technologie microruban, calculés à la section 1.5. La figure 2.3 montre le prototype du filtre passe-bas imprimé sur la couche isolante de la structure SDA dont les dimensions des sections sont données au tableau 2.2. La figure 2.4 présente les paramètres S du filtre passe-bas simulés avec les paramètres équivalents (substrat homogène), simulés avec la structure réelle du SDA (substrat avec les trous plaqués) et mesurés. Les résultats simulés avec le substrat équivalent ($\epsilon_{eff} = 3,4$, $\mu_{eff} = 1.19$) et ceux mesurés concordent bien, ce qui confirme que le SDA réel est effectivement homogène. Finalement, le filtre employant le SDA comme support est 33% moins long que le filtre imprimé sur le substrat conventionnel, tout en ayant les mêmes caractéristiques (fréquence de coupure de 2 GHz et 20 dB de pertes en transmission à 3 GHz).

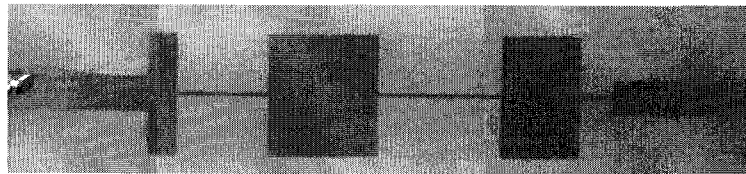


Figure 2.3 : Photographie du prototype filtre passe-bas à sauts d'impédance placée sur le SDA.

Tableau 2.2 : Longueurs requises des sections pour le filtre passe-bas imprimé sur le SDA de la figure 2.3.

| Section | Z_i (Ω) | w_i (mm) | l_i (mm) |
|--------------|--------------------|------------|---------------|
| 1 | 20.8 | 8.890 | 2.134 |
| 2 | 120.1 | 0.305 | 6.604 |
| 3 | 20.8 | 8.890 | 8.001 |
| 4 | 120.1 | 0.305 | 9.042 |
| 5 | 20.8 | 8.890 | 5.842 |
| 6 | 120.1 | 0.305 | 2.413 |
| Total | | | 34.036 |

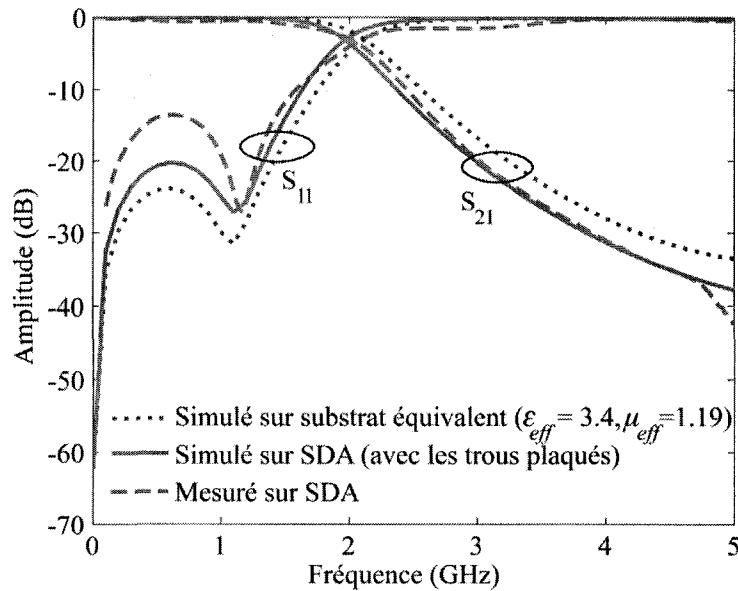


Figure 2.4 : Résultats simulés et mesurés du prototype filtre passe-bas microruban à sauts d'impédance placé sur le SDA.

Pour confirmer les résultats obtenus avec le filtre passe-bas, un autre composant planaire est étudié : le coupleur hybride à quadrature. Ce coupleur directionnel, présenté à la figure 2.5, permet de répartir également le signal d'entrée (port 1) aux deux sorties (ports 2 et 3) avec un décalage de phase de 90° entre elles. Aucune puissance n'est couplée au port 4. La distance entre les lignes formant le coupleur est égale à $\lambda/4$ à la fréquence d'opération f_0 . L'impédance des embranchements est de $Z_0/\sqrt{2} = 50/\sqrt{2} = 35.4 \Omega$ (Pozar 2005). Le substrat hôte conventionnel, employé comme support pour le coupleur, est le même que celui utilisé pour le filtre passe-bas. Dans le tableau 2.3, se trouvent les dimensions requises pour obtenir un coupleur fonctionnant à 2 GHz. À la figure 2.6, sont montrés les paramètres S de ce coupleur hybride à quadrature. Sa fréquence d'opération est de 2 GHz telle que souhaitée.

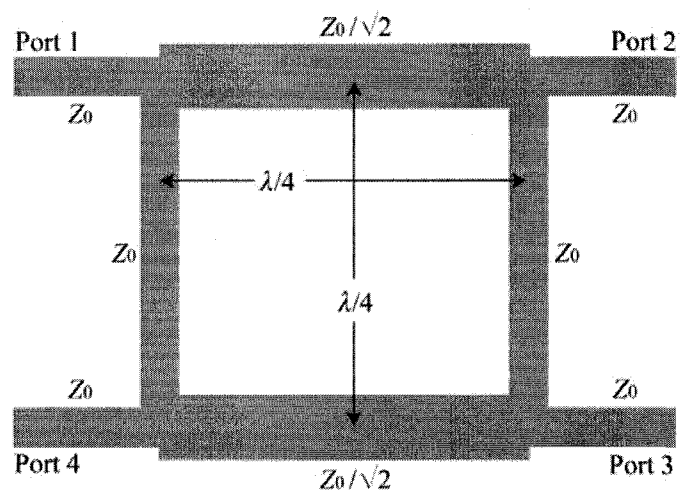


Figure 2.5 : Géométrie du coupleur microruban hybride à quadrature.

Tableau 2.3 : Dimensions du coupleur imprimé sur le substrat hôte régulier de la figure 2.5.

| | |
|--------------------|-----------|
| $w (Z_0)$ | 2.565 mm |
| $\lambda/4$ | 25.44 mm |
| $w (Z_0/\sqrt{2})$ | 4.267 mm |
| $\lambda/4$ | 24.181 mm |

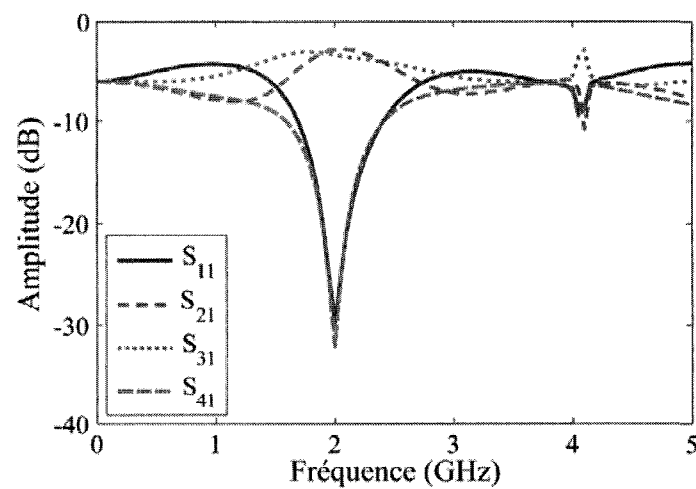


Figure 2.6 : Résultats simulés du coupleur hybride à quadrature imprimé sur le substrat hôte régulier.

Le coupleur est à nouveau conçu, mais selon les paramètres équivalents du SDA en technologie microruban qui a été étudié au premier chapitre. La photographie du prototype de ce coupleur imprimé sur le SDA est exposée à la figure 2.7, dont les dimensions sont données au tableau 2.4. Les paramètres S correspondants sont montrés, par la suite, à la figure 2.8. Encore une fois, les paramètres S ont été simulés avec les paramètres équivalents (substrat homogène ayant $\epsilon_{eff} = 3.4$, $\mu_{eff} = 1.19$), simulés avec la structure réelle du SDA (substrat avec les trous plaqués) et mesurés. Le bon accord entre les simulations et les mesures vérifie, à nouveau, la nature effective du SDA. Le SDA peut, en conséquence, être remplacé par un substrat homogène possédant les mêmes paramètres équivalents du SDA. Finalement, la superficie de ce coupleur imprimé sur le SDA est 42% plus petite que celle du coupleur placé sur le substrat hôte conventionnel, tout ayant la même fréquence d'opération et les mêmes pertes en transmission.

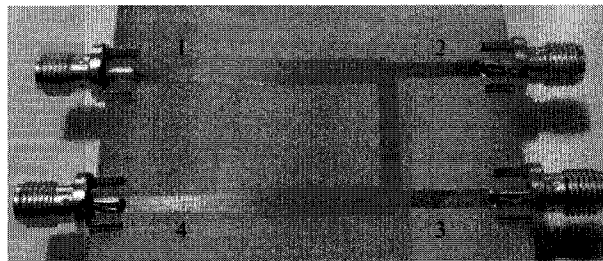


Figure 2.7 : Photographie du prototype coupleur hybride à quadrature placé sur le SDA.

Tableau 2.4 : Dimensions du coupleur imprimé sur le SDA de la figure 2.7.

| | |
|--------------------|-----------|
| $w (Z_0)$ | 2.54 mm |
| $\lambda/4$ | 21.133 mm |
| $w (Z_0/\sqrt{2})$ | 4.242 mm |
| $\lambda/4$ | 20.498 mm |

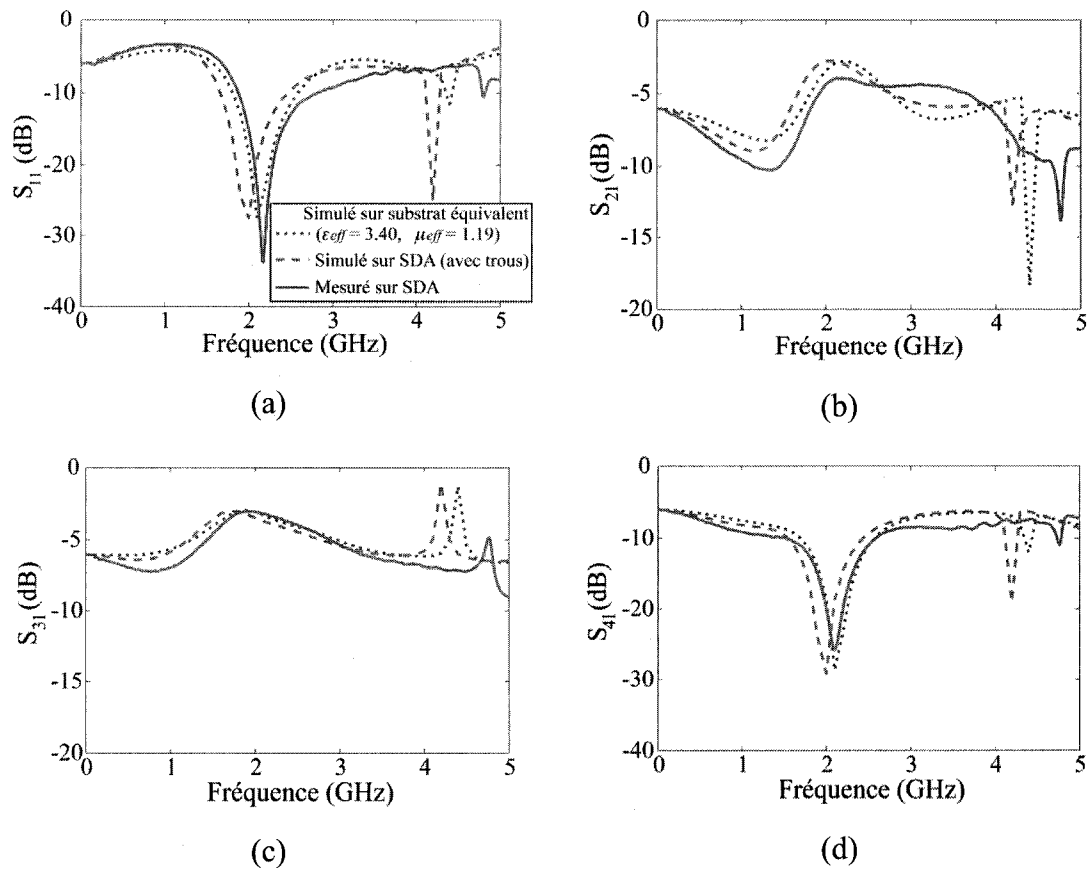


Figure 2.8 : Résultats simulés et mesurés du prototype coupleur hybride à quadrature sur SDA. (a) Coefficient de réflexion (S_{11}). (b) Transmission au port 2 (S_{21}). (c) Transmission au port 3 (S_{31}). (d) Isolation (S_{41}).

L'utilisation du SDA, au lieu du substrat conventionnel, permet de réduire les circuits micro-ondes planaires tels que le filtre passe-bas à sauts d'impédance et le coupleur hybride à quadrature présentés précédemment. Le SDA possède un indice de réfraction plus élevé que le substrat hôte régulier, ce qui permet de diminuer la longueur de l'onde guidée et ainsi miniaturiser les circuits planaires (1D et 2D) utilisant la technologie microruban.

2.3. Antenne

Une antenne carrée microruban de 50Ω imprimée sur le SDA, montrée à la figure 2.9, a été conçue (avec la procédure de design de Balanis 1997) et comparée avec l'antenne correspondante imprimée sur un substrat hôte conventionnel ($\epsilon_r = 2.94$). Les deux antennes comparées opèrent à la fréquence de 1.9 GHz et les deux substrats utilisés ont la même épaisseur ($h = 1.016$ mm) pour fin de comparaison. Comme le SDA est effectivement homogène, le design de l'antenne sur SDA est similaire au cas conventionnel. Il suffit d'utiliser les paramètres équivalents du SDA qui sont différents de ceux du substrat régulier. Le tableau 2.5 présente les principaux paramètres de l'antenne imprimée sur le SDA et de celle imprimée sur le substrat hôte conventionnel.

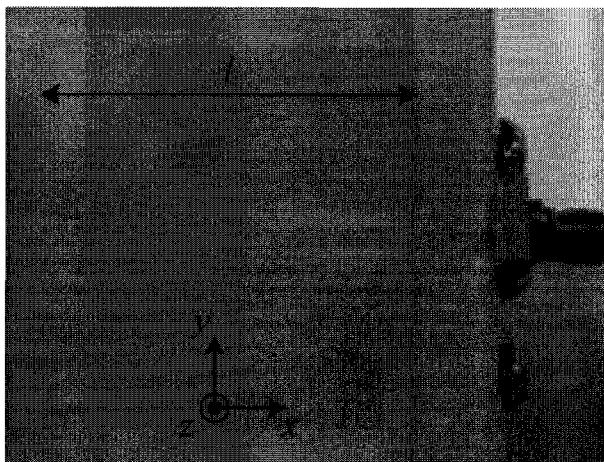


Figure 2.9 : Photographie du prototype de l'antenne microruban placée sur le SDA.

Tableau 2.5 : Comparaison entre l'antenne microruban imprimée sur le SDA (mesurée et simulée) et celle sur le substrat hôte conventionnel (simulée).

| Cas | Mesure | | Simulation |
|--------------------------------|--|--|---|
| | a | b | c |
| | SDA ($\epsilon_{eff}=3.4, \mu_{eff}=1.19$) | SDA (avec trous) ($\epsilon_{eff}=3.4, \mu_{eff}=1.19$) | Substrat hôte conventionnel ($\epsilon_{eff}=2.459, \mu_{eff}=1.00$) |
| Indice de réfraction n_{eff} | $n_{eff} = \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_{eff}} = 2.011$ | | $n_{eff} = 1.568$ |
| Impédance η_{eff} | $\eta_{eff} = \sqrt{\mu_{eff} / \epsilon_{eff}} = 0.592$ | | $\eta_{eff} = 0.638$ |
| Superficie de l'antenne | $(41.5)^2 = 1722.2 \text{ mm}^2$ | | $(46.3)^2 = 2143.7 \text{ mm}^2$ |
| LB de 10 dB | 2.1% | 1% (0.69) | 0.74% (0.94) |
| Directivité D | 5.7 dB | 5.8 dB | 6.5 dB |

Les pertes de retour mesurée et simulée de l'antenne sur SDA ($\epsilon_{eff} = 3.40, \mu_{eff} = 1.19$) et celle simulée sur le substrat hôte homogène ($\epsilon_{hôte} = 2.459, \mu_{hôte} = 1.00$) sont illustrées à la figure 2.10. Les antennes fonctionnent bien à 1.90 GHz. Les largeurs de bande sont observées à une amplitude de -10 dB. La largeur de bande simulée de l'antenne sur le substrat hôte régulier est de 0.74% tandis que celles mesurée et simulée de l'antenne sur le SDA sont de 2.1% et 1%. Cette différence entre la mesure et la simulation est attribuable aux pertes dissipatives non incluses dans la simulation effectuée avec le logiciel Ansoft Designer. Les directivités, mesurée et simulée, obtenues pour l'antenne imprimée sur le SDA sont presque identiques, mais légèrement moins élevées que celle atteinte pour l'antenne sur le substrat hôte régulier. La miniaturisation de la superficie de l'antenne sur le SDA explique cette baisse de directivité.

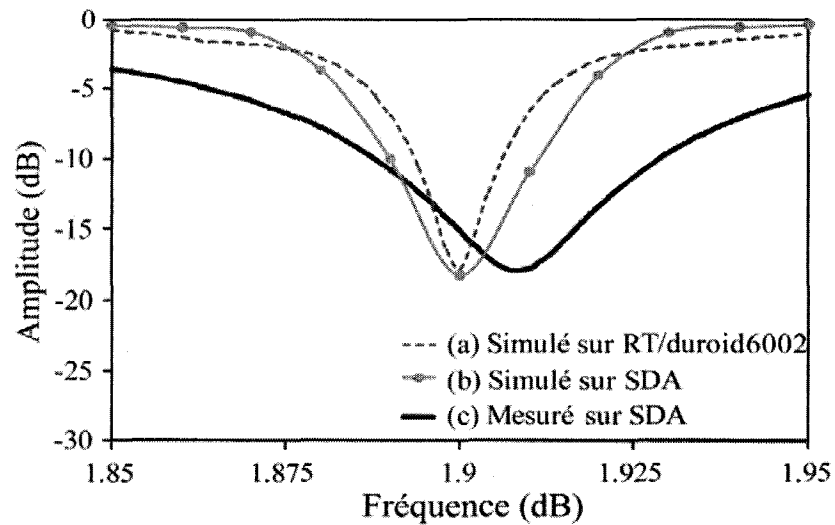


Figure 2.10 : Comparaison de l'antenne microruban sur le SDA ($\epsilon_{eff} = 3.4$, $\mu_{eff} = 1.19$) en comparaison avec celle sur le substrat conventionnel ($\epsilon_{eff} = 2.459$, $\mu_{eff} = 1$), toutes les deux opérant à 1.9 GHz.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H de l'antenne sur SDA comparés à ceux de l'antenne placée sur substrat conventionnel sont montrés aux figures 2.11 et 2.12. Nous observons que, malgré la réduction de la superficie de l'antenne imprimée sur le SDA, ses diagrammes de rayonnement (a et b des figures 2.11 et 2.12) ressemblent avec justesse à ceux obtenus pour une antenne microruban placée sur un substrat conventionnel (c des figures 2.11 et 2.12). Une excellente isolation entre les polarisations co-polarisée et contre-polarisée est aussi atteinte (~ 30 dB). Les différences entre les résultats mesurés et simulés sont dues aux diffractions créées aux bords du prototype et, également, au plan de masse infini utilisé par le logiciel Ansoft Designer (MoM) dans les simulations électromagnétiques.

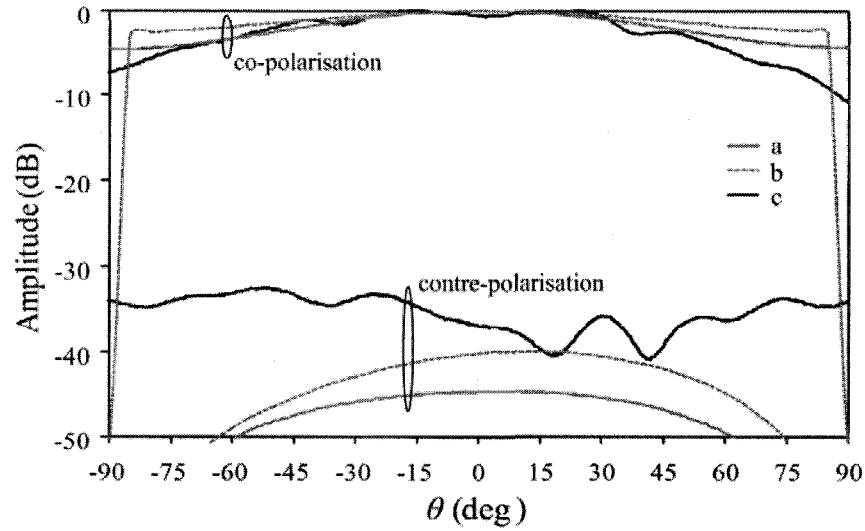


Figure 2.11 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (plan xz , figure 2.9) de l'antenne microruban sur différents substrats définis au tableau 2.5.

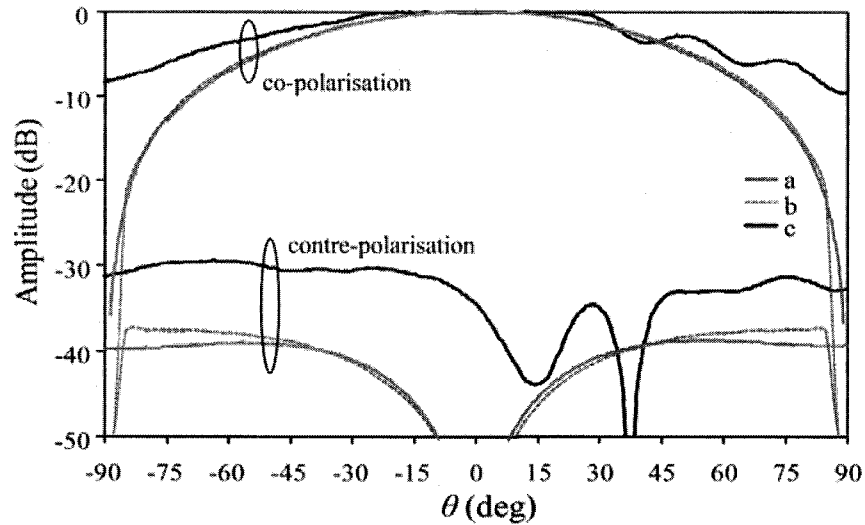


Figure 2.12 : Diagramme de rayonnement dans le plan H (plan yz , figure 2.9) de l'antenne microruban sur différents substrats définis au tableau 2.5.

L'utilisation du SDA, au lieu du substrat conventionnel, permet de réduire la taille de l'antenne de 24.5% tout en conservant la même fréquence d'opération de 1.9 GHz. De plus, la largeur de bande de l'antenne est augmentée grâce à la perméabilité effective

plus élevée du SDA. Cependant, ceci se fait au détriment de la directivité qui diminue quelque peu à cause de la miniaturisation de l'antenne.

CHAPITRE 3

LIGNE À RETARD DISPERSIVE SUR SDA DE TYPE RÉFLEXION POUR TRAITEMENT DU SIGNAL ANALOGIQUE

3.1. Introduction

Dans ce chapitre, un bilan des lignes à retard dispersives employant la technologie microruban proposées dans le passé qu'elles soient de type transmission ou réflexion est, premièrement, présenté (section 3.2). Par la suite, la section 3.3 introduit le SDA non-uniforme. Cette structure, étant un réseau de Bragg, possède, donc, des bandes de fréquences interdites qui dépendent de sa géométrie. Ensuite, la section 3.4 présente le SDA à sauts d'impédance à périodicité uniforme. Les sections du SDA et du substrat conventionnel alternent de façon uniforme menant à une structure périodique. À la section suivante (3.5), le SDA à sauts d'impédance et à périodicité non-uniforme est décrit. L'alternance des sections du SDA et du substrat conventionnel est non-uniforme aboutissant, cette fois, à une structure quasi-périodique lorsque la période varie progressivement selon une fonction linéaire. Le SDA à périodicité non-uniforme suivant un "chirp" linéaire présente des propriétés dispersives et est, donc, la structure d'intérêt pour les applications de traitement du signal analogique telles que le discriminateur de fréquences, le compensateur de dispersion et le système à retard d'impulsion accordable, présentés aux sections 3.6 et 3.7. Finalement, aux dernières sections (3.8 et 3.9), le filtre dispersif sur SDA est comparé avec des lignes à retard dispersives microrubans à trace modulée afin d'en ressortir ses avantages en termes de l'asymétrie des paramètres S , des pertes ohmiques et du rayonnement.

3.2. Revue historique des lignes à retard dispersives

Diverses lignes à retard dispersives de *type transmission* ont été rapportées, mais aucune d'elles ne semble être la solution idéale pour le traitement du signal analogique aux

fréquences micro-ondes. Elles incluent les lignes à retard dispersives à ondes acoustiques de surface (Dolat et Williamson 1976), les lignes à retard dispersives à ondes magnétostatiques (Ishak 1998) et, plus récemment, les lignes à retard dispersives à métamatériaux composites à main droite/gauche (Abielmona et al. 2007). Les lignes à retard dispersives à ondes acoustiques de surface ont l'avantage d'être compactes et de présenter des impulsions ayant de larges produits durée-largeur de bande. Cependant, ce type de lignes dispersives est limité à quelques GHz en ce qui concerne la fréquence d'opération maximale et la largeur de bande (LB). Les lignes à retard dispersives à ondes magnétostatiques offrent, aussi, des produits durée-largeur de bande élevés, mais occasionnent des pertes considérables et exigent l'utilisation d'un aimant souvent volumineux. Également, la fréquence maximale d'opération est aussi limitée pour cette sorte de lignes dispersives. Les lignes à retard dispersives à métamatériaux composites à main droite/gauche, quant à elles, peuvent être fabriquées à n'importe quelles fréquences micro-ondes et avoir une LB très large. Néanmoins, cette classe de lignes dispersives n'a pas été encore complètement caractérisée pour les applications de traitement du signal analogique.

Les lignes à retard dispersives de type *réflexion*, bien connues en photonique sous la forme de réseaux de Bragg incorporés à la fibre optique (Joannopoulos et al. 1995, Saleh et Teich 2007), fournissent la dispersion par réflexion due aux bandes coupées par la structure quasi-périodique. Le signal modulé à une fréquence se trouvant dans la bande coupée est réfléchi et doit, donc, être récupéré au port d'entrée de la ligne pour, ensuite, être acheminée au port de sortie du système avec l'aide d'un circulateur ou d'un coupleur directionnel. Malgré l'ajout d'un composant externe (circulateur ou coupleur) et des oscillations causées par les réflexions multiples internes, les lignes à retard dispersives de type réflexion sont une alternative à celles de type transmission.

Diverses approches ont été proposées afin de fabriquer ces filtres dispersifs de type réflexion avec la technologie microruban. Elles produisent tous des bandes de

fréquences coupées par réflexion de Bragg en y intégrant des discontinuités d'impédance. L'intégration de trous d'air dans le substrat (Qian et al. 1997), la gravure de fentes dans le plan de masse (Radisic et al. 1998) et la modulation de la largeur de la ligne microruban (Lopetegi et al. 2000) suivant un certain patron périodique sont des exemples qui permettent de créer ce type de structures quasi-périodiques réfléchissantes. Nous suggérons, donc, une nouvelle alternative de fabriquer ce type de filtre dispersif où le SDA, décrit au chapitre 1, est intégré de façon non-uniforme au substrat hôte conventionnel. Cette fois-ci, les discontinuités d'impédance sont introduites complètement à l'intérieur du substrat contrairement aux autres approches, avec l'avantage d'obtenir une meilleure réflexion et une symétrie améliorée de l'amplitude des paramètres S en réflexion.

3.3. SDA non-uniforme et régime de Bragg

La ligne microruban sur SDA, décrite au chapitre 1, est une structure *uniforme*, car l'onde guidée ne rencontre aucun changement macroscopique le long de sa direction de propagation. Cependant, faire du traitement de signal analogique nécessite des structures *non-uniformes*. L'alternance de sections de SDA et de sections de substrat conventionnel le long de la ligne microruban mène à la formation d'une structure non-uniforme à sauts d'impédance qui est illustré à la figure 3.1.

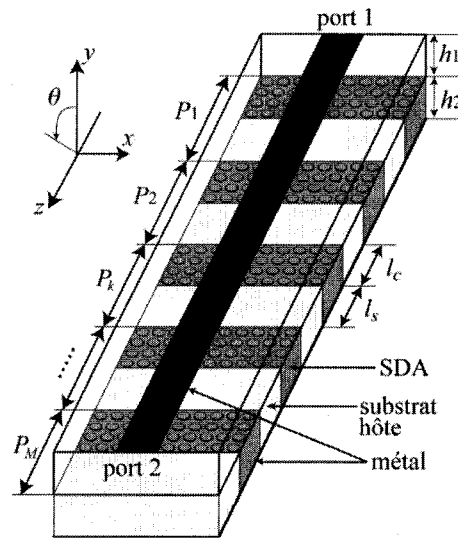


Figure 3.1 : Structure microruban sur SDA non-uniforme à sauts d'impédance, où alternent des sections de ligne microruban sur SDA et sur substrat conventionnel. La période peut être uniforme ($P_i = P_j, \forall i, j = 1, \dots, M$) ou non-uniforme (P_k variable).

À la section 3.4, les sections de SDA et les sections de substrat conventionnel alternent de façon *uniforme* menant à une structure à périodicité uniforme, i.e. une structure parfaitement périodique avec une période constante ($P_i = P_j, \forall i, j = 1, \dots, M$). Ce substrat artificiel à périodicité uniforme sert d'étude préliminaire afin de s'assurer de la validité de ce type de structure. À la section 3.5, les sections de SDA et les sections conventionnelles se succèdent de façon *non-uniforme* menant, cette fois ci, à une structure quasi-périodique à périodicité non-uniforme, avec une période variant progressivement linéairement ($P_k = P_1 + (k-1)\Delta P$). Le substrat artificiel à périodicité non-uniforme à "chirp" linéaire présente une réponse dispersive et représente, donc, la structure d'intérêt du chapitre 3.

Le SDA non-uniforme de la figure 3.1, qu'il soit à périodicité uniforme ou non-uniforme, peut être analysé comme étant une cascade de lignes de transmission représentées par leurs matrices ABCD (Pozar 2005). Les matrices ABCD des sections du SDA et des sections conventionnelles peuvent être écrites comme étant

$$\begin{pmatrix} A_{kt} & B_{kt} \\ C_{kt} & D_{kt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta_{kt} l_{kt} & jZ_{kt} \sin \beta_{kt} l_{kt} \\ jY_{kt} \sin \beta_{kt} l_{kt} & \cos \beta_{kt} l_{kt} \end{pmatrix}, \quad (3.1)$$

où $t = s, c$ représente le type de substrat (SDA ou conventionnel) et où β et Z sont calculés avec les équations (1.3) et (1.4) à partir de la permittivité $\epsilon_{eff,kt}$ et de la perméabilité $\mu_{eff,kt}$ équivalentes des sections correspondantes. La matrice globale est alors donnée par

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \prod_{k=1}^M \prod_{t=s,c} \begin{pmatrix} A_{kt} & B_{kt} \\ C_{kt} & D_{kt} \end{pmatrix}, \quad (3.2)$$

qui peut être convertie en une matrice de diffusion $[S]$ (Pozar 2005). Ainsi, les pertes de retour et d'insertion du SDA non-uniforme sont obtenues de façon analytique. De plus, le retard de groupe de ce composant artificiel réfléchif, qui est un paramètre clé dans le traitement du signal analogique, est obtenu par

$$\tau_g(\omega) = -\frac{\delta\varphi\{S_{11}(\omega)\}}{\delta\omega}, \quad (3.3)$$

dont sa dérivée, le coefficient du "chirp" spatial (fluctuation de la périodicité dans l'espace) de la structure, représente une mesure de la dispersion

$$b(\omega) = \frac{\delta\tau_g(\omega)}{\delta\omega} = -\frac{\delta^2\varphi\{S_{11}(\omega)\}}{\delta\omega^2}. \quad (3.4)$$

Les structures diélectriques périodiques comme celle illustrée la figure 3.1 contrôlent la propagation des ondes électromagnétiques en présentant des bandes de fréquences interdites. Afin de définir les fréquences des ondes électromagnétiques filtrées par ces structures, il faut tenir compte de la géométrie (distance entre les diélectriques de même indice de réfraction) et de la variation périodique de l'indice de réfraction. Ce changement de l'indice de réfraction provoque une variation de l'impédance de l'onde guidée qui est essentielle à l'obtention de la réflexion. En introduisant des changements périodiques de l'impédance de l'onde guidée, un réseau de Bragg est, ainsi, être créé. Ce réseau peut être construit avec une ligne microruban imprimée sur un substrat régulier conventionnel où des sections de SDA sont introduites avec une périodicité uniforme (section 3.4) ou non-uniforme (section 3.5). La fréquence réfléchie est en directe

relation avec la période P ($P =$ longueur de la section du substrat régulier l_c + longueur de la section du SDA l_s) et les indices de réfraction équivalents des sections du substrat régulier et des sections du SDA. La variation de l'impédance caractéristique de la ligne microruban, causée pas l'intégration non-uniforme du SDA, crée une structure coupe-bande où les bandes de fréquences interdites sont données par la condition de Bragg 1D (Collin 1991, Pozar 2005, Saleh et Teich 2007)

$$P = m \frac{\lambda_g}{2}, \quad (3.5)$$

où λ_g est la longueur d'onde guidée de la structure périodique et m est un entier. Avec $\lambda_g = v_p / f$, où v_p est la vitesse de phase équivalente et f la fréquence, les réflexions maximales des bandes électromagnétiques interdites sont données par

$$f_{BEI} = m \frac{v_p}{2P} = m \frac{c_0}{2(n_c l_c + n_s l_s)} = m \frac{c_0}{2(n_c (P - l_s) + n_s l_s)}, \quad (3.6)$$

où c_0 est la vitesse dans le vide et où la période P de la structure est exprimée comme la somme pondérée des indices de réfraction équivalents des lignes microrubans imprimées sur le SDA et sur le substrat régulier. Cette période correspond à la période électromagnétique équivalente de la structure globale (SDA + substrat régulier. Comme nous voulons des dispositifs compacts, la première bande interdite, correspondant à $m = 1$, est employée.

3.4. SDA à sauts d'impédance et à périodicité uniforme

La figure 3.2 illustre le prototype du SDA à sauts d'impédance et à périodicité uniforme. L'alternance de sections avec (SDA) et sans trous métallisés (substrat conventionnel) suit une période définie avec des longueurs de section, l_c et l_s , constantes. Afin d'opérer en réflexion à une fréquence de 16.5 GHz, voici les étapes pour y parvenir :

- 1) Deux substrats RT/duroid 6002 avec des épaisseurs de $h_1 = h_2 = 0.508$ mm et une permittivité relative ϵ_r de 2.94 on été sélectionnés. Les paramètres correspondants à la ligne microruban imprimée sur le substrat régulier ayant une

largeur w de 2.54 mm afin d'obtenir une impédance caractéristique de 50Ω sont donnés au tableau 3.1.

- 2) Des trous métalliques ayant un diamètre d de 0.381 mm et une période p de 0.635 mm sont intégrés au même substrat dans le but de fabriquer des sections de SDA. Ses paramètres équivalents, donnés au tableau 3.1, avec la même largeur w donne cette fois une impédance caractéristique de 40Ω .
- 3) La période P est choisie; $P = 5.08$ mm. La longueur des sections du SDA est calculée avec l'aide de l'équation (3.6). La longueur des sections conventionnelles sont déduites à partir de $l_c = P - l_s = 2.54$ mm.
- 4) Le nombre de cellules de la structure périodique est $M = 14$, un nombre suffisant afin d'avoir une bonne réflexion. Ce nombre mène à une structure totale qui mesure 8.9 cm.

Les paramètres géométriques importants concernant cette structure périodique qui sera analysée, simulée avec Ansoft Designer (MoM) et mesurée sont rappelés au tableau 3.2.

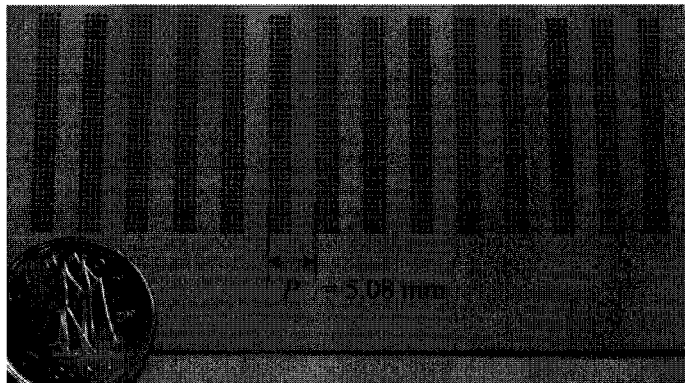


Figure 3.2 : Prototype de la structure SDA à sauts d'impédance de la figure 3.1 avec une période uniforme ($P_k = P = 5.08$ mm).

Tableau 3.1: Paramètres équivalents des sections sur substrat régulier et sur SDA pour une ligne microruban ayant une largeur w de 2.54 mm

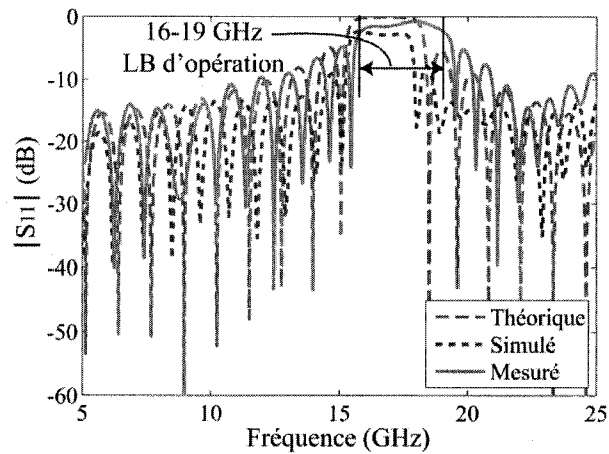
| Section | Permittivité effective ϵ_{eff} | Perméabilité effective μ_{eff} | Indice de réfraction effectif n |
|-------------------|---|------------------------------------|-----------------------------------|
| Substrat régulier | 2.459 | 1.000 | 1.567 |
| SDA | 3.400 | 1.190 | 2.011 |

Tableau 3.2 : Paramètres géométriques de la structure périodique de la figure 3.2

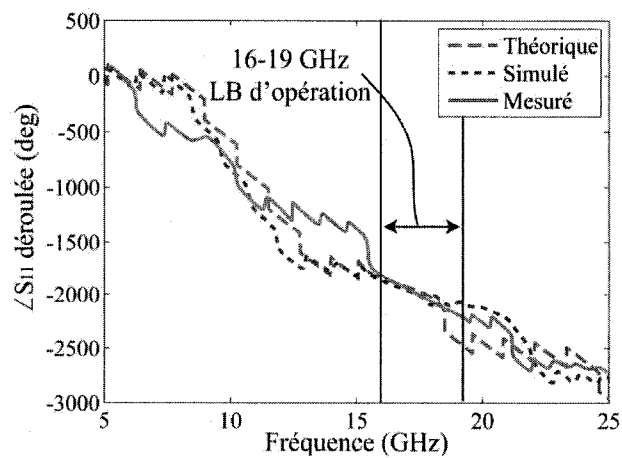
| | |
|--|----------|
| Largeur de la ligne microruban w | 2.54 mm |
| Épaisseur totale du substrat $h=h_1+h_2$ | 1.016 mm |
| Longueur section substrat l_c | 2.54 mm |
| Longueur section SDA l_s | 2.54 mm |
| Diamètre des trous plaqués du SDA | 0.381 mm |
| Distance entre les trous plaquée du SDA | 0.635 mm |

Les résultats du SDA à sauts d'impédance à périodicité uniforme sont exposés à la figure 3.3. La figure 3.3(a) présente une bande coupée dont la fréquence centrale est très près de celle du design (16.5 GHz). La bande coupée mesurée, qui représente la bande passante du dispositif réfléchissant, s'étend de 16 GHz à 19 GHz, et possède, donc, une largeur de bande de 17 %. Les écarts entre la théorie et les résultats simulés (Ansoft designer) s'expliquent par le fait que la théorie ne tient pas compte des pertes et du rayonnement, tandis que les différences avec les mesures peuvent être attribuées à la présence d'air entre les deux substrats formant le SDA sous la ligne microruban. Une autre raison est que le SDA réel n'a pas exactement les mêmes paramètres équivalents que ceux employés lors de l'analyse théorique et du design du SDA à périodicité uniforme. La figure 3.3(b), quant à elle, montre la phase déroulée de S_{11} . Cette phase présente une réponse linéaire à l'intérieur de la bande réfléchie ce qui donne un retard de groupe constant illustré à la figure 3.3(c). Ce résultat est attendu du fait que toutes les fréquences réfléchies le sont aux premières cellules de la structure périodique. Comme le

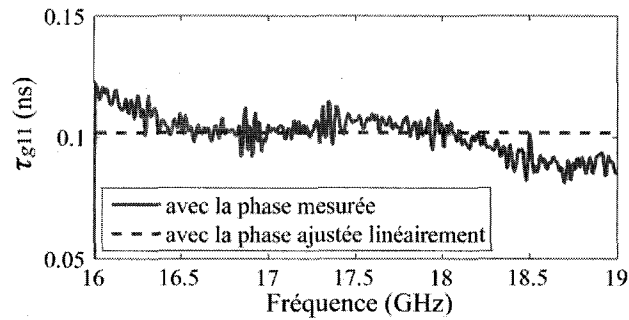
retard de groupe est constant, le coefficient du "chirp" (mesure de la dispersion) égale zéro; $b = 0$ (équation (3.4)), car la périodicité de la structure est uniforme et ne change, donc, pas selon l'axe de propagation de l'onde guidée. Un filtre coup-bande non dispersif possédant une bande étroite interdite de fréquences est obtenu. Par conséquent, des impulsions à différentes fréquences injectées dans ce dispositif ne peuvent pas être discernées dans le temps; i.e. aucun traitement du signal analogique n'est possible. Il faut une période non-uniforme, par exemple une période suivant une fonction linéaire comme à la section 3.5, pour obtenir une réponse dispersive qui pourrait servir au traitement du signal analogique.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.3 : Paramètre réfléchif S_{11} (identique pour S_{22}), pour le SDA à sauts d'impédance intégré selon une période uniforme (figures 3.1 et 3.2), obtenu par théorie, par simulation (MoM) et par mesure. (a) Amplitude. (b) Phase déroulée. (c) Retard de groupe dans la bande d'opération, obtenu en dérivant la phase en (b) selon l'équation (3.3).

3.5. SDA à sauts d'impédance, à périodicité non-uniforme à "chirp" linéaire et à réponse dispersive

Le SDA non uniforme à périodicité non-uniforme correspond au cas d'une structure quasi périodique avec une période variant progressivement. Plus spécifiquement, la période P de la figure 3.1 varie linéairement selon

$$P_k = P_1 + (k-1)\Delta P, \quad (k = 1, \dots, M), \quad (3.7)$$

où ΔP est l'incrément, qui est beaucoup plus petit que la période moyenne de la structure. La structure résultante présente encore des bandes coupées de fréquences, mais avec deux différences si elle est comparée à la structure à périodicité uniforme : i) Comme différentes régions de la structure réfléchissent différentes fréquences, la superposition des bandes coupées individuelles correspondantes mène à une bande interdite globale plus large; ii) Comme, pour une structure de même longueur, le nombre de cellules réfléchissant chaque fréquence est moins élevé, l'amplitude de la réflexion (bande interdite) est moins élevée.

Considérons maintenant la phase. Assumant que la structure est alimentée au port 1, la période décroît progressivement du port 1 au port 2 ($\Delta P < 0$). Les plus basses fréquences de la bande interdite sont réfléchies en premier, car leurs conditions de Bragg correspondantes (équation 3.5) sont respectées aux premières cellules de la structure, près de l'entrée, tandis que les fréquences les plus hautes de la bande coupée sont réfléchies, plus tard, car leurs conditions de Bragg correspondantes sont respectées aux dernières cellules de la structure, près de la sortie. En conséquence, le retard de groupe τ_g est une fonction croissante selon la fréquence ω ce qui veut dire que la pente du retard de groupe est positive ("chirp" positif, $b > 0$). Comme la période P varie linéairement, $\tau_g(\omega)$ est une fonction linéaire et le coefficient de dispersion b est une constante. Lorsque la structure est alimentée au port 2, l'inverse se produit et en résulte une pente du retard de groupe négative (chirp négatif, $b < 0$). Quand deux impulsions, modulées à différentes fréquences se trouvant à l'intérieur de la bande interdite de la structure, sont introduites dans le SDA non-uniforme à périodicité non-uniforme, elles auront différents délais, correspondants à leurs fréquences de modulation. Ainsi, elles peuvent être discriminées dans le temps, ce qui est le principe de base de la ligne à retard dispersive appliqué lors du traitement du signal analogique.

Le paramètre ΔP de l'équation 3.7 doit être choisi pour une structure de longueur donnée selon un compromis entre la largeur de bande et la continuité de cette bande de fréquences interdite. Si ΔP est trop grand, les bandes coupées correspondant à différentes cellules de la structure ne se recouvrent pas et forment, donc, une bande interdite discontinue. Dans ces conditions, des composantes spectrales du signal réfléchi introduit dans la structure sont perdues. À l'inverse, si ΔP est trop petit, la largeur de bande devient tellement étroite que les composantes spectrales des signaux introduits ont des délais qui diffèrent très peu. La discrimination devient alors difficile dans ce cas précis.

La figure 3.4 présente le prototype du SDA à sauts d'impédance à périodicité non-uniforme et à "chirp" linéaire. Ce prototype est conçu pour opérer approximativement à la même fréquence (16.5 GHz) que la structure à périodicité uniforme de la section 3.4. La structure globale mesure toujours 8.9 cm. Les paramètres de la période non-uniforme du prototype sont : $P_1 = 7.366$ mm et $\Delta P = -0.254$ mm, avec $l_{s,k} = l_s = 2.54$ mm et $l_{c,k} = [4.826 - 0.25(k-1)]$ mm, où $k = 2, 3, \dots, 14$. Les paramètres importants concernant la structure qui est analysée, simulée avec Ansoft Designer (MoM) et mesurée sont rappelés au tableau 3.3 tandis que les paramètres équivalents de la ligne microruban placée sur le substrat régulier et sur le SDA le sont au tableau 3.1. Les périodes initiales et finales sont, donc, $P_1 = 7.366$ mm et $P_{14} = 4.064$ mm ce qui donne des fréquences de Bragg (équation (3.6)) de

$$f_{BEI,1} = \frac{c_0}{2(n_c l_{c,1} + n_s l_s)} = 11.84 \text{ GHz et } f_{BEI,14} = \frac{c_0}{2(n_c l_{c,14} + n_s l_s)} = 20.01 \text{ GHz,}$$

respectivement. Ces valeurs indiquent, en comparaison avec les résultats de la figure 3.3, que la largeur de bande globale sera, comme prévu, beaucoup plus large que celle du SDA à périodicité uniforme de la section précédente.



Figure 3.4 : Prototype de la structure SDA à sauts d'impédance de la figure 3.1 suivant une période non-uniforme ($P_k = 7.366 - 0.254(k-1)$ mm, $k = 1, \dots, 14$) incluant 14 sections de SDA.

Tableau 3.3 : Paramètres géométriques de la structure quasi-périodique à période non-uniforme de la figure 3.4

| | |
|--|---------------------------|
| Largeur de la ligne microruban w | 2.54 mm |
| Épaisseur totale du substrat $h=h_1+h_2$ | 1.016 mm |
| ΔP | 0.254 mm |
| Longueur section substrat l_c | $4.826 - 0.254(k - 1)$ mm |
| Longueur section SDA l_s | 2.54 mm |
| Diamètre des trous plaqués du SDA | 0.381 mm |
| Distance entre les trous plaquée du SDA | 0.635 mm |

Les résultats pour le SDA à sauts d'impédance et à périodicité non-uniforme à "chirp" linéaire sont illustrés à la figure 3.5. Les bandes de fréquences réfléchies présentées aux figures 3.5(a) et 3.5(b) s'étendent de 11 à 22 GHz ce qui concorde assez bien avec les résultats obtenus avec l'équation (3.6). Mentionnons que les pertes métalliques et diélectriques n'ont pas été prises en compte lors de l'analyse théorique de la structure. Les différences entre les amplitudes de S_{11} et S_{22} , découlant des pertes et du rayonnement, seront expliquées, plus en détails, aux sections 3.8 et 3.9. Les phases déroulées de S_{11} et S_{22} sont illustrées à la figure 3.5(c) tandis que les retards de groupe, dérivées de ces courbes de phase, sont montrés à la figure 3.5(d). Comme annoncé, le "chirp" de S_{11} est positif alors que le "chirp" de S_{22} est négatif. Les deux retards de groupe sont linéaires après extrapolation ce qui correspond à des phases déroulées quasi-quadratiques convexe et concave, respectivement. Les coefficients du "chirp" spatial correspondants (équation (3.4)) égalent $b_+ = 0.1000$ ns/GHz (S_{11}) et $b_- = -0.0983$ ns/GHz (S_{22}) où le léger désaccord entre les deux valeurs peut être expliqué par les imperfections des prototypes.

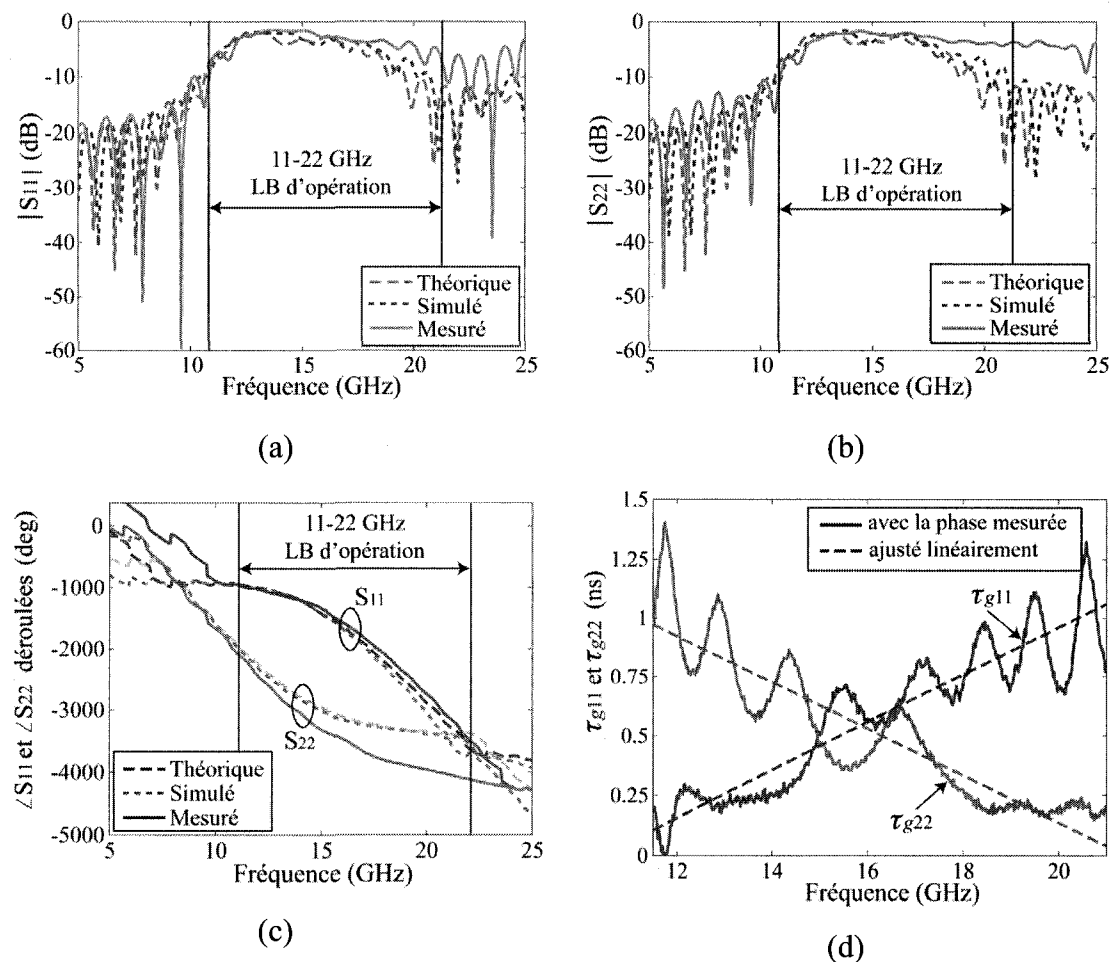


Figure 3.5 : Paramètres réfléchifs S_{11} et S_{22} , pour le SDA à sauts d'impédance à période non-uniforme (figures 3.1 et 3.4), obtenus par théorie, par simulation (MoM) et par mesure. (a) Amplitude de S_{11} . (b) Amplitude de S_{22} . (c) Phases déroulées de S_{11} et S_{22} . (d) Retards de groupe de S_{11} et S_{22} dans la bande d'opération obtenus en dérivant les phases en (c) selon l'équation (3.3) et après extrapolation linéaire.

À la figure 3.5(d), nous pouvons observer la présence de petites oscillations dans la phase réfléchie mesurée. Elles sont attribuables aux réflexions multiples perpétrées à l'intérieur de la structure entre ses différentes cellules unitaires. Ces oscillations qui sont accentuées lors du calcul du retard de groupe est une conséquence immédiate de ces réflexions multiples. Ces ondulations augmentent progressivement en amplitude lorsque le retard de groupe croît également. Les retards de groupe élevés sont liés à des

réflexions qui se font plus tard, près de la sortie de la structure, ce qui entraîne plus de réflexions multiples et la diffraction des ondes guidées à l'intérieur de la structure pour une plus longue durée de temps. Ces oscillations sont un désavantage des lignes à retard dispersives de type réflexion comparées à celles de type transmission. Cependant, comme il sera montré aux sections 3.6 et 3.7, le filtre dispersif linéaire à périodicité non-uniforme présentée, ici, fournit des résultats satisfaisants lorsqu'il est utilisé pour des applications de traitement du signal analogique telles que le discriminateur de fréquence, le compensateur de dispersion et le système à retard accordable.

3.6. Discriminateur de fréquences et compensation de la dispersion

Le SDA non-uniforme à périodicité non-uniforme à "chirp" linéaire de la section 3.5 peut être employé comme ligne à retard dispersive insérée dans un système discriminateur de fréquences tel qu'illustré à la figure 3.6. Le principe de ce discriminateur de fréquences est maintenant décrit. Une impulsion modulée à une fréquence de modulation f_m , à être déterminée, est introduite, premièrement, dans le circulateur avant d'entrer dans le filtre dispersif linéaire sur SDA. L'impulsion est réfléchiée par le filtre dispersif à l'emplacement où la période locale correspond à la résonance de Bragg de la fréquence de modulation d'entrée f_m de l'impulsion. Par conséquent, l'impulsion a un délai particulier qui dépend de la fonction du retard de groupe du filtre dispersif (figure 3.5(d)). L'impulsion reflétée est, par la suite, acheminée avec le circulateur vers un démodulateur AM et un filtre passe-bas pour aider à la lecture des résultats du discriminateur de fréquences. Le retard de groupe, défini comme le délai au sommet de l'impulsion démodulée résultante, fournit, après avoir éliminé les retards causés par le circulateur, le démodulateur et le filtre passe-bas, la fréquence de modulation détectée f_{md} après inspection de la fonction extrapolée linéairement du retard de groupe $\tau_g(\omega)$ (figure 3.5(d)).

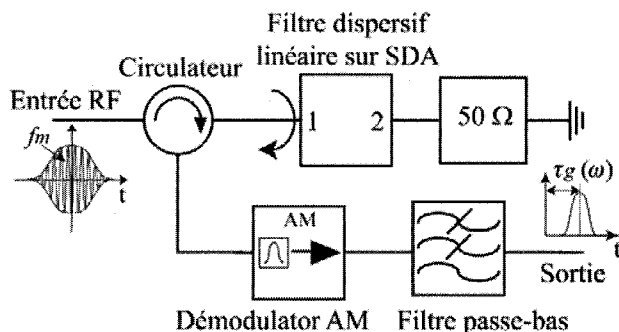


Figure 3.6 : Discriminateur de fréquences employant le filtre dispersif linéaire sur SDA à périodicité non-uniforme présenté aux figures 3.4 et 3.5.

Comme le principe du discriminateur de fréquences est standard (Pohl, Posh Reindl et Seifort 1995; Breuer, Sevy et Paczkowski 1989; Ishak 1998; Schwartz, Arnedo, Laso, Lopetegi, Azana et Plant 2008), la démonstration suivante est accomplie avec le simulateur de circuits Agilent ADS avec des composants idéaux (circulateur, démodulateur AM et filtre passe-bas), mais incluant le composant du filtre dispersif linéaire avec ses véritables paramètres S mesurés (figure 3.5). Le port d'entrée du filtre dispersif est le port 1 correspondant aux figures 3.4, 3.5(c) et 3.5(d), et à un "chirp" constant positif ayant comme valeur $b_+ = 0.1000$ ns/GHz.

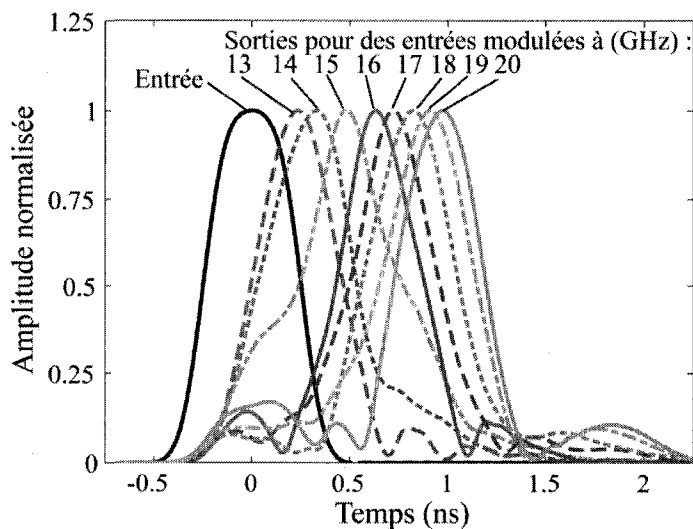
Les formes d'onde à la sortie pour des impulsions gaussiennes modulées aux fréquences suivantes 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19 et 20 GHz et ayant une largeur de bande de 4 GHz, situées dans la bande d'opération du filtre dispersif linéaire sur SDA de la figure 3.5 sont exposées à la figure 3.7. Les fréquences élevées apparaissent plus tard temporellement, conséquence du "chirp" b positif du filtre dispersif linéaire lorsqu'il est alimenté au port 1. Les deux premières colonnes du tableau 3.4 donnent les fréquences de modulation d'entrée f_m et leur délai τ_g selon la courbe extrapolée linéairement positive se trouvant à la figure 3.5(d). La troisième colonne du tableau 3.4 indique le retard de groupe mesuré τ_{gd} au sommet des impulsions reçues à la sortie du discriminateur illustrées à la figure 3.7(a). La quatrième colonne du tableau, quant à elle, fournit la fréquence de modulation détectée f_{md} correspondante selon la même courbe extrapolée linéairement positive de la

figure 3.5(d). Les fréquences détectées sont en accord avec les valeurs d'entrée. L'erreur maximale de 3.9 % se produit lors de la détection de l'impulsion modulée à 16 GHz. Elle est due au fait que dans cette région d'opération (autour de 16 GHz) la moyenne des oscillations du retard de groupe mesuré s'éloigne le plus de la courbe extrapolée linéairement. Cette moyenne des oscillations, pour la largeur de bande du signal modulé, est plus élevée que la courbe extrapolée, ce qui donne un retard de groupe réel plus grand et, donc, une fréquence détectée aussi plus élevée.

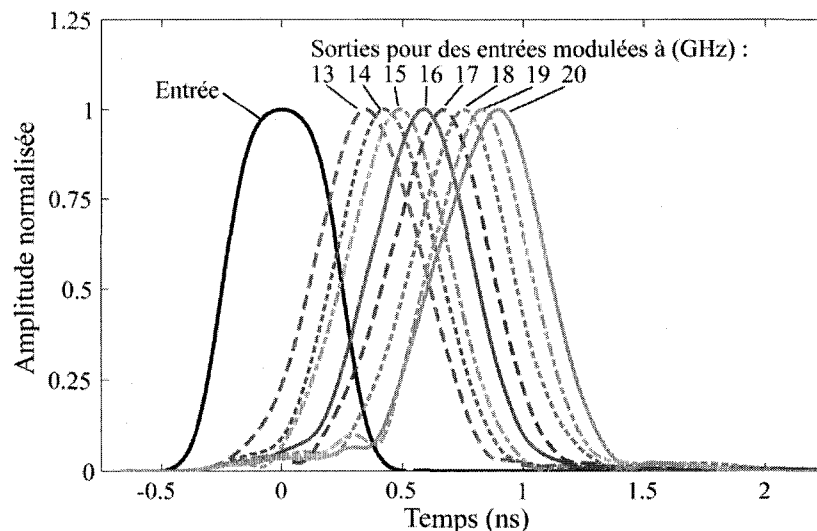
Maintenant, donnons les raisons de l'utilisation des courbes du retard de groupe extrapolées linéairement (figure 3.5(d)) lors de la discrimination du signal modulé. Même dans le cas d'un signal à fréquence unique, l'utilisation de la courbe oscillante $\tau_g(\omega)$ ne serait pas plus appropriée, car cette relation oscillante représente une fonction à valeurs multiples menant à une ambiguïté sur la fréquence. L'ajustement linéaire de $\tau_g(\omega)$ est une opération qui élimine l'effet des oscillations produites par les réflexions multiples, et ainsi permet une détection sans ambiguïté des fréquences de modulation d'entrée. Dans le cas d'un signal modulé, comme ceux testés avec une largeur de bande de 4 GHz, plus qu'une oscillation dans le retard de groupe est perçu par le spectre global du signal (figure 3.5(d)) ce qui fait que la détection est impossible sans la courbe ajustée linéairement. L'ajustement linéaire du retard de groupe élimine l'ambiguïté et permet d'effectuer une discrimination fréquentielle avec une précision satisfaisante, même si cette procédure introduit une erreur systématique sur les fréquences individuelles du signal (sauf les points d'intersection entre les courbes réelle et ajustée linéairement de la figure 3.5(d)). Il suffit de suivre le tableau de correspondance 3.4 pour en tenir compte. Par exemple, une fréquence modulée détectée f_{md} de 15.38 GHz signifie que le signal reçu par le discriminateur a une fréquence modulée f_m de 15 GHz.

Finalement, l'impulsion à la sortie du discriminateur subit un élargissement occasionné par la réponse dispersive du filtre dispersif réfléchif. La durée du signal élargie à la sortie comparée à celle à l'entrée n'est pas uniforme, car la réflexion des fréquences est non-

uniforme et des oscillations sont présentes dans le retard de groupe. Cet élargissement est de 0.6% (observation effectuée à 25% de la valeur maximale de l'enveloppe du signal) lorsque l'impulsion est modulée à 20 GHz et peut s'élever jusqu'à 65% lorsqu'elle est modulée à 15 GHz. Comme le retard de groupe réel n'est pas complètement linéaire (figure 3.5(d)), la forme initiale de l'enveloppe de l'impulsion n'est pas complètement retrouvée (figure 3.7(a)) due à l'apparition d'ondulations de chaque côté de l'enveloppe du signal. Si la phase réfléchiée mesurée pouvait être remplacée par celle ajustée linéairement (cas idéal), le problème des oscillations formées de chaque côté de l'enveloppe du signal à la sortie du système et la non uniformité de la réponse dispersive serait réglée. Les résultats du cas idéal sont présentés à la figure 3.7(b). Cette fois, pour la même impulsion d'entrée qu'à la figure 3.7(a), la forme de l'enveloppe du signal à la sortie est quasiment conservée. Un élargissement moyen de 9.8% de l'impulsion est observé pour les fréquences entières allant de 13 GHz à 20 GHz. Comme pour le cas réel, chaque fréquence de modulation du signal d'entrée est détectée selon son délai correspondant, cette fois sans erreur.



(a)



(b)

Figure 3.7 : Résultats simulés à la sortie du discriminateur de fréquences de la figure 3.6. Ces résultats sont obtenus avec le simulateur de circuit Agilent ADS avec le paramètre de réflexion $S_{11}(f)$ du filtre dispersif linéaire sur SDA des figures 3.4 et 3.5. (a) Avec la phase déroulée mesurée (cas réel). (b) Avec la phase déroulée extrapolée suivant une fonction quadratique (cas idéal).

Tableau 3.4 : Correspondances entre fréquence d'entrée/ fréquence de sortie détectée – retard de groupe pour les paramètres de réflexion de S_{11} du SDA à sauts d'impédance à périodicité non-uniforme en utilisant la courbe extrapolée de S_{11} à la figure 3.5(d) pour des fréquences entières se trouvant à l'intérieur de la bande passante du système, de 13 à 20 GHz.

| Fréquence d'entrée f_m (GHz) | Retard de groupe τ_g correspondant (ns) | Retard de groupe détecté τ_{gd} (ns) | Fréquence détectée correspondante f_{md} (GHz) |
|--------------------------------|--|---|--|
| 13 | 0.256 | 0.245 | 12.89 (-0.9 %) |
| 14 | 0.356 | 0.339 | 13.83 (-1.3%) |
| 15 | 0.457 | 0.496 | 15.38 (+2.5%) |
| 16 | 0.557 | 0.621 | 16.63 (+3.9%) |
| 17 | 0.658 | 0.709 | 17.50 (+2.9 %) |
| 18 | 0.758 | 0.822 | 18.63 (+3.5%) |
| 19 | 0.859 | 0.898 | 19.39 (+2.1%) |
| 20 | 0.959 | 0.959 | 20.00 (0.0%) |

Le système de la figure 3.8, avec l'ajout d'un autre filtre dispersif linéaire sur SDA, mais inversé, permet de compenser la dispersion occasionnée par le premier filtre réflecteur. L'objectif de ce système est de simplement vérifier que ce filtre peut compenser la dispersion. Ce second filtre dispersif linéaire sur SDA ajouté au système est identique au premier, mais est retourné; i.e. l'entrée est au port 2 au lieu du port 1 pour obtenir l'inverse : les hautes fréquences réfléchies au début du filtre et les basses fréquences à la fin du dispositif à périodicité non-uniforme sur SDA. Le système nécessite, donc, un deuxième circulateur afin de récupérer encore une fois le signal réfléchi par ce deuxième filtre dispersif réflectif. Pour faciliter la lecture des résultats, un démodulateur AM et un filtre passe-bas sont, à nouveau, ajoutés à la toute fin du système.

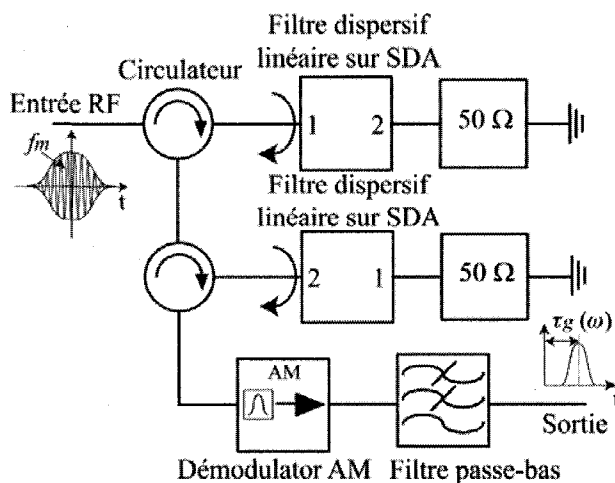
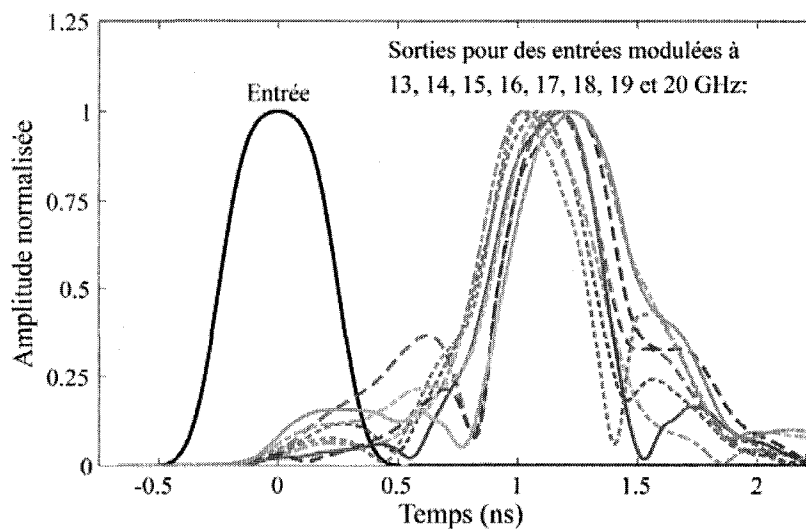


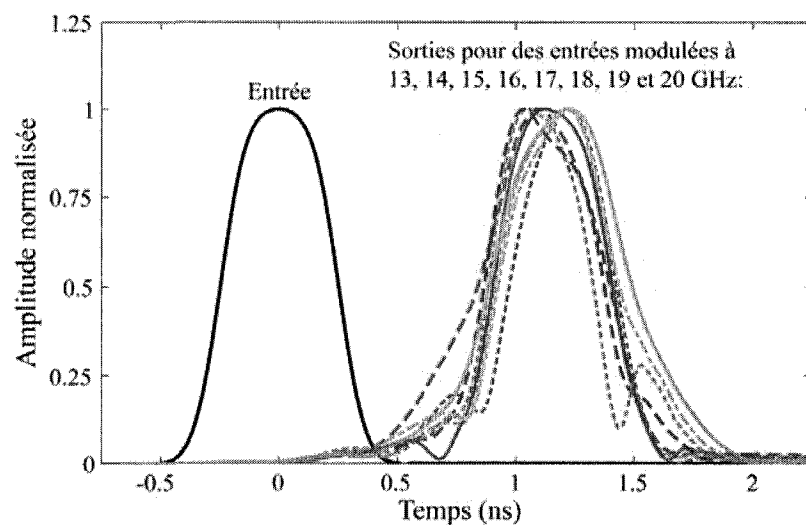
Figure 3.8 : Dispersion et compensation employant le filtre dispersif linéaire sur SDA à périodicité non-uniforme présenté aux figures 3.4 et 3.5.

Les résultats de ce système provenant de simulations effectuées par Agilent ADS sont donnés à la figure 3.9 où, en (a), les phases réfléchies mesurées de S_{11} et S_{22} sont employées alors qu'en (b) les phases reflétées ajustées quadratiquement de S_{11} et S_{22} sont utilisées. Les oscillations présentes dans les phases réfléchies mesurées S_{11} et S_{22} ont pour effet que la compensation souhaitée avec le deuxième dispositif réflectif, dont la pente du retard de groupe est opposée à celle du premier filtre, n'est pas parfaite. Des

ondulations de chaque côté de l'enveloppe du signal à la sortie sont encore observées à la figure 3.9(a). Le temps écoulé par l'impulsion dans le système est quasiment le même pour chaque fréquence de modulation du signal. Il est d'environ 1.78 ns. Si la compensation était parfaite, la forme de l'enveloppe du signal à la sortie du système serait identique à celle de celui à l'entrée et le délai serait le même pour toutes les fréquences à laquelle l'impulsion de départ peut être modulée (fréquence se trouvant dans la bande d'opération des deux filtres). Les résultats du cas presque idéal où les phases réfléchies sont quadratiques sont donnés à la figure 3.9(b) enlevant l'impact des oscillations présentes dans la phase réfléchie. La compensation effectuée avec la seconde ligne à retard dispersive linéaire est grandement améliorée pour la plupart des fréquences porteuses de l'impulsion. Pour les fréquences porteuses entre 14 et 18 GHz, la différence de largeur du signal à la sortie avec celle du signal à l'entrée dans le temps est au plus de 10.3% avec une moyenne de 6.2% seulement. $|S_{11}|$ et $|S_{22}|$ ne sont pas identiques pour toutes les fréquences (voir figures 3.5(a) et 3.5(b)) ce qui explique pourquoi la compensation n'est pas encore tout à fait complète. Les amplitudes de S_{11} et S_{22} varient quelque peu pour les fréquences se trouvant aux extrémités de la bande coupée des filtres dispersifs linéaires. La compensation incomplète aux fréquences de modulation de 13, 19 et 20 GHz est imputable à cela. En conclusion, le SDA à périodicité non uniforme de la section 3.5 peut compresser un signal préalablement dispersé grâce à sa réponse dispersive linéaire dont la pente du retard de groupe est opposée à celle causant la dispersion du signal.



(a)



(b)

Figure 3.9 : Résultats simulés à la sortie du système de la figure 3.8. Ces résultats sont obtenus avec le simulateur de circuit Agilent ADS avec les paramètres réfléchifs $S_{11}(f)$ et $S_{22}(f)$ du filtre dispersif linéaire sur SDA des figures 3.4 et 3.5. (a) Avec la phase déroulée mesurée (cas réel). (b) Avec la phase déroulée extrapolée suivant une fonction quadratique (cas idéal).

3.7. Système à retard d'impulsion accordable

Le système à retard d'impulsion accordable, montré à la figure 3.10, est configuré de la même manière que Dolat et Williamson 1976, et Schartz, Arnedo, Laso, Lopetegi, Azaña et Plant 2008 l'ont fait, précédemment. Le principe de ce système est maintenant décrit. Premièrement, le signal d'entrée, modulé à une fréquence connue f_m , ayant une certaine largeur de bande, est mélangé avec un oscillateur dont la fréquence f_{OL} est contrôlée en tension. Ensuite, le signal à une fréquence intermédiaire f_I , passe à travers le premier filtre dispersif par le port 1 et est recueilli après réflexion par un premier circulateur. Le signal est réfléchi à un certain emplacement du premier filtre qui dépend de sa fréquence intermédiaire f_I qui est contrôlée par l'oscillateur. Notons que le signal prend un certain temps pour parcourir la première partie du système, mais est également dispersé. Par la suite, le signal est à nouveau mélangé avec le même oscillateur afin qu'il ait la même fréquence de modulation initiale qu'il avait à l'entrée du système. Finalement, pour remédier la dispersion du signal, le signal traverse un deuxième filtre ayant la même pente pour le retard de groupe, mais retourné; i.e. le signal entre par le port 2 au lieu du port 1. Le signal est, alors, compressé et la dispersion du signal encourue dans le premier dispositif réfléchissant employant le SDA à périodicité non-uniforme est ainsi compensée. Encore une fois, pour aider à la lecture des résultats, le signal traverse, à la fin du système, un démodulateur AM et un filtre passe-bas. Finalement, le signal, qui traverse ce système, possède un retard accordable qui est déterminé par la fréquence de l'oscillateur f_{OL} .

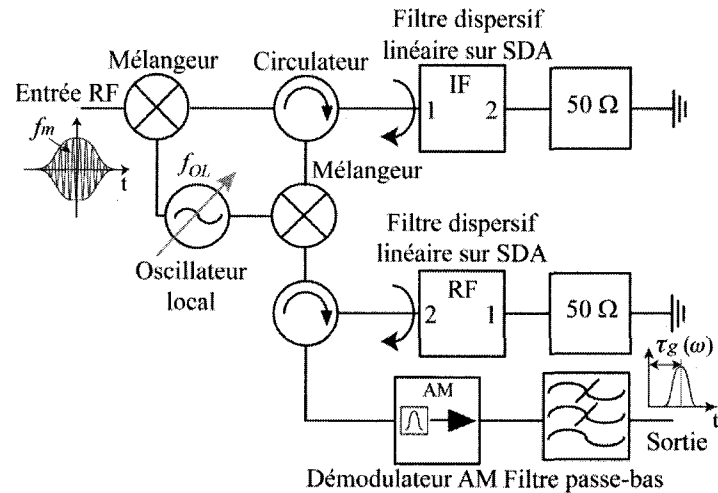


Figure 3.10 : Schéma du système à retard d'impulsion accordable utilisant le filtre dispersif linéaire sur SDA à périodicité non-uniforme présenté aux figures 3.4 et 3.5.

Les résultats simulés avec le logiciel Agilent ADS pour différentes fréquences f_{OL} . Allant de 0 à 5 GHz sont montrés à la figure 3.11. Tous les composants du système sont idéaux, sauf les filtres dispersifs où les paramètres S mesurés (figure 3.5) sont inclus dans la simulation. Le signal d'entrée est gaussien et est concentré entre les fréquences 12 et 16 GHz (modulé à la fréquence de 14 GHz, durée du signal de 1 ns). L'enveloppe du signal d'entrée est présentée, aussi, à la figure 3.11 afin d'aider à la comparaison avec le signal à la sortie du système. Nous remarquons, comme prévu, que le signal à la sortie a un délai différent pour chaque fréquence f_{OL} testée (0, 1, 2, 3, 4 et 5 GHz). L'enveloppe du signal de sortie a sensiblement la même forme que celle à l'entrée. La dispersion du signal causée par le premier dispositif SDA réfléchitif est bien compensée par le second. Une différence de 4.5% au maximum est observée entre la largeur du signal à l'entrée et celle à la sortie en terme de durée du signal (à 20% de son amplitude maximale). Finalement, la figure 3.12 présente le retard basé sur la position dans le temps du sommet de l'enveloppe du signal selon la fréquence de l'oscillateur f_{OL} . Avec deux dispositifs réfléchitifs utilisant une ligne microruban imprimée sur le SDA à périodicité non-uniforme comme celle vue à la section 3.5 et un oscillateur dont sa fréquence peut être contrôlée, il est possible d'obtenir un système permettant de discriminer dans le

temps un signal. Dans le cas présenté ci-haut, il y a une différence de retard maximale possible de 0.41 ns (entre 0 et 5 GHz) ce qui donne une pente de 0.082ns/GHz pour le retard du signal versus la fréquence de l'oscillateur f_{OL} .

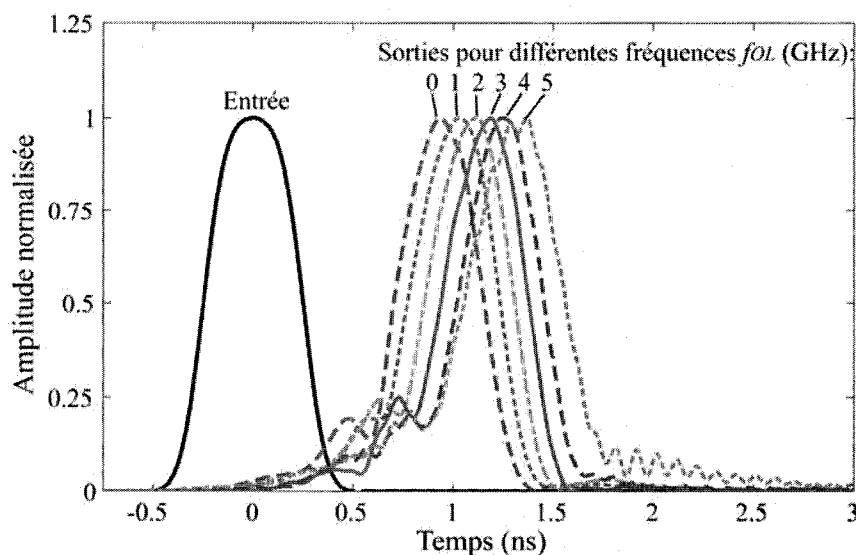


Figure 3.11 : Retards simulés d'une impulsion gaussienne se propageant dans le système de la figure 3.10 pour différentes valeurs de f_{OL} . Ces résultats sont obtenus avec le simulateur de circuit Agilent ADS avec les paramètres réfléchifs $S_{11}(f)$ et $S_{22}(f)$ du filtre dispersif sur SDA des figures 3.4 et 3.5.

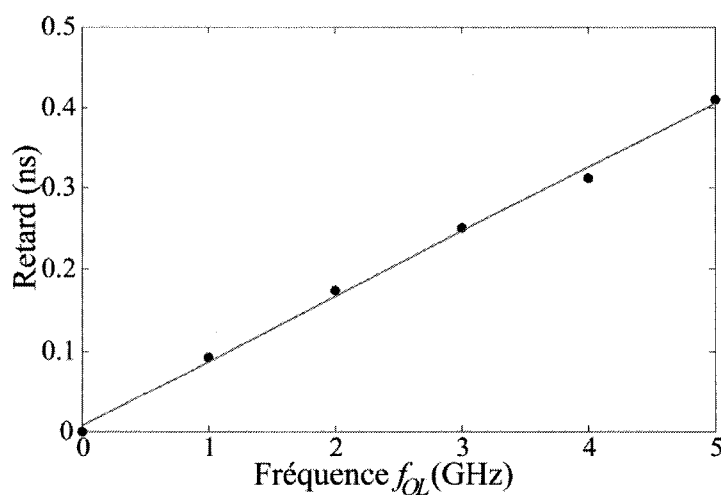


Figure 3.12 : Retard basé sur la position du sommet de l'enveloppe du signal selon la fréquence de l'oscillateur local f_{OL} .

3.8. Comparaison avec des lignes à retard dispersives microrubans non-uniformes à trace modulée

Les lignes à retard dispersives de type réflexion peuvent être réalisées de diverses manières. Le SDA à sauts d'impédance à périodicité non-uniforme et à réponse dispersive, proposé à la section 3.5, est une structure intégrée au substrat. Néanmoins, les modulations d'impédance peuvent, aussi, être créées au niveau de la trace de la ligne microruban. Cette section compare, donc, la ligne à retard dispersive sur SDA non-uniforme avec deux lignes à retard dispersives microrubans non-uniformes à trace modulée (Laso et al. 2003; Schartzet al. 2008): une à sauts d'impédance et l'autre à impédance sinusoïdale (plus précisément, la trace a une forme sinusoïdale). Afin d'avoir une comparaison juste et équitable, les mêmes conditions sont appliquées : substrat ayant $\epsilon_r = 2.94$ et une épaisseur totale de $h = h_1 = h_2 = 1.016$ mm, longueur de structure de 8.9 cm et même design (équation (3.7)) que pour le SDA non-uniforme à périodicité non-uniforme. La fabrication de ces lignes à retard dispersives microrubans non-uniformes à trace modulée est plus simple, mais une comparaison des performances des trois lignes à retard dispersives doit être effectuée afin de déterminer les possibles avantages du SDA par rapport aux deux autres options.

La figure 3.13 présente les résultats de la ligne à retard dispersive microruban à sauts d'impédance, où les impédances caractéristiques des sections basse-impédance et haute-impédance sont de 40 et 50 Ω , respectivement. Ce sont les mêmes que pour la ligne à retard dispersive sur SDA de façon à fournir une comparaison équitable. La figure 3.14 illustre les résultats de la ligne à retard dispersive microruban à trace sinusoïdale, où les valeurs extrêmes de l'impédance caractéristique sont aussi égales à 40 et 50 Ω , encore une fois afin d'obtenir une bonne comparaison. Comme ces deux structures sont semblables à celle sur SDA, les résultats dans les deux cas sont similaires qualitativement avec ceux de la ligne à retard dispersive sur SDA (figure 3.5).

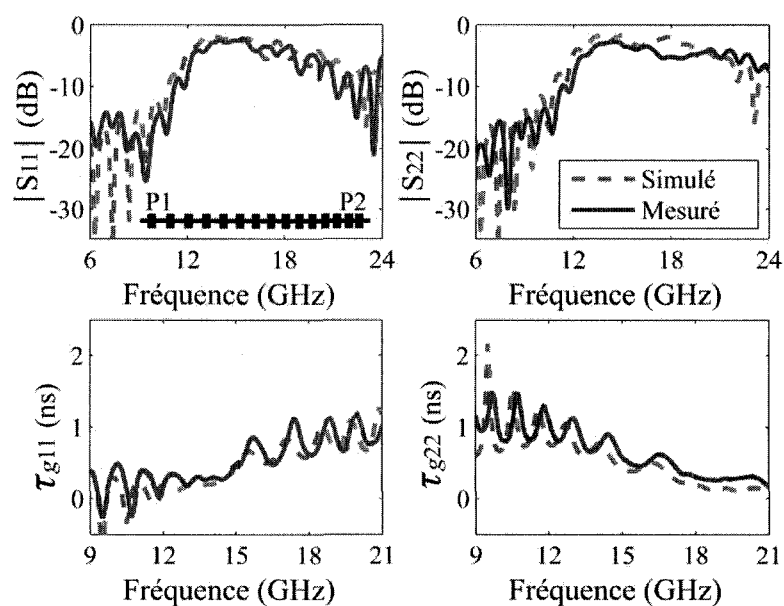


Figure 3.13 : Paramètres réfléchifs simulés (MoM Ansoft Designer) et mesurés (amplitude et retards de groupe) pour la ligne à retard dispersive microruban à sauts d'impédance dont l'illustration est insérée au premier graphe.

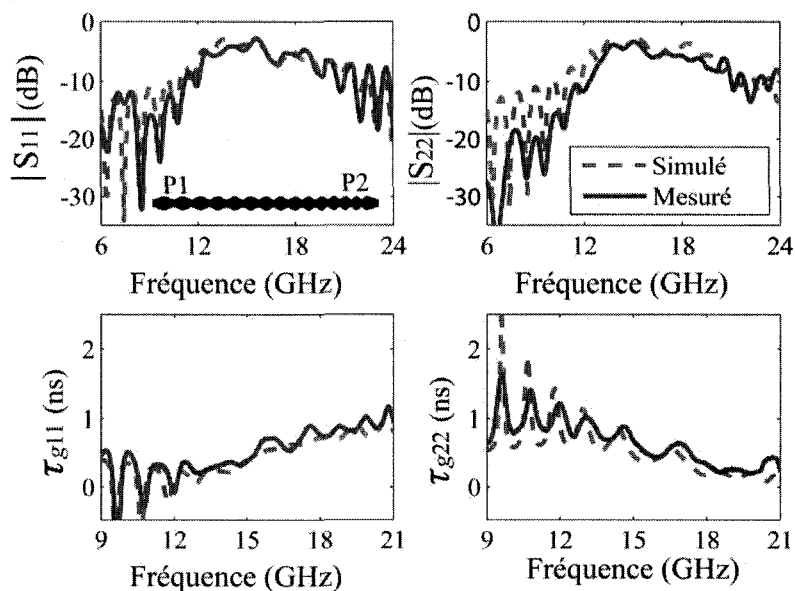


Figure 3.14 : Paramètres réfléchifs simulés (MoM Ansoft designer) et mesurés (amplitude et retards de groupe) pour la ligne à retard dispersive microruban à impédance sinusoïdale dont l'illustration est insérée dans le premier graphe.

La figure 3.15 surimpose les résultats mesurés des trois lignes à retard dispersives pour faciliter la comparaison. Les bandes de fréquences coupées et les retards de groupe ont une forme similaire pour les trois cas. Les niveaux des oscillations des retards de groupe sont comparables pour les trois structures, dû au fait que leurs ratios d'impédance sont identiques. Il faut noter qu'il y a un compromis à faire et il est relié à la discontinuité d'impédance permettant la réflexion. Une grande discontinuité d'impédance mène à une réflexion élevée et, donc, à un dispositif réflectif avec peu de pertes d'insertion, mais impliquant de larges oscillations dans le retard de groupe, ce qui provoque des erreurs lors du traitement du signal. L'opposé se produit pour une petite discontinuité d'impédance. Cette affirmation n'est pas apparente à la figure 3.15. Cependant, ce qui devrait être retenu est que des contrastes d'impédance plus élevés signifient une réflexion totale accrue ainsi que des réflexions multiples plus grandes à travers la structure. Ceci a été vérifié par l'auteur en simulation avec de différents ratios d'impédance.

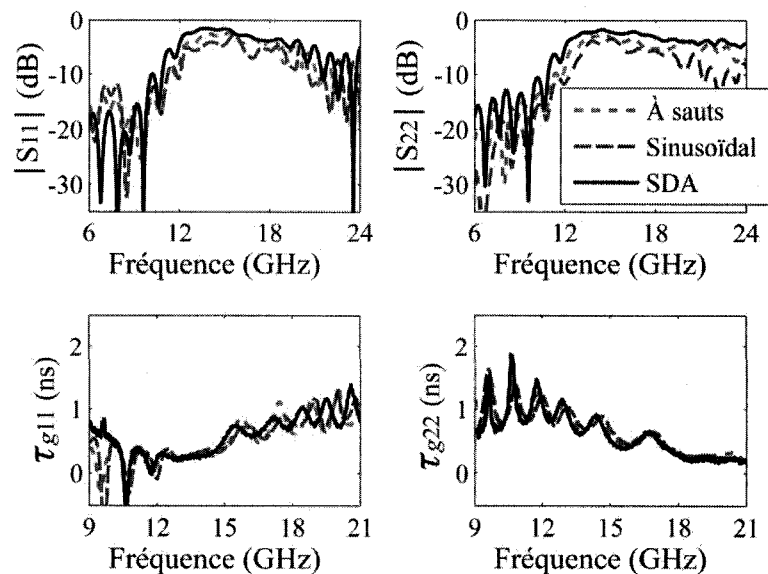


Figure 3.15 : Comparaison des paramètres réflectifs mesurés (amplitude et retard de groupe) entre les lignes à retard dispersives microruban à sauts d'impédance (figure 3.13), microruban à impédance sinusoïdale (figure 3.14) et à sauts d'impédance sur SDA (figures 3.4 et 3.5).

La figure 3.15 révèle que les trois structures présentent une certaine asymétrie ($S_{11} \neq S_{22}$), causée par les pertes (diélectriques et métalliques) et le rayonnement. Cette asymétrie s'observe par des variations d'amplitude des coefficients de réflexion se trouvant dans la bande coupée des trois structures. L'asymétrie n'est pas un problème dans les applications où la ligne à retard dispersive est alimentée à un seul de ses ports, comme le discriminateur de fréquences de la section 3.6. Cependant, elle peut devenir problématique dans les applications où la ligne à retard dispersive doit être employée à ses deux ports dans un même système, comme celui de la section 3.7 où la même ligne à retard dispersive est utilisée deux fois avec les ports alimentés opposés afin de compenser la dispersion de l'impulsion encourue lors du passage du premier filtre dispensif (compression). L'asymétrie, présente dans les amplitudes de réflexion dans ce type de système, cause des variations d'amplitude et de la distorsion dans l'enveloppe du signal retrouvé, ce qui est un effet indésirable pour la compensation de la dispersion du signal. Les ondulations présentes dans les enveloppes du signal à la sortie (figures 3.9(a) et 3.11) sont un des exemples de résultats de cette asymétrie. En termes de symétrie, la ligne microruban imprimée sur le SDA performe le mieux (i.e. c'est elle qui a la plus petite asymétrie), suivie par la ligne microruban à impédance sinusoïdale, et la ligne microruban à sauts d'impédance, étant la pire des trois structures. La ligne à retard dispersive sur SDA, étant plus symétrique que les lignes basées sur la modulation de la trace, ce qui est dû à un rayonnement inférieur de la structure (discuté à la section 3.9), possède, donc, un avantage (une meilleure symétrie de ses paramètres réfléchissants S) par rapport aux deux autres approches.

3.9. Caractérisation de l'asymétrie en termes des pertes et du rayonnement

La section 3.8 illustre que les trois lignes à retard dispersives sont asymétriques, surtout dans la partie élevée de la bande de fréquences interdite ($\sim 16-22$ GHz). Deux causes possibles peuvent expliquer cette asymétrie : les pertes de dissipation et les pertes de

rayonnement. Considérons L comme étant le facteur total des pertes de puissance. Le budget de puissance selon l'alimentation de la ligne se lit comme suit :

$$\text{port1} : |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + L_1 = 1, \quad (3.8a)$$

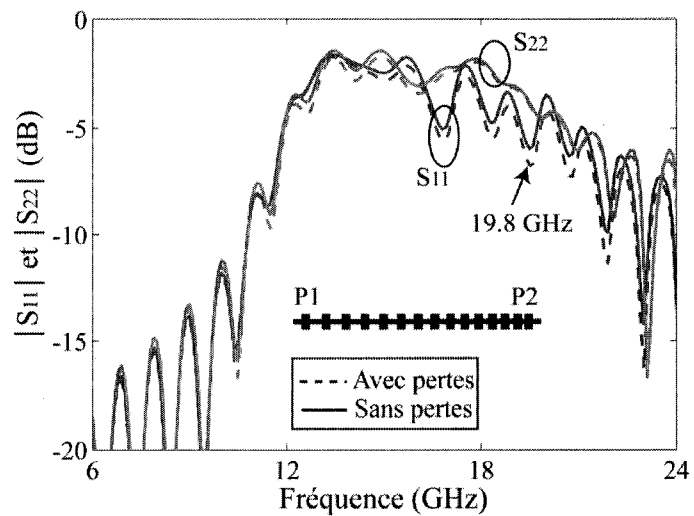
$$\text{port2} : |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 + L_2 = 1, \quad (3.8b)$$

où L_k représente le facteur des pertes totales (dissipation + rayonnement) pour l'alimentation au port k , $k = 1, 2$. Tenant compte de $|S_{12}| = |S_{21}|$ et en soustrayant les équations (3.8), nous obtenons l'équation suivante :

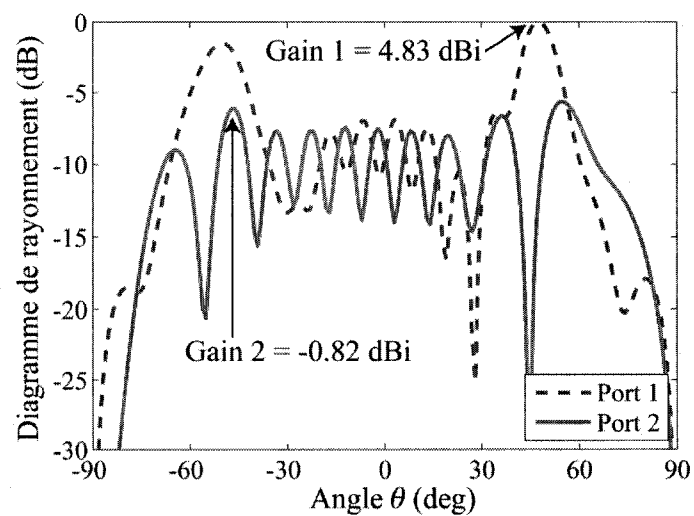
$$|S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 = L_2 - L_1. \quad (3.9)$$

Cette relation montre que l'asymétrie peut être expliquée effectivement par les pertes si les pertes rencontrées sont différentes les unes des autres selon le port alimenté de la ligne à retard dispersive. Les effets de la dissipation et les pertes de rayonnement sont maintenant étudiés.

Les figures 3.16, 3.17 et 3.18 présentent les paramètres de réflexion S_{11} et S_{22} non-dissipatifs/dissipatifs (pertes métalliques et diélectriques) et les diagrammes de rayonnement dans le plan yz (voir figure 3.1) avec les gains aux fréquences à forte asymétrie selon l'alimentation de la ligne à retard dispersive microruban à sauts d'impédance, de celle à impédance sinusoïdale et de celle imprimée sur le SDA. Tous les résultats ont été simulés avec le logiciel Ansoft Designer (MoM). Le tableau 3.5 résume les différences importantes entre S_{11} et S_{22} pour les trois structures afin de donner un support à la discussion qui suit.

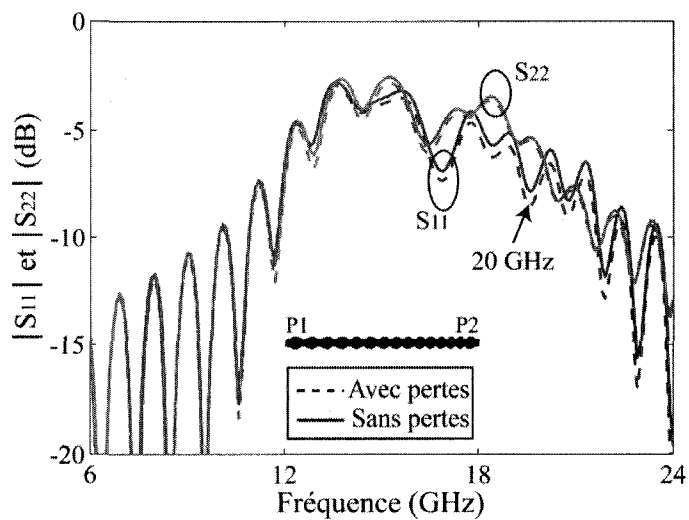


(a)

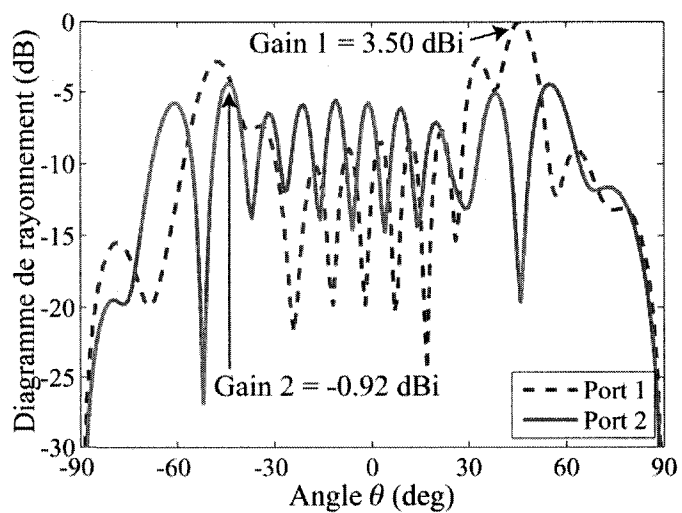


(b)

Figure 3.16 : Forte asymétrie pour le cas de la ligne à retard dispersive microruban à sauts d'impédance. (a) Amplitudes des paramètres réfléchis simulés ($S_{11} \neq S_{22}$). (b) Diagrammes de rayonnement normalisés à 19.8 GHz pour les excitations aux ports 1 et 2.

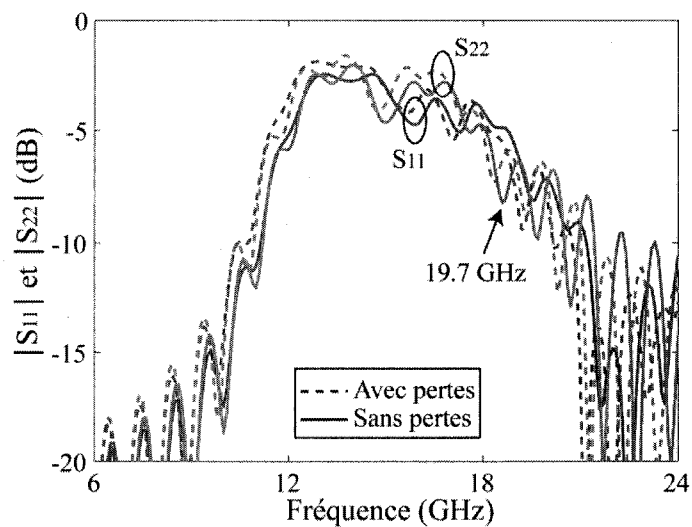


(a)

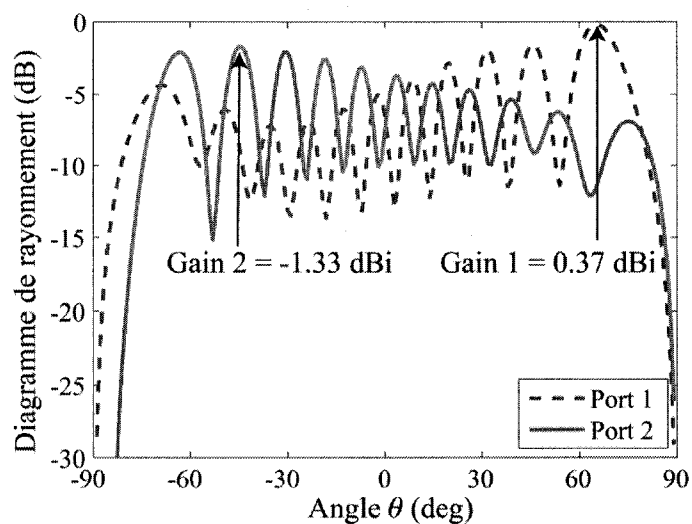


(b)

Figure 3.17 : Asymétrie pour le cas de la ligne à retard dispersive microruban à impédance sinusoïdale. (a) Amplitudes des paramètres réfléchis simulés ($S_{11} \neq S_{22}$). (b) Diagrammes de rayonnement normalisés à 20 GHz pour les excitations aux ports 1 et 2.



(a)



(b)

Figure 3.18 : Faible asymétrie pour le cas de la ligne à retard dispersive à sauts d'impédance sur SDA. (a) Amplitudes des paramètres réfléchis simulés ($S_{11} \neq S_{22}$). (b) Diagrammes de rayonnement normalisés à 19.7 GHz pour les excitations aux ports 1 et 2.

Tableau 3.5 : Différences significatives entre les réponses S_{11} et S_{22} des figures 3.16, 3.17 et 3.18.

| | Ligne microruban à sauts d'impédance | Ligne microruban à impédance sinusoïdale | Ligne microruban sur SDA |
|--|---|---|---|
| Différence moyenne dans la bande coupée ($S_{11} - S_{22}$) (dB) | 1.14 | 1.04 | 0.88 |
| Différence maximale ($S_{11} - S_{22}$) (dB) | 4.5 | 3.1 | 2.1 |
| Différence du gain (Gain1 - Gain2) (dB) | 5.7 | 4.4 | 1.7 |

Pour la ligne microruban à retard dispersive à sauts d'impédance (figures 3.13 et 3.16), les résultats avec et sans pertes sont très proches tandis que les diagrammes de rayonnement sont dramatiquement différents. Ceci indique que le rayonnement est le principal responsable contribuant à l'asymétrie. Pour ce cas, le rayonnement est important, car le contraste d'impédance est abrupt (saut de 50 à 40 Ω ou l'inverse) entre les sections de basse et de haute impédance et ces discontinuités sont, en plus, directement en contact avec l'air libre. Le rayonnement est supérieur par 5.7 dB lorsque le port 1 est alimenté, le port 1 étant du côté des plus grandes périodes de la structure (voir illustration insérée à la figure 3.16(a)). Lorsque le port 1 est excité, la distance aller des hautes fréquences (où il y a asymétrie) jusqu'à la zone de réflexion (condition de Bragg respectée) près du port 2 et retour est beaucoup plus longue que lorsque le port 2 est alimenté, où la réflexion de Bragg des fréquences élevées s'effectue au tout début de la structure, toujours près du port 2. Comme le trajet est plus long pour un certain rayonnement par unité de longueur, cela signifie, donc, des pertes de rayonnement plus élevées. Les pertes de rayonnement sont plus importantes lorsque le signal est introduit au port 1 comparé au port 2 menant avec l'équation 3.9 à $L_1 > L_2$ et donc à $S_{22} > S_{11}$, où une différence de 4.5 dB est observée (figure 3.16(a)). Le rayonnement maximal lorsque la ligne est excitée au port 1 se produit de façon quasi-symétrique respectivement selon

la normale de la ligne microruban (figure 3.1), chacun des deux principaux faisceaux produits par la propagation aller-retour du signal. Le faisceau vers l'avant est produit par le signal incident (aller) alors que le faisceau vers l'arrière est produit par l'onde réfléchie (retour) et est légèrement plus petit dû aux pertes dissipatives et de fuite.

Pour la ligne microruban à retard dispersive à impédance sinusoïdale (figures 3.14 et 3.17), l'asymétrie est moins élevée que celle rencontrée pour la ligne microruban à retard dispersive à sauts d'impédance. La différence maximale entre S_{22} et S_{11} est de 3.1 dB. Le mécanisme de rayonnement est le même, mais le rayonnement par unité de longueur est diminué à cause des discontinuités d'impédance beaucoup plus petites produites par la trace suivant une fonction sinusoïdale (pas de changement abrupt). Voilà la raison qui explique la diminution de l'asymétrie des paramètres S . Cependant, comme les discontinuités sont toujours en contact avec l'air libre, le rayonnement est encore présent. La différence des gains du rayonnement entre les ports 1 et 2 est encore importante (4.4 dB) ce qui explique l'asymétrie observée à la figure 3.17(a). Mentionnons, également, comme pour le cas précédent, que les pertes dissipatives contribuent de façon négligeable à l'asymétrie.

Finalement, la ligne microruban à retard dispersive à sauts d'impédance sur SDA (figures 3.4, 3.5 et 3.18) possède la plus petite asymétrie des trois structures, avec une différence maximale entre S_{22} et S_{11} de 2.1 dB dans la bande de fréquences d'opération. Pour cette structure, le rayonnement est faible ce qui a pour effet une différence des gains de rayonnement entre les ports 1 et 2 de seulement 1.7 dB. Le rayonnement est négligeable pour le SDA, car les discontinuités sont présentes à *l'intérieur du substrat*, contrairement à être en contact avec l'air libre comme dans les deux autres structures étudiées. Ainsi, l'énergie du signal réfléchi est principalement conservée à l'intérieur de la structure au lieu d'être rayonnée. Ceci règle en bonne partie le problème d'asymétrie qui a des effets néfastes sur les performances du traitement du signal des lignes microrubans à retard dispersives à trace modulée. Il suffit de comparer entre autre la

figure 3.18(a) et la figure 3.16(a) où la différence d'asymétrie est flagrante. Ce rayonnement minimisé comparé à ceux des autres structures représente, donc, un autre avantage en plus d'obtenir une plus petite asymétrie. L'asymétrie restante observée à la figure 3.18(a) est, en conséquence, causée presque entièrement par les pertes dissipatives (surtout métalliques) de la structure. Fait intéressant, malgré que le SDA soit plus dissipatif en termes de pertes ohmiques que le substrat conventionnel employé pour les lignes à sauts d'impédance et à impédance sinusoïdale, la ligne à retard dispersive sur SDA a moins de pertes totales (S_{11} et S_{22} supérieurs), telles qu'observées à la figure 3.15. Ceci signifie que les pertes ohmiques du SDA proposé sont moins nuisibles que les pertes de rayonnement occasionnées par les lignes microruban à sauts d'impédance et à impédance sinusoïdale. Donc, en plus d'améliorer l'asymétrie des paramètres S , la réduction du rayonnement de la structure proposée réduit également les pertes totales de la ligne à retard dispersive.

CHAPITRE 4 : STRUCTURE COMPACTE CHAMPIGNON ALLONGÉ (CA) À BANDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE INTERDITE (BEI) POUR L'AMÉLIORATION DES PERFORMANCES D'UNE ANTENNE RÉSEAU MICRORUBAN

4.1. Introduction

Dans ce chapitre, une revue historique des structures à bande électromagnétique interdite (BEI), leurs propriétés et leurs principales applications sont, brièvement, présentées à la section 4.2. Par la suite, la section 4.3 décrit la structure proposée champignon allongé (CA) à BEI et motive sa proposition. La section 4.4 présente un prototype de cette structure, sa procédure de design et le diagramme de dispersion correspondant. La section suivante (4.5) une compare entre les structures CA à BEI et champignon conventionnel (CC) à BEI en termes de la fréquence centrale de la bande coupée (i.e. densité/concentration de la cellule unitaire) versus la période et l'épaisseur des deux structures. La section 4.6, quant à elle, démontre, avec des simulations électromagnétiques et des mesures expérimentales, la réduction du couplage réalisée avec la structure CA à BEI entre deux antennes microrubans, la comparant avec les cas sans structure à BEI, avec un bloc conducteur électrique parfait (CEP) et avec la structure CC à BEI. La section 4.7 présente l'antenne réseau formée de quatre éléments avec la réduction de couplage achevée par les deux structures à BEI (CC et CA). Les bénéfices de la structure CA à BEI pour des applications de traitement de réseau telles que le contrôle du niveau des lobes secondaires (NLS), la formation des zéros de rayonnement et l'estimation de la direction d'arrivée (DA) sont présentées à la section 4.8 justifiant la réduction de la taille électrique de la cellule unitaire de la structure à BEI.

4.2. Explication, revue historique et applications des structures à BEI

Les structures à BEI sont des structures composées d'éléments diélectriques ou métalliques disposés de façon périodique. Leur principale propriété est de contrôler les ondes électromagnétiques en présentant des bandes fréquentielles passantes et interdites, similaires à la structure de bandes des cristaux photoniques de Joannopoulos et al. 1995. Elles sont une transposition aux ondes millimétriques des cristaux photoniques (qui sont, eux, dans le domaine de l'optique). Elles peuvent être, entre autre, des structures 2.5D, comme la structure champignon à BEI présentée par Sievenpiper et al. 1999, que nous allons référer comme étant la structure champignon conventionnel (CC) à BEI, des structures 2D, comme la structure uniplanaire compacte à BEI présentée par Cocciolo et al. 1999, où même des structures 3D telles que présentées et résumées par Rahmat-Samii et Mosallaei 2001.

Ces structures à BEI mentionnées ci-haut ont deux caractéristiques importantes : i) la possibilité d'être des surfaces à haute impédance réfléchissant les ondes incidentes sans renversement de phase (i.e. être un conducteur magnétique artificiel); ii) la possibilité de supprimer les ondes de surface TM et TE. De ces propriétés découlent des applications typiques des structures à BEI telles qu'être des plans de masse à haute impédance permettant de réduire le profil et d'améliorer la directivité des antennes (Sievenpiper et al. 1999) ou de supprimer le couplage mutuel entre les antennes d'un réseau (Yang et Rahmat-Samii 2001, Iluz et al. 2004).

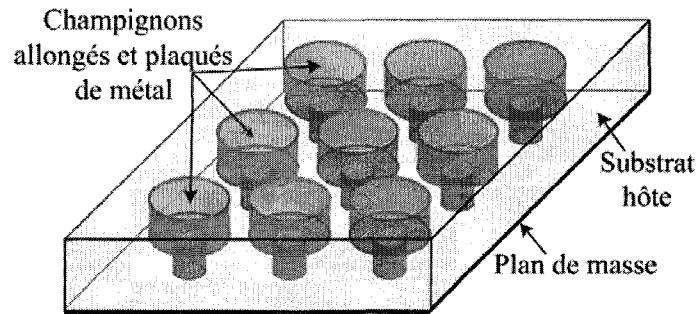
Le couplage mutuel dégrade les performances des antennes réseaux dans leurs applications de traitement telles que le contrôle du NLS, la formation des zéros de rayonnement et l'estimation de la DA. La réduction possible du couplage mutuel en y plaçant des structures à BEI améliore grandement, en général, les performances des antennes réseaux comme l'ont démontré, entre autre, Fu et Yan 2004; Zhan et al. 2004; Lombart et al. 2007; et Neto et al. 2007.

La réduction du couplage mutuel peut, donc, être réalisée en insérant une structure à BEI entre les éléments de l'antenne réseau. Cependant, le défaut de la structure CC à BEI est que sa cellule unitaire est trop grande électriquement pour être vraiment efficace pour des antennes réseaux dont leurs éléments sont très proches (distancés par au plus la moitié de la longueur d'onde dans l'espace libre). Plusieurs efforts ont été effectués afin de concevoir des structures à BEI avec des cellules unitaires électriquement plus petites 2D et 2.5D (Yu et Yuan 2004; Yanget al. 2005; Abedinet al. Ali 2008; Zheng et al. 2008; Rajo-Iglesias et al. 2008). Néanmoins, il y a encore place à amélioration et, donc, la possibilité de présenter une nouvelle structure 2.5D : la structure champignon allongé (CA) à BEI.

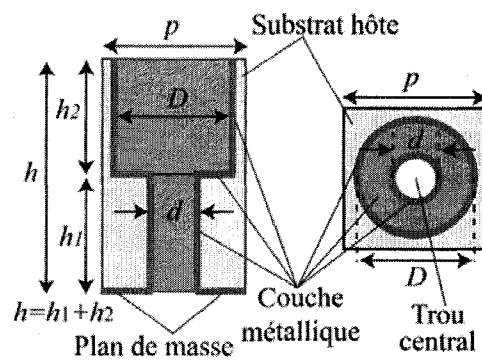
4.3. Description de la structure champignon allongé (CA) à BEI et sa motivation

La figure 4.1 présente la structure proposée CA à BEI avec ses paramètres de conception. Cette structure consiste en un réseau périodique de trous métallisés dans un substrat hôte de permittivité ϵ_r placé sur un plan de masse. Ces trous d'interconnexion (ou vias) ont un petit diamètre à leur partie inférieure, qui est connectée au plan de masse, et un plus grand diamètre à leur partie supérieure qui s'étend jusqu'à l'interface substrat-air. La forme de ces trous à double diamètre ressemble à un "champignon allongé" si nous faisons référence à la forme de champignon des éléments de la structure connue CC à BEI (Sievenpiper et al. 1999; Yang et Rahmat-Samii, 2003). Voilà pourquoi cette terminologie est employée tout au long de ce chapitre. Les principaux paramètres géométriques sont le petit et le grand diamètre des trous métallisés, d et D , leurs hauteurs correspondantes, h_1 et h_2 , menant à une épaisseur totale du substrat de $h = h_1 + h_2$, et la période de la cellule unitaire p . La structure CA à BEI possède un degré additionnel de liberté avec ses paramètres h_1 et h_2 , qui peuvent varier, contrairement à la structure CC à BEI où h_1 et h_2 sont fixes ($h_1 = h$ et $h_2 = 0$). La structure proposée offre,

donc, plus de flexibilité pour le design de la bande électromagnétique interdite et de la largeur de cette bande.

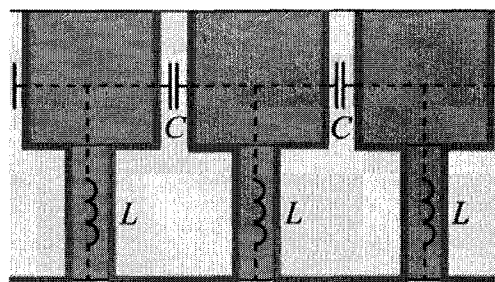


(a)



(b)

(c)



(d)

Figure 4.1 : Structure champignon allongé (CA) à BEI. (a) Vue de perspective. (b) Vue de profil de la cellule unitaire. (c) Vue de haut de cellule unitaire. (d) Modèle de circuits simplifié de la structure.

L'idée première de la structure CA à BEI est d'exploiter l'épaisseur du substrat afin de compresser la taille latérale des cellules unitaires de manière à pouvoir en placer un plus grand nombre pour une superficie électrique donnée et, par conséquent, fournir une atténuation plus élevée par unité de longueur d'onde dans la bande coupée. Une telle compression est bénéfique pour l'application de la réduction du couplage mutuel des réseaux d'antennes (Yang et Rahmat-Samii 2003; Iluzet al. 2004; Fu et Yuan 2004; Zhan Castaneda et Alexopoulos 2004; Lombartet al. 2007; Neto et al. 2007), comme les sections 4.5, 4.6, 4.7 et 4.8 le démontrent. Pour un réseau d'antennes, l'espace maximal alloué entre les antennes (période du réseau) est généralement fixé à $d = \lambda_0 / 2$, où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre, afin d'éviter les lobes de périodicité (grating lobes) (Stutzman et Thiele 1998; Visser 2005). Cette contrainte limite le nombre de cellules à BEI qui peuvent être intégrées entre les antennes éléments du réseau. La taille de la cellule unitaire de la structure CC à BEI est de l'ordre de grandeur de $\lambda_e / 5$, où λ_e la longueur d'onde effective (ou guidée). Le nombre de cellules à BEI qui peut être inséré pour une distance w disponible entre deux éléments espacés dépend également de l'indice de réfraction équivalent du substrat $n_e = \lambda_0 / \lambda_e$. Dans les faits, w est plus petit que d , à cause de l'espace occupé par les antennes ($\approx \lambda_e / 2$) et de la distance requise entre la structure à BEI et les antennes de chaque côté de la structure à BEI. Assumant qu'il faut que cette distance soit d'au moins une période de la structure à BEI, nous avons, donc, $w \approx d - \lambda_e / 2 - 2p$. Pour une structure à BEI donnée ayant une cellule unitaire de taille r fois plus petite que λ_e , le nombre maximal permis de rangée de cellules unitaires est de

$$N_{MAX} = \frac{w}{p} = \frac{w}{\lambda_e / r} \approx \frac{d - \lambda_e / 2 - 2p}{\lambda_e / r} = \frac{\lambda_0 / 2 - \lambda_e / 2 - 2p\lambda_e / r}{\lambda_e / r} = \frac{r}{2}(n_e - 1) - 2. \quad (4.1)$$

Pour la structure CC à BEI, où $r \approx 5$, nous avons, donc, pour des permittivités typiques de substrat de $\varepsilon_r = 1, 2.2$ et 10.2 , $N_{MAX} = -2$ (i. e. pas de structure à BEI), $N_{MAX} \approx -0.9$ (i. e. pas de structure à BEI) et $N_{MAX} \approx 2.9$ (i. e. structure à BEI avec 3 rangées de cellules), respectivement où $n_e = \sqrt{\varepsilon_e}$ est l'indice de réfraction équivalent pour une ligne

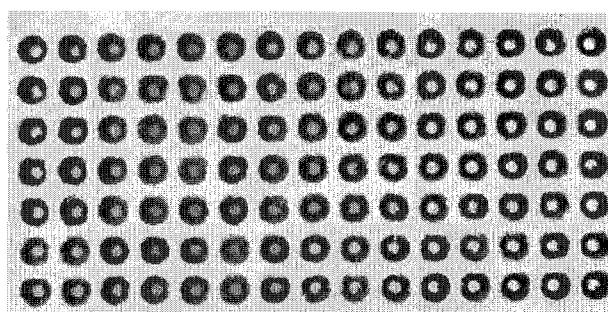
microruban ayant la largeur de l'antenne microruban. Une structure à BEI avec un nombre suffisant de cellules doit, par conséquent, être réalisée avec un substrat ayant une permittivité élevée. La seule autre façon d'augmenter le nombre de cellules et, ainsi, avoir une meilleure atténuation du couplage mutuel est d'augmenter la valeur de r (i.e. compresser la taille électrique de la cellule unitaire). Par exemple, si r est doublé dans les cas mentionnés précédemment ($r = 10$), nous obtenons $N_{MAX} = -2$ (i. e. pas de structure à BEI), $N_{MAX} \approx 0.16$ (i. e. pas de structure à BEI), et $N_{MAX} \approx 7.8$ (i. e. possible structure à BEI avec 8 rangées de cellules) respectivement. Une permittivité élevée du substrat est encore requise pour cette nouvelle structure à BEI, mais possiblement 8 rangées de cellules unitaires peuvent être insérées entre deux antennes, menant à une réduction supérieure du couplage mutuel entre elles.

La figure 4.1(d) illustre le modèle de circuits approximatif pour la structure CA à BEI. Ce modèle est le même que celui de la structure CC à BEI. Il consiste en une cascade d'éléments LC qui résonnent à la fréquence $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ (Sievenpiper, Zhang, Broas, Alexopoulos et Yablonovitch 1999; Yang et Rahmat-Samii, 2003). La différence entre les structures CA à BEI et CC à BEI est quantitative. La structure CC à BEI peut être vue comme la limite du cas de la structure CC à BEI lorsque $h_2 \rightarrow 0$ et $h_1 \rightarrow h$. Cependant, en utilisant des têtes allongées (parties supérieures des trous métallisés), la structure CA à BEI bénéficie d'une augmentation considérable de la capacité C , car les surfaces métallisées des têtes fournissent un flux électrique beaucoup plus grand comparé à celui fourni par les bords des plaquettes très minces de la structure CC à BEI. Si l'épaisseur totale du substrat h est la même que pour la structure CC à BEI, l'inductance L est réduite, car le pied du champignon h_1 (partie inférieure du trou métallisé) est plus petit. Néanmoins, cette réduction d'inductance est moins élevée que l'augmentation de la capacité. Par conséquent, le produit LC est augmenté, ce qui mène, pour une épaisseur de substrat raisonnable, à une réduction significative de ω_0 , ou de façon équivalente, de la taille électrique de la cellule unitaire de la structure à BEI. Des

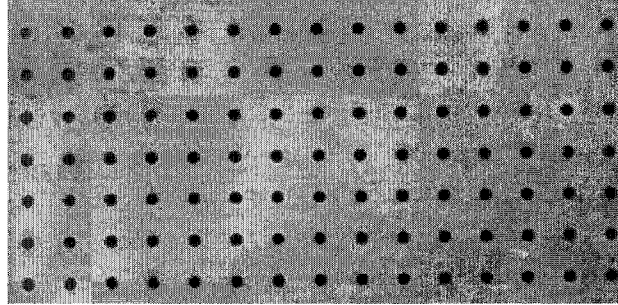
résultats quantitatifs comparant les deux structures à BEI sont fournis à la prochaine section.

4.4. Prototype, design et diagramme de dispersion

La figure 4.2 présente un prototype de la structure CA à BEI. Ce prototype a les paramètres suivant : $h = 2.54$ mm, $h_1 = h_2 = 1.27$ mm, $p = 1.55$ mm, $d = 0.508$ mm, $D = 1.296$ mm, et $\epsilon_r = 10.2$. La structure CA à BEI est une structure intégrée, employant une seule couche de substrat, qui est fabriquée par un procédé peu coûteux. À partir d'un substrat sur lequel est imprimé un plan de masse (côté inférieur), voici les étapes de fabrication : i) premièrement, les larges trous d' hauteur h_2 sont percés à partir du haut du substrat par une machine-outil à commande numérique; ii) ensuite, les petits trous d' hauteur h_1 sont percés par la même machine avec une mèche plus fine; iii) finalement, les trous à double diamètre résultants sont plaqués de cuivre des deux côtés du substrat par électrodéposition (technologie disponible au Centre de Recherche Poly-Grames). Comme le procédé n'est pas encore complètement maîtrisé, toutes les connexions entre les têtes (parties supérieures) des trous métallisés et le plan de masse ont été vérifiées.



(a)



(b)

Figure 4.2 : Photographie du prototype CA à BEI fabriqué (figure 4.1). Les paramètres sont : $h = 2.54$ mm, $h_1 = h_2 = 1.27$ mm, $p = 1.55$ mm, $D = 1.296$ mm, $d = 0.508$ mm, et $\epsilon_r = 10.2$ (a) Vue du dessus (du côté des larges trous et interface avec l'air). (b) Vue de dessous (du côté des trous étroits et du plan de masse).

L'inductance L et la capacité C du modèle de la structure CA à BEI, montrées à la figure 4.1(d), peuvent être approximées par (Sievenpiper 1999; Yang et Rahmat-Samii 2003)

$$L = h_1 \mu_0, \quad (4.2)$$

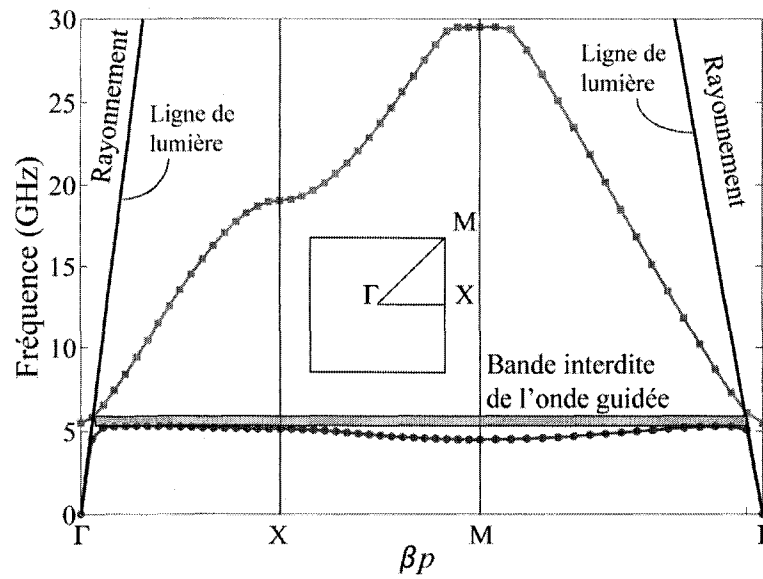
et par (Gardioli 2002)

$$C = h_2 \frac{\epsilon_r \epsilon_0 \pi}{\cosh^{-1}(p/D)}. \quad (4.3)$$

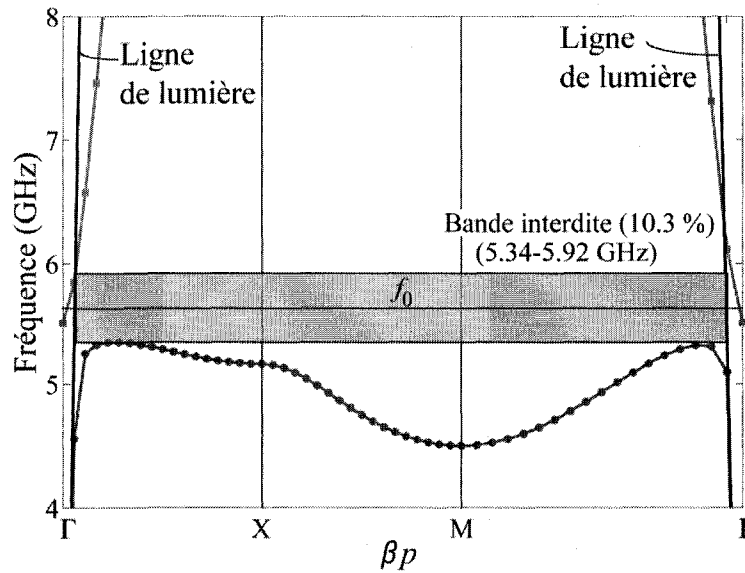
La fréquence centrale de la BEI est déterminée, telle que mentionnée à la section 4.3, par $f_0 = 1/\sqrt{2\pi\sqrt{LC}}$. La largeur de la BEI est, quant à elle, approximée par $LB = \Delta\omega/\omega = \sqrt{L/C}/\eta_0$ (Sievenpiper 1999; Sievenpiper et al. 1999; Yang et Rahmat-Samii, 2003), où η_0 est l'impédance de l'espace libre (120π).

La structure CA à BEI est conçue, initialement, de façon à présenter une BEI centrée à la fréquence 5.8 GHz, pour comparer avec les résultats disponibles de la littérature (Yang et Rahmat-Samii 2003). Le produit LC , pour atteindre cette fréquence de résonance $f_0 = 1/\sqrt{2\pi\sqrt{LC}} = 5.8$ GHz, est premièrement déterminé. Pour un plaquage optimal des trous, nous utilisons $h_1 = h_2 = h/2 = 1.27$ mm, ce qui fixe la valeur de L selon l'équation (4.2) et, également, la valeur de C avec le produit LC . Les valeurs correspondantes sont

$L = 1.6$ nH et $C = 0.472$ pF. Cette valeur de C selon l'équation (4.3) donne un rapport de $p/D = 1/\cosh(h_2 \epsilon_r \epsilon_0 \pi / C) = 1.306$. Basé sur ce design et les formules d'approximation (4.2) et (4.3), une analyse électromagnétique calculant les modes propres d'une cellule unitaire (structure infinie) avec le logiciel CST Microwave Studio est effectuée afin de bien régler la fréquence centrale de la BEI à $f_0 = 5.8$ GHz. À ce stade, il ne faut pas oublier que la principale application de cette structure est la suppression du couplage mutuel. La BEI d'une structure à BEI de taille finie, utilisée en pratique, est quelque peu différente de celle d'une structure à BEI de taille infinie. Les simulations électromagnétiques de la structure finie à la section 4.6 montrent que la fréquence centrale de la BEI d'une structure à une taille finie de 5.8 GHz correspond à une fréquence f_0 de 5.63 GHz pour une structure de taille infinie. Suite à cette petite modification due à l'utilisation d'une structure à BEI de taille déterminée, le rapport de p/D diminue légèrement à la valeur de 1.196 comparé à 1.306 calculé initialement. Le design est complété avec $p = D + \delta$, où δ est fixé à 0.254 mm afin de respecter les contraintes de fabrication. Ainsi, toutes les valeurs finales des paramètres de la structure CA à BEI sont, maintenant, connues et rappelées à la figure 4.2. Le diagramme de dispersion correspondant est illustré à la figure 4.3, où la bande interdite de l'onde guidée s'étend entre les fréquences 5.34 et 5.92 GHz, donnant une largeur de bande de 10.3 % ($\sqrt{L/C} / \eta_0 = 13.8$ % $LB = \Delta\omega / \omega = \sqrt{L/C} / \eta_0$ (Sievenpiper 1999; Sievenpiper et al. 1999; Yang et Rahmat-Samii, 2003), L et C calculés avec les équations (4.2) et (4.3)). Cette bande interdite correspond à la région des ondes de surface ($\beta < k_0$) et exclue la région des ondes fuite ($\beta > k_0$), où l'onde est de nature radiative et non guidé, et donc, atténuée tout le long de la structure. Lorsque la structure CA à BEI est utilisée, C est augmenté et L est diminué. Ceci a pour effet de diminuer la largeur de bande interdite ($\sqrt{L/C} / \eta_0$). Malgré tout, la largeur de bande résultante de 10.3 % est largement suffisante pour des applications comme les antennes réseaux microrubans.



(a)



(b)

Figure 4.3 : Diagramme de dispersion de la structure CA à BEI proposée calculée par CST Microwave Studio pour les paramètres du prototype illustré à la figure 4.2. (a) Les premiers deux modes. (b) Zoom sur la bande interdite de l'onde guidée entre ces deux modes.

4.5. Comparaison avec la structure champignon conventionnel (CC) à BEI

La structure CC à BEI est composée de pavés carrés métalliques connectés à des vias métalliques verticaux et peut être vue comme un cas limite de la structure CA à BEI (lorsque $h_2 = 0$ et $h_1 = h$). Les valeurs de L et C pour cette structure sont approximées par (Sievenpiper 1999; Yang et Rahmat-Samij 2003)

$$L = h\mu_0, \quad (4.4)$$

$$C = \frac{D(\epsilon_r + 1)\epsilon_0}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{p}{\delta}\right), \quad (4.5)$$

où D est la largeur du pavé métallique, δ est l'espace entre les pavés, et p est la période de la structure. Pour tous les résultats qui suivent, nous avons comparé les structures CC à BEI et CA à BEI; les deux structures ayant la même permittivité ($\epsilon_r = 10.2$) et la même épaisseur de substrat h .

La figure 4.4 présente une comparaison paramétrique de la fréquence centrale de la BEI f_0 versus la période de la cellule unitaire p pour une épaisseur de substrat constante $h = 2.54$ mm ($h_1 = h_2 = 1.27$ mm pour le cas de la structure CA à BEI). Comme prévu, selon les équations (4.3) et (4.5), f_0 diminue lorsque p augmente pour les deux structures. Le graphe montre que pour n'importe quelle valeur de p , f_0 est toujours (dans les simulations électromagnétiques) plus petite pour la structure CA à BEI ou, de façon équivalente, que pour n'importe quelle valeur de f_0 , p est toujours plus petite pour la structure CA à BEI. Ceci démontre que la cellule unitaire de la structure CA à BEI est plus compacte que celle de la structure considérée conventionnelle. Pour une fréquence centrale de la BEI f_0 de 5.63 GHz, la structure CC à BEI nécessite une période p de 3.38 mm (point B dans le graphe 4.4) alors qu'une plus petite période p de 1.55 mm est requise pour la structure CA à BEI pour y arriver (point A dans le graphe 4.4). Nous obtenons, donc, un facteur de compression de 2.18 avec l'utilisation de la structure CC à BEI. Les équations (4.2)-(4.5) fournissent d'assez bonnes approximations si leurs résultats sont comparés avec les simulations électromagnétiques effectuées par CST

Microwave Studio, ce qui justifie leur utilisation comme premières estimations du design de ces structures à BEI.

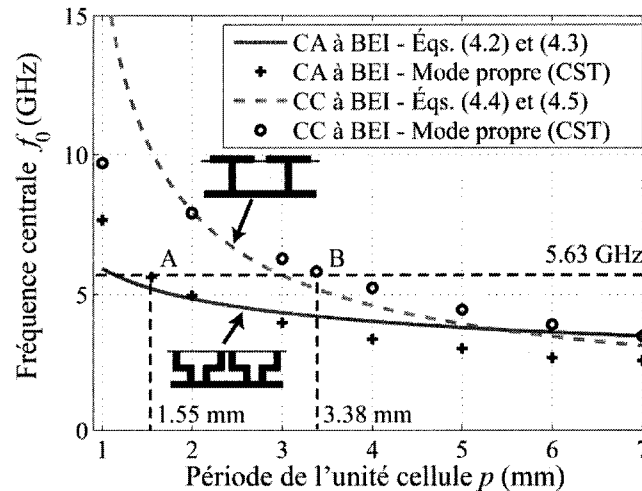


Figure 4.4 : Comparaison des fréquences centrales f_0 de la bande interdite selon la période p pour les structures CC à BEI (cellule unitaire avec un pavé carré connecté à un trou plaqué) et CA à BEI (figures 4.1 et 4.2) avec une épaisseur de substrat h de 2.54 mm.

La figure 4.5 présente une comparaison paramétrique de la fréquence centrale de la BEI f_0 versus l'épaisseur du substrat h pour des périodes fixées fournissant la même fréquence f_0 pour une épaisseur du substrat de $h = 2.54$ mm (points A et B au même endroit), qui correspond à l'épaisseur du prototype ($h_1 = h_2$ pour la structure CA à BEI). Comme prévu selon les équations (4.2), (4.3) et (4.4), f_0 diminue pour les deux structures lorsque h augmente. Le graphe expose ce qui suit: i) la réduction de taille de la cellule unitaire de la structure CA à BEI exige une épaisseur h plus grande qu'un certain seuil (ici 2.54 mm pour $f_0 = 5.63$ GHz, où la période de la structure CA à BEI est plus petite par un facteur 2.18 que celle CC à BEI); ii) le gain de compression de la taille de la structure CA à BEI par rapport à celle de la structure CC à BEI augmente lorsque h est haussé (ce qui est à droite des points A et B, i.e. h plus grand que 2.54 mm). L'inverse, qui n'est pas désiré, se produit lorsque h diminue.

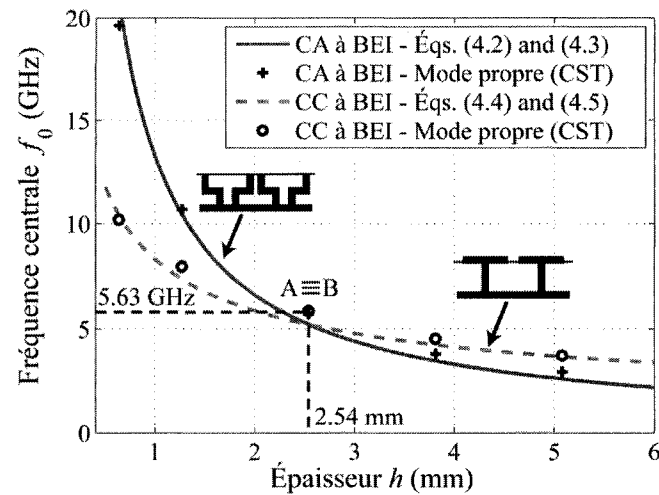
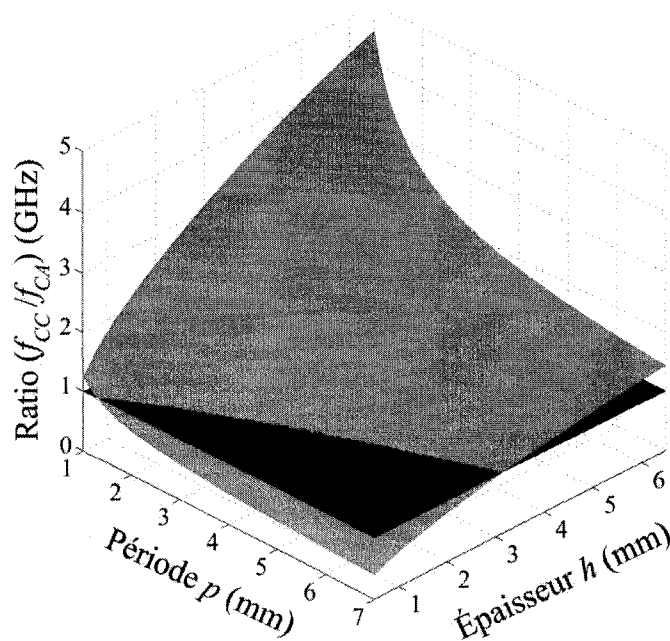
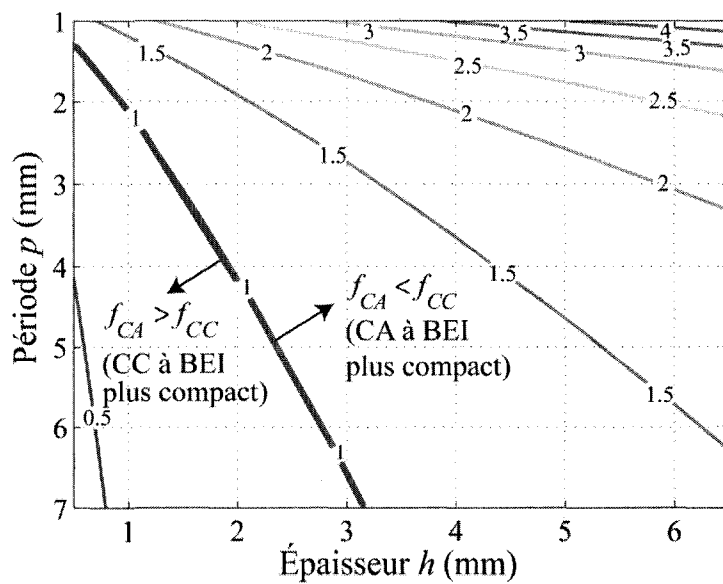


Figure 4.5 : Comparaison des fréquences centrales f_0 de la bande interdite selon l'épaisseur du substrat h pour la structure CC à BEI avec une période de 3.38 mm et pour la structure CA à BEI avec une période de 1.55 mm. Ces périodes ont été choisies afin d'avoir la même fréquence centrale, $f_0 = 5.63$ GHz, pour une épaisseur du substrat h de 2.54 mm, selon la figure 4.4.

La figure 4.6 présente l'évolution de f_0 selon les variations simultanées de p (figure 4.4) et h (figure 4.5). De façon à mieux évaluer le facteur de compression de la cellule unitaire achevé par la structure CA à BEI par rapport à la structure CC à BEI, cette figure montre le ratio f_{CC}/f_{CA} qui correspond à ce facteur de la cellule unitaire entre les deux structures étudiées ($h_1 = h_2 = h$ pour la structure CA à BEI). Les valeurs plus élevées qu'un correspondent à des paires (h, p) pour lesquelles la structure CA à BEI est plus compacte que la structure CC à BEI. Ce graphe illustre la présence de plusieurs valeurs réalisables possibles des paramètres h et p où la structure CA à BEI est plus compacte. Si des structures CA à BEI plus épaisses (multicouches), comparées au prototype ($h = 2.54$ mm), pouvaient être fabriquées, un gain de compression additionnel considérable pourrait être atteint. Ce gain de compression serait, tout de même réalisé, pour des épaisseurs négligeables comparées aux dimensions de la structure globale (structures CA à BEI + antennes microrubans, par exemple).



(a)



(b)

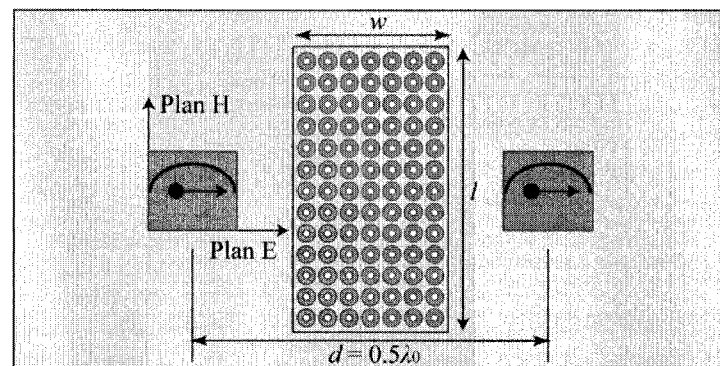
Figure 4.6 : Rapport entre les fréquences centrales de la bande interdite des structures CC à BEI et CA à BEI (f_{cc}/f_{ca}) selon l'épaisseur h et la période p utilisant les équations (4.2)-(4.5). Des valeurs supérieures à 1 indiquent des régions où la structure CA à BEI est plus compacte (fréquence d'opération plus petite) que la structure CC à BEI. (a) Vue 3D. (b) Vue 2D du dessus.

4.6. Réduction du couplage mutuel

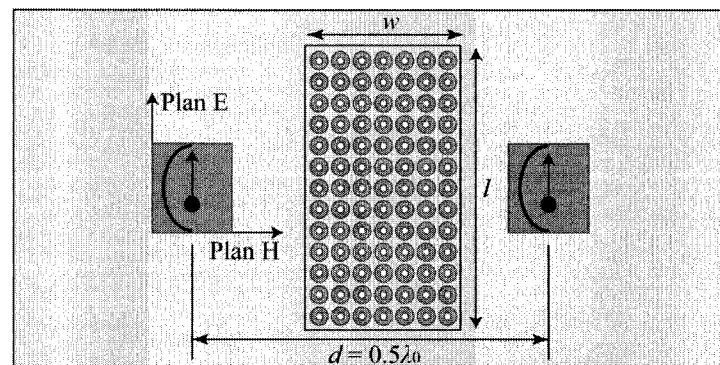
Les principaux facteurs ayant un impact sur le couplage mutuel entre les structures microrubans sont la permittivité du substrat ϵ_r , l'épaisseur du substrat h et la distance entre les traces qui sont, habituellement, des antennes microrubans intégrées dans des d'antennes réseaux. Selon ces paramètres, des études sur le rayonnement et les ondes de surface induites par les antennes microrubans ont été effectuées par Pozar en 1982, Pozar en 1983, et Pozar, Schaubert en 1984. Le couplage mutuel est produit par les ondes de surface (le premier mode TM_0 à une fréquence de coupure égale à zéro et est, donc, toujours présent) et, également, par les ondes de nature radiative dans l'espace libre. Dans les antennes réseaux, ce couplage mutuel détériore les performances de différentes façons, incluant, entre autre, la dégradation du NLS et de la forme du lobe principal, la désadaptation de l'impédance d'entrée des antennes, la génération de lobes périodiques de réseau (grating lobes) et d'angles morts (blind spots) (Pozar 1982; Pozar 1983; Pozar et Schaubert 1984). Lorsque le substrat est relativement épais et possède une permittivité relative ϵ_r élevée, le couplage mutuel devient assez important et doit, donc, être atténué. Dans cette situation, le couplage est plus fort dans le plan E que dans le plan H, puisque les ondes de surface sont lancées principalement dans le plan E, comme l'ont montré Yang et Rahmat-Samij en 2001 pour un substrat ayant $\epsilon_r = 10.2$ et $h = 2$ mm.

La figure 4.7 présente les arrangements utilisés pour l'évaluation du couplage mutuel dans le plan E (figure 4.7(a)) et dans le plan H (figure 4.7(b)) entre deux antennes séparées par la structure CA à BEI. Les résultats électromagnétiques simulés correspondants, comparés avec ceux obtenus des cas sans structure à BEI, avec un bloc conducteur électrique parfait (CEP) et avec la structure CC à BEI, sont illustrés aux figures 4.8 et 4.9 pour des antennes espacées par une distance centre à centre $d = \lambda_0/2$. Nous observons que le couplage sans structure à BEI dans le plan E est plus fort que celui dans le plan H (figures 4.8(a) et 4.9(a)) comme l'ont observé, précédemment, Yang

et Rahmat-Samij en 2003. Nous nous concentrons, donc, sur le couplage entre les antennes microrubans alignées dans le plan E. Par conséquent, tous les résultats expérimentaux qui suivent dans le présent chapitre correspondent au cas où les antennes sont couplées dans le plan E.



(a)

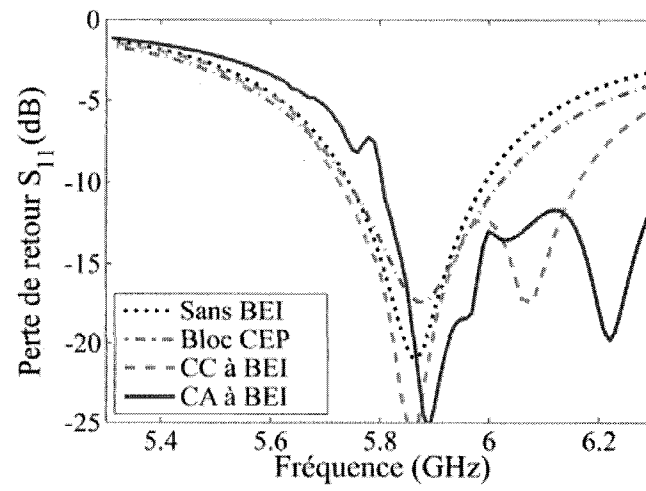


(b)

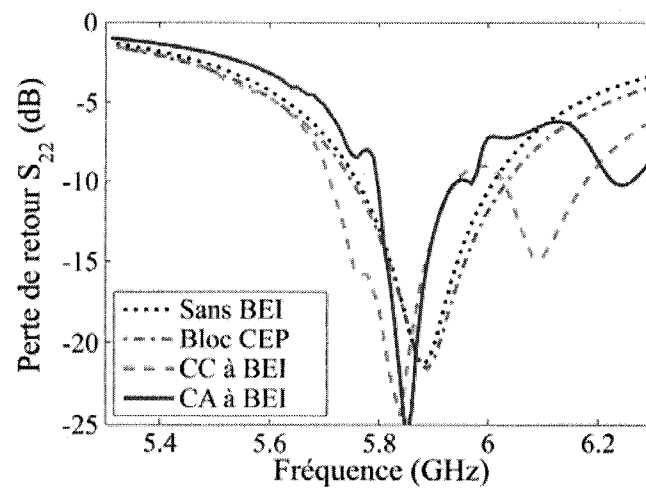
Figure 4.7 : Organisations des antennes microrubans séparées par la structure CA à BEI afin de déterminer le niveau de réduction du couplage mutuel atteint avec la structure CA à BEI. La distance entre les antennes est de $0.5\lambda_0$, une valeur réaliste pour un scénario d'antenne réseau. Les antennes sont du côté des larges trous. (a) Couplage dans le plan E. (b) Couplage dans le plan H.

Pour le cas dans le plan E (figure 4.8), les antennes sont adaptées à la fréquence ou les deux structures à BEI fournissent la réduction de couplage maximale, i.e. à 5.87 GHz

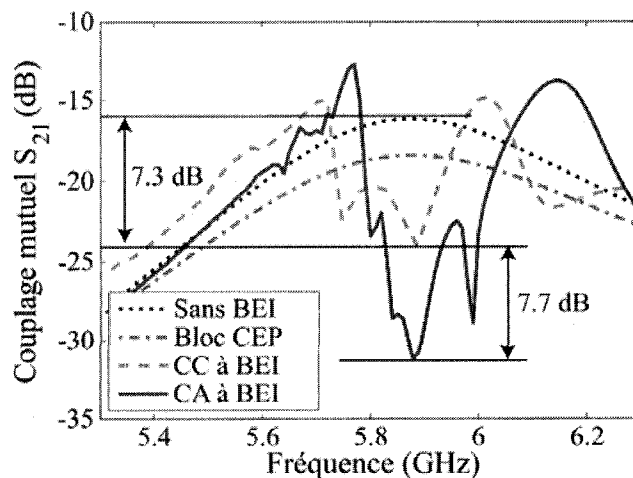
(figure 4.8(c)). Les différences entre S_{11} (figure 4.8(a)) et S_{22} sont attribuables à l'asymétrie des excitations des deux antennes. Les niveaux de couplage sans BEI, avec le bloc CEP, avec la structure CC à BEI et la structure CA à BEI sont de -16.1 dB, -18.3 dB, -23.4 dB et -31.1 dB, respectivement. La première observation est que les deux structures à BEI performant mieux que le bloc CEP. Intuitivement, ceci peut se comprendre par le fait que le bloc CEP, avec ses nettes discontinuités, diffracte une importante partie de l'énergie de l'antenne excitée au-dessus du bloc vers l'autre antenne, tandis que les structures à BEI atténuent progressivement l'énergie à l'intérieur de ses cellules comme des sortes d'"éponges électromagnétiques". Cette observation est clairement apparente à la figure 4.10, qui présente les champs électriques proches juste au-dessus des antennes (antenne du haut alimentée par un 1W, antenne du bas sert de récepteur) afin d'observer le couplage entre les deux antennes couplées dans le plan E. La structure CA à BEI fournit une réduction de couplage de 15 dB si elle est comparée au cas sans BEI. De plus, elle procure une atténuation de couplage mutuel plus élevée de 7.7 dB comparée ce que réalise la structure CC à BEI, comme prévu dû à son plus grand nombre de cellules unitaires (7 versus 3 le long de la direction de propagation). Pour le cas dans le plan H (figure 4.9), les différences dans le couplage mutuel sont moins prononcées. La structure CA à BEI offre une isolation plus grande de 3 dB que celle fournie par la structure CC à BEI. Cependant, comme nous l'avons mentionné auparavant, le couplage dans le plan H est moins important que dans le plan E et donc moins critique pour les performances des antennes réseaux.



(a)

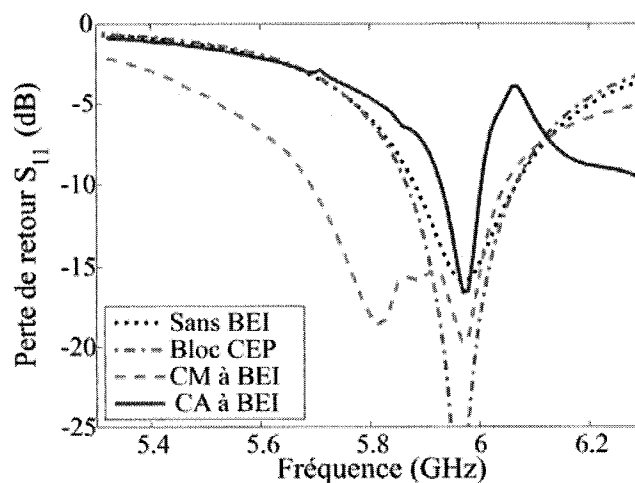


(b)

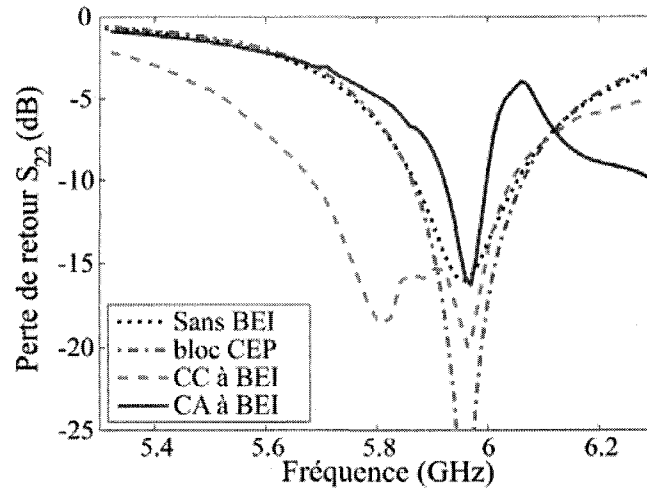


(c)

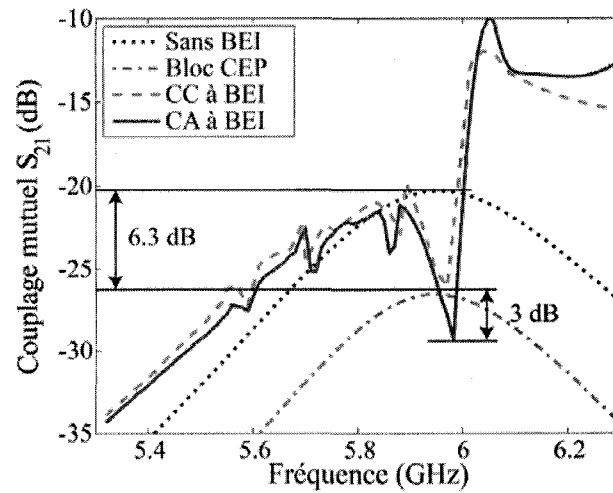
Figure 4.8 : Comparaison des paramètres de diffusion simulés (Ansoft HFSS) pour une paire d'antennes couplées dans le plan E comme le montre la figure 4.7(a) pour quatre cas : sans structure à BEI, avec un bloc CEP occupant entièrement le volume de la structure à CA à BEI ($w \times l = 10.85 \times 20.25 = 219.71 \text{ mm}^2$), avec la structure CC à BEI (3×7 unités, $w \times l = 9 \times 21 = 189 \text{ mm}^2$, $p = 3 \text{ mm}$) et avec structure CA à BEI (7×15 unités, $w \times l = 10.85 \times 20.25 = 219.71 \text{ mm}^2$, $p = 1.55 \text{ mm}$). L'épaisseur totale est toujours fixée à $h = 2.54 \text{ mm}$, et $\epsilon_r = 10.2$. Les tailles des surfaces du bloc CEP, du CC à BEI et du CA à BEI sont quasiment identiques, excepté pour la structure CC à BEI où seulement 3 rangées de cellules peuvent être placées entre les antennes espacées par $d = \lambda_0/2$. (a) Perte de retour S_{11} . (b) Perte de retour S_{22} . (c) Couplage mutuel S_{21} .



(a)



(b)



(c)

Figure 4.9 : Comparaison des paramètres de diffusion simulés (Ansoft HFSS) pour une paire d'antennes couplées dans le plan H comme c'est illustré à la figure 4.7(b) pour les mêmes cas et avec les mêmes paramètres qu'à la figure 4.8. (a) Perte de retour S_{11} . (b) Perte de retour S_{22} . (c) Couplage mutuel S_{21} .

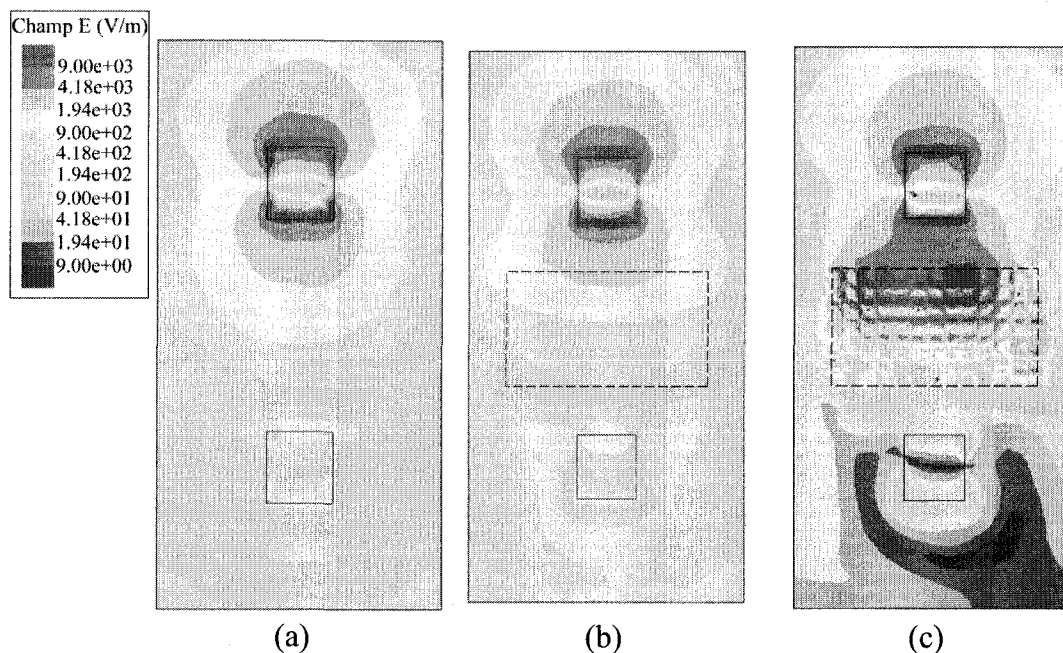
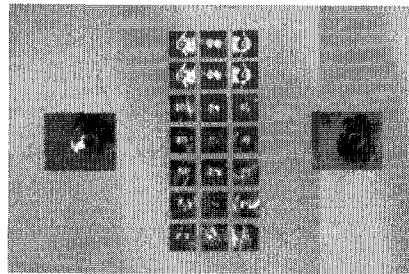


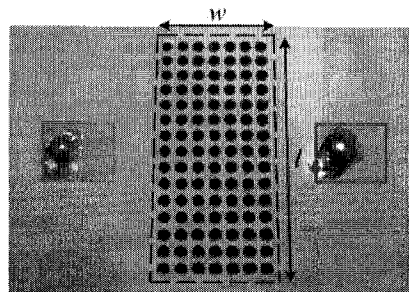
Figure 4.10 : Champs électriques proches simulés (juste au-dessus du substrat) pour l'arrangement de la figure 4.7(a) (Plan E) à 5.87 GHz correspondant au couplage mutuel obtenu de la figure 4.8(c). (a) Sans structure à BEI. (b) Avec un bloc CEP. (c) Avec la structure CA à BEI.

La figure 4.11(a) présente le prototype des deux antennes couplées dans le plan E avec la structure CC à BEI alors que la figure 4.11(b) illustre le prototype des deux antennes couplées dans le plan E avec la structure CA à BEI, qui correspond à l'arrangement de la figure 4.7(a). Les résultats expérimentaux découlant de ce prototype sont illustrés à la figure 4.12. Comparés aux résultats simulés de la figure 4.8, les pertes de retour mesurées ont deux fréquences résonances, qui s'expliquent par la forme quasi-carrée des antennes microrubans, plus proche l'une de l'autre, probablement dû aux tolérances de fabrication. Néanmoins, une adaptation satisfaisante (au moins -15 dB) est achevée à la résonance d'intérêt qui est de 5.63 GHz et légèrement décalée par rapport aux simulations (5.87 GHz). Les niveaux de couplage sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI sont de -14.2 dB, -21.1 dB et -27.3 dB, respectivement. La structure CA à BEI fournit une réduction de couplage de 13.1 dB (15 dB en simulation, voir figure 4.8(c)) comparée à la structure sans BEI. De plus, elle procure une réduction

de couplage additionnelle de 6.2 dB (7.7 dB dans les résultats simulés, figure 4.8(c)), ce qui confirme l'avantage de la structure CA à BEI de pouvoir accommoder un plus grand nombre de cellules unitaires entre les antennes microrubans.



(a)

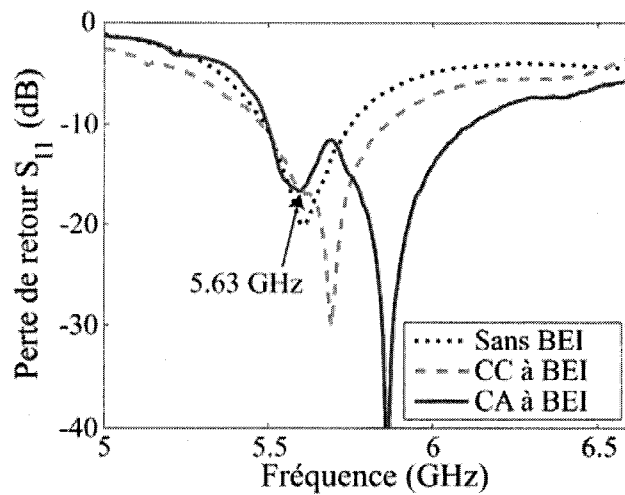


(b)

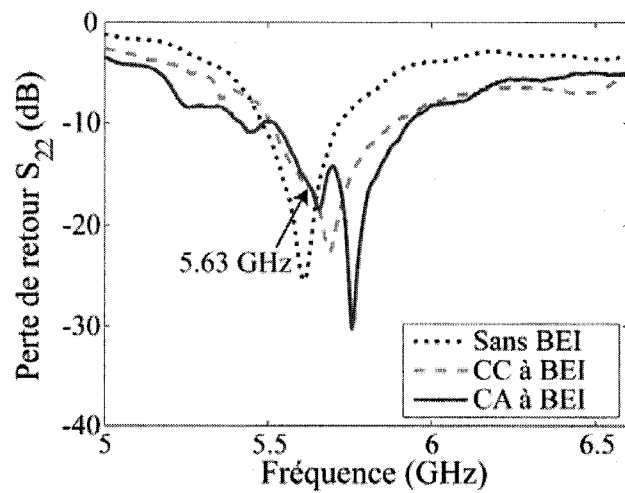
Figure 4.11 : Photographie des antennes microrubans séparées par la structure à BEI, dans le cas où elles sont couplées dans le plan E comme à la figure 4.7(a), conçue à 5.8

GHz, à l'intérieur de la bande de la structure à BEI (figures 4.8 et 4.9). Tous les paramètres sont identiques à ceux de la figure 4.8. (a) Structure CC à BEI. (b)

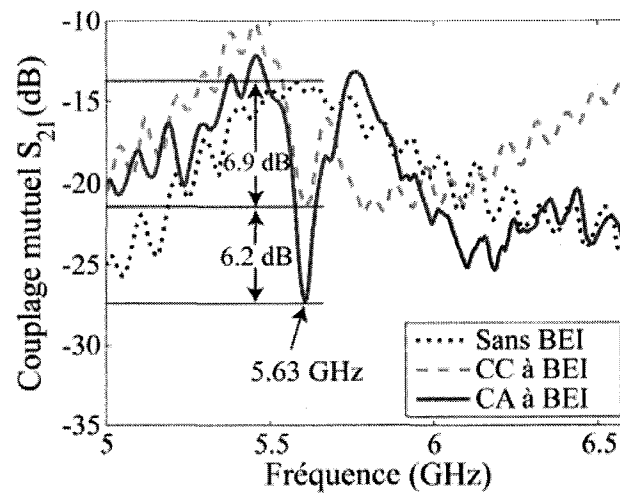
Structure CA à BEI.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.12 : Comparaison des paramètres de diffusion mesurés pour la paire d'antennes couplées dans le plan E illustrées à la figure 4.11 pour les cas sans structure à BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Perte de retour S_{11} . (b) Perte de retour S_{22} . (c) Couplage mutuel S_{21} .

4.7. Antenne réseau avec la structure à BEI

La figure 4.13 présente l'antenne réseau (4×1 éléments), avec les éléments du réseau disposés dans le plan E et les structures isolantes CA à BEI. L'angle de balayage, qui est utilisé à la section 4.8, est indiqué comme l'angle d'élévation θ dans le plan du réseau. La figure 4.14 illustre les prototypes expérimentaux, qui incluent l'antenne réseau sans structure à BEI (figure 4.14(a)), avec la structure CC à BEI (figure 4.14 (b)) et avec la structure CA à BEI (figure 4.14 (c)).

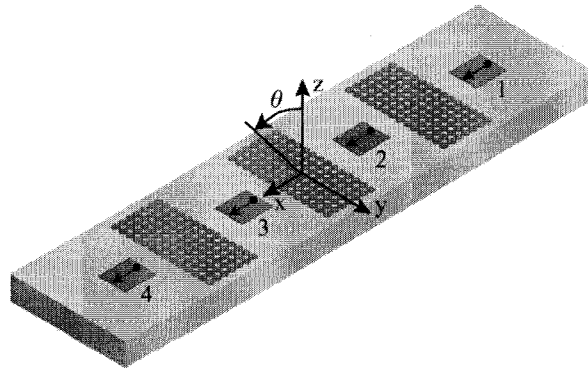
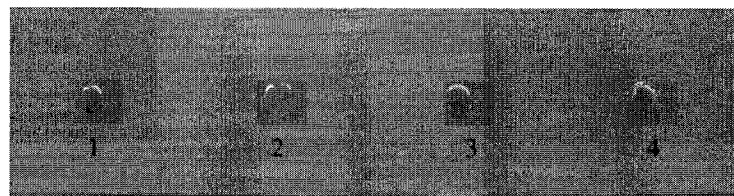
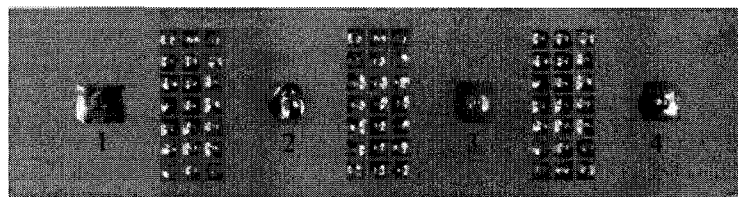


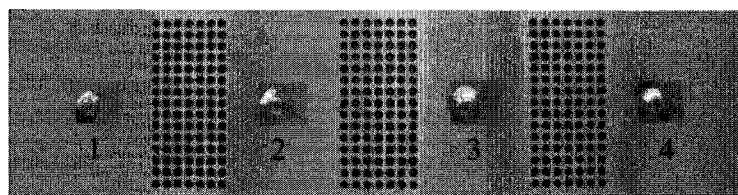
Figure 4.13 : Réseau 4×1 d'antennes microrubans alignées dans le plan E avec la structure CA à BEI.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.14 : Photographies des prototypes fabriqués de l'antenne réseau correspondant à la figure 4.13 avec les paramètres de la figure 4.8. (a) Sans la structure à BEI. (b) Avec la structure CC à BEI. (c) Avec la structure CA à BEI.

Les résultats mesurés des trois prototypes de la figure 4.14 sont présentés aux figures 4.15 (perte de retour) et 4.16 (couplage mutuel). La distance entre les antennes est de

25.85 mm pour les trois cas, qui correspond à la moitié de la longueur d'onde dans l'espace libre (précisément $0.49\lambda_0$ pour les cas avec la structure CA à BEI et sans structure à BEI, et $0.48\lambda_0$ pour le cas avec la structure CC à BEI) afin d'éviter la création de lobes de périodicité pour tous les angles de balayage du réseau (Stutzman, Thiele 1998; Visser 2005).

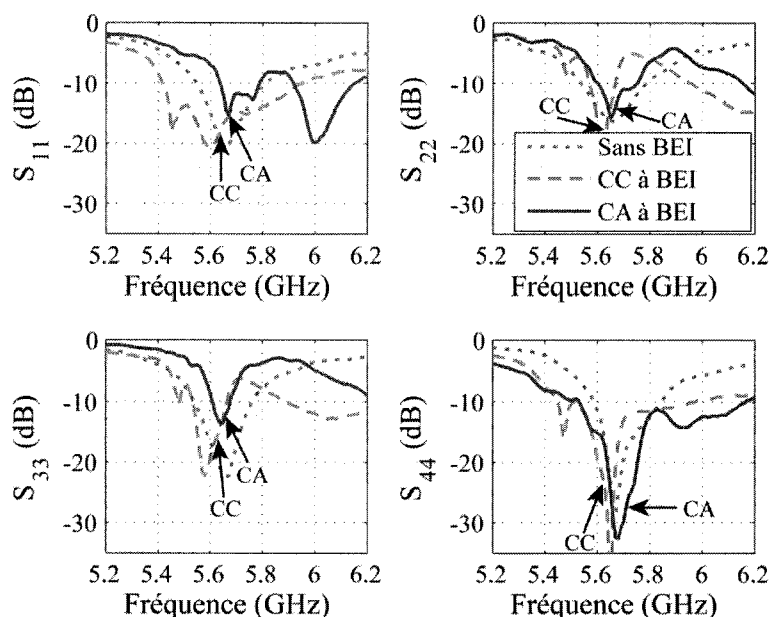


Figure 4.15 : Pertes de retour mesurées et comparées des antennes réseaux de la figure 4.14. Les fréquences d'opération (indiquées par des flèches) sont 5.62 GHz pour la structure CC à BEI, et 5.67 GHz pour la structure CA à BEI et le réseau sans BEI.

La figure 4.15 montre que les quatre antennes sont raisonnablement bien adaptées à la bande coupée des structures à BEI (fréquences d'opération de 5.62 GHz pour le cas avec la structure CC à BEI, et de 5.67 GHz pour les cas avec la structure CA à BEI et sans structure à BEI). La figure 4.16 montre, quant à elle dans la plupart des cas, que la structure CA à BEI procure plus d'isolation entre les antennes que la structure CC à BEI. À la fréquence de 5.67 GHz, tous les couplages mutuels sont en-dessous de -25 dB lorsque la structure CA à BEI est intégrée entre les éléments du réseau. La réduction des couplages est appréciable, si elle est aussi comparée à l'antenne réseau sans structure CA à BEI où les couplages mutuels varient entre -13.6 et -22.1 dB. La prochaine section

4.8 emploie les trois prototypes afin de voir l'effet de la réduction du couplage sur les performances de l'antenne réseau avec les structures BEI.

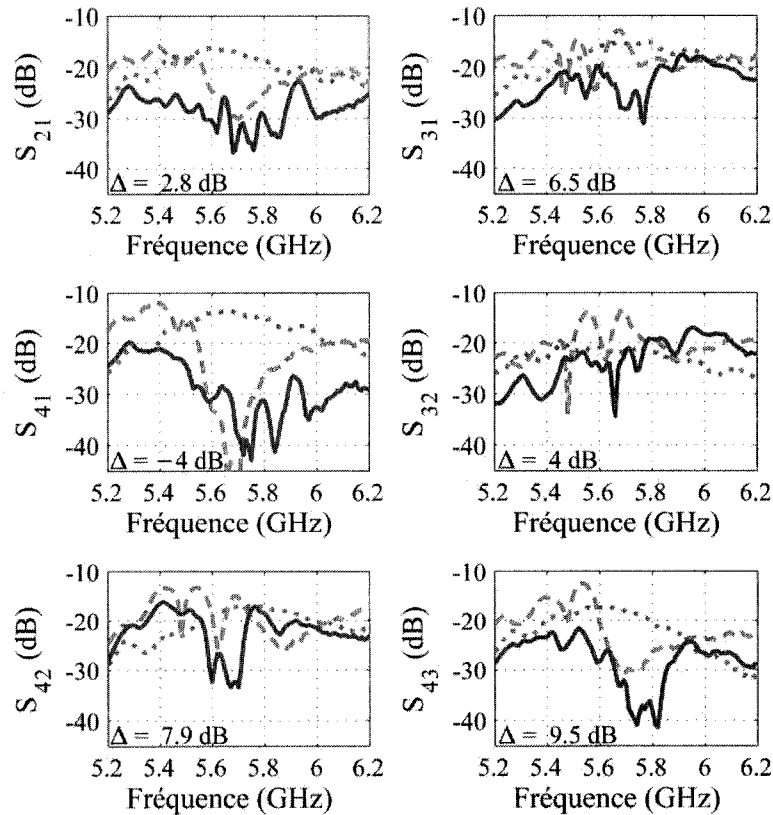


Figure 4.16 : Couplages mutuels représentatifs mesurés et comparés des antennes réseaux de la figure 4.14 avec la même légende qu'à la figure 4.15. La différence d'isolation Δ entre les structures CA à BEI et CC à BEI aux fréquences d'opération γ est indiquée.

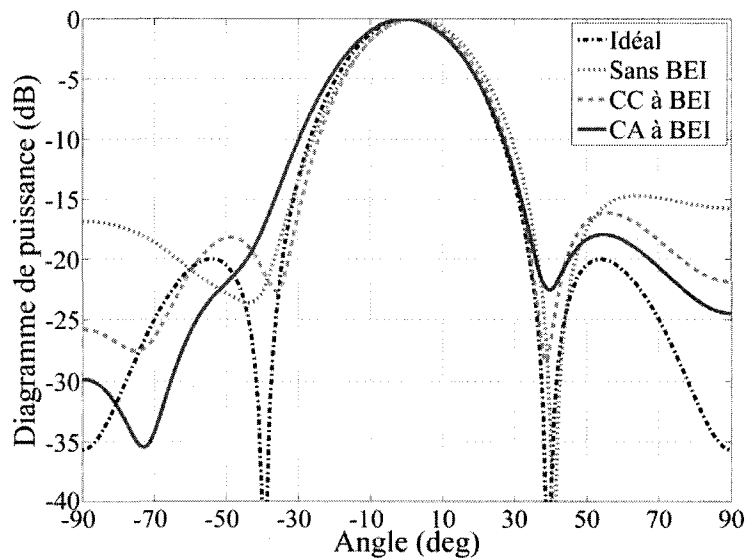
4.8. Impact de la réduction du couplage mutuel provenant de la structure CA à BEI dans les applications de traitement du réseau

Un couplage mutuel dégrade les performances de l'antenne réseau employée pour le traitement de réseau, puisqu'il altère les champs électromagnétiques (amplitude et phase) des éléments rayonnants du réseau comparés à ceux au cas idéal sans couplage.

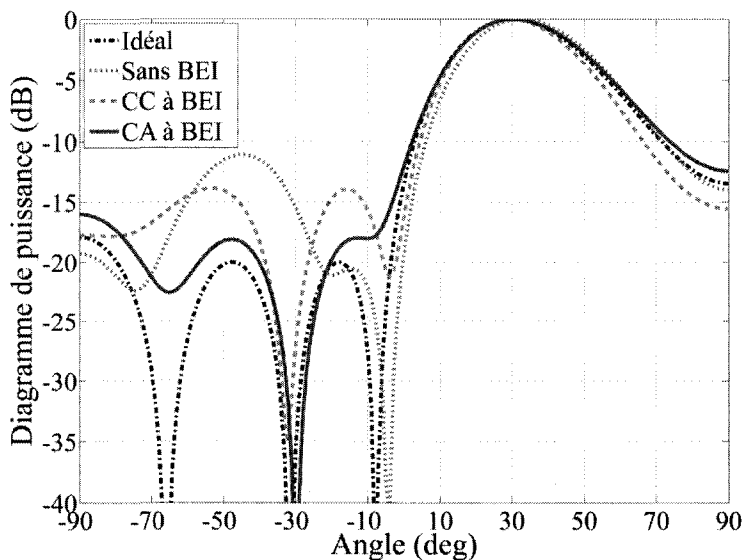
Cette section examine les avantages de la réduction du couplage mutuel réalisée avec la structure CA à BEI pour différentes applications comme le contrôle du niveau des lobes secondaires (NLS), la formation des zéros et l'estimation de la direction d'arrivée (DA).

Les effets du couplage mutuel sont modélisés par l'approche de la matrice du couplage de Stayskal et Herd 2002, qui fut, initialement, proposée pour un réseau de guides d'ondes et, par la suite, adaptée pour un réseau d'antennes microrubans (Salonen, Toropainen et Vainikainen 2004). Dans cette méthode, la matrice du couplage C est calculée à partir de la matrice des paramètres de diffusion S du réseau d'antennes au plan de référence telle que $C = I + S$, où I est la matrice identité. Comme il est impossible en pratique de mesurer la matrice de diffusion S au plan où sont les antennes du réseau, la matrice de diffusion S mesurée est transférée à ce plan en compensant la différence de phase entre le plan des mesures et le plan des antennes, en tenant compte des connecteurs (Salonen, et Vainikainen 2006). Il faut retirer la phase correspondant au chemin entre l'entrée des connecteurs et où les antennes commencent à rayonner afin de pouvoir appliquer cette méthode de façon adéquate.

La figure 4.17 illustre deux exemples du contrôle des amplitudes des lobes secondaires pour les réseaux de la figure 4.14, en plus d'être comparés au cas idéal (sans couplage mutuel). Les éléments sont alimentés de façon telle que la fonction caractéristique de réseau suit un polynôme de Chebyshev d'ordre égal au nombre d'éléments moins un (d'ordre 3 dans ce cas-ci). Selon la figure 4.17(a), les hausses du NLS au-dessus du cas idéal pour les réseaux sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI sont de 5.5 dB, 4 dB et de 2 dB respectivement. La figure 4.17(b) présente le faisceau principal orienté vers 30° avec un NLS de -20 dB idéalement. Les NLS pour les réseaux sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI sont augmentés de 9 dB, 6.5 dB et 4 dB par rapport au cas idéal, respectivement. Finalement, en général, la structure CA à BEI fournit un meilleur contrôle du NLS comparée à la structure CC à BEI et permet de s'approcher de la situation idéale.



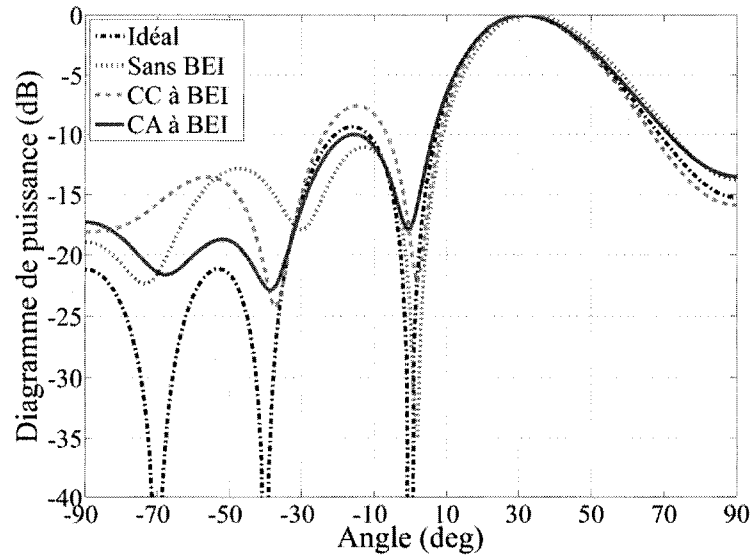
(a)



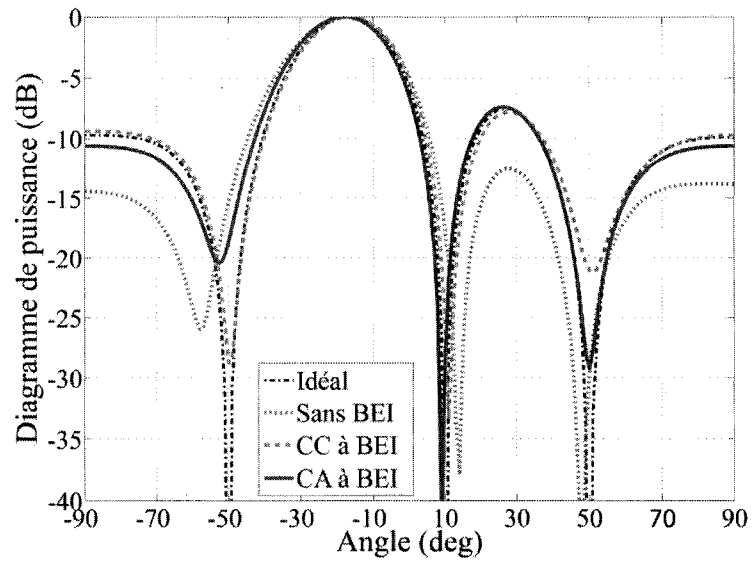
(b)

Figure 4.17 : Comparaison du contrôle du niveau des lobes secondaires (NLS) (méthode de Chebyshev) pour le réseau de la figure 4.14 sans couplage mutuel (cas idéal), sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Lorsque le faisceau pointe vers 0° avec un NLS = -20 dB. (b) Lorsque le faisceau pointe vers 30° avec un NLS = -20 dB.

La figure 4.18 illustre la capacité de l'antenne réseau à former des zéros de rayonnement à des angles appropriés. La figure 4.18(a) montre un diagramme de rayonnement dont le lobe principal est dirigé vers 30° avec des zéros de rayonnement introduits aux angles -70° , -40° et 0° , idéalement. Premièrement, une erreur de pointage de 2° est introduite lorsque le réseau sans structure à BEI est employé. Elle est résorbée lorsque les structures à BEI sont placées entre les éléments du réseau. Nous observons que la puissance à -70° (-21.5 dB) est la même pour les réseaux sans BEI et avec la structure CA à BEI alors qu'elle est plus élevée de 5.7 dB avec la structure CC à BEI. À -40° , les puissances de rayonnement pour les réseaux sans BEI, avec les structure CC à BEI sont de -14.1 dB, -21.5 dB et -22.6 dB. Le rayonnement est plus haut de 5.8 dB et de 6.5 dB lorsque les structures CC à BEI et CA à BEI sont employées si nous comparons avec celui obtenu avec le réseau sans structure à BEI. Dans l'ensemble, les réseaux avec les structures à BEI (la structure CC à BEI légèrement meilleure que celle CC à BEI) se comportent mieux ; i.e. ont des nuls de rayonnement plus bas globalement que le réseau sans BEI et n'ont pas d'erreur de pointage. La figure 4.18(b) présente un autre scénario avec un angle d'orientation de -20° et avec des zéros de rayonnement aux directions -50° , 10° et 50° . Dans ce deuxième exemple, les puissances de rayonnement aux angles -50° , 10° et 50° pour les réseaux sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI sont de $[-15.3$ dB, -17.5 dB, -29.5 dB], de $[-28.7$ dB, -25.8 dB, -21 dB] et de $[-18.6$ dB, -28.2 dB, -29.2 dB]. À l'angle de 50° , c'est le réseau avec la structure CC à BEI qui performe le mieux alors qu'à l'angle de 10° , c'est la structure CA à BEI qui l'emporte. Pour le dernier angle (50°), les réseaux sans BEI et avec la structure CA à BEI donnent les meilleurs résultats. Pour ce cas ci, la structure CC à BEI et la structure CA à BEI améliorent globalement les profondeurs des zéros de rayonnement du réseau. Donc, en général, les réseaux avec structures à BEI procurent de plus profonds zéros de rayonnement. Selon les cas, le réseau avec la structure CA à BEI peut, parfois, être aussi ou plus performant que celui avec la structure CC à BEI.



(a)



(b)

Figure 4.18 : Comparaison de la formation des zéros de rayonnement pour le réseau de la figure 4.14 sans couplage mutuel (cas idéal), sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Lorsque le faisceau pointe vers 30° avec trois zéros positionnés à -70° , -40° et 0° . (b) Lorsque le faisceau est pointé vers -20° avec trois zéros positionnés à -50° , -10° et 50° .

La figure 4.19 examine l'amélioration des performances d'estimation de la direction d'arrivée (DA) de l'algorithme MUSIC (Godora 1997; Godora 2004) avec la structure CA à BEI. Le spectre spatial de l'algorithme MUSIC est calculé par

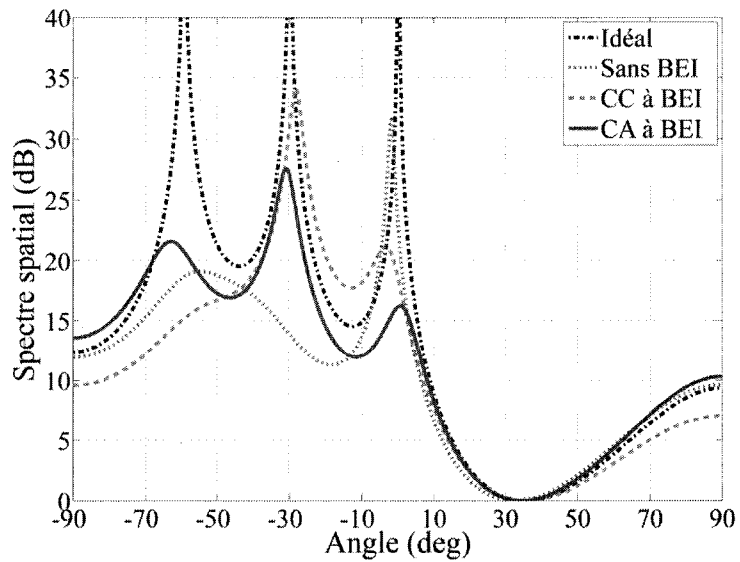
$$P_{\text{MU}}(\theta) = 1 / \mathbf{S}^H(\theta) \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{S}(\theta) \quad (4.6)$$

où $\mathbf{S} = [1, e^{j\varphi}, e^{j2\varphi}, \dots, e^{j(L-1)\varphi}]^T$ est le vecteur de direction de l'antenne réseau et $\varphi = k_0 d \sin \theta$ est la différence de phase entre les éléments adjacents de l'antenne réseau pour un signal incident selon un angle θ mesurée à partir de la direction transversale (figure 4.13) et où k_0 est le nombre d'onde dans l'espace libre. Dans l'équation (4.6), \mathbf{E}_n est la matrice formée par les vecteurs propres du bruit de la matrice covariance du réseau $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$ où \mathbf{x} est le signal vecteur du réseau. L'effet du couplage mutuel est pris en compte en multipliant le vecteur signal du réseau (\mathbf{x}) par la matrice de couplage \mathbf{C} . Idéalement (en absence de couplage mutuel), le maximum de $P_{\text{MU}}(\theta)$ indique la DA du signal incident dirigé vers l'antenne réseau.

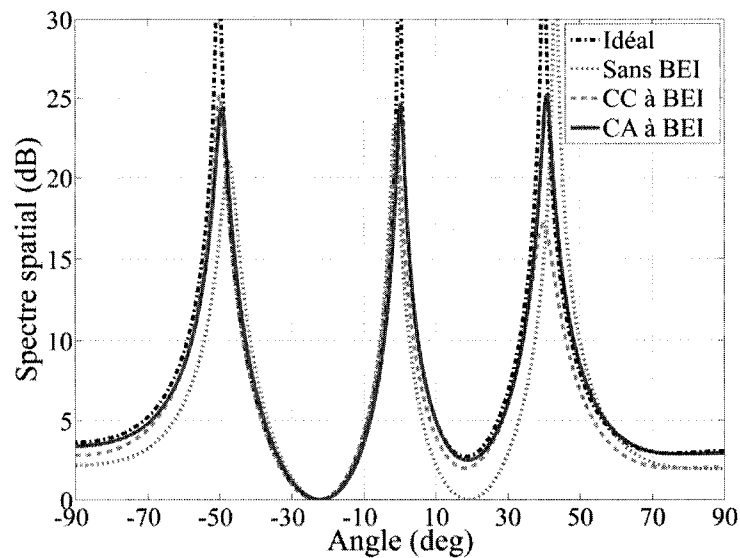
La figure 4.19(a) montre le spectre spatial calculé avec l'équation (4.6) lorsque trois signaux directionnels sont dirigés simultanément vers l'antenne réseau avec des angles de -60° , -30° et 0° , et avec un rapport signal sur bruit de 10 dB. La matrice de covariance est calculée en faisant la moyenne de 5000 échantillons. Comme le montre la figure 4.19(a), pour les cas des réseaux sans BEI et avec la structure CC à BEI, les signaux provenant des angles -60° et -30° ne sont pas différenciés alors qu'ils le sont avec la structure CA à BEI (avec des erreurs de 3.5° et de 0.7°). Quant au signal provenant de 0° , les réseaux sans BEI et avec la structure CC à BEI estiment la DA avec une erreur de pointage d'environ 2° tandis qu'avec la structure CA à BEI l'erreur de pointage est réduite à seulement 0.8° . Par conséquent, l'utilisation de la structure à BEI, et plus spécifiquement celle CA à BEI, améliore les performances de l'algorithme MUSIC dans cet exemple. La figure 4.19(b) illustre un autre scénario où encore trois signaux directionnels proviennent, cette fois, des angles -50° , 0° et 40° avec les mêmes conditions que précédemment. Dans cette figure, les erreurs d'estimation de la DA à -

50°, 0° et 40° sont de 2.8°, 1.5° et 3° pour le cas du réseau sans BEI, de 0.3°, 1° et 0.2° pour le cas avec la structure CC à BEI, et, de 0.7°, 0.1° et 0.6° pour le cas avec la structure CA à BEI. Encore une fois la structure à BEI améliore les performances de l'algorithme MUSIC et de s'approcher de la situation idéale. Les résultats obtenus basés sur l'erreur d'estimation de la DA avec les structures CC à BEI et CA à BEI sont semblables. Cependant, les valeurs du spectre dans les directions d'arrivée des signaux pour la structure CC à BEI et la structure CC à BEI sont de [25 dB, 20.5 dB. 17 dB] et [23.5 dB, 24.5 dB. 23.4 dB]. Un spectre spatial plus élevé réduit la possibilité de perdre des sommets qui pourrait être causé par d'autres erreurs dans le système ou par la hausse du rapport signal sur bruit. Donc, nous avons moins de chance de perdre les signaux avec le réseau où la structure CA y est introduite. Finalement, en général, la structure CA à BEI fournit une meilleure estimation de la DA si nous la comparons à structure CC à BEI.

Finalement, la réduction supérieure du couplage mutuel de la structure CA à BEI démontrée à la section précédente se répercute en des bénéfices en termes de traitement de l'antenne réseau. Les performances du contrôle du NLS, des zéros de rayonnement et de l'estimation de la DA se sont grandement améliorées avec l'ajout de la structure CA à BEI entre les éléments de l'antenne réseau.



(a)



(b)

Figure 4.19 : Comparaison du spectre spatial calculé avec l'équation (4.6) pour le réseau de la figure 4.14 sans couplage mutuel (cas idéal), sans BEI, avec la structure CC à BEI et avec la structure CA à BEI. (a) Lorsque trois signaux directionnels proviennent des angles -60° , -30° et 0° . (b) Lorsque trois signaux directionnels proviennent des angles -50° , 0° et 40° .

CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Deux substrats artificiels structurés pour des applications micro-ondes sont présentés dans ce mémoire. Ils sont composés, dans les deux cas, d'éléments métalliques intégrés de façon périodique au substrat hôte régulier. La fréquence d'opération est le point principal sur lequel ils diffèrent. Le substrat diélectrique artificiel (SDA), présenté dans la première partie de ce mémoire, fonctionne dans sa bande passante et est considéré homogène, dû à sa période beaucoup plus petite que l'onde guidée qui s'y propage. Le deuxième substrat artificiel qui est traité dans la seconde partie de ce mémoire, quant à lui, fonctionne comme filtre spatial et opère dans sa première bande de fréquences coupée. C'est une structure résonante dont la période est de l'ordre de la demi-longueur d'onde guidée qui s'y propage, donc beaucoup plus grande comparée à celle du SDA.

Un SDA qui est effectivement paraélectrique et paramagnétique, i.e. fournit une augmentation simultanée de la permittivité et de la perméabilité et, donc, un indice de réfraction équivalent plus élevé que celui du substrat hôte conventionnel, est premièrement présenté. Une description de cette structure et de son principe d'opération sont également donnés. Ensuite, nous avons fait l'extraction de ses paramètres équivalents en technologie microruban. Le design du SDA fabriqué supportant une ligne microruban permet de hausser la permittivité équivalente de 41.2% et la perméabilité équivalente de 19%, ce qui donne un indice de réfraction plus élevé de 28.3% i.e. une compression de l'onde guidée par la ligne microruban de 28.3%.

Une fois le SDA bien défini, trois applications pratiques ont été démontrées afin de prouver le concept de miniaturisation des circuits microrubans avec ce SDA: un filtre passe-bas à sauts d'impédance, un coupleur hybride à quadrature et une antenne. Pour le design utilisé au cours de ce projet (design non optimal pour la

miniaturisation), le SDA réduit la longueur du filtre de 33%, l'aire du coupleur de 42% et la surface l'antenne de 24.5%. La perméabilité équivalente haussée du SDA permet, en plus, d'obtenir une antenne avec une largeur de bande améliorée. Cependant, la miniaturisation de l'antenne provoque une diminution de sa directivité comparée, à celle, non réduite en surface, imprimée sur le substrat conventionnel.

Avec un design approprié du SDA, les paramètres équivalents d'un substrat donné utilisé en technologie microruban pourraient encore plus être augmentés, selon nos estimations, à des valeurs de 100% pour la permittivité et 40% pour la perméabilité, ce qui correspond à une compression de l'onde guidée de 67%. Une première suggestion serait d'optimiser le design SDA afin d'obtenir le taux de réduction véritable maximal des circuits microrubans. Ensuite, maximiser l'augmentation de perméabilité équivalente réalisée du SDA est une autre possibilité. Elle permettrait d'élargir la bande de fréquences d'opération de l'antenne imprimée sur le SDA, qui en directe relation avec l'impédance de l'antenne ($\eta_{eff} = \sqrt{\mu_{eff} / \epsilon_{eff}}$).

Ensuite, nous avons trouvé une autre application au SDA : l'intégrer à un substrat pour en faire un filtre dispersif. Préalablement, un SDA à sauts d'impédance avec une période uniforme a servi de support à une ligne microruban afin de vérifier la viabilité du concept du réseau de Bragg aux hyperfréquences. Une fois confirmation, une ligne microruban à retard dispersive sur SDA pour le traitement du signal analogique a été présentée. La structure proposée est réalisée en alternant les sections de substrat conventionnel et SDA sous la ligne microruban avec une période variant progressivement. La structure a été spécifiquement conçue avec une période suivant une fonction linéaire, menant ainsi à un "chirp" linéaire (retard de groupe linéaire). Par conséquent, les différentes composantes spectrales d'un signal modulé entrant ont différents retards proportionnels à leurs fréquences, permettant de les discriminer dans le temps. Les étapes du design de cette structure sont également fournies. La ligne microruban à retard dispersive sur SDA a été démontrée théoriquement, en

appliquant le principe de la multiplication de la matrice [ABCD] pour une cascade de lignes de transmission, numériquement, avec des simulations électromagnétiques, et expérimentalement. La structure a été caractérisée en termes de son niveau de réflexion, sa largeur de bande, son retard de groupe et son coefficient du "chirp" pour l'alimentation à ses deux ports. La structure a été intégrée dans des systèmes comme un discriminateur de fréquences et un système à retard d'impulsion accordable. Une excellente discrimination des fréquences est obtenue en utilisant le retard de groupe extrapolé linéairement de la structure. De plus, un retard accordable entre 0 et 0.41 ns d'une impulsion modulée à large bande contrôlé par la fréquence d'un oscillateur local est obtenu de façon satisfaisante.

Finalement, la ligne microruban à retard dispersive sur SDA a été comparée des lignes microrubans à retard dispersives à trace modulée (trace à sauts d'impédance et trace suivant une fonction sinusoïdale). La ligne à retard dispersive sur SDA proposée présente une meilleure symétrie de ses paramètres de diffusion S comparée aux deux autres lignes. Son rayonnement beaucoup plus faible, dû au confinement de l'énergie réfléchie à l'intérieur du substrat, explique cette meilleure symétrie. Comme son rayonnement est plus faible, malgré ses pertes ohmiques plus élevées, la ligne à retard dispersive sur SDA présente des pertes totales moins grandes que les deux autres lignes dispersives. Sa meilleure symétrie et ses faibles pertes de ses paramètres S sont les avantages de la ligne à retard dispersive sur SDA sur ses concurrentes (à trace modulée).

La structure proposée peut être complètement intégrée à des systèmes complets à traitement du signal analogique tels que le discriminateur de fréquences et le système à retard accordable présentés dans cette thèse, mais également, intégrée à un récepteur à compression d'impulsions ou un transformateur de Fourier en temps réel, entre autre.

Le SDA, que nous avons présenté dans la première partie de ce mémoire, est une structure ayant un potentiel pour des applications futures qui restent à explorer. En voici quelques unes que nous suggérons. Un système quasi-optique planaire ayant des zones d'indices de réfraction différents dans le même substrat est envisageable. Il serait bien aussi de trouver à la structure proposée des applications 2D afin de profiter de sa facile intégration planaire dans un substrat donné. En plus, un substrat métamatériau avec un comportement main gauche, l'équivalent d'un méta-substrat pourrait être développé à partir du concept du SDA proposé. Plusieurs applications pratiques du SDA dans des systèmes complets miniaturisés, dispersifs et quasi-optiques sont, finalement, anticipées dans des travaux futurs.

Dans la dernière partie de ce mémoire, une structure compacte champignon allongé (CA) à BEI, exploitant l'épaisseur du substrat afin de fournir une isolation supérieure comparée à celle obtenue avec la structure champignon conventionnel (CC) à BEI, a été proposée pour l'amélioration des performances des antennes réseaux microrubans. Un guide, basé sur des formules assez précises et des simulations électromagnétiques, a été fourni pour le design de la bande électromagnétique interdite (BEI) de la structure proposée. La structure CA à BEI s'est avérée plus compacte que la structure CC à BEI pour des cas pratiques et réalisables suite à des analyses paramétriques comparatives selon la période et l'épaisseur des deux structures. La réduction supérieure du couplage de la structure CA à BEI a été démontrée par des résultats simulés et mesurés pour une paire d'antennes couplées et un réseau de quatre antennes microrubans couplées dans le plan E. Finalement, les bénéfices des structures à BEI, et plus particulièrement de la structure CA à BEI, en termes de traitement de réseau d'antennes comme le contrôle du niveau des lobes secondaires (NLS), la formation de zéros de rayonnement et l'estimation de la direction d'arrivée (DA), sont présentés.

En exploitant l'épaisseur du substrat, la structure CA à BEI réduit les dimensions transversales de la structure à BEI pour un certain nombre donné de cellules unitaires ou améliore l'isolation entre les éléments d'une antenne réseau en intégrant plus de cellules entre ceux-ci pour les mêmes dimensions transversales. Cet avantage est critique pour les antennes réseaux à commande de phase, où l'espace alloué entre leurs éléments est fixé à la demi-longueur d'onde dans l'espace libre, afin d'éviter les lobes de périodicité.

Au cours de ce projet, un taux de compression d'environ 2 de la période de la cellule unitaire par rapport à la structure CC à BEI a été obtenu avec la structure CA à BEI dû aux limites des technologies de fabrication disponibles. Afin d'augmenter ce taux dans le futur, il faudrait trouver le moyen d'augmenter l'épaisseur du substrat en utilisant de nouvelles techniques de fabrication multicouches et d'autres technologies de plaquage permettant de métalliser des trous ayant un rapport épaisseur du substrat sur son diamètre plus grand que deux sur un. Une structure CA à BEI plus profonde, fournissant encore plus d'isolation, et, donc, encore plus d'amélioration dans les performances des antennes réseaux, pourrait, en principe, être obtenue. Il ne reste plus qu'à développer ces nouvelles technologies pour y arriver.

RÉFÉRENCES

- ABEDIN, M. F., AZAD, M. Z., ALI, M. 2008. "Wideband smaller unit-cell planar EBG structures and its applications". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 58:3. 903-908.
- ABIELMONA, S., GUPTA, S., CALOZ, C. 2007. "Experimental demonstration and characterisation of a tunable CRLH delay line for impulse/continuous wave". *IEEE Microwave Wireless Components Letters*. 17:12. 864-866.
- AWAI, I., KUBO, H., IRIBE, T., WAKAMIYA, D., SANADA, A. 2003. "An artificial dielectric material of huge permittivity with novel anisotropy and its application to a microwave BPF". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 03, P. 1085-1088.
- BALANIS, C. A. 1997. *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: John Wiley and Sons. 941 p.
- BAHL, I. J., GUPTA, K.C. 1974. "A leaky-wave antenna using an artificial dielectric medium". *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*. 22: 1. 119-122.
- BAHL, I. J., GUPTA, K.C. 1975. "Frequency scanning leaky-wave antennas using artificial dielectrics" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 23: 4. 584-589.
- BREUER, K. D., LEVY, J. S., PACZKOWSKI, H. C. 1989. "The compressive receiver: a versatile tool for EW system". *Microwave Journal*. 32. 81-98.
- BRILLOUIN, L. 1946. *Wave propagation in periodic structures*. New York: McGraw-Hill. 247p.
- BROWN, J. 1960. "Artificial dielectrics," *Progress in Dielectrics*. 2. 195-225.
- COCCIOLO, R., YANG, F.-R., MA, K.-P., ITOH, T. 1999. "Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 47:11. 2123-2130.
- COHN, S. B. 1949. "Analysis of the metal strip delay structure for microwaves lenses". *Journal of Applied Physics*. 20. 257-262.
- COHN, S. B. 1950. "Electrolytic tank measurements for microwave metallic delay lens media". *Journal of Applied Physics*. 21, 674-680.

- COHN, S. B. 1951. "The electric and magnetic constants of metallic delay media containing obstacles of arbitrary shape and thickness". *Journal of Applied Physics*. 22. 628-634.
- COHN, S. B. 1953. "Microwave measurements on metallic delay media". *Proceedings of Institute of Radio Engineers*. 41. 1177-1183.
- COLLIN, R. E. 1991. *Field Theory of Guided Waves*. Piscataway, NJ : IEEE Press. 851 p.
- DOLAT, V. S., WILLIAMSON, R. C. 1976. "A continuously variable delay-line system". *1976 Ultrasonics Symposium*. P. 419-423.
- ESTRIN, G. 1950. "The effective permeability of an array of thin conducting disks" *Journal of Applied Physics*. 21. 667-670.
- FERNANDEZ J. M., SIERRA-CASTAÑER, M., CALOZ, C. 2006. "Metallic wire substrate (MWS) microstrip structure: characterisation and application to a patch antenna". *The Europe Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2006*.
- FU, Y. YUAN, N. 2004. "Elimination of scan blindness in phased array of microstrip patches using bandgap material". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 3. 63-65.
- GARDIOL, F. 2002. *Électromagnétisme*. Lausanne: Presses polytechniques et universitaires romandes. p. 445.
- GODORA, L. C. 1997. "Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beamforming and direction of arrival considerations". *Proceedings of the IEEE*. 85:8. 1195-1254.
- GODORA, L. C. 2004. *Smart Antennas*. Florida: CRC Press. 472 p.
- HANSON, R. C., BURKE, M. 2000. "Antennas with magneto-dielectrics". *Microwave and Optical Technology Letters*. 26:2. 75-78.
- HU, M.-K., CHENG, D. K. 1958. "A new class of artificial dielectrics". *WESCON/58 Conference Record*. 2. 21-25.
- ILUZ, Z., SHAVIT, R., BAUER, R. 2004. "Microstrip antenna array with electromagnetic band-gap substrate". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 52:6. 1446-1453.

- IKONEN, P. M. T., ROZANOV, K. N., OSIPOV, A. V., ALITALO, P., TRETYAKOV, S. A. 2006. "Antenna miniaturization with magneto-dielectric substrates: Potentials and limitations". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 54:11. 3391-3399.
- ISHAK, W. S. 1998. "Magnetostatic wave technology". *Proceedings of the IEEE*. 76:2. 171-187.
- JOANNOPOULOS, J. D., MEADE, R. D., WINN, J. N. 1995. *Photonic Crystals*. Princeton: Prince University Press. 137p.
- JOHN, S. 1987. "Strong localisation of photons in certain disordered dielectric superlattices". *Physical Review Letters*. 58:23. 2486-2489.
- JOHNSON, R. C. 1993. *Antenna Engineering Handbook*. New York: McGraw-Hill. 1392 p.
- KOCK, W. E. 1946. "Metal-lens antennas," *Proceedings of the IRE*. 34. 828-836.
- KOCK, W. E. 1948. "Metallic delay lenses". *Bell System Technical Journal*. 27. 58-82.
- KOLETTIS, N. J., COLLIN, R. E. 1961. "Anisotropic properties of strip-type artificial dielectric". *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 9:5. 436-441
- LASO, M. G. A., LOPETEGI, T., ERRO, M. J., BENITO, D., GARDE, M. J., MURIEL, M. A., SORROLA, M., GUGLIELMI, M. 2001. "Chirped delay lines in microstrip technology". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 11:12. 486-488.
- LASO, M. G. A., LOPETEGI, T., ERRO, M. J., BENITO, D., GARDE, M. J., MURIEL, M. A., SORROLA, M., GUGLIELMI, M. 2003. "Real-time spectrum analysis in microstrip technology". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 51:3. 705-717.
- LOMBART, N., NETO, A., GERINI, G., DE MAAGT, P. 2007. "1-D scanning arrays on dense dielectrics using PCS-EBG technology". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 55:1. 26-35.
- LOPETEGI, T., LASO, M. A. G., ERRO, M. J., BENITO, D., GARDE, M. J., FALCONE, F., SORROLA, M. 2000. "Novel photonic bandgap microstrip structures using network topology". *Microwave and Optical Technology Letters*. 25:1. 33-36.

- MACHAC, J. 2006. "Microstrip line on an artificial dielectric substrate". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 16:7. 416-418.
- MOSSALAEI, H., SARANBADI, K. 2004. "Magneto-dielectrics in electromagnetic: concept and applications". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 52:6. 1558-1567.
- NETO, A., LOMBART, N., GERINI, G., BONNEDAL, M. D., DE MAAGT, P. 2007. "EBG enhanced feeds for the improvement of the aperture efficiency of reflector antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 55:8. 2185-2193.
- NEWTON, I. 1686. *Principia mathematica philosoph Naturalisica*. 2^o Volume.
- NGUYEN, H. V., GAUTHIER, J., FERNANDEZ, M. J., SIERRA-CASTAÑER, M., CALOZ, C. 2006. "Metallic wire substrate for miniaturization in planar microwave applications". *IEEE Asia-Pacific Microwave conference*. P. 1084-1087.
- PIERCE, J. R. 1956. *Traveling-wave tubes*. New York: Van Nostrand.
- POHL, A., POSCH, C., REINDL, L., SEIFERT, F. 1995. "Wideband compressive receiver with SAW convolver". *Proceedings of the IEEE Ultrasonics symposium*. 171-187.
- POZAR, M. D. 1982. "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antenna". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 30:6. 1191-1196.
- POZAR, M. D. 1983. "Considerations for millimetres wave printed antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 31:5. 740-747.
- POZAR, M. D., SCHAUBERT, D. H. 1984. "Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probes feed". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 32:10. 1101-1107.
- POZAR, M. D. 2005. *Microwave Engineering*. Hokoben, NJ: John Wiley & Sons. 700 p.
- QIAN, Y., RADISIC, V., ITOH, T. 1997. "Simulation and experiment of photonic band-gap structures for microstrip circuits". *Asia-Pacific Microwave Conference Proceeding (APMC'97)*. P. 585-588
- RADISIC, V., QIAN, Y., COCCIOLI, R., ITOH, T. 1998. "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines". *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 8:2. 69-71.

- RAHMAT-SAMII, Y., MOSSALAI, H. 2001. "Electromagnetic band-gap structures: classification, characterisation and applications" *IEEE International Conference on Antennas and Propagation Symposium (ICAP 2001)*. P. 560-564.
- RAJO-IGLESIAS, E., QUEVEDO-TERUEL, O., INCLÁN-SÁNCHEZ, L. 2008. "Mutual coupling reduction in a patch arrays by using a planar EBG structure and a multilayer dielectric layer". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 56:6. 1648-1655.
- ROTMAN, W. 1962. "Plasma simulation by artificial dielectrics and parallel plate media," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*. 10. 82-95.
- SALEH, B. E. A., TEICH, M. C. 2007. *Fundamentals of Photonics*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience. 1200 p.
- SALONEN, I., TOROPAINEN, A., VAINIKAINEN, P. 2004. "Linear pattern correction in a small microstrip antenna array". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 52:2. 578-586.
- SALONEN, I., VAINIKAINEN, P. 2006. "Optimal virtual element patterns for adaptive arrays". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 54:1. 204-210.
- SCHWARTZ, J. D., ARNEDO, I., LASO, M. A. G., LOPETEGI, T., AZAÑA, J., PLANT, D. 2008. "An electronic UWB continuously tunable time-delay system with nanosecond delay". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 18:2. 103-105.
- SIEVENPIPER, D., ZHANG, L., BROAS, R. F. J., ALEXOPOULOS, N. G., YABLONOVITCH, E. 1999. "High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 47:11. 2059-2074.
- SIEVENPIPER, D. F. 1999. *High-impedance electromagnetic surfaces*. 150 p. Thèse de doctorat, University of California, Los Angeles (UCLA), Département de génie électrique.
- STEYSKAL, H., HERD, J. 1990. "Mutual coupling compensation in small array antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 38:12. 1971-1975.
- STUTZMAN, W. L., THIELE, G. A. 1998. *Antenna Theory and Design*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons. 648 p.
- VISSER H. J. 2005. *Array and Phased Array Antenna Basics*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons. 376 p.

- YABLONOVITCH, E. 1987. "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics". *Physical Review Letters*. 58:20. 2059-2062.
- YANG, F., RAHMAT-SAMII, Y. 2003. "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 51:10. 2936-2946.
- YANG, L., FAN, M., CHEN, F., SHE, J., FENG, Z. 2005. "A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 53:1. 183-190.
- YU, Y., YUAN, N. 2004. "Elimination of scan blindness in a phased array of microstrip patches using electromagnetic bandgap materials". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 3. 63-65.
- ZHAN, L., CASTANEDA, J., ALEXOPOULOS, N. G. 2007. "Scan blindness free phased array design using PBG materials". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 52:8. 2000-2007.
- ZHENG, Q.-R., FU, Y.-Q., YUAN, N.-C. 2008. "A novel compact electromagnetic band-gap (EBG) structure". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 56:6. 1656-1660.

LISTE DE PUBLICATIONS

- CALOZ, C., HORII, Y., COULOMBE, M., RENNINGS, A. 2006 "Realization of left-handed metamaterials with clustered dielectric particles". *IEICE Technical Report (Institute of Electronics, Information and Communication Engineers)*. 106:187. 47-51.
- COULOMBE, M., RENNINGS, A., CALOZ, C. 2006. "One dimensional clustered dielectric particle (CDP) parallel-plate waveguide structure". *12th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetic (ANTEM) and Canadian Radio Science (URSI/CNC)*. P. 373-376.
- COULOMBE, M., NGUYEN H. V., CALOZ, C. 2007. "Substrate integrated artificial dielectric (SIAD) structure for miniaturized microstrip circuits". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 6. 575-579.
- COULOMBE, M., CALOZ, C. Accepté, à être publié. "Reflection-type artificial dielectric substrate microstrip dispersive delay line (DDL) for analog signal processing". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.
- COULOMBE, M., FARZANEH, S., CALOZ, C. Soumis. "Compact elongated mushroom (EM)-EBG structure for enhancement of patch antenna array performances". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- RENNINGS, A., COULOMBE, M., CALOZ, C. 2006. "Unusual wave phenomena in a guiding/radiating clustered dielectric particle (CDP) metamaterial (MTM)". *36th European Microwave Conference (EuMC)*. P. 439-442.