



**HAL**  
open science

# Nouvelles topologies de cellules déphaseuses à coût et complexité réduits pour les antennes réseaux réflecteurs large bande

Tony Makdissy

► **To cite this version:**

Tony Makdissy. Nouvelles topologies de cellules déphaseuses à coût et complexité réduits pour les antennes réseaux réflecteurs large bande. Autre. INSA de Rennes, 2013. Français. NNT : 2013ISAR0027 . tel-00958105

**HAL Id: tel-00958105**

**<https://theses.hal.science/tel-00958105>**

Submitted on 11 Mar 2014

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

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

## Résumé

Les réseaux réflecteurs imprimés connaissent un fort développement depuis la fin des années 80. Ce type d'antenne offre la possibilité de former des diagrammes de rayonnement complexes avec une relative simplicité, un faible coût de réalisation, de faibles pertes et un volume réduit. Cependant, il souffre encore de quelques défauts :

- La non régularité de la géométrie de la cellule sur la surface du réseau, dans le cas d'une antenne passive, peut engendrer des dégradations sur le diagramme de rayonnement, surtout à la transition entre deux géométries extrêmes, lorsqu'un nouveau cycle de phase commence.

- Le nombre relativement élevé de composants utilisés pour contrôler la phase de l'onde réfléchie, dans le cas d'une antenne reconfigurable, augmente le coût de fabrication de l'antenne et complexifie le circuit de commande des éléments reconfigurables.

- La limitation en bande passante, qui a longtemps cantonné ce type d'antenne à des applications bande étroite, est principalement liée au comportement de la cellule unitaire constitutive du réseau. Dans cette thèse, nous nous intéressons donc à la conception de nouvelles topologies de cellules déphaseuses, passives et surtout reconfigurables, qui permettent, tout en conservant une relative simplicité de réalisation, d'offrir une large bande passante. De plus, le contrôle de la phase, dans le cas des cellules reconfigurables, doit être réalisé avec un nombre réduit de composants afin de respecter la contrainte de faible coût de fabrication.

## Abstract

Microstrip printed reflectarrays experience strong development since the late 80s. This type of antenna has the potential to form complex radiation patterns with relative simplicity, low cost, low losses and low profile. However, it still has some shortcomings:

- The non-regularity of the geometry of the cell on the surface of the array, in the case of passive antenna, may cause degradation on the radiation pattern, especially at the transition between two extreme geometries, when a new phase cycle begins.

- The high number of components used to control the phase of the reflected wave, in the case of reconfigurable antenna, increases the manufacturing cost of the antenna and complicates the control circuit of the reconfigurable elements.

- The limited bandwidth has long confined this type of antenna to narrowband applications and is mainly due to the intrinsic bandwidth of the unit cell. In this thesis, we therefore focus on the design of new, passive and reconfigurable, phase-shifting cells that can provide a wide bandwidth while maintaining a simple implementation. In addition, the control of the phase, in the case of reconfigurable cells, must be made with a reduced number of components in order to comply the constraint of low manufacturing cost.

# Thèse

2013

Tony MAKDISSY

THESE INSA Rennes  
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne  
pour obtenir le titre de  
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES  
Spécialité : Électronique et Télécommunications

présentée par  
**Tony MAKDISSY**  
ÉCOLE DOCTORALE : MATISSE  
LABORATOIRE : IETR

## Nouvelles topologies de cellules déphaseuses à coût et complexité réduits pour les antennes réseaux réflecteurs large bande

Soutenue le 15.11.2013  
devant le jury composé de :

**Alain PRIOU**  
Prof. Emérite à l'Université Paris Ouest, Nanterre La Défense / Président  
**Hervé AUBERT**  
Professeur des Universités à l'ENSEEIH, Toulouse / Rapporteur  
**Jean-Marc LAHEURTE**  
Professeur à l'Université de Paris Est, Marne-la-Vallée / Rapporteur  
**Étienne GIRARD**  
Ingénieur de recherche chez Thales Alenia Space, Toulouse /  
Examinateur  
**Erwan FOURN**  
Maître de Conférences à l'INSA de Rennes / Co-encadrant de thèse  
**Raphaël GILLARD**  
Professeur des Universités à l'INSA de Rennes / Directeur de thèse



N° d'ordre : 13|SAR 27 / D13 - 27

Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

20, Avenue des Buttes de Coësmes • CS 70839 • F-35708 Rennes Cedex 7

Tel : 02 23 23 82 00 - Fax : 02 23 23 83 96

# Nouvelles topologies de cellules déphaseuses à coût et complexité réduits pour les antennes réseaux réflecteurs large bande

Tony MAKDISSY



En partenariat avec



Document protégé par les droits d'auteur



# Remerciements

Je tiens à remercier ici les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la concrétisation de ce travail de thèse de doctorat.

Je commence tout naturellement par mes encadrants : *Raphaël Gillard* et *Erwan Fourn* envers qui je suis extrêmement reconnaissant. Un grand merci à vous deux pour votre gentillesse, votre disponibilité et votre soutien qui m'ont beaucoup apporté tant au niveau scientifique que personnel, et qui ont permis l'accomplissement de ce travail.

Je tiens également à remercier notre partenaire industriel, plus particulièrement *Hervé Legay* et *Etienne Girard*, tous les deux ingénieurs de recherche chez Thales Alenia Space. Leur bonne humeur et leur esprit critique ont permis de concilier les aspects recherches aux besoins industriels, tout ceci dans un cadre d'échanges agréables et de qualité.

J'adresse mes sincères remerciements à M. *Hervé Aubert*, professeur des Universités à l'ENSEEIH, Toulouse, et à M. *Jean-Marc Laheurte*, professeur à l'Université de Paris Est, Marne La Vallée. Merci d'avoir mis à profit vos solides connaissances sur les réseaux réflecteurs pour juger avec soin ce travail de thèse. Merci pour le temps que vous avez accordé à la lecture du manuscrit.

Je remercie vivement M. *Alain Priou*, professeur émérite à l'université Paris Ouest, Nanterre La Défense, de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse. Merci d'avoir coordonné le déroulement de la soutenance avec autant de professionnalisme.

J'adresse un grand merci à tous les permanents, doctorants, stagiaires et secrétaires que j'ai pu côtoyer durant ces trois ans et qui contribuent à la joyeuse atmosphère qui règne à l'IETR : *Abdou, Ahmad, Ali, Benoit, Christèle, Christophe, Duo, Fabienne, François, Georges, Gilles, Guy, Hamzeh, Hiba, Hua, Isabelle, Jacqueline, Jean-Christophe, Jean-François, Jean-Marie, Jean-Yves, Jérémie, Jérôme, Ji, Jordane, Katell, Laurent, Linning, Marilyne, Matthieu, Mehdi, Ming, Mohamad, Mourad, Moussa, Nicolas, Pascal, Philippe, Ralph, Renaud, Rida, Samar, Sofiane, Stéphane, Thierry, Thomas, Tian, Yaset, Yolande* et *Zakaria*.

Je pense plus particulièrement à *Vincent* et *Simon* avec qui j'ai partagé mes journées dans les bureaux 124 puis 136, encore félicitations à vous deux pour le doctorat ! Merci à *Ghaïs* pour les conseils précieux, et à *Yvan* pour les agréables moments au soccer chaque semaine.

J'exprime toute ma gratitude à *P. Sayed* qui, malgré toutes ses occupations, était toujours prêt à me soutenir. Merci à *Zena* et *Georges Kairouz, Jeannine* et *Gérard Rihet* pour leur gentillesse et leur sympathie.

Mes pensées se tournent vers les plus proches : *Bachir, Camil, Dany, Hanna, Hussein* et *Ziad*. Je vous remercie grandement pour les moments agréables que nous avons passés ensemble. *Georges* et *Jamil*, merci à vous deux pour l'amitié que vous me portez !

## *Remerciements*

Je n'en serais sûrement pas arrivé là sans le soutien et l'encouragement inconditionnels de ma famille. Son soutien constant et sa confiance ont été pour moi d'un grand réconfort. Je remercie du fond de mon cœur et j'embrasse bien fort : ma mère *Marie*, mon père *Samir*, mes sœurs *Mabelle* et *Christelle* et mon frère *Johnny*.

On se demande parfois si la vie a un sens et puis on rencontre quelqu'un qui donne un sens à la vie. Je ne pourrais clore ces remerciements sans souligner le grand soutien et la patience de ma chère et adorable *Chrystelle*. Tu étais pour moi ce « quelqu'un ». À toi je dédie ce travail.

# Table des Matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>9</b>
Contexte et collaboration.....	9
Sujet de l'étude .....	10
Plan de la thèse .....	10
<b>Chapitre 1</b>	
<b>Généralités sur les réseaux réflecteurs.....</b>	<b>13</b>
1.1 Introduction.....	13
1.2 Présentation d'une antenne réseau réflecteur.....	13
1.3 Champ incident provenant de la source primaire .....	14
1.4 Phase introduite et rayonnement.....	15
1.5 La cellule déphaseuse.....	16
1.5.1 Calcul de la phase introduite.....	17
1.5.2 Les réponses d'une cellule .....	18
1.5.3 Dispersion fréquentielle et bande passante d'une cellule déphaseuse .....	19
1.5.4 Catégories de cellules déphaseuses .....	22
1.6 Historique sur les antennes réseaux réflecteurs .....	22
1.6.1 Solutions passives.....	24
1.6.1.a Cellules à base de patch de taille fixe.....	24
1.6.1.b Cellules à base de patch de taille variable.....	25
1.6.1.c Cellules à base de patch chargé par une fente.....	25
1.6.1.d Cellules en technologie multicouche.....	26
1.6.1.e Cellules simple couche à résonateurs multiples.....	27
1.6.1.f Cellules à taille réduite.....	29
1.6.2 Solutions reconfigurables.....	30
1.6.2.a Cellules à phase discrète.....	30
1.6.2.b Cellules à phase continue .....	34
1.7 Conclusion .....	37
<b>Chapitre 2</b>	
<b>Nouveau concept de cellule passive pour les réseaux réflecteurs à large bande passante ....</b>	<b>39</b>
2.1 Introduction.....	39
2.2 La problématique.....	39
2.3 Présentation du cycle proposé.....	41
2.4 Exploration des capacités de la cellule.....	43
2.5 Schéma électrique équivalent et optimisation .....	44
2.6 Effet de la taille de la cellule sur la gamme de phases et la dispersion fréquentielle .....	48
2.7 Cycle géométrique évolué pour un cycle de phase complet.....	50

2.7.1 Performances initiales .....	50
2.7.2 Cycle évolué.....	51
2.7.2.a Grille à méandres .....	51
2.7.2.b Interprétation du comportement obtenu .....	53
2.7.3 Comportement de la cellule sous incidence oblique .....	55
2.8 Interprétation des résonances parasites .....	58
2.9 Conclusion .....	60
<b>Chapitre 3</b>	
<b>Cellule déphaseuse reconfigurable à simple polarisation linéaire .....</b>	<b>61</b>
3.1 Introduction.....	61
3.2 Topologie de la cellule et technologie utilisée .....	61
3.3 Analyse préalable du fonctionnement de la cellule.....	63
3.4 Optimisation des dimensions de la cellule.....	65
3.4.1 Etude en fonction de la taille $L_p$ du patch.....	66
3.4.2 Etude en fonction de la position des connexions.....	68
3.4.3 Etude en fonction de la largeur $W_R$ de l'anneau métallique.....	70
3.4.4 Cellule optimisée .....	71
3.5 Exploration du fonctionnement de la cellule .....	73
3.6 Investigation sur l'effet du multicouche et du circuit de commande des <i>MEMS</i> .....	76
3.7 Performances améliorées de la cellule .....	78
3.8 Agencement de <i>MEMS</i> pour la synthèse des bonnes valeurs des capacités .....	84
3.9 Comportement de la cellule sous incidence.....	87
3.10 Faisabilité d'une extension en double polarisation .....	90
3.11 Conclusion .....	91
<b>Chapitre 4</b>	
<b>Cellules à fentes rectilignes couplées chargées par un nombre réduit de capacités variables .....</b>	<b>93</b>
4.1 Introduction.....	93
4.2 Cellule à simple polarisation linéaire .....	93
4.2.1 Optimisation des dimensions de la cellule.....	94
4.2.2 Comportement de la cellule sous incidence.....	97
4.2.3 Performances dans un guide d'onde métallique.....	101
4.2.4 Cellule re-dimensionnée dans le guide .....	103
4.2.5 Validation expérimentale.....	104
4.2.5.a Dispositif de mesure .....	105
4.2.5.b Résultats de mesure .....	105
4.3 Cellule à double polarisation linéaire .....	106
4.3.1 Performances de la cellule dans le guide métallique.....	107
4.3.2 Validation expérimentale.....	111



4.4 Conclusion .....	113
<b>Chapitre 5</b>	
<b>Cellule déphaseuse 3-bit pour les antennes réseaux réflecteurs à double polarisation linéaire fonctionnant en bande Ku.....</b>	<b>115</b>
5.1 Introduction.....	115
5.2 Cellule proposée et performances sous incidence normale .....	115
5.2.1 Optimisation des dimensions de la cellule.....	117
5.2.2 Cellule optimisée à capacités interdigitées .....	120
5.2.3 Indépendance du contrôle de la phase entre les deux polarisations .....	122
5.2.4 Intérêt des fentes sur les tranches verticales de la puce de silice .....	123
5.3 Cellule placée dans un guide d'onde métallique.....	123
5.4 Validation expérimentale.....	126
5.5 Comportement de la cellule sous incidence oblique .....	129
5.6 Extension de la cellule proposée en actif.....	133
5.7 Conclusion .....	135
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>137</b>
<b>Annexe 1</b>	
<b>Calcul de la phase introduite par la cellule en fonction du rayonnement désiré.....</b>	<b>141</b>
1. Rayonnement transversal.....	141
2. Rayonnement dépointé .....	142
3. Rayonnement à lobe formé .....	143
<b>Annexe 2</b>	
<b>Performance sous incidence normale de la cellule à double polarisation linéaire en bande C .....</b>	<b>145</b>
<b>Annexe 3</b>	
<b>Indépendance de contrôle de la phase dans les deux polarisations de la cellule à double polarisation linéaire en bande Ku .....</b>	<b>149</b>
<b>Annexe 4</b>	
<b>Brevet, publications et communications .....</b>	<b>151</b>
<b>Liste des figures.....</b>	<b>155</b>
<b>Liste des tableaux.....</b>	<b>167</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>171</b>



# Introduction générale

## Contexte et collaboration

Cette thèse a été effectuée au sein du groupe Systèmes Rayonnants Complexes de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR), sur le campus de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA). Elle a été dirigée par Raphaël Gillard, professeur, et co-encadrée par Erwan Fourn, maître de conférences, tous les deux à l'INSA de Rennes.

Elle s'inscrit dans la continuité des travaux de recherche sur les antennes réseaux réflecteurs, qui ont été réalisés au sein de l'IETR, en partenariat avec Thales Alenia Space, depuis le début des années 2000. Etienne Girard avait soutenu en Novembre 2003 la première thèse qui portait sur la conception et la simulation de cellules déphaseuses actives pour les réseaux réflecteurs en polarisation circulaire. Ensuite, plusieurs cellules passives, de type patch(s) à fente(s), avaient été étudiées par David Cadoret en simple et double polarisation linéaire(s) (thèse soutenue en Octobre 2006). De son côté, Marie-Anne Milon avait développé une méthode de simulation des réseaux réflecteurs passifs (thèse soutenue en Décembre 2007). D'autres outils, plutôt dédiés à la synthèse de réseaux, avaient également été développés par Loïc Marnat pour le passif (thèse soutenue en Décembre 2009) et Hassan Salti pour l'actif (thèse soutenue en Novembre 2010). Plus récemment, le travail sur les cellules s'est orienté vers des cellules à fentes multiples (thèse de Mohamed Kharbech soutenue en Octobre 2011), celles-ci offrant l'intérêt de combiner plusieurs résonateurs pour un seul niveau de métallisation. De plus, l'obtention de cellules reconfigurables est relativement aisée en chargeant les fentes par des composants de contrôle appropriés.

Cette thèse prolonge ces derniers travaux sur les cellules à fentes. Elle entre dans le cadre des projets ANR R3MEMS<sup>(1)</sup> et surtout ESA MERCURY<sup>(2)</sup>, chacun ayant pour objectif la réalisation d'un démonstrateur d'antenne à réseau réflecteur pour des applications spatiales : le premier, reconfigurable en simple polarisation linéaire, avec le contrôle de la phase réalisé à l'aide de commutateurs *MEMS* ; le second, reconfigurable en double polarisation linéaire. Pour ce second projet, l'IETR était principalement impliqué dans la première phase de l'étude, destinée à valider un concept de cellule à états figés avant une véritable transposition en cellule reconfigurable.

Nos contributions dans ces deux projets se focalisent sur la recherche de nouvelles topologies de cellules déphaseuses, qui permettent d'une part de surmonter le problème lié à la limitation de la bande passante des antennes à réseau réflecteur, et d'autre part de minimiser le nombre de composants de contrôle de la phase des cellules unitaires dans le cas des antennes reconfigurables.

(1) R3MEMS : Réseaux Réflecteurs Reconfigurables à base de MEMS.

(2) MERCURY : MEMs ReConfigurable ReflectarraY

## Sujet de l'étude

Les réseaux réflecteurs sont apparus la première fois en 1963, mais leur véritable intérêt s'est révélé à la fin des années 80 grâce à la technologie imprimée. Ces deux dernières décennies, ces antennes ont été largement étudiées. Elles offrent la possibilité de former des diagrammes de rayonnement complexes avec une relative simplicité, un faible coût de réalisation, de faibles pertes et un volume réduit. Cependant, ce type d'antenne souffre encore de quelques défauts :

- Pour les réseaux réflecteurs passifs : *la non régularité de la géométrie de la cellule* sur la surface du réseau. Ceci peut engendrer des dégradations sur le rayonnement, surtout à la transition entre deux géométries extrêmes, lorsqu'un nouveau cycle de phase commence.
- Pour les réseaux réflecteurs reconfigurables : *le nombre relativement élevé de composants utilisés pour contrôler la phase* de l'onde réfléchie. Ce nombre augmente le coût de fabrication de l'antenne et complexifie le circuit de commande des éléments reconfigurables.
- *La bande passante limitée*, dans les deux cas passif et reconfigurable, qui a longtemps cantonné ce type d'antenne à des applications bande étroite. Cette limitation est principalement liée au comportement faible bande de la cellule unitaire constitutive du réseau. On note que les progrès réalisés actuellement permettent d'atteindre une bande passante de l'ordre de 10%, pour les cellules actives, mais au détriment de la complexité et du coût de la technologie utilisée pour la fabrication de l'antenne.

Dans cette thèse, nous nous intéressons donc à la conception de nouvelles topologies de cellules déphaseuses, passives et surtout reconfigurables, qui permettent, tout en conservant une relative simplicité de réalisation, d'offrir une large bande passante. De plus, le contrôle de la phase, dans le cas des cellules reconfigurables, doit être réalisé avec un nombre réduit de composants afin de respecter la contrainte de faible coût de fabrication.

## Plan de la thèse

Cette thèse s'articule autour de cinq chapitres :

Le premier constitue une présentation générale du principe de fonctionnement des antennes à réseau réflecteur et les principales avancées qui ont marqué leur développement. Une présentation de l'état de l'art des principales cellules passives et reconfigurables est aussi détaillée.

Dans le second chapitre, une nouvelle cellule passive est proposée. Elle se caractérise par son évolution géométrique douce, qui permet de reboucler à l'état initial après un cycle complet de 360° sans variation brusque du motif élémentaire. Un cycle géométrique utilise deux types différents de motifs. Chacun d'entre eux assure une gamme de phase complémentaire à l'autre et

est utilisé en dehors de sa résonance ; un comportement large bande de la cellule est ainsi démontré.

Dans le troisième chapitre, une cellule reconfigurable à fentes connectées est étudiée afin d'explorer ses potentialités à obtenir des performances satisfaisantes avec un nombre réduit de composants de contrôle de la phase. Deux modes de fonctionnement différents de la cellule sont testés : le premier, lorsque les fentes sont chargées par des commutateurs *MEMS* qui prennent deux valeurs différentes de capacités ; le second, en appliquant une discrétisation plus fine sur les valeurs des capacités introduites dans les fentes.

Le quatrième chapitre propose un nouveau concept de cellules déphaseuses. Il s'agit de cellules à fentes rectilignes couplées utilisant un nombre réduit de capacités variables pour contrôler la phase de l'onde réfléchie. Ce principe est appliqué en simple et double polarisation linéaire(s) et est validé par des mesures sur des maquettes en bande C.

Ensuite, dans le dernier chapitre, ce concept est transposé en bande Ku sur une cellule à double polarisation linéaire avec des performances améliorées, par rapport à la cellule développée en bande C, pour le même nombre de composants de contrôle.

Enfin, nous concluons par une synthèse globale de nos travaux en insistant sur les plus innovants et envisageons les perspectives de développement de ces études.



# Chapitre 1

## Généralités sur les réseaux réflecteurs

### 1.1 Introduction

Les antennes réseaux réflecteurs (désignation anglo-saxonne : *reflectarray antennas*) ont été largement étudiées dans les deux dernières décennies. Elles offrent la possibilité de former des diagrammes de rayonnement complexes avec une relative simplicité, un faible coût, de faibles pertes et un volume réduit. Ce premier chapitre présente une introduction générale sur ce type d'antennes, leur principe de fonctionnement ainsi que les principales avancées qui ont marqué leur développement.

### 1.2 Présentation d'une antenne réseau réflecteur

Une antenne réseau réflecteur, comme son nom l'indique, combine le concept de l'antenne réseau [1] et de l'antenne à réflecteur [2]. Elle a comme but de reproduire le fonctionnement d'une antenne à réflecteur (cf. Fig. 1.1.a) mais en utilisant une surface réfléchissante plane d'éléments rayonnants (cf. Fig. 1.1.b). Une source primaire (en général une antenne cornet) illumine le réseau, les ondes incidentes arrivent à la surface déphasées les unes par rapport aux autres du fait qu'elles ne parcourent pas le même trajet. Le rôle de chaque élément est d'introduire une certaine phase dite « phase introduite » afin de compenser ce déphasage et de re-rayonner l'énergie dans une direction bien déterminée, d'où le nom attribué aux éléments du réseau : « cellules déphaseuses ».

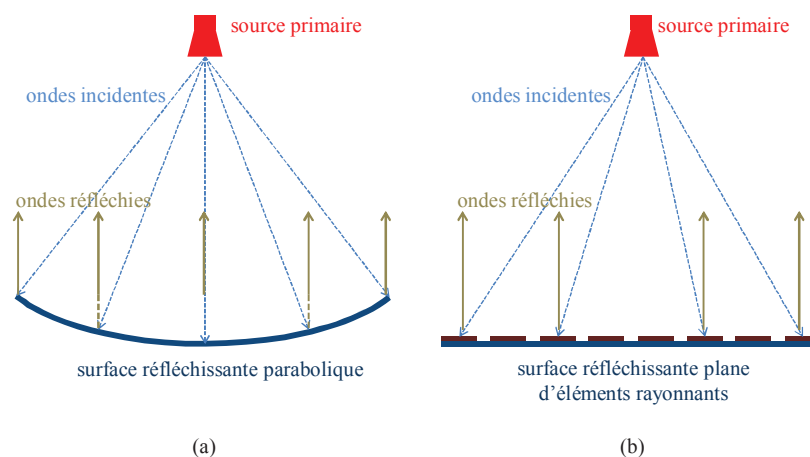


Fig. 1.1 : Schémas de principe d'une antenne à réflecteur parabolique (a) et d'une antenne à réseau réflecteur (b).

Le premier réseau réflecteur, proposé en 1963, utilisait une cellule déphaseuse constituée d'un guide d'onde de longueur variable terminé par un court-circuit [3]. En revanche, l'intérêt réel de ce type d'antenne est apparu dans les années quatre-vingt avec la technologie imprimée [4].

Grâce à la source primaire, les éléments du réseau réflecteur sont excités à distance sans avoir besoin d'un répartiteur de puissance comme dans le cas des antennes à réseaux phasés, ce qui se traduit par une réduction de la complexité de fabrication et des pertes (qui normalement deviennent de plus en plus importantes avec l'augmentation de la taille du réseau). D'autre part, la surface plane d'éléments rayonnants possède l'avantage de pouvoir être réalisée en technologie imprimée ce qui réduit le poids et l'encombrement de l'antenne et offre la possibilité d'assurer la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement par un simple contrôle de la phase introduite par chaque cellule. Ce contrôle est obtenu en utilisant des éléments commandables tels que les commutateurs *MEMS* (*micro-electro-mechanical systems*), les diodes *PIN* ou les diodes *varicap* comme cela va être présenté plus tard, ou en utilisant des matériaux agiles. En conclusion, l'antenne réseau réflecteur permet de :

- résoudre les problèmes de complexité et de pertes dans les réseaux phasés.
- réduire le poids et l'encombrement des antennes à réflecteur.
- assurer un balayage électronique du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Cependant, les antennes réseaux réflecteurs souffrent d'une limitation en bande passante. Cette dernière est liée à la dispersion en fréquences des retards [5] (trajets entre la source primaire et les différents éléments du réseau) et à la bande passante des cellules déphaseuses [6]. Néanmoins, cette limitation est souvent surmontée en utilisant la technologie multicouche [7] au détriment de la simplicité de réalisation.

### 1.3 Champ incident provenant de la source primaire

Comme mentionné plus tôt, les ondes incidentes provenant de la source primaire arrivent à la surface du réseau déphasées les unes par rapport aux autres. En effet, le champ incident provenant de la source d'excitation « S » et arrivant sur la cellule « n » (cf. Fig. 1.2) est donné par l'équation (1.1) :

$$\vec{E}_n^{inc} = \vec{E}_0 G(\theta_n, \varphi_n) \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_0} S_n}}{S_n} \quad (1.1)$$

où :  $\vec{E}_0$  détermine l'amplitude et la polarisation du champ,  $(\theta_n, \varphi_n)$  représente les angles avec lesquels la source d'excitation « S » voit la cellule « n »,  $G(\theta_n, \varphi_n)$  représente le gain de l'antenne primaire dans la direction  $(\theta_n, \varphi_n)$ ,  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence  $f_0$  et  $S_n$  est la distance parcourue par l'onde incidente entre le centre de phase de la source « S » et le centre de la cellule « n ».



Le champ incident arrive donc au centre de la cellule « n » avec une phase  $\varphi_n^{inc}$  donnée par l'équation (1.2) ; le retard varie d'une cellule à une autre et dépend du trajet  $S_n$  parcouru.

$$\varphi_n^{inc} = -\frac{2\pi}{\lambda_0} S_n \quad (1.2)$$

En considérant la cellule « 0 » comme cellule de référence (cf. Fig. 1.2), la phase du champ incident arrivant au centre de la cellule de référence est donné par :

$$\varphi_0^{inc} = -\frac{2\pi}{\lambda_0} S_0 \quad (1.3)$$

La phase du champ incident au centre de la cellule « n » ( $n \neq 0$ ) rend compte du retard de phase au centre de la cellule de référence ( $n=0$ ) augmenté du retard,  $\Delta S_n$ , dû à la différence entre le trajet associé à la cellule « n » et le trajet associé à la cellule « 0 », soit :

$$\varphi_n^{inc} = -\frac{2\pi}{\lambda_0} S_n = -\frac{2\pi}{\lambda_0} (S_0 + \Delta S_n) = \varphi_0^{inc} - \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta S_n \quad (1.4)$$

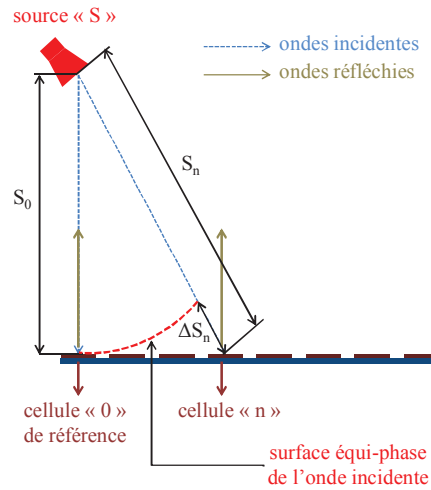


Fig. 1.2 : Différents chemins parcourus par l'onde incidente provenant de la source primaire « S » jusqu'aux cellules du réseau.

En conclusion, le déphasage entre les ondes incidentes illuminant les différentes cellules du réseau est dû à la différence  $\Delta S_n$  observé entre le trajet vers la cellule de référence et le trajet vers la cellule concernée.

## 1.4 Phase introduite et rayonnement

Une fois l'onde d'excitation arrivée sur la surface réfléchissante, chaque élément « n » du réseau doit introduire une certaine phase dite « phase introduite » et notée  $\varphi_n^{int}$  afin de re-rayonner l'énergie dans une direction bien déterminée. La phase de l'onde re-rayonnée par

l'élément « n »,  $\varphi_n^{ray}$ , correspond à la somme de la phase incidente  $\varphi_n^{inc}$  relative à cet élément et de la phase  $\varphi_n^{int}$  introduite par l'élément, soit :

$$\varphi_n^{ray} = \varphi_n^{inc} + \varphi_n^{int} \quad (1.5)$$

Trois types de rayonnement principaux sont généralement recherchés, le premier est un rayonnement dans l'axe du réseau dit rayonnement transversal (cf. Fig. 1.3.a), le second est un rayonnement avec dépointage dans une direction bien définie (cf. Fig. 1.3.b), le dernier est un rayonnement à lobe formé fortement recommandé dans les applications satellitaires [8] où le besoin est de couvrir une zone bien précise de la terre (cf. Fig. 1.4). Le calcul détaillé de la phase introduite par chaque cellule en fonction du rayonnement désiré est présenté en Annexe 1.

Par la suite, on entend par loi de phase la base de données contenant la phase que doit introduire chacune des cellules élémentaires du réseau afin d'obtenir le rayonnement désiré.

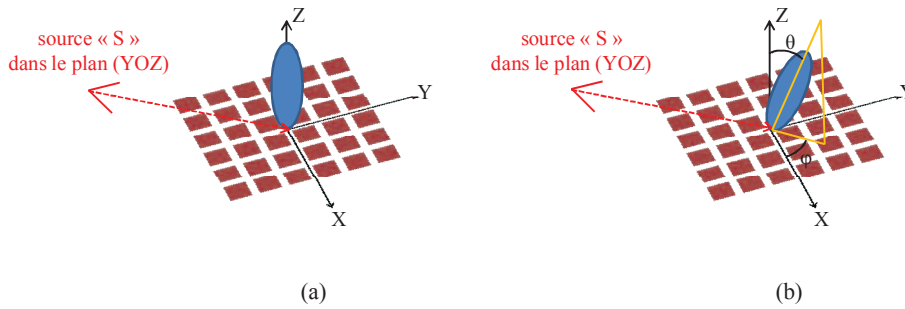


Fig. 1.3 : Rayonnement dans l'axe du réseau (a) et rayonnement avec dépointage (b) d'une antenne à réseau réflecteur.

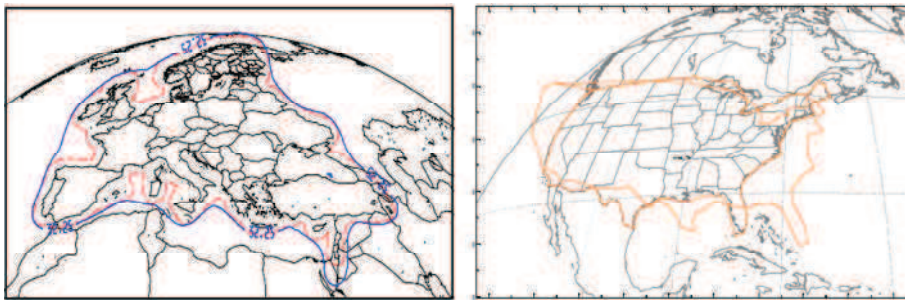


Fig. 1.4 : Vues satellitaires de deux diagrammes de rayonnement à lobe formé pour assurer une couverture donnée.

## 1.5 La cellule déphaseuse

La géométrie d'une antenne réseau réflecteur est définie par le rapport « F/D » (cf. Fig. 1.5) où « F » correspond à l'éloignement de la source d'excitation par rapport au plan du réseau et

« D » correspond à la taille du réseau (il s'agit du diamètre dans le cas d'un réseau circulaire). Ce rapport est souvent choisi entre 0,6 et 1 afin de maximiser le rendement de l'antenne [9].

La cellule déphaseuse est l'élément de base d'une antenne réseau réflecteur. En effet, pour une géométrie donnée, les performances globales de l'antenne dépendent principalement des performances de l'élément constitutif, d'où l'intérêt de l'optimisation de la cellule afin de réduire les pertes, élargir la bande passante et assurer la loi de phase qui permet l'obtention du diagramme de rayonnement voulu. Dans un réseau passif, la phase de chaque cellule est contrôlée en jouant sur sa géométrie.

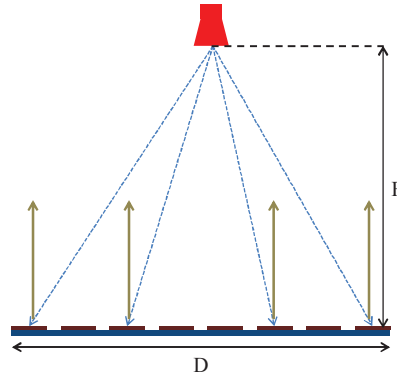


Fig. 1.5 : Antenne réseau réflecteur avec les paramètres « F » et « D » définissant sa géométrie.

### 1.5.1 Calcul de la phase introduite

Considérons une cellule déphaseuse illuminée par une onde plane (cf. Fig. 1.6), définie par son vecteur d'onde  $\vec{k}_{inc}$  (qui détermine la direction de propagation de l'onde) et sa polarisation (supposée linéaire).

L'onde arrive à la surface de la cellule sous une incidence  $(\theta_{inc}, \varphi_{inc})$  et sa polarisation est définie par le vecteur champ électrique incident  $\vec{E}_{inc}$ . Les composantes suivant  $\vec{e}_\theta$  et  $\vec{e}_\varphi$  (vecteurs de base du repère sphérique) du champ électrique sont données respectivement par  $E_{inc}^\theta$  et  $E_{inc}^\varphi$

( $\vec{E}_{inc} = \begin{bmatrix} E_{inc}^\theta \\ E_{inc}^\varphi \end{bmatrix}$ ). Une fois l'onde arrivée à la surface de la cellule, elle est re-rayonnée avec un

déphasage approprié introduit par l'élément rayonnant. Dans le cas où la cellule est positionnée au centre d'un réseau infini périodique, et en l'absence de modes supérieurs de Floquet, l'onde réfléchie est considérée plane, la direction de la réflexion est déterminée par le vecteur d'onde  $\vec{k}_{ref}$  suivant la direction  $(\theta_{ref}, \varphi_{ref})$ , et la polarisation du champ réfléchi est déterminée par le

vecteur  $\vec{E}_{ref} = \begin{bmatrix} E_{ref}^\theta \\ E_{ref}^\varphi \end{bmatrix}$ . La réponse d'une cellule est donc représentable par une matrice de

réflexion donnée dans (1.6) :

$$[\Gamma_r] = \begin{bmatrix} \Gamma_{\theta\theta} & \Gamma_{\theta\varphi} \\ \Gamma_{\varphi\theta} & \Gamma_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} E_{ref}^\theta \\ E_{ref}^\varphi \end{bmatrix} = [\Gamma_r] \begin{bmatrix} E_{inc}^\theta \\ E_{inc}^\varphi \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

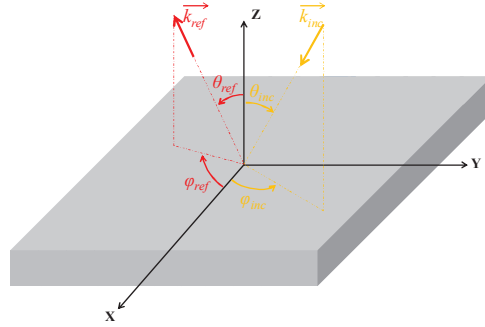


Fig. 1.6 : Cellule déphaseuse avec les ondes incidente et réfléchie.

Les différents éléments de la matrice de réflexion  $[\Gamma_r]$  sont des nombres complexes admettant un module et une phase. L'élément  $\Gamma_{ij}$  correspond au rapport de la composante  $E_{ref}^i$  du champ réfléchi à la composante  $E_{inc}^j$  du champ incident lorsque la composante  $E_{inc}^i$  du champ incident est nulle. Dans le cas le plus simple où le champ électrique incident est polarisé suivant  $\vec{e}_\theta$  ou  $\vec{e}_\varphi$ , la phase introduite par la cellule est égale à la phase de  $\Gamma_{\theta\theta}$  ou de  $\Gamma_{\varphi\varphi}$  respectivement.

## 1.5.2 Les réponses d'une cellule

En général, un réseau réflecteur est formé d'un nombre de cellules relativement élevé ce qui rend difficile l'étude théorique du réseau complet. Dans une antenne réseau réflecteur, la phase « réelle » introduite par une cellule dépend non seulement de la cellule concernée mais aussi de son voisinage, à cause du couplage mutuel qui existe entre les cellules adjacentes. En simulation, l'optimisation est généralement menée à l'échelle d'une seule cellule avec l'approche de Floquet [10]. Cette approche suppose que la cellule est placée au centre d'un réseau infini d'éléments identiques, ce qui permet d'approximer l'effet du couplage inter-cellules. Cependant, il a été démontré dans [11] qu'une forte variation géométrique entre les cellules voisines d'un réseau réflecteur introduit des incertitudes non négligeables sur la phase simulée et dégrade les performances du réseau. Il y a donc un intérêt fort à assurer une variation très douce de la géométrie des cellules sur la surface du réseau dans le but d'augmenter la précision de l'approche de Floquet par rapport au comportement réel.

Une cellule déphaseuse doit pouvoir introduire n'importe quelle phase dans l'intervalle  $[0 ; 360^\circ]$ , donc une gamme de phases minimale de  $360^\circ$  doit être assurée par la cellule déphaseuse. Cette phase est contrôlée par un ou plusieurs paramètre(s) lié(s) à la cellule dit(s) paramètre(s) de contrôle. La courbe qui représente la variation de la phase introduite  $\varphi_n^{int}$  par la cellule « n » en fonction du paramètre de contrôle à une fréquence  $f$  donnée est appelée « réponse en phase de la cellule » (c.f. Fig. 1.7.a). D'autre part, pour un paramètre de contrôle figé, la courbe qui représente la variation de la phase introduite  $\varphi_n^{int}$  par la cellule « n » en fonction de la fréquence est appelée « réponse fréquentielle de la cellule » (c.f. Fig. 1.7.b).

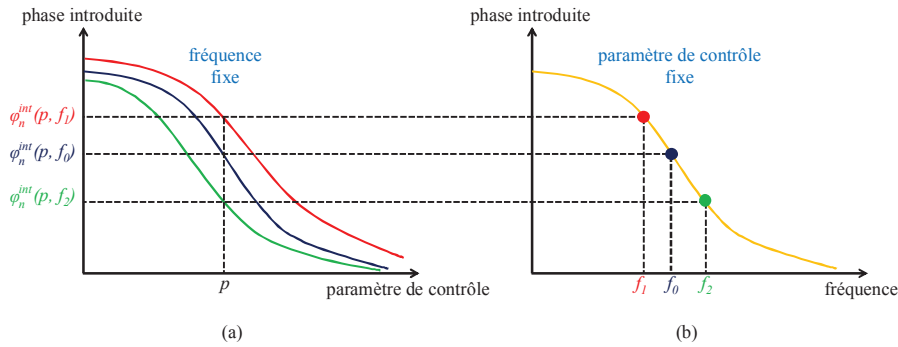


Fig. 1.7 : Réponse en phase (a) et réponse fréquentielle (b) d'une cellule déphaseuse.

### 1.5.3 Dispersion fréquentielle et bande passante d'une cellule déphaseuse

Le paramètre qui permet d'évaluer les performances d'une cellule déphaseuse dans une bande de fréquence est « la dispersion fréquentielle ». Elle donne des renseignements sur la variation de la phase introduite par la cellule en fonction de la fréquence. En effet, bien qu'elle soit généralement caractérisée à la fréquence centrale  $f_0$ , une cellule élémentaire d'une antenne réseau réflecteur doit garder de bonnes performances sur une bande fréquentielle afin d'assurer un fonctionnement large bande de l'antenne globale. La dispersion fréquentielle  $\delta\varphi_p(f)$ , donnée dans l'équation (1.8), se calcule à chaque point fréquentiel  $f$ . Elle correspond à la dérivée de la réponse fréquentielle de la cellule concernée. La réponse étant décroissante, la dispersion fréquentielle est toujours négative (cf. Fig. 1.8).

$$\delta\varphi_p(f) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left( \frac{\varphi_n^{int}(p, f + \varepsilon) - \varphi_n^{int}(p, f - \varepsilon)}{2\varepsilon} \right) \quad (1.8)$$

La bande passante d'une antenne *reflectarray* dépend principalement de la bande passante de la cellule élémentaire et de la géométrie de l'antenne [6, 12]. En effet, l'augmentation de la taille « D » du réseau, pour un rapport « F/D » fixe, réduit la bande passante à cause de l'effet des différences entre les trajets parcourus par l'onde incidente.

La bande passante  $[f_{min}; f_{max}]$  d'une cellule déphaseuse est définie par la bande fréquentielle dans laquelle cette cellule admet des réponses à variations linéaires et parallèles lorsque le paramètre de contrôle  $p$  est modifié (cf. Fig. 1.9). La variation linéaire de la réponse fréquentielle (obtenue pour chaque valeur de  $p$ ) résulte en une dispersion fréquentielle constante dans cette bande, et le parallélisme entre les différentes réponses fréquentielles (obtenues en variant  $p$ ) se traduit par des dispersions fréquentielles identiques. On note que, contrairement au cas d'un réseau réflecteur de petite taille, pour les réseaux de grande taille, la cellule déphaseuse doit être capable d'assurer n'importe quel état de phase dans l'intervalle  $[0^\circ-360^\circ]$  avec n'importe quelle dispersion fréquentielle (cf. Fig. 1.10). En effet, d'après l'Annexe 1, dans le cas simple d'un rayonnement dans l'axe, la phase introduite par la cellule « n » à la fréquence  $f$  est donnée par l'équation (1.9) :

$$\varphi_n^{int} = \frac{2\pi f}{c} S_n \quad (1.9)$$

où :  $c$  représente la célérité de la lumière dans le vide et  $S_n$  est la distance parcourue par l'onde incidente entre le centre de phase de la source « S » et le centre de la cellule « n ».

La dispersion fréquentielle de la phase introduite par la cellule « n » à la fréquence  $f$  (centre de la bande  $[f_1; f_2]$ ) est dans ce cas donnée par :

$$\partial\varphi_n(f) = \frac{\varphi_n^{int}(f_2) - \varphi_n^{int}(f_1)}{f_2 - f_1} = \frac{2\pi}{c} S_n \quad (1.10)$$

elle est d'autant plus importante que la distance parcourue par l'onde incidente jusqu'au centre de la cellule « n » est grande.

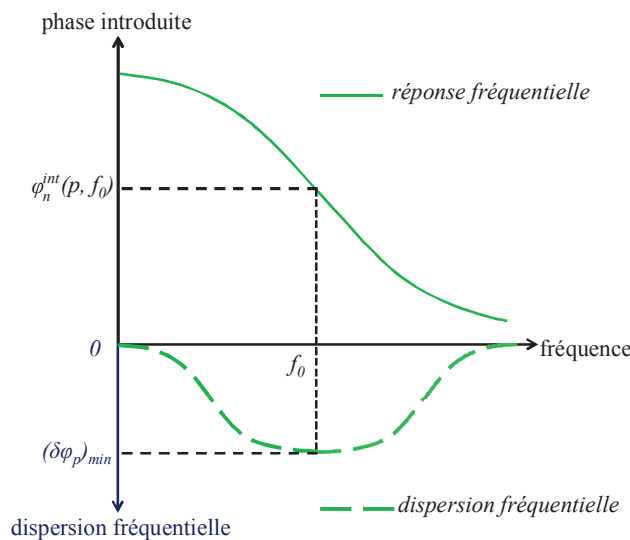


Fig. 1.8 : Réponse fréquentielle et dispersion associée.

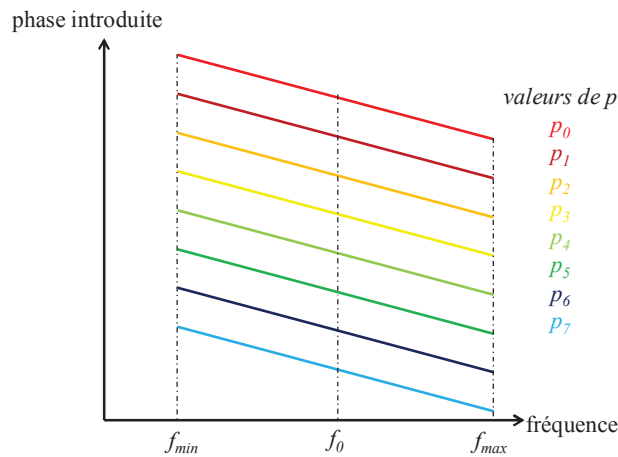


Fig. 1.9 : Réponses fréquentielles souhaitées pour différentes valeurs du paramètre de contrôle  $p$ .

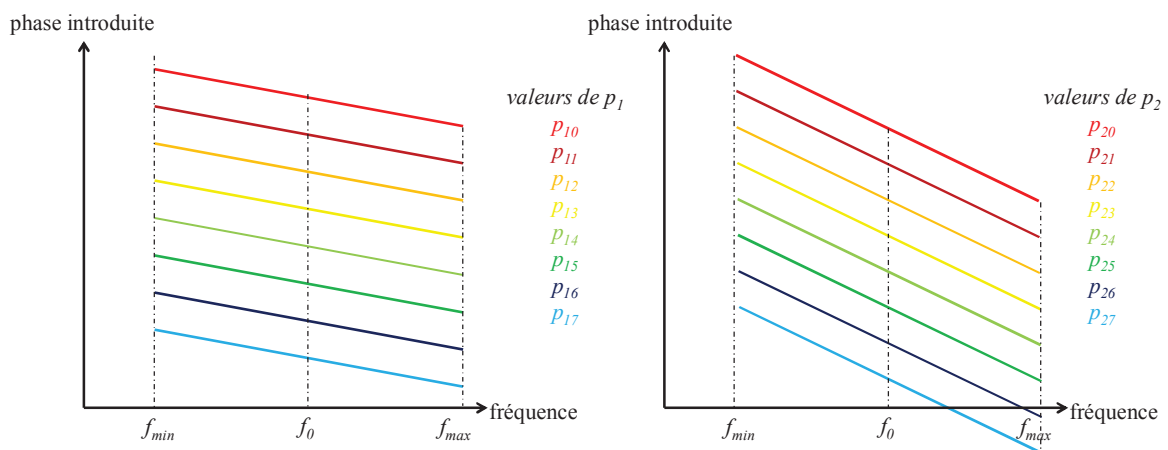


Fig. 1.10 : Gamme de phases assurée à la fréquence  $f_0$ , avec deux dispersions différentes, en variant la valeur d'un paramètre de contrôle.

Par ailleurs, les pertes d'une cellule sont fortement liées à son comportement. Elles sont d'autant plus fortes que la cellule est résonante et présente une dispersion fréquentielle élevée (en valeur absolue) [13]. La cellule est alors dite dispersive. La cellule doit donc être caractérisée de façon à assurer une très douce variation de la phase avec la fréquence et donc de faibles dispersions et de faibles pertes.

La bande passante d'une antenne réseau réflecteur ainsi que les pertes associées dépendent donc de la cellule déphaseuse constitutive du réseau et sont liées à la dispersion de ses réponses fréquentielles. Une cellule déphaseuse à réponses fréquentielles douces et parallèles (c'est-à-dire à dispersions fréquentielles faibles (en valeur absolue) et identiques) assure une large bande passante et de faibles pertes.

## 1.5.4 Catégories de cellules déphaseuses

Les cellules déphaseuses se divisent en deux grandes catégories : les cellules passives pour les réseaux réflecteurs passifs à diagramme de rayonnement figé, et les cellules actives pour les réseaux réflecteurs reconfigurables à rayonnement contrôlable.

Dans le cas d'une antenne réseau réflecteur passive, chacune des cellules déphaseuses constitutives du réseau est caractérisée de façon à introduire une phase bien définie afin d'assurer un diagramme de rayonnement respectant un certain gabarit. La loi de phase introduite et la loi de phase rayonnée sont donc figées et le diagramme de rayonnement obtenu n'est pas modifiable. La phase introduite par la cellule est contrôlée par un paramètre géométrique tel que la profondeur du guide [3], les dimensions du patch [14, 15], la longueur de la fente intégrée dans le patch [16, 17] ou la longueur d'un stub lié au patch [18]-[20], etc. La cellule déphaseuse est alors dite passive.

Une antenne réseau réflecteur reconfigurable (ou active) offre la possibilité de contrôler la loi de phase appliquée sur la surface rayonnante et donc un même réseau est capable de générer n'importe quelle forme et direction de rayonnement. Le contrôle de la phase peut être assuré d'une façon mécanique [21]-[24], en modifiant la permittivité du diélectrique utilisé [25]-[30], en modifiant la forme géométrique de la cellule à l'aide de commutateurs [31]-[37] ou en contrôlant la longueur électrique de l'élément rayonnant [38]-[40]. La cellule déphaseuse est alors dite active.

## 1.6 Historique sur les antennes réseaux réflecteurs

La première antenne réseau réflecteur était volumineuse [3] (cf. Fig. 1.11), la cellule déphaseuse constitutive était un guide d'onde métallique terminé par un plan de court-circuit. La variation de la profondeur du guide permettait de contrôler la phase de l'onde réfléchi. Ensuite, ces structures ont évolué en intégrant des déphaseurs de type diaphragme (circuits intégrés hybrides) permettant un contrôle dynamique de la phase de l'onde réfléchi [22, 41, 42]. Cependant, leurs inconvénients majeurs restent le poids et l'encombrement, empêchant leur utilisation dans les applications d'antennes satellites. Ce n'est que vers les années quatre-vingt que la technologie imprimée [43]-[45] est appliquée aux antennes réseaux réflecteurs [4, 46, 47], le poids et l'encombrement se trouvent alors réduits et leur utilisation dans le domaine spatial apparaît plus réaliste. Avec cette technologie, l'élément rayonnant de la cellule déphaseuse est imprimé sur un substrat au dessus d'un plan de masse, ou face à une surface périodique de type FSS qui, malgré sa bande passante réduite, permet la réjection d'une bande de fréquence non désirée [48]. Dans les antennes réseaux réflecteurs, la source d'excitation est placée à une certaine distance de la surface réfléchissante, supprimant ainsi la caractéristique du volume réduit de la surface plane obtenue grâce à la technologie imprimée. Une configuration plus compacte appelée « *folded reflectarrays* » a été donc proposée [49]-[51]. Elle est constituée



d'une surface réfléchissante plane avec une source d'excitation intégrée à son centre. Une grille de polarisation, placée parallèlement à une certaine distance du réseau, est utilisée pour illuminer les différentes cellules déphaseuses (cf. Fig. 1.12). Elle se comporte comme un réflecteur pour une polarisation du champ électrique tandis qu'elle est transparente pour la polarisation orthogonale. Chaque élément de la surface réfléchissante doit donc re-rayonner l'énergie réfléchi par la grille suivant la polarisation croisée. Ainsi, le *folded reflectarray* permet de réduire le volume de l'antenne globale, mais ne permet qu'un fonctionnement en simple polarisation. Cette limitation en terme de polarisation ne convient pas aux applications de télécommunications par satellite souvent exigée pour les réseaux réflecteurs. Récemment, une solution a été proposée dans [52] qui consiste à remplacer la grille de polarisation par une surface FSS (*Frequency Selective Surface*) permettant un fonctionnement en double polarisation mais dans deux bandes fréquentielles différentes.

La suite de cette section dresse une liste des principales solutions de cellules déphaseuses en technologie imprimée qui ont marqué l'avancement de l'étude des antennes réseaux réflecteurs. La première partie est consacrée aux réseaux réflecteurs passifs, la seconde aux réseaux réflecteurs reconfigurables.

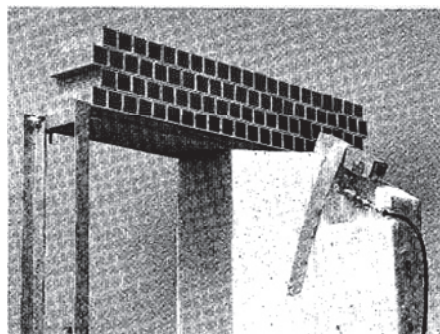


Fig. 1.11 : Une première antenne réseau réflecteur à base de guides d'onde métalliques.

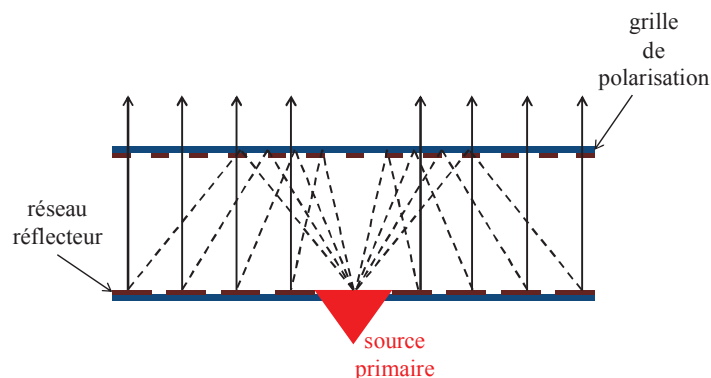


Fig. 1.12 : Schéma de principe d'un « folded reflectarray ».

## 1.6.1 Solutions passives

### 1.6.1.a Cellules à base de patch de taille fixe

L'une des premières solutions proposée en technologie imprimée consistait à utiliser un patch carré de taille fixe. Le contrôle de la phase de l'onde réfléchi se fait par l'intermédiaire d'un stub (ligne de retard) de longueur variable rattaché au patch [18]-[20]. La direction du stub dépend de la polarisation désirée. L'onde reçue par la cellule parcourt la ligne de retard et est ensuite re-rayonnée avec un déphasage égal à deux fois la longueur électrique de la ligne. La cellule illustrée dans Fig. 1.13.a permet d'agir avec un champ électrique polarisé parallèlement à la direction du stub ; la cellule de Fig. 1.13.b permet d'obtenir de la bipolarisation linéaire voire de la polarisation circulaire lorsque les longueurs des deux stubs orthogonaux sont ajustées de façon à introduire  $90^\circ$  de déphasage entre les deux composantes orthogonales du champ. Une autre topologie de cellule à stubs (cf. Fig. 1.14) proposée dans [53, 54] permet de travailler avec de la polarisation circulaire. L'angle de rotation de la cellule est le paramètre de contrôle de la phase ; une rotation de  $\theta$  de la cellule introduit un déphasage de  $2\theta$ .

Les cellules patch rattaché à un stub souffrent d'une limitation en bande de fréquence due à la faible bande du tronçon de ligne [14]. De plus, elles sont difficiles à mettre en œuvre à cause de leur encombrement sur la maille et elles risquent d'engendrer de la polarisation croisée.

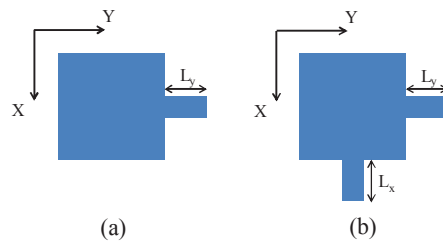


Fig. 1.13 : Cellule patch avec stubs de longueurs variables : cas simple polarisation linéaire (a) et cas double polarisation linéaire / polarisation circulaire (b).

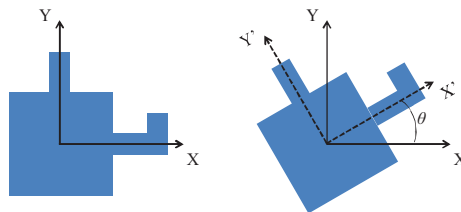


Fig. 1.14 : Cellule patch avec stubs de longueurs fixes pour la polarisation circulaire.

### 1.6.1.b Cellules à base de patch de taille variable

Afin de surmonter les problèmes de transfert d'énergie liés aux stubs et la limitation en bande de fréquence des structures précédentes, D. M. Pozar proposa dans [55] une cellule à base de patch de taille variable. La modification de la taille du patch permet de modifier sa fréquence de résonance et donc la phase de l'onde réfléchi. Malgré la simplicité du processus de fabrication d'une telle structure, le patch présente une sensibilité élevée aux erreurs de fabrication et la gamme de phases assurée par cette solution est dans la plupart des cas inférieure à  $360^\circ$  du fait que les dimensions du patch sont limitées par la taille de la cellule unitaire (appelée encore la taille de la maille ou le pas du réseau). Ces cellules sont compatibles avec un fonctionnement en simple polarisation linéaire dans le cas où la variation de la taille se fait dans la direction de la polarisation du champ électrique (cf. Fig. 1.15.a), et en double polarisation linéaire pour une variation de la taille du patch dans les deux directions (cf. Fig. 1.15.b).

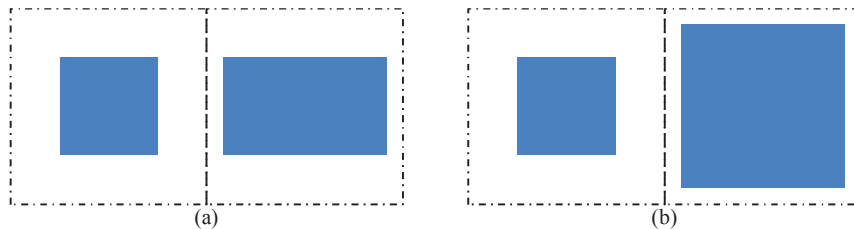


Fig. 1.15 : Cellules patches à dimensions variables : cas simple polarisation linéaire (a) et cas double polarisation linéaire (b).

### 1.6.1.c Cellules à base de patch chargé par une fente

Une cellule de type patch chargé par une fente horizontale (cf. Fig. 1.16.a) a été proposée dans [16, 17] afin de surmonter le problème de l'encombrement du patch dans la maille. En effet, faire augmenter au centre du patch une fente perpendiculairement à la polarisation du champ électrique résulte en une augmentation de la longueur du trajet parcouru par le courant et permet de contrôler la phase de l'onde réfléchi. Une autre solution est proposée dans [56, 57], où la fente est repliée sous forme d'une croix de Jérusalem (cf. Fig. 1.16.b) dans le but de permettre une double polarisation et d'augmenter la gamme de phases offerte par la cellule. En effet, replier la fente offre des degrés de liberté supplémentaires pour le contrôle de la longueur de la fente. De plus, cela permet de placer dans une même maille des fentes de longueurs supérieures (par rapport à celles obtenues en plaçant une simple fente horizontale). Le gros intérêt de cette solution tient en sa simplicité technologique en mono et double polarisation et en sa gamme de phases supérieure à  $360^\circ$ .

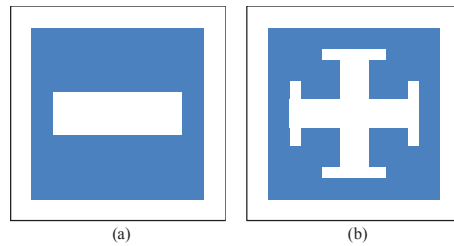


Fig. 1.16 : Cellules patches chargés par : une fente horizontale pour la simple polarisation linéaire (a) et une fente croix de Jérusalem pour la double polarisation linéaire (b).

### 1.6.1.d Cellules en technologie multicouche

Dans le but d'améliorer la gamme de phases assurée par la cellule déphaseuse et la bande passante, des solutions à base de résonateurs multiples en technologie multicouche ont été proposées par J. A. Encinar. Il s'agit d'une superposition de patches de dimensions différentes, imprimés au dessus d'un plan de masse, et séparés par une couche de diélectrique (cf. Fig. 1.17). Ces patches résonnent les uns après les autres assurant, pour la cellule double couche [58, 59], une gamme de phases de  $500^\circ$  et une bande passante améliorée par rapport aux réseaux réflecteurs conventionnels en monocouche. Une gamme de phases de  $800^\circ$  et une bande passante de 10% sont assurées avec la cellule triple couche [7]. L'inconvénient majeur de ces solutions réside dans la complexité de réalisation et le coût de fabrication relativement élevé. D'autre part, l'épaisseur du substrat entre le patch et le plan de masse influe aussi sur le déphasage de la cellule. Une solution basée sur des substrats multicouches et des patches positionnés à une distance variable du plan de masse a été proposée dans [60] menant à un réseau similaire à celui de Fig. 1.18. L'utilisation de cette méthode permet au patch de re-rayonner une onde dont la phase dépend de la profondeur à laquelle il est imprimé. Cette méthode permet d'obtenir des gammes de phases très importantes et très linéaires au détriment de la simplicité de réalisation et nécessite des épaisseurs de substrat conséquentes.

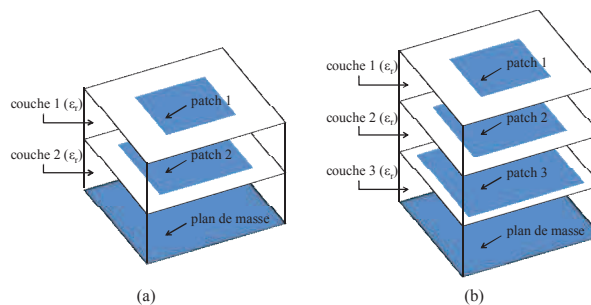


Fig. 1.17 : Cellule à patches superposés : cas double couche (a) et cas triple couche (b).

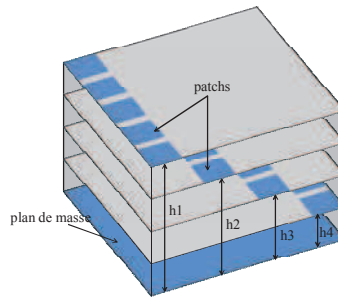


Fig. 1.18 : Réseau de patches identiques imprimés à des distances différentes du plan de masse.

Une approche combinant la solution à base de stub et la technologie multicouche est proposée dans [61]. Le patch est couplé via une fente (située dans le plan de masse) à un stub implanté en face arrière du circuit (cf. Fig. 1.19). L'emplacement du stub en dehors de la surface rayonnante permet de résoudre le problème de son encombrement dans la maille. Deux manières différentes ont été utilisées afin d'améliorer la gamme de phases assurée par la cellule : la première est l'augmentation de la longueur du stub en utilisant un stub en forme de « U », la seconde est l'augmentation de la permittivité du substrat. De plus, cette solution a montré de très bonnes performances en bande avec une réponse fréquentielle assez linéaire. Pourtant cette solution fait appel à la technologie multicouche qui possède l'inconvénient de la complexité et du coût de réalisation relativement élevé.

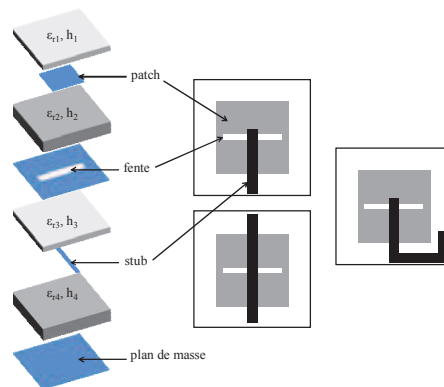


Fig. 1.19 : Cellule à stub en technologie multicouche.

### 1.6.1.e Cellules simple couche à résonateurs multiples

M. R. Chaharmir proposa une nouvelle technique d'amélioration de la gamme de phases assurée et de la bande passante tout en conservant une relative simplicité de réalisation. Il s'agit d'utiliser de multiples résonateurs concentriques imprimés sur un substrat (monocouche) au dessus d'un plan de masse [62, 63] (cf. Fig. 1.20). La gamme de phases assurée atteint facilement des valeurs supérieures à  $360^\circ$  en variant la taille du résonateur avec une bande passante relativement élevée [64, 65]. La faisabilité de cette technique a été démontrée sur une

antenne réseau réflecteur double bande fonctionnant en réception et en transmission [66]. Elle utilise pour la réception, dans la bande 11,4-12,8GHz, une cellule déphaseuse à base de deux croix concentriques discontinues, et pour la transmission, dans la bande 13,7-14,5GHz, une autre cellule à base de deux boucles carrées discontinues.

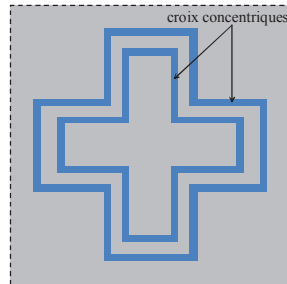


Fig. 1.20 : Cellule à base de croix concentriques.

Récemment, une cellule inspirée des travaux de M. R. Chaharmir a été proposée dans [67]. Elle montre d'excellentes performances en termes de linéarité des réponses en phase, de gamme de phases et de bande passante. Cette cellule (cf. Fig. 1.21) utilise deux anneaux circulaires concentriques ouverts et un dipôle de forme en « I ». Elle est imprimée sur un substrat « mince » d'épaisseur  $h=0,065\lambda_0$ . La gamme de phases assurée et la linéarité des réponses en phase (cf. Fig. 1.22) nécessitent deux cycles géométriques différents : le premier consiste à augmenter  $W$  pour une faible valeur de  $M$ , le second consiste à augmenter  $M$  pour une grande valeur de  $W$ .

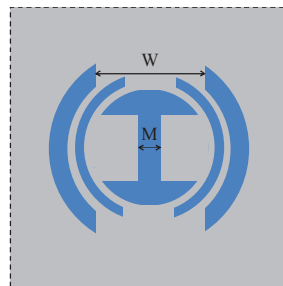


Fig. 1.21 : Cellule à base d'anneaux concentriques et d'un dipôle en forme de « I ».

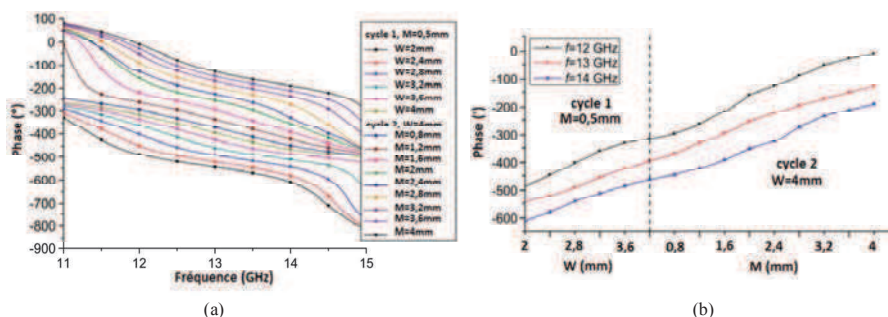


Fig. 1.22 : Réponses fréquentielles (a) et réponses en phase (b) de la cellule proposée dans [67].

Une cellule déphaseuse, appelée cellule « Phoenix », utilisant deux fentes concentriques gravées dans un plan de masse a été présentée dans [68]. L'intérêt principal de cette cellule est la douce variation de sa géométrie (cf. Fig. 1.23), ce qui offre la possibilité de reboucler à l'état initial après un cycle de phase complet de  $360^\circ$ , sans grande modification sur le layout de l'ouverture rayonnante de l'antenne. En conséquence, elle apparaît comme un bon candidat pour la résolution du problème de dégradation du rayonnement lié à la forte différence géométrique entre les cellules voisines [11], à la transition entre deux cycles de phases. Le contrôle de la phase de l'onde réfléchi se fait en variant la taille «  $L_r$  » de l'anneau métallique entre les fentes. Les courbes des réponses fréquentielles sont linéaires et parallèles sur une bande passante de 18% (cf. Fig. 1.24). Cela est dû au principe très spécifique du cycle « Phoenix » qui utilise deux résonances complémentaires de type fente, l'une avec une faible dispersion et l'autre avec une dispersion élevée.

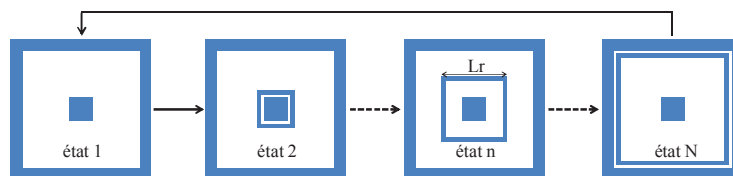


Fig. 1.23 : Cycle complet de la cellule Phoenix.

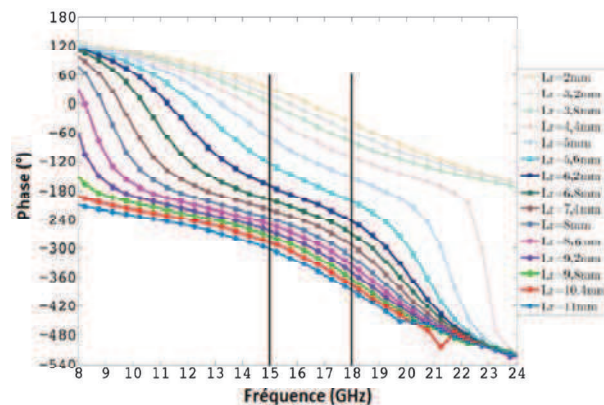


Fig. 1.24 : Réponses fréquentielles de la cellule Phoenix.

### 1.6.1.f Cellules à taille réduite

Pour clore cette section concernant les solutions passives, il faut noter qu'on s'oriente dorénavant de plus en plus vers des cellules déphaseuses de taille réduite fonctionnant loin de toute résonance, dans le but d'améliorer la bande passante. En effet, plusieurs études se sont succédées ces dernières années [69]-[71] sur l'utilisation de cellules de taille inférieure à  $\lambda_0/2$  et l'amélioration apportée sur la bande passante. Ces cellules proposées souffrent souvent d'une gamme de phases réduite ne dépassant pas  $300^\circ$ . Néanmoins, l'utilisation de telles tailles permet d'assurer une variation plus douce de la phase d'un élément à un autre le long du réseau.



## 1.6.2 Solutions reconfigurables

Comme mentionné antérieurement, une antenne réseau réflecteur est reconfigurable si elle est capable de modifier ses caractéristiques de rayonnement de façon dynamique. Dans ce chapitre, seul le contrôle par des composants est présenté du fait qu'il est généralement le plus simple et le plus mature technologiquement. Ce contrôle est assuré par des composants « actifs » (au sens reconfigurables), introduits dans l'élément rayonnant, d'où le nom attribué à la cellule déphaseuse : « cellule déphaseuse active ».

Parmi les composants actifs utilisés on peut citer :

- les commutateurs à diodes *PIN* et les commutateurs à *MEMS* qui assurent une variation discrète de la phase ; un nombre de bits équivalent est alors associé à la cellule.
- les capacités variables dites *varactor* pour lesquelles la variation de la phase est continue.

L'un des avantages présentés par les cellules à phase discrète par rapport aux cellules à phase continue est la commande électrique simplifiée qui se résume à une commande binaire ; par contre, à cause de la variation discrète de la phase, la cellule déphaseuse n'est pas capable de générer n'importe quelle phase dans l'intervalle  $[0^\circ-360^\circ]$  : la loi de phase est quantifiée. Une erreur de quantification est donc engendrée sur la surface du réseau ce qui se traduit par une chute du gain et une remontée des lobes secondaires. Le choix du nombre de bits résulte donc d'un inévitable compromis entre performance et complexité [72]. De plus, de nombreuses études ont été menées afin de limiter les problèmes de l'erreur de quantification de la loi de phase comme dans [73] et [74].

### 1.6.2.a Cellules à phase discrète

Les deux composants les plus utilisés pour obtenir une cellule déphaseuse reconfigurable à phase discrète sont les diodes *PIN* et les commutateurs *MEMS RF*.

Les diodes *PIN* se caractérisent par leur maturité technologique du fait qu'elles sont issues de la technologie des semi-conducteurs. Néanmoins, les commutateurs *MEMS RF* présentent plusieurs avantages tels que les faibles pertes d'insertion, une consommation quasi-nulle en puissance et une fréquence de coupure élevée (supérieure à celle des diodes *PIN*). En contrepartie, le commutateur *MEMS RF* nécessite une tension d'activation élevée, sa vitesse de commutation est moins bonne que celle des diodes *PIN* et sa technologie présente encore des problèmes de fiabilité.

Dans ce qui suit, quelques exemples de cellules déphaseuses à variation de phase discrète pour les réseaux réflecteurs reconfigurables sont donnés.

Une version active de la cellule patch rattaché à un stub, présenté au paragraphe 1.6.1.a, est proposée dans [31]. Le contrôle de la longueur du stub et ainsi de la longueur du trajet parcouru



par le courant induit dans le patch se fait par l'intermédiaire d'une diode *PIN* introduite dans le stub (cf. Fig. 1.25). La phase de l'onde réfléchi est modifiée de  $180^\circ$  conformément à l'état de la diode (On/Off) ; un déphaseur 1-bit est donc obtenu.

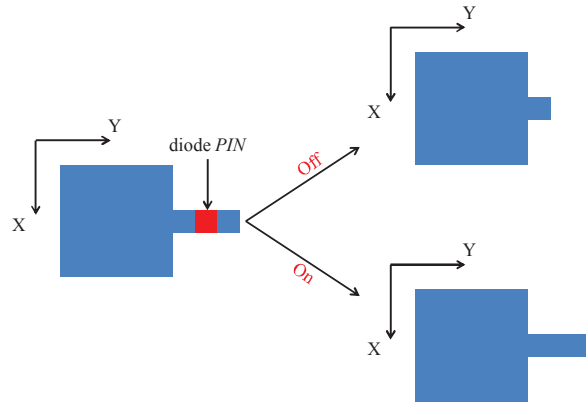


Fig. 1.25 : Cellule active patch rattaché à un stub chargé par une diode *PIN*.

D'autres cellules déphaseuses 1-bit, réalisées en technologie multicouche, ont été proposées par Montori [75, 76]. Elles sont basées sur un changement de polarisation entre champ incident et champ réfléchi. Ces cellules utilisent un patch couplé à trois lignes coplanaires comme le montre la Fig. 1.26. La première cellule fonctionnant en bande Ku, utilise deux diodes *PIN* pour assurer la reconfigurabilité ; la seconde adaptée à un fonctionnement autour de 77GHz, utilise deux commutateurs *MEMS*. Malgré la faisabilité de ce type de cellule, un seul bit reste insuffisant pour éviter les effets préjudiciables de l'erreur de quantification sur le rayonnement et pour assurer une reconfigurabilité importante du diagramme [72].

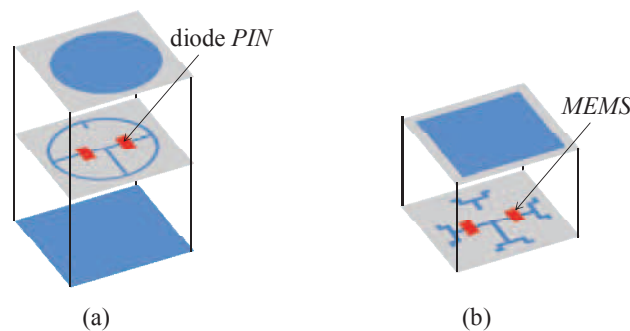


Fig. 1.26 : Cellules déphaseuses 1-bit chargées : par des commutateurs diode *PIN* (a) et par des commutateurs *MEMS* (b).

Une solution reconfigurable, inspirée de la solution passive de [61], a été proposée par Bayraktar dans [77]. Les simulations ont montré la possibilité d'utiliser un patch couplé par une fente à une ligne chargée par des *MEMS* (cf. Fig. 1.27) pour contrôler la phase de l'onde réfléchi. Ensuite, un dépointage de  $40^\circ$  a été démontré expérimentalement sur un prototype de  $10 \times 10$  éléments chargé par 90 commutateurs *MEMS* [78]. Ce réseau réflecteur reconfigurable à

base de *MEMS* est le premier prototype opérationnel qui emploie un grand nombre de commutateurs *MEMS* répartis sur un grand panneau, ce qui démontre le potentiel de la technologie des *MEMS RF* pour les antennes de grande taille.

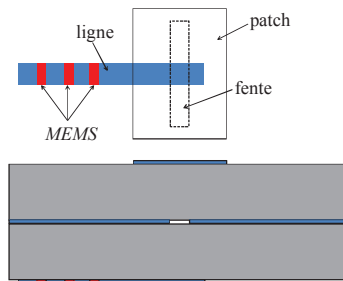


Fig. 1.27 : Cellule patch couplé via une fente à une ligne chargée par des commutateurs *MEMS*.

Une cellule 2,5-bit a été proposée dans [35]. Elle est constituée d'un ensemble de 6 dipôles réunis autour d'une pastille centrale et chargée par 12 commutateurs *MEMS* (cf. Fig. 1.28). Un seul dipôle est actif par état, c'est-à-dire que les deux *MEMS* reliant les deux brins du dipôle concerné à la pastille centrale sont à l'état passant. D'autre part, la cellule duale dite spiraphase a montré sa faisabilité pour la réalisation des antennes réseau réflecteur reconfigurables à base de diodes *PIN* [79, 80]. Huit stubs inductifs sont uniformément rattachés, via des commutateurs, à la circonférence d'une fente circulaire (cf. Fig. 1.29). À chaque instant, un stub n'est pas court-circuité, un déphaseur 3-bit est ainsi garanti. Lorsque deux stubs diamétralement opposés ne sont pas court-circuités, quatre états de phase sont assurés au lieu de huit et le nombre de bits équivalent est réduit à 2. Ces deux cellules sont adaptées pour le fonctionnement en polarisation circulaire. Le jeu de contrôle de l'état des *MEMS* et des diodes de ces deux cellules assure une rotation du motif, la phase réfléchi est proportionnelle à deux fois l'angle de rotation.

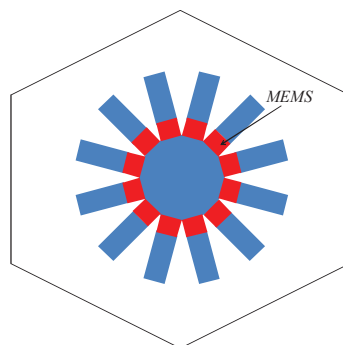


Fig. 1.28 : Cellule 2,5-bit à dipôles chargée par des commutateurs *MEMS*.

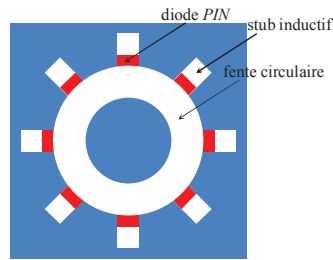


Fig. 1.29 : Cellule spiraphase chargée par des commutateurs à diode PIN.

Une cellule qui dérive de la cellule passive patch à fente est proposée dans [81]. Elle est constituée d'un patch chargé par deux fentes à longueurs contrôlées par un nombre surdimensionné de commutateurs *MEMS* (cf. Fig. 1.30), afin d'offrir la possibilité d'autocorrection de la phase réfléchie lorsqu'un *MEMS* tombe en panne. Cette cellule permet la réalisation d'un réseau réflecteur reconfigurable à base de *MEMS* malgré le problème de fiabilité de ces derniers.

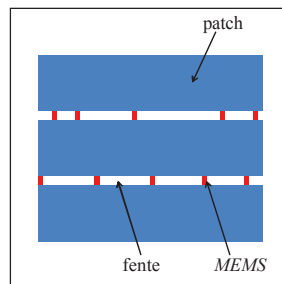


Fig. 1.30 : Cellule patch à fentes chargée par des commutateurs *MEMS*.

Une cellule prometteuse à base de *MEMS* est proposée par Julien Perruisseau-Carrier dans [40]. Cette cellule, illustrée dans Fig. 1.31, utilise des pseudo-anneaux chargés par des *MEMS*. Elle fonctionne en simple polarisation linéaire et assure un nombre de bits équivalent égal à 5. Le nombre de *MEMS* nécessaire pour garantir les 32 états de phase est doublé afin de maintenir un plan de symétrie vertical dans la cellule et afin de réduire la polarisation croisée. De plus les pertes sont inférieures à 0,3dB pour quasiment tous les états et leur répartition est satisfaisante même pour un angle d'incidence allant jusqu'à 60°.

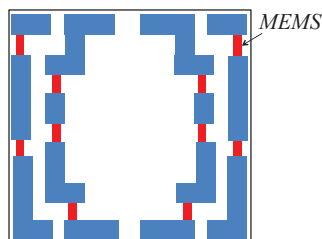


Fig. 1.31 : Cellule 5-bit à pseudo-anneaux chargés par des *MEMS*.

Une dernière cellule déphaseuse à base de diodes *PIN* est la cellule proposée par R. Pereira dans [82]. Elle est formée de deux dipôles orthogonaux chargés chacun par quatre diodes *PIN* activés deux à deux pour conserver la symétrie (cf. Fig. 1.32). Cette cellule est adaptée pour le fonctionnement en double polarisation linéaire et a été optimisée pour assurer un contrôle indépendant de la phase dans les deux polarisations. Un nombre de bits équivalent de 1,7 et des pertes inférieures à 1,3dB sont obtenus sur 2,5% de bande passante.

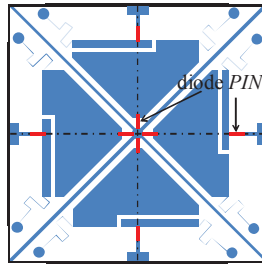


Fig. 1.32 : Cellule 2-bit à dipôles orthogonaux chargés par des diodes *PIN*.

Il est intéressant de noter que, dans le cas des cellules à variation discrète de la phase, le nombre de bits équivalent est directement lié, sans forcément être égal, au nombre d'éléments actifs utilisés. Considérons la cellule de Fig. 1.31 chargée par 10 commutateurs *MEMS*, deux *MEMS* situés de part et d'autre du plan de symétrie vertical de la cellule sont activés simultanément ; cinq commandes différentes sont donc nécessaires pour le contrôle de la cellule, d'où le déphaseur 5-bit obtenu. Le nombre de bits est par conséquent égal au nombre de commandes différentes qui permettent de contrôler les composants actifs de la cellule. Un nombre de bits équivalent égal au nombre des *MEMS* est obtenu lorsque les *MEMS* sont contrôlés indépendamment. L'un des principaux défis lors de la conception d'une antenne réseau réflecteur est donc de concevoir une cellule déphaseuse assurant un nombre de bits équivalent maximal avec le minimum de composants actifs et le minimum de pertes.

### 1.6.2.b Cellules à phase continue

En général, le composant utilisé pour obtenir une cellule déphaseuse à variation continue de la phase est la diode *varicap* ou capacité variable. Ce type de cellule se caractérise par la possibilité de fournir n'importe quelle phase dans l'intervalle  $[0^\circ-360^\circ]$  en agissant sur la tension de polarisation de la diode. Outre les pertes élevées, l'inconvénient majeur réside dans la difficulté d'assurer un contrôle précis de la valeur de la capacité des diodes, ce qui engendre une incertitude non négligeable sur la valeur du déphasage apporté par la cellule. Dans ce qui suit, quelques exemples de cellules déphaseuses à variation continue de la phase pour les antennes réseau réflecteur reconfigurables sont présentés.

Dans [38], L. Boccia propose une cellule patch de taille contrôlable par l'intermédiaire d'une diode *varicap* insérée dans son plan de circuit ouvert (cf. Fig. 1.33). La ligne de polarisation de

la diode est placée sur un côté non rayonnant du patch pour la rendre transparente. Changer la capacité de la diode permet de modifier la fréquence de résonance du patch et la phase de l'onde réfléchi. La gamme de phases assurée est limitée à  $180^\circ$ . Des études ont été menées sur la taille du patch et la position de la diode dans le but de surmonter le problème de la gamme de phases insuffisante et assurer une variation continue sur une plage de  $360^\circ$  [39, 83].

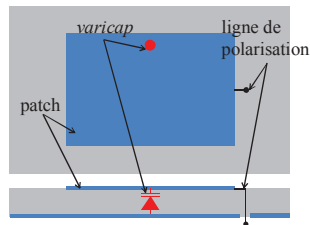


Fig. 1.33 : Cellule patch chargé par une diode varicap.

Dans [40], une fente insérée au centre d'un patch est chargée par deux diodes *varicap* à ses deux extrémités (cf. Fig. 1.34). Cette cellule proposée par S. V. Hum montre un comportement satisfaisant en termes de gamme de phases réalisée ( $330^\circ$ ). Des mesures sur un réseau réflecteur à base d'une telle cellule ont montré d'excellentes caractéristiques de rayonnement [84]. De plus, une investigation sur les pertes à la surface du réseau révèle qu'une source importante de ses pertes est liée à la puissance absorbée par les diodes. Ces pertes peuvent être réduites par l'utilisation de composants avec un plus grand facteur de qualité.

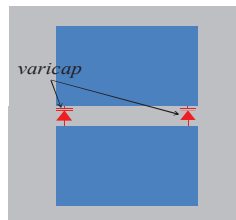


Fig. 1.34 : Cellule patch à fente chargé par deux diodes varicap.

J. Perruisseau-Carrier propose dans [85] une combinaison de diodes *varicap* et de diodes *PIN* pour contrôler la longueur des brins d'une boucle micro-ruban en forme de croix (cf. Fig. 1.35). Le couple d'éléments placé dans le plan de symétrie vertical sert à contrôler la phase dans la polarisation horizontale et vice-versa. Une variation continue de la phase sur une gamme de  $360^\circ$  avec des pertes moyennes de 2dB est assurée pour les deux polarisations. Des performances similaires sont maintenues avec une bande passante de 5% jusqu'à une incidence de  $45^\circ$ .

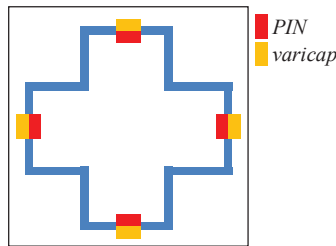


Fig. 1.35 : Cellule combinant des diodes varicap et des diodes PIN.

Une cellule optimisée pour fonctionner en mono-polarisation linéaire est proposée dans [86]. Elle utilise deux anneaux métalliques concentriques chargés par quatre diodes *varicap* (dans le plan de symétrie horizontal) pour contrôler la longueur des anneaux. Deux diodes *varicap* supplémentaires sont placées entre les anneaux (dans le plan de symétrie vertical) pour améliorer le couplage entre ces derniers (cf. Fig. 1.36). Les différentes diodes sont contrôlées simultanément avec la même ligne de polarisation. Cette cellule permet une variation continue de la phase sur une gamme supérieure à  $360^\circ$  avec des pertes maximales de 3,5dB. La bande passante assurée est de 2,4% (deux fois la bande des cellules utilisant un seul résonateur).

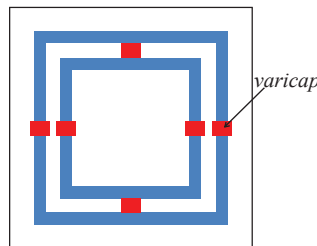


Fig. 1.36 : Cellule à deux anneaux concentriques chargés par des diodes varicap.

Une autre solution reconfigurable, inspirée de la solution passive de [61], a été proposée par Venneri [87, 88]. Elle consiste à utiliser une seule diode *varicap* pour contrôler la longueur d'une ligne à laquelle est couplé un patch à travers une fente (cf. Fig. 1.37). La longueur de la ligne a été optimisée dans le but d'éviter l'utilisation de diodes supplémentaires pour compléter la gamme de phases. Un prototype de  $3 \times 15$  éléments a été fabriqué et mesuré. Un diagramme de rayonnement à balayage du faisceau ainsi qu'un rayonnement à faisceaux multiples et un rayonnement à lobe formé ont été obtenus suivant la loi de polarisation appliquée aux diodes, ce qui démontre les performances prometteuses d'une telle structure pour obtenir un réseau réflecteur reconfigurable.

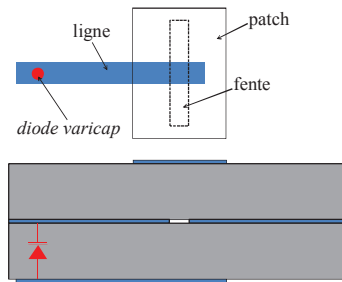


Fig. 1.37 : Cellule patch couplé via une fente à une ligne chargée par une diode varicap.

## 1.7 Conclusion

Ce premier chapitre a permis d'effectuer une présentation générale des antennes réseau réflecteur, de leur principe de fonctionnement et des principales solutions proposées qui ont marqué leur avancement. Lors de la conception d'une telle antenne, le défi majeur est de concevoir une cellule déphaseuse qui peut fournir une gamme de phases minimale de  $360^\circ$  avec une douce variation en fonction de la fréquence, ce qui se traduit par des pertes réduites et une large bande passante. En technologie imprimée, la solution principale qui permet de satisfaire ces demandes est l'utilisation de multi-résonateurs en mono et multi couche. Les solutions multicouches possèdent des inconvénients importants tels que la complexité de mise en œuvre et le coût de fabrication relativement élevé. La reconfigurabilité de ces antennes est assurée en utilisant des composants actifs introduits au sein des cellules constitutives tels que les commutateurs diode *PIN* ou *MEMS* et les diodes *varicap*. Les commutateurs assurent une variation discrète de la phase, un nombre équivalent de bits est donc associé à la cellule et une erreur de quantification est engendrée à la surface réfléchissante de l'antenne. Les cellules à diodes *varicap* assurent une variation continue de la phase ce qui permet d'éviter l'erreur de phase sur la surface du réseau. Par contre elles souffrent de pertes relativement élevées et d'une difficulté de contrôle précis de la capacité de la diode.

Dans la suite, on se focalisera sur des cellules déphaseuses monocouche et, pour la reconfigurabilité, on utilisera un contrôle discret de la phase.





# Chapitre 2

## Nouveau concept de cellule passive pour les réseaux réflecteurs à large bande passante

### 2.1 Introduction

Comme il a été mentionné dans le chapitre précédent, la bande passante d'une antenne réseau réflecteur dépend principalement de la bande passante de la cellule unitaire [6]. Cette dernière utilise généralement des éléments résonants planaires tels qu'un patch et/ou une fente pour le contrôle de la phase de l'onde réfléchie. Lorsque la structure fonctionne proche de sa résonance, elle est dispersive et dissipative, ce qui réduit sa bande passante. Ce problème de limitation de bande peut être surmonté avec les cellules monocouche à résonateurs multiples [65]. D'autre part, afin d'éviter les dégradations sur le diagramme de rayonnement, une évolution géométrique douce, en particulier lors de la transition de phase après un cycle complet de  $360^\circ$ , est à assurer [11]. La cellule Phoenix proposée dans [68] semble être un bon candidat pour satisfaire à ces deux contraintes grâce à sa bande passante, sa douce évolution géométrique et sa capacité de reboucler, toujours en douceur, vers son état initial après un cycle complet de phase.

Dans ce chapitre, une nouvelle approche Phoenix est présentée pour la caractérisation d'une cellule déphaseuse passive large bande et à douce évolution géométrique. La cellule déphaseuse proposée, conçue de façon à permettre un comportement en bipolarisation linéaire, est optimisée pour fonctionner autour de 12,5GHz. Sa géométrie permet de reboucler à l'état initial après un cycle complet de  $360^\circ$ , ce qui permet une variation continue sur la surface du réseau quelle que soit la loi de phase désirée. De plus, une large bande de fréquences et une variation linéaire et parallèle des réponses en phase sont mises en évidence.

### 2.2 La problématique

Lors de la conception d'une antenne *reflectarray*, un défi important est de concevoir une cellule déphaseuse à variation géométrique douce sur la surface du réseau avec la possibilité de reboucler à l'état initial après un cycle complet de  $360^\circ$ . Les topologies qui existent dans la littérature ne permettent pas en général de répondre à ces deux exigences. En effet, considérons le cas de la cellule simple patch de taille variable. Comme indiqué dans le chapitre précédent, le patch tout seul ne permet pas de couvrir intégralement la plage de phases désirée. De plus, à la fin d'un cycle géométrique, quand le patch atteint sa taille maximale, il repasse à sa taille minimale (pour la cellule adjacente) dans le but de commencer un nouveau cycle (cf. Fig. 2.1). Ceci engendre une forte transition géométrique à la surface du réseau et conduit à une

dégradation dans le rayonnement de l'antenne. La recherche d'une nouvelle cellule, qui permette de reboucler à son état initial après un cycle complet de phase tout en gardant une douce évolution géométrique, est alors indispensable. Ce type de cellules est appelé Phoenix grâce à sa capacité de « renaissance », c'est-à-dire sa capacité à retourner à l'état initial après un cycle géométrique complet.

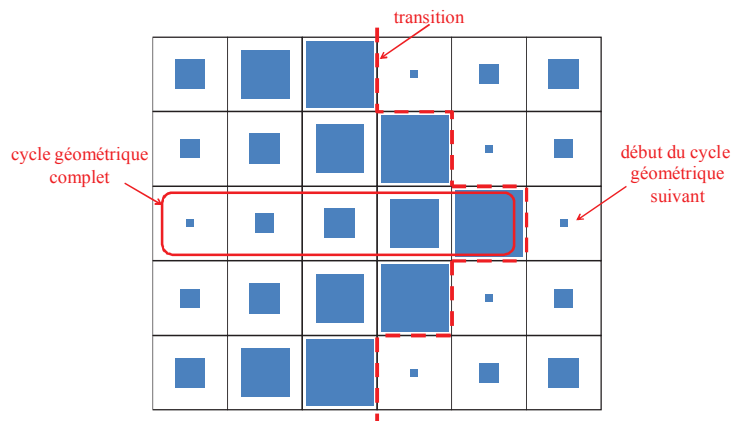


Fig. 2.1 : Evolution du cycle géométrique d'une cellule simple patch et transition à la surface d'un réseau.

Une cellule Phoenix a été proposée dans [68]. Elle permet de couvrir une gamme de phases de  $360^\circ$  avec de faibles dispersions fréquentielles. Le cycle commence par une fente annulaire et se poursuit par l'introduction d'un anneau métallique divisant cette dernière en deux fentes de largeurs complémentaires. Ensuite, la taille de l'anneau est augmentée progressivement jusqu'à ce qu'il atteigne sa taille maximale avant qu'il ne disparaisse pour retourner à l'état initial de la fente annulaire seule (cf. Fig. 2.2). Cette variation douce de la géométrie permet d'éviter les problèmes de dégradation sur le rayonnement, souvent rencontrés à cause de la mauvaise prise en compte en simulation des transitions entre deux cycles géométriques à la surface du réseau.

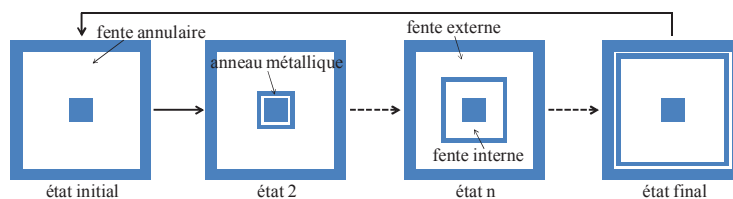


Fig. 2.2 : Première cellule Phoenix à fentes de largeurs complémentaires.

Par ailleurs, l'approche Phoenix peut aussi être obtenue à partir de la cellule simple patch grâce à un cycle en deux phases. Dans une première phase (1<sup>ère</sup> ligne de la Fig. 2.3), le cycle consiste à faire croître la taille d'un patch carré jusqu'à ce qu'il occupe toute la surface de la cellule. Dans une seconde phase, une ouverture carrée est introduite au centre du plan de masse obtenu (patch de plus grande taille), et sa taille est augmentée jusqu'à la disparition de la

métallisation (2<sup>ème</sup> ligne de la Fig. 2.3). Ce cycle géométrique souffre de sa gamme de phases limitée.

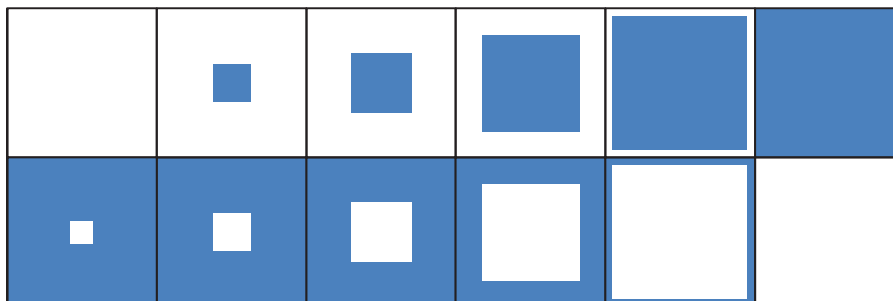


Fig. 2.3 : Deuxième cycle Phoenix à base de patch et fente.

## 2.3 Présentation du cycle proposé

Une variante est étudiée dans ce chapitre (cf. Fig. 2.4). Elle implique à nouveau deux phases successives. La première consiste à faire croître, au centre de la cellule, deux dipôles métalliques croisés imprimés au dessus d'un plan de masse. Le dipôle admet une taille  $L$  en longueur et  $w$  en largeur (cf. Fig. 2.5.a). L'augmentation progressive de la taille de la croix résulte en un décalage de la réponse en phase vers les fréquences les plus basses, une première gamme de phases est donc assurée. Cette première partie du cycle se termine lorsque les brins de la croix atteignent les extrémités de la cellule. En associant la cellule concernée à des cellules identiques qui l'entourent (comme dans le cas d'un réseau périodique), une grille métallique de largeur  $w$  entourant une ouverture carrée est donc obtenue (cf. Fig. 2.5.b). Dans la deuxième partie du cycle, la largeur  $w$  de la grille métallique est rétrécie assurant ainsi une augmentation de la taille de l'ouverture carrée, le décalage vers les basses fréquences des réponses en phase continue et la gamme de phases complémentaire est assurée. Le cycle se termine théoriquement par la disparition complète de la métallisation et par conséquent par un retour à l'état initial caractérisé par l'absence de métallisation. Cette structure possède potentiellement plus de degrés de liberté que celle de la Fig. 2.3, surtout dans la première phase du cycle, où le rapport  $\frac{L}{w}$  est à optimiser.

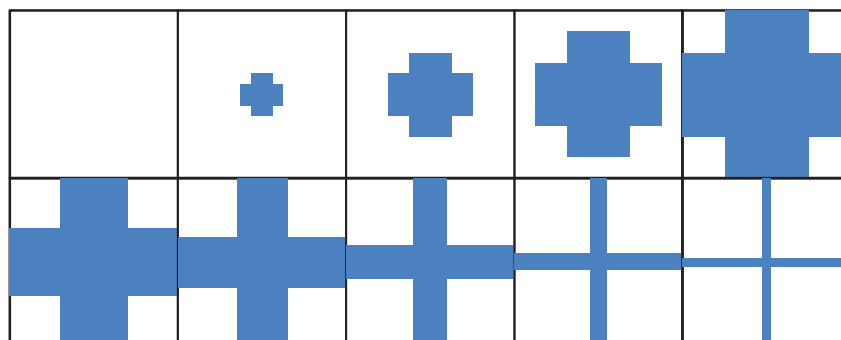


Fig. 2.4 : Evolution de la géométrie sur un cycle complet.

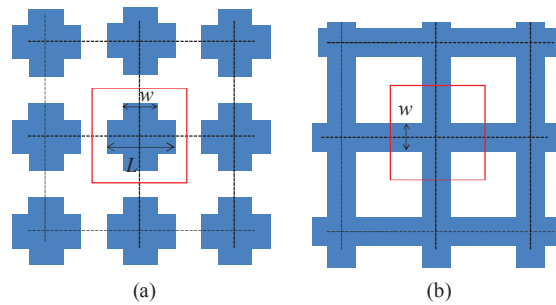


Fig. 2.5 : Cellule unitaire à base de croix de longueur  $L$  et de largeur  $w$  (a) puis d'une grille métallique de largeur  $w$  (b).

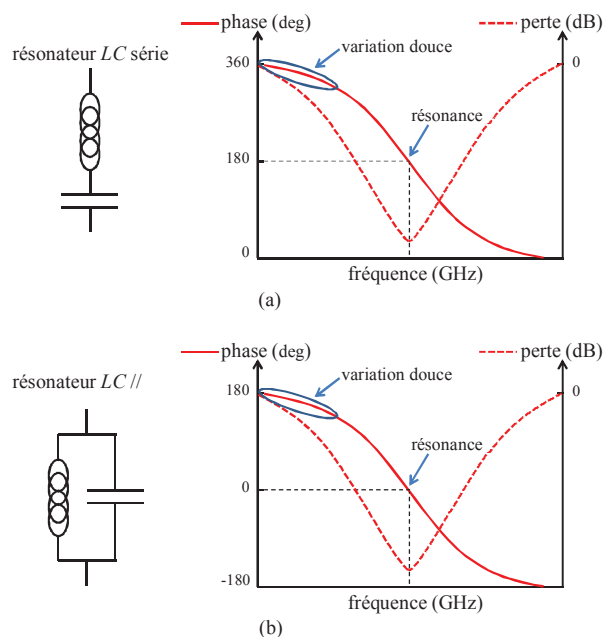


Fig. 2.6 : Réponse fréquentielle et perte : du résonateur LC série (a) et du résonateur LC // (b).

Dans ce chapitre, nous allons montrer que ce cycle, comme celui de la Fig. 2.3 d'ailleurs, présente l'avantage de combiner deux types de résonance, chacun des types correspondant à l'une des phases du cycle. La croix métallique est ainsi assimilable à un résonateur  $LC$  série [69] avec une phase de  $180^\circ$  à la résonance. À l'inverse, l'ouverture carrée entourée par la grille métallique se comporte comme un résonateur  $LC$  parallèle [69] avec une phase de  $0^\circ$  à la résonance (cf. Fig. 2.6). Dans la plupart des réseaux réflecteurs, un seul type d'élément est utilisé et la variation de la réponse en phase en fonction de la fréquence est dominée par le comportement très résonant de cet élément. Par conséquent, la cellule est dispersive et dissipative, ce qui se traduit par une bande passante limitée et par des pertes élevées. L'approche proposée dans ce chapitre consiste donc à combiner les deux éléments dans le même cycle, chacun étant utilisé en dehors de sa résonance. Par conséquent, nous bénéficions naturellement de la variation douce de la phase en fonction de la fréquence. En outre, la commutation entre les

deux modes complémentaires de résonance (croix et ouverture) permet de compléter la gamme de phases globale souhaitée, chacune offrant une gamme de phases différente.

## 2.4 Exploration des capacités de la cellule

Les indicateurs généraux qui seront utilisés le long de ce chapitre pour évaluer les performances de la cellule sont définis comme suit :

- la gamme de phases réalisée à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ .
- la dispersion fréquentielle maximale à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ .
- la bande fréquentielle pour laquelle la dispersion est inférieure à  $45^\circ/\text{GHz}$ .

Dans le but d'explorer les potentialités de la cellule, des premières modélisations électromagnétiques ont été menées avec le simulateur commercial HFSS<sup>®</sup>. Dans la première phase du cycle, le rapport  $\frac{L}{w}$  entre la longueur et la largeur de la croix est choisi égal à deux ; ceci permet a priori de garantir une faible dispersion fréquentielle de la phase, puisque la largeur des éléments augmente fortement lorsqu'ils s'allongent (et donc se rapprochent de leur résonance). La cellule considérée est de taille  $Lc=12\text{mm}$  ( $\lambda_0/2$  à  $f_0=12,5\text{GHz}$ ) imprimée sur du Duroïd de permittivité relative  $\epsilon_r=2,17$  et d'épaisseur  $h=4\text{mm}$  au dessus d'un plan de masse. Cette épaisseur du substrat est approximativement égale à  $\lambda/4$  (quart de longueur d'onde dans le substrat avec  $\lambda=\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$ ). La cellule est supposée placée dans un réseau infini périodique, illuminée par une onde plane sous incidence normale comme le montre la Fig. 2.7. Cette condition est réalisée en simulant la cellule dans un guide « TEM » à l'aide de parois CEP (conducteur électrique parfait) et CMP (conducteur magnétique parfait). La Fig. 2.8 montre l'évolution de la phase de l'onde réfléchiée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $w$  au cours du cycle. La gamme de phases assurée à  $12,5\text{GHz}$  est de  $300^\circ$ , la dispersion fréquentielle est inférieure à  $45^\circ/\text{GHz}$  dans la bande  $7,5\text{-}14,5\text{GHz}$  et la dispersion maximale à la fréquence centrale est de  $26^\circ/\text{GHz}$ .

Le cycle commence par  $w=0$  (absence de la métallisation). La phase assurée à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  est de  $0^\circ$  comme l'onde incidente est simplement réfléchiée sur le plan de masse distant de  $\lambda/4$  du plan de référence (face supérieure du substrat). Lorsqu'une croix est introduite, au fur et à mesure de l'augmentation de la taille de la croix, la réponse fréquentielle en phase est décalée vers les basses fréquences offrant une première gamme de phases de  $180^\circ$ . En dessous de la résonance de la croix, un comportement capacitif est obtenu puisque la croix correspond à un résonateur  $LC$  série. Pour la plus grande croix (de taille  $2w=11,8\text{mm}$ ), la phase réfléchiée atteint presque  $-180^\circ$ . La plage de phases complémentaire, de  $-180^\circ$  à  $-300^\circ$ , est assurée avec l'augmentation de la taille de l'ouverture carrée en rétrécissant la largeur  $w$  de la grille métallique. La phase proche de  $-180^\circ$  correspond à la plus petite ouverture ( $w=6\text{mm}$ ), tandis que la phase de  $-300^\circ$  correspond à la plus grande ( $w=0,15\text{mm}$ ). La valeur de  $0,15\text{mm}$  pour la largeur de la grille métallique est imposée par les contraintes technologiques. Les largeurs plus fines ne permettent pas de compléter la gamme de phases. Pour la deuxième partie du cycle, en dessous

de la résonance de l'ouverture, un comportement inductif est obtenu puisque l'ouverture correspond à un résonateur  $LC$  parallèle. La plus grande inductance est fournie par la grille la plus étroite ( $w=0,15mm$ ).

Ce cycle initial ne permet pas de couvrir complètement les  $360^\circ$  requis. Cette limitation en gamme de phases est due à l'insuffisance de l'effet inductif de la grille métallique pour assurer la gamme complémentaire de  $180^\circ$  comme cela va être démontré ultérieurement. Dans le paragraphe suivant, un circuit électrique équivalent est proposé. Ce schéma électrique équivalent est ensuite utilisé pour essayer d'optimiser le cycle.

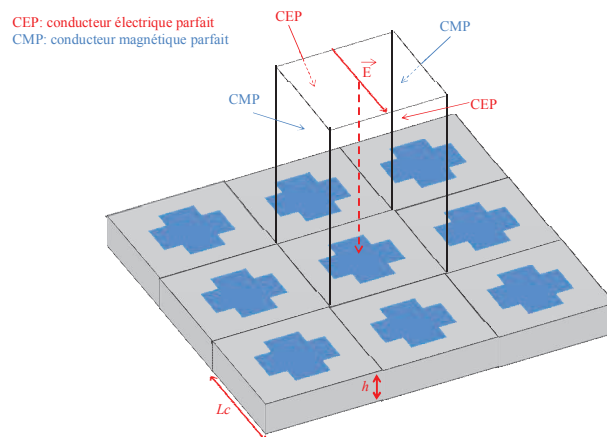


Fig. 2.7 : Cellule unitaire au sein d'un réseau périodique sous incidence normale.

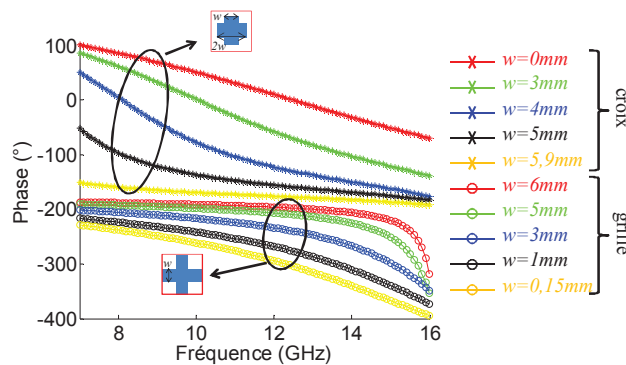


Fig. 2.8 : Réponses fréquentielles en fonction de  $w$  pour  $L_c=12mm$ ,  $\epsilon_r=2,17$  et  $h=4mm$ .

## 2.5 Schéma électrique équivalent et optimisation

Dans [89], il a été démontré l'intérêt de l'approche du circuit électrique équivalent pour surmonter les problèmes de temps de calcul et de mémoire de stockage dans les simulations électromagnétiques de ce type de structures. Ici, un schéma électrique équivalent de la cellule est proposé. Dans la première partie du cycle, la croix métallique est représentée par un circuit  $LC$

série dont l'effet en dessous de sa fréquence de résonance est de type capacitif. Dans la deuxième partie du cycle, l'ouverture carrée est représentée par un circuit  $LC$  parallèle avec un effet inductif en dessous de sa fréquence de résonance. D'une manière générale, la cellule peut donc être modélisée par une admittance  $Y$ , représentant la croix ou l'ouverture carrée, chargée par une ligne de transmission court-circuitée qui représente le substrat avec le plan de masse (cf. Fig. 2.9). La ligne court-circuitée peut être modélisée par l'admittance  $Y_{IN}$  donnée par (2.1) :

$$Y_{IN} = \frac{1}{jZ_c \tan(\beta h)} \quad (2.1)$$

où  $Z_c$  et  $\beta$  représentent respectivement l'impédance d'onde et le nombre d'onde dans le substrat en incidence normale :

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.2)$$

$$\beta = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda} \quad (2.3)$$

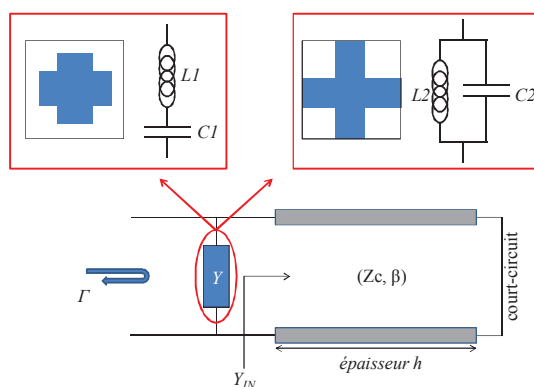


Fig. 2.9 : Schéma électrique équivalent de la cellule proposée.

Les valeurs de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  des circuits  $LC$  (série et parallèle) des Fig. 2.9 dépendent non seulement de la valeur de  $w$  mais aussi de la taille  $L_c$  de la cellule. Les valeurs de ces éléments  $L$  et  $C$  sont calculées pour différentes combinaisons des paramètres géométriques ( $w, L_c$ ). Pour ce faire, la matrice admittance de la croix ou de l'ouverture carrée est calculée en simulant sous HFSS<sup>®</sup> la cellule en transmission avec deux ports : le premier port pour l'excitation, le second remplace le plan de masse. Cette matrice est ensuite exportée dans ADS<sup>®</sup> où le circuit équivalent  $LC$  (série ou parallèle) est synthétisé (cf. Fig. 2.10). Cette approche est répétée pour quatre valeurs différentes de  $L_c$  (12mm, 10mm, 8mm et 6mm) et différentes valeurs de  $w$ . Les valeurs correspondantes de  $L$  et de  $C$  sont alors déterminées. Elles sont représentées sous forme d'abaques sur la Fig. 2.11. Pour la croix (cf. Fig. 2.11.a), on observe logiquement que la capacité augmente avec la longueur  $2w$  du brin. Simultanément, l'inductance série diminue puisque le brin s'élargit en s'allongeant. Pour l'ouverture (cf. Fig. 2.11.b), l'inductance croît avec la taille de l'ouverture alors que la capacité diminue.

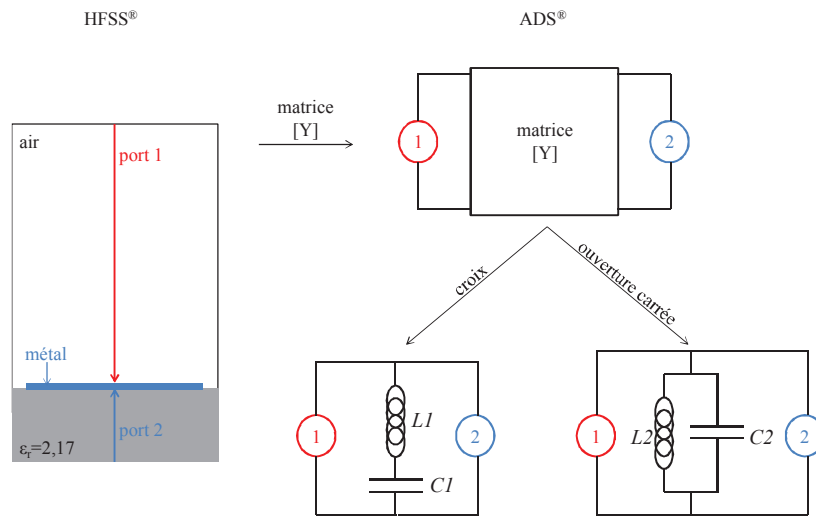


Fig. 2.10 : Procédure de calcul des valeurs de  $L$  et de  $C$  du schéma électrique équivalent.

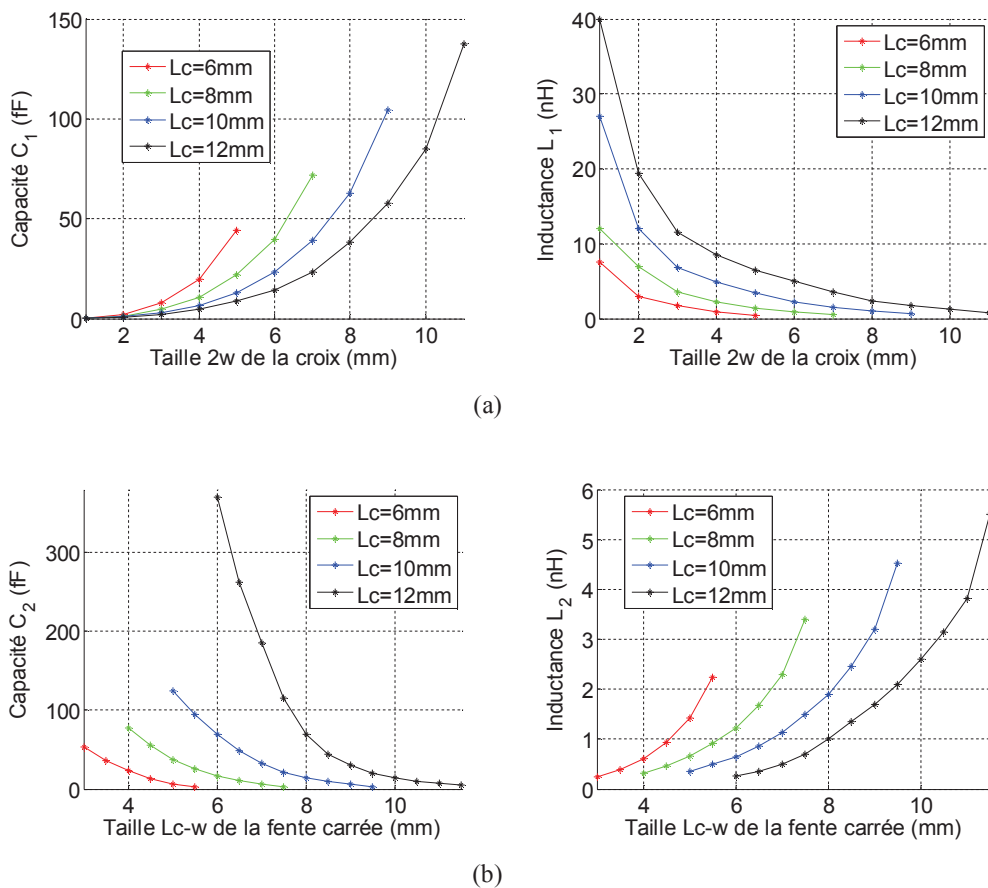


Fig. 2.11 : Valeurs de la capacité  $C$  et de l'inductance  $L$  pour la croix (a) et pour l'ouverture carrée (b), pour différentes valeurs de  $L_c$ .



D'après le paragraphe précédent, cette nouvelle cellule présente beaucoup de potentialités pour offrir un comportement large bande. Sans aucune optimisation, pour une cellule de taille  $L_c=12\text{mm}$  imprimée sur un substrat d'épaisseur  $h=4\text{mm}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r=2,17$ , la gamme de phases assurée est de  $300^\circ$ . Un processus d'optimisation, en utilisant le circuit équivalent, est effectué afin de trouver le meilleur compromis entre la taille  $L_c$  de la cellule et l'épaisseur  $h$  du substrat qui permet de satisfaire aux indicateurs proposés dans le paragraphe 2.4. Ces indicateurs sont évalués pour chaque taille  $L_c$  de la cellule, pour l'ensemble des couples ( $L$ ,  $C$ ) correspondants et pour différentes épaisseurs  $h$  du substrat. Cette optimisation montre qu'un fonctionnement satisfaisant pourrait être obtenu pour une épaisseur de substrat de  $\lambda/6$  ( $h = 2,71\text{mm}$ ) et une taille de cellule  $L_c=10\text{mm}$ . Le résultat, validé par des simulations électromagnétiques sous HFSS<sup>®</sup> en plaçant la cellule au sein d'un réseau infini d'éléments identiques sous incidence normale, est illustré sur la Fig. 2.12. La gamme de phases assurée à 12,5GHz est de  $330^\circ$  avec une dispersion maximale de  $36^\circ/\text{GHz}$ . En outre, la dispersion fréquentielle est maintenue inférieure à  $45^\circ/\text{GHz}$  entre 10GHz et 18GHz fournissant 57% de bande passante au regard des critères choisis. Une gamme de phases plus large pourrait être assurée avec un substrat plus mince, mais cela serait préjudiciable à la dispersion fréquentielle et à la bande passante.

Il faut noter que la plus grande partie de la plage de phases est fournie par l'effet capacitif de la croix, du fait que l'épaisseur  $h$  de substrat est inférieure à  $\lambda/4$ , ce qui pousse les réponses fréquentielles vers les fréquences les plus élevées. Une gamme de presque  $250^\circ$  est ainsi couverte avec l'augmentation de la taille  $2w$  de la croix, et la gamme complémentaire de  $80^\circ$  est couverte avec l'augmentation de la taille  $L_c-w$  de l'ouverture carrée (diminution de la largeur  $w$  de la grille métallique).

Les valeurs de  $L$  et de  $C$  étant déterminées, les fréquences de résonance de la croix et de la fente peuvent être calculées. Dans le Tableau 2.1, seules la croix et la fente de plus grandes tailles sont considérées, et ceci pour différentes valeurs de  $L_c$ . On remarque bien que l'on travaille systématiquement en dehors de la fréquence de résonance des motifs (autour de 12,5GHz), ce qui explique que la dispersion puisse être limitée. La marge vis-à-vis de cette résonance est évidemment d'autant plus grande que la taille de la cellule est faible. Cette marge est plus réduite pour le motif capacitif, ce qui se traduit par des pentes plus fortes. Toutefois, comme on l'a déjà vu, le fait d'élargir la croix en l'allongeant permet d'adoucir la résonance au fur et à mesure que l'on s'en rapproche.

Tableau 2.1 : Fréquence de résonance du plus grand motif (croix ou fente) en fonction de  $L_c$ .

<b>Lc (mm)</b>	<b>fréquence de résonance (en GHz) de la croix la plus grande</b>	<b>fréquence de résonance (en GHz) de la fente la plus large</b>
6	35	62,5
8	26	54,5
10	19,6	44,7
12	15,2	30

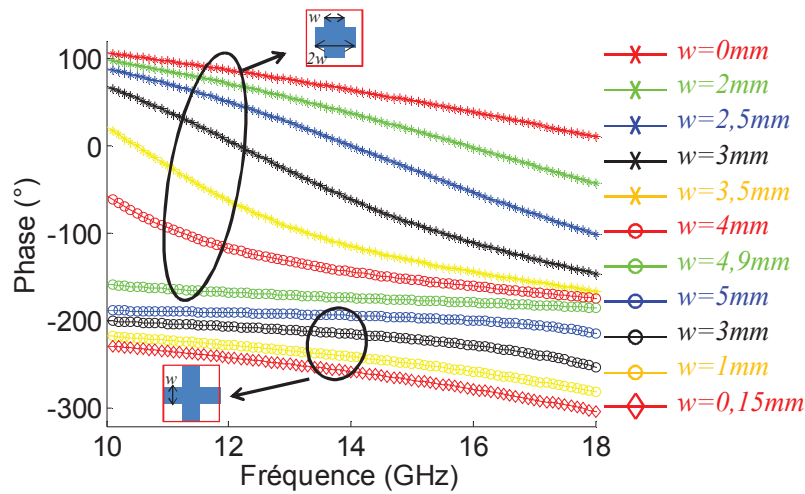


Fig. 2.12 : Réponses fréquentielles de la cellule en fonction de  $w$ , après optimisation, pour  $L_c=10mm$ ,  $\epsilon_r=2,17$  et  $h=2,71mm$ .

## 2.6 Effet de la taille de la cellule sur la gamme de phases et la dispersion fréquentielle

Dans ce paragraphe, l'effet de la taille de la cellule élémentaire sur la gamme de phases offerte et sur la dispersion fréquentielle est étudié. Pour ce faire, quatre valeurs différentes de  $L_c$  sont considérées (12mm, 10mm, 8mm et 6mm). Le substrat utilisé est le Duroïd de permittivité  $\epsilon_r=2,17$  et d'épaisseur  $h=\lambda/4\approx 4mm$  à 12,5GHz. La Fig. 2.13 présente la variation de la dispersion fréquentielle en fonction des valeurs de  $L_c$  et de  $w$  à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$ . D'autre part, la Fig. 2.14 illustre la variation de la dispersion fréquentielle en fonction de la phase introduite par la cellule, pour différentes valeurs de  $L_c$  à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$ . Au fur et à mesure de la diminution de la taille  $L_c$  de la cellule, la dispersion fréquentielle se trouve améliorée au détriment de la gamme de phases couverte. En effet, l'effet capacitif d'une croix de taille donnée  $2w$  est d'autant plus important si la taille  $L_c$  de la cellule est plus faible. La gamme de phases assurée par la première partie du cycle (qui correspond à l'accroissement d'une croix au centre de la cellule) reste quasiment inchangée, une plage de quasiment  $180^\circ$  est donc offerte (entre  $0^\circ$  et  $-180^\circ$ ) indépendamment de la taille de la cellule. D'un autre côté, l'effet inductif de la grille métallique de largeur  $w$  donnée est plus faible pour une cellule de taille  $L_c$  plus petite. Ceci limite la gamme de phases complémentaire assurée par la deuxième partie du cycle et par conséquent, la gamme de phases globale se trouve réduite (cf. Fig. 2.15).

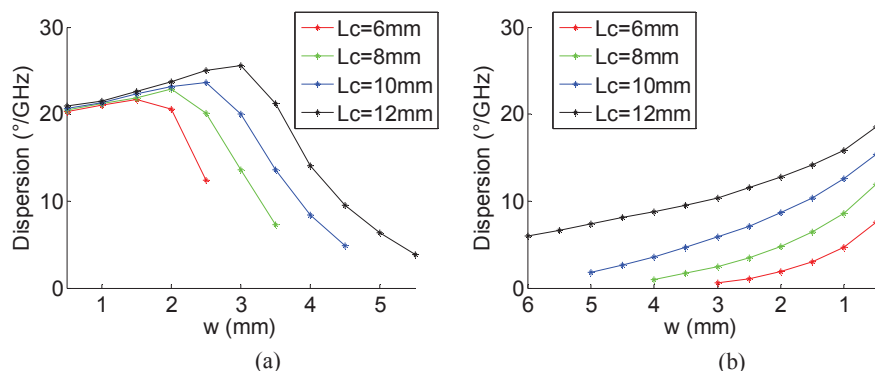


Fig. 2.13 : Dispersion fréquentielle des réponses en phase en fonction de  $w$  : pour la croix (a) et pour l'ouverture carrée (b), pour différentes valeurs de  $L_c$ .

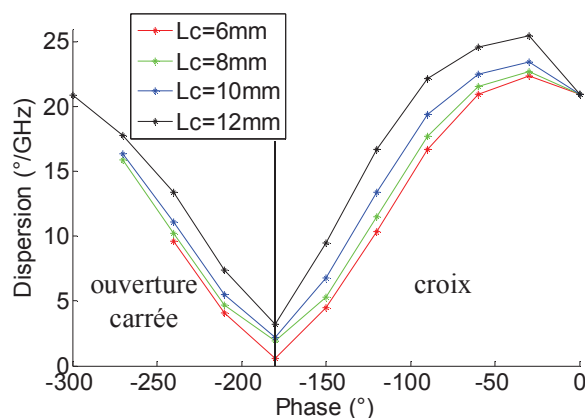


Fig. 2.14 : Dispersion fréquentielle des réponses en phase en fonction de la phase assurée par la cellule pour différentes valeurs de  $L_c$ .

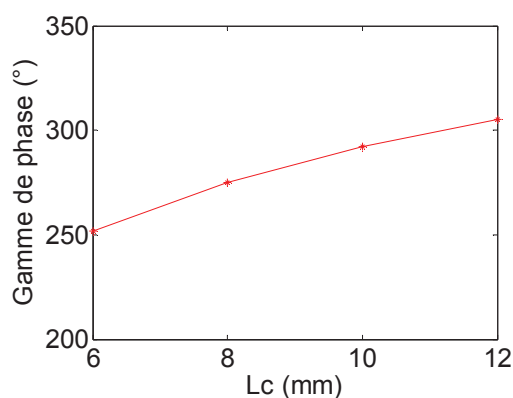


Fig. 2.15 : Gamme de phases assurée par le cycle proposé à la fréquence centrale  $f_0=12,5$ GHz pour différentes valeurs de la taille  $L_c$  de la cellule.

## 2.7 Cycle géométrique évolué pour un cycle de phase complet

Plusieurs études se sont succédées ces dernières années [69]-[71] sur l'utilisation d'une cellule déphaseuse de taille inférieure à  $\lambda_0/2$  et l'amélioration apportée sur la bande passante. Ces cellules souffrent souvent d'une gamme de phases limitée. Néanmoins, l'utilisation d'une taille réduite assure une variation douce de la phase d'un élément à un autre sur la surface du réseau. Dans ce paragraphe, une cellule de taille  $L_c = \lambda_0/3 = 8\text{mm}$  est considérée. Elle est imprimée sur un substrat Duroïd ( $\epsilon_r = 2,17$ ) d'épaisseur  $h = 3,175\text{mm}$  au dessus d'un plan de masse. D'après le paragraphe 2.5, cette taille de cellule garantit un fonctionnement suffisamment en dessous de la résonance quels que soit le type et la taille du motif considéré. L'épaisseur du substrat correspond à une valeur directement disponible commercialement (Nelco NY 9217). Les performances du cycle pour ces dimensions sont tout d'abord évaluées en se basant sur les indicateurs généraux du paragraphe 2.4. Ensuite, une évolution du cycle est proposée afin d'améliorer ses performances. Enfin, la tenue sous incidence de la cellule évaluée est investiguée. Une bande passante, qui prend en compte les performances en incidence, est ainsi définie.

### 2.7.1 Performances initiales

Le cycle proposé au paragraphe 2.3 est repris avec la nouvelle taille de cellule ( $L_c = 8\text{mm}$ ) et de substrat ( $h = 3,175\text{mm}$ ). Le résultat des simulations illustré dans Fig. 2.16 montre que la gamme de phases assurée à la fréquence centrale  $f_0 = 12,5\text{GHz}$  est de  $307^\circ$ . En l'absence de toute métallisation, la phase introduite vaut  $55^\circ$  (différente de  $0^\circ$  du fait que l'épaisseur du substrat est inférieure à  $\lambda/4$ ). En fin de cycle, pour la grille de largeur  $w = 0,15\text{mm}$ , la phase réfléchie vaut  $-252^\circ$ . La dispersion maximale à la fréquence centrale est de  $27^\circ/\text{GHz}$ , elle est maintenue inférieure à  $45^\circ/\text{GHz}$  sur 57% de bande de fréquences, de 10GHz à 18GHz.

Comme on l'a déjà évoqué, la gamme de phases couverte est insuffisante car l'effet inductif maximum en fin de cycle reste trop faible. Afin de montrer ce vers quoi l'on doit tendre, une simulation circuit avec des éléments réactifs idéaux est présentée en Fig. 2.17. Dans cette simulation, la croix est remplacée par une capacité pure et l'ouverture par une inductance pure. On constate que l'on reproduit globalement le cycle réel observé sur la Fig. 2.16. Toutefois, on réussit à élargir la gamme de phases couverte en augmentant artificiellement la valeur maximale de l'inductance (au-delà de ce que permet d'atteindre notre ouverture). L'inductance maximale nécessaire pour compléter le cycle de phase est de l'ordre de 80nH. Or pour cette taille de cellule, la valeur de l'inductance  $L$  de la grille métallique la plus étroite imposée par les contraintes technologiques ( $w = 0,15\text{mm}$ ) est égale à 5,34nH ( $\ll 80\text{nH}$ ), on comprend donc que le cycle, tel qu'il est, est incapable d'assurer un cycle de phase complet.

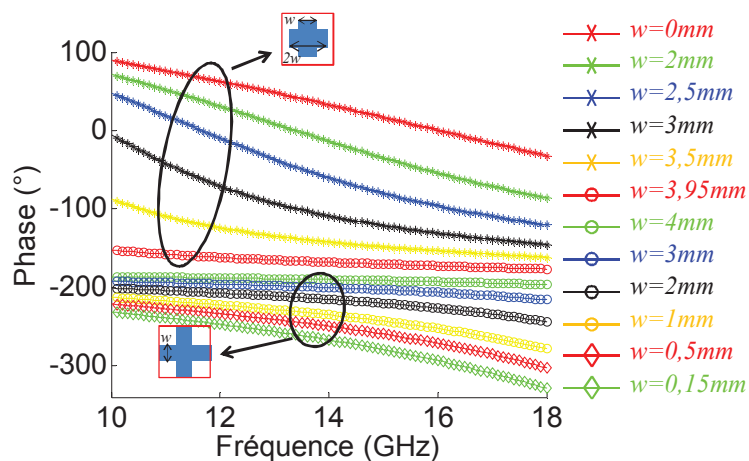


Fig. 2.16 : Réponses fréquentielles de la cellule en fonction de  $w$ , pour  $L_c=8mm$ ,  $\epsilon_r=2,17$  et  $h=3,175mm$ .

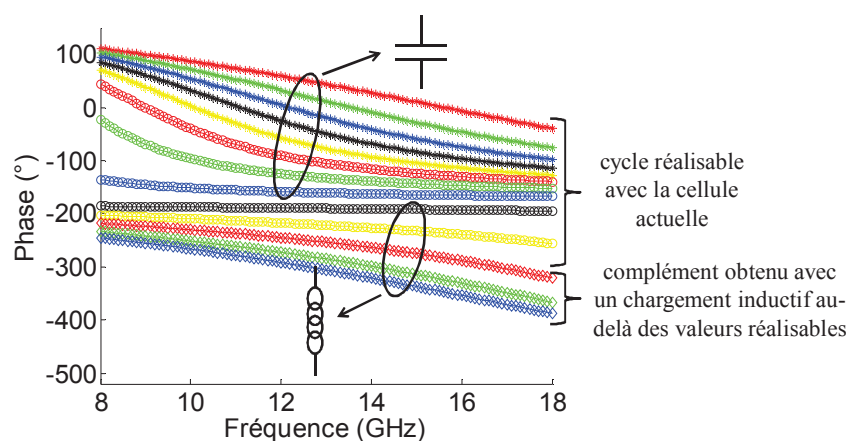


Fig. 2.17 : Réponses fréquentielles obtenues par l'augmentation de la valeur d'une capacité idéale puis d'une inductance idéale.

## 2.7.2 Cycle évolué

Dans cette partie, une évolution du cycle est proposée afin d'augmenter l'effet inductif apporté par la grille métallique la plus fine ( $w=0,15mm$ ) et pour compléter ainsi la gamme de phases requise de  $360^\circ$  avec des dispersions fréquentielles faibles sur une large bande passante.

### 2.7.2.a Grille à méandres

L'évolution consiste à introduire une troisième partie au cycle géométrique avant de reboucler à l'état initial (absence de toute métallisation). À la fin de la deuxième partie du cycle, pour la grille métallique la plus étroite de largeur  $w=0,15mm$ , un méandre est introduit (cf. Fig. 2.18). La

forme du méandre choisie permet de maintenir la symétrie de la cellule ce qui est important du point de vue des performances en rayonnement. Le trajet parcouru par le courant électrique est rallongé en augmentant la taille  $l$  du méandre. La variation de  $l$  entre 3mm et 5,5mm est suffisante pour compléter le cycle de phase. La Fig. 2.19 montre que la gamme de phases assurée à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  est dorénavant de  $360^\circ$  avec une dispersion maximale de  $32^\circ/\text{GHz}$ . De plus, la dispersion fréquentielle est maintenue inférieure à  $45^\circ/\text{GHz}$  sur 40% de bande passante, de 10GHz à 15GHz. La réduction de la bande passante est due au fait que la dispersion fréquentielle de la phase, dans le cas « grille à méandres », augmente au fur et à mesure de l'augmentation de la valeur de  $l$ . Cet effet néfaste du méandre sur la dispersion fréquentielle sera expliqué par la suite en se basant sur le schéma électrique équivalent.

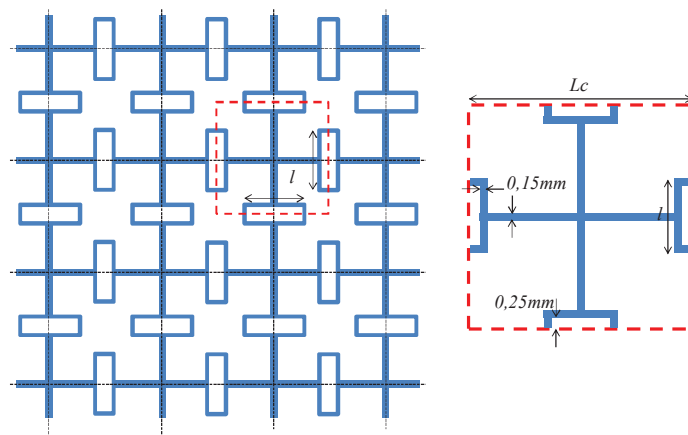


Fig. 2.18 : Grille métallique et cellule unitaire avec méandres de longueur  $l$ .

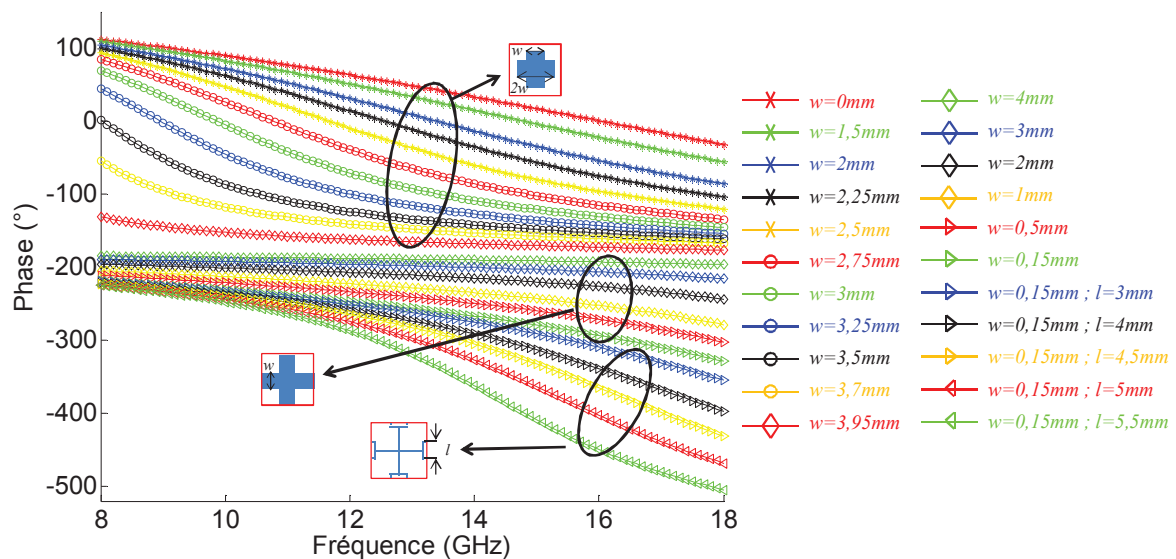


Fig. 2.19 : Réponses fréquentielles du cycle évolué en fonction de  $w$  et/ou de  $l$ , pour  $L_c=8\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2,17$  et  $h=3,175\text{mm}$ .

### 2.7.2.b Interprétation du comportement obtenu

Afin de comprendre la contribution de chacun des méandres horizontaux et verticaux sur le comportement obtenu, des simulations supplémentaires ont été menées sous HFSS<sup>®</sup>, avec le champ électrique polarisé verticalement et la grille métallique fine ( $w=0,15mm$ ) chargée uniquement par des méandres horizontaux dans un premier temps (cf. Fig. 2.20), puis par des méandres verticaux dans un second temps (cf. Fig. 2.21). La cellule est supposée placée dans un réseau infini périodique et illuminée par une onde plane sous incidence normale. Les courbes superposées de la Fig. 2.22 montrent que les méandres horizontaux ne permettent pas d'augmenter l'effet inductif de la grille métallique et ne contribuent pas au contrôle de la phase réfléchie. Ils sont transparents pour le champ électrique polarisé verticalement. À l'inverse, les méandres verticaux sont indispensables pour compléter la gamme de phases (cf. Fig. 2.23).

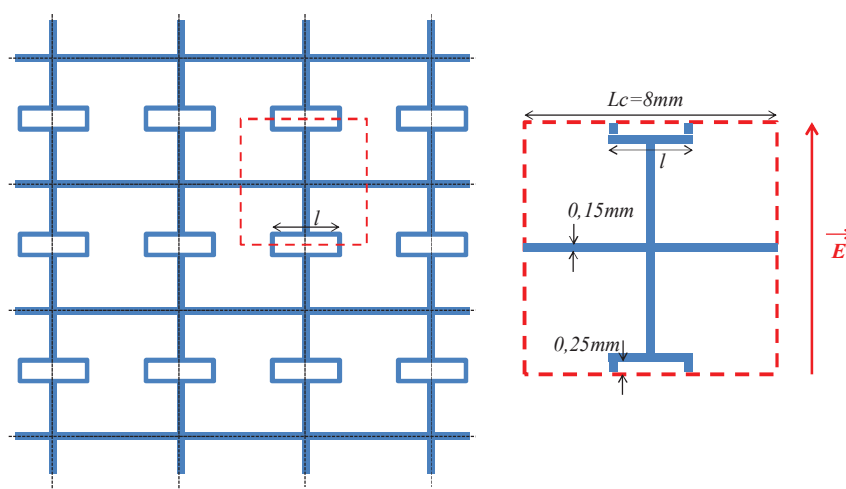


Fig. 2.20 : Grille métallique à méandres horizontaux de longueur  $l$  variable.

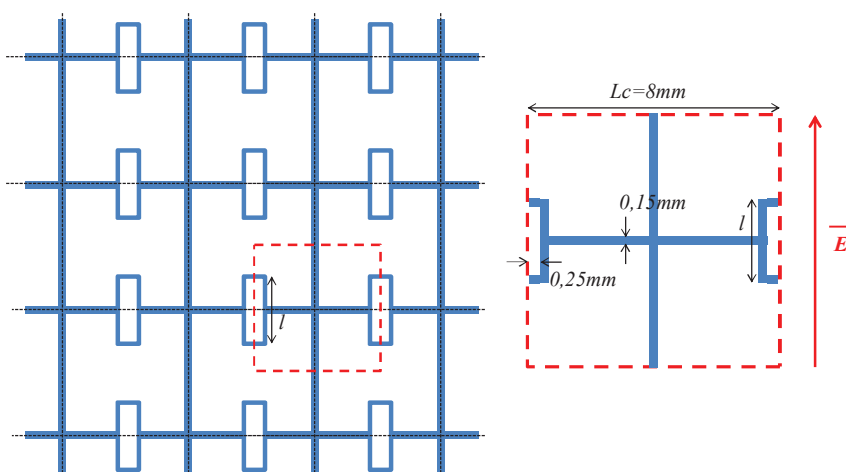


Fig. 2.21 : Grille métallique à méandres verticaux de longueur  $l$  variable.



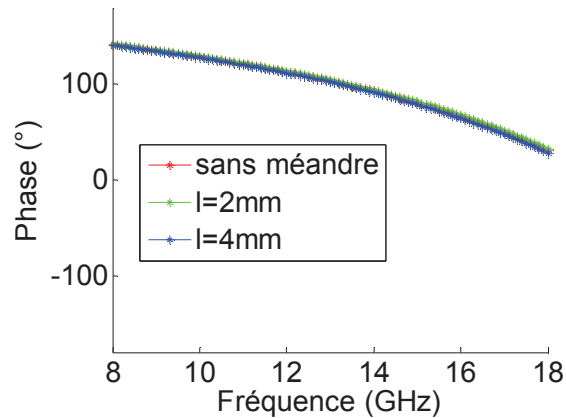


Fig. 2.22 : Réponses fréquentielles de la grille métallique sans méandres et avec méandres horizontaux de longueur  $l$  variable, pour un champ électrique polarisé verticalement.

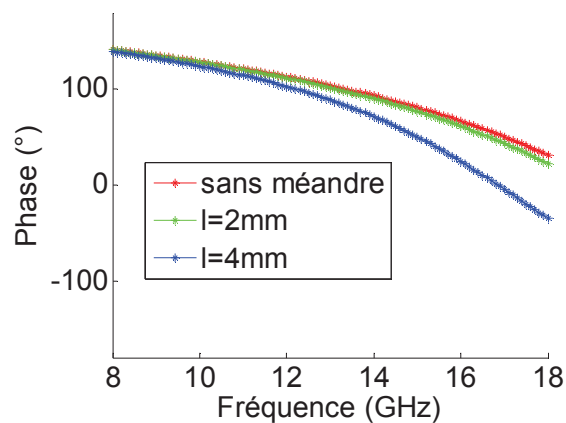


Fig. 2.23 : Réponses fréquentielles de la grille métallique sans méandres et avec méandres verticaux de longueur  $l$  variable, pour un champ électrique polarisé verticalement.

Un schéma électrique équivalent simplifié de la grille métallique à méandres est présenté sur la Fig. 2.24. Les brins métalliques verticaux sont globalement représentés par une self alors que les méandres verticaux sont assimilés à une capacité parallèle. On obtient donc approximativement un comportement de type résonance parallèle. Suite à une simulation électromagnétique associée à une simulation circuit, les valeurs de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  de ce résonateur  $LC$  parallèle sont calculées. Le Tableau 2.2 montre qu'au fur et à mesure de l'augmentation de la longueur  $l$  des méandres, la valeur de l'inductance  $L$  reste quasiment constante, les méandres horizontaux étant transparents au champ électrique polarisé verticalement comme on l'a démontré antérieurement. Par contre, l'effet capacitif entre les méandres verticaux augmente avec le rapprochement de ces derniers. Tout se passe donc comme si le contrôle de la phase s'effectue par l'intermédiaire d'une capacité variable dans une fente de taille fixe [90]. Ceci explique la perte du parallélisme entre les courbes et l'augmentation rapide



de la dispersion fréquentielle des réponses en phase du cas « grille à méandres » par rapport aux réponses du cas « grille seule ». En dessous de la résonance, ce chargement capacitif artificiel augmente l'effet inductif global du résonateur  $LC$  parallèle, vu que la fréquence de résonance associée reste supérieure à la fréquence de fonctionnement. On note que le calcul des valeurs de  $L$  et de  $C$  est limité par une valeur  $l=4,5\text{mm}$  du fait que pour des longueurs supérieures, des phénomènes de couplage commencent à apparaître entre les méandres orthogonaux ce qui rend la synthèse du circuit et la recherche des valeurs des composants constitutifs de plus en plus complexe.

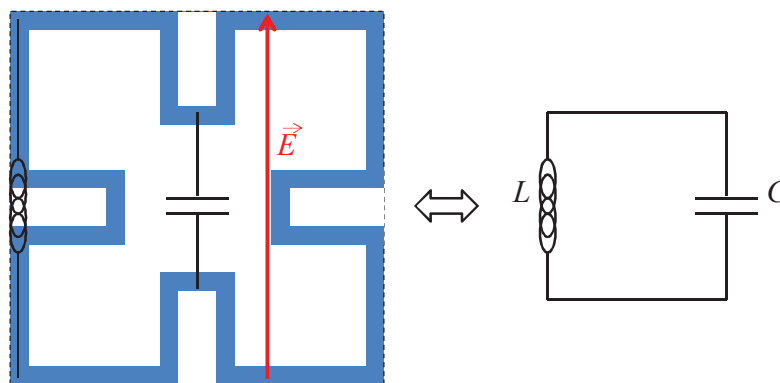


Fig. 2.24 : Schéma électrique équivalent de la cellule grille à méandres.

Tableau 2.2 : Valeurs de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  et fréquence de résonance du résonateur  $LC$  parallèle qui correspond à la grille à méandres de longueur  $l$  variable.

$l$ (mm)	$L$ (nH)	$C$ (fF)	fréquence de résonance (GHz)
0	5,34	1,6	54,4
2	5,18	2,5	44,2
2,5	5,2	3,6	36,7
3	5,25	4,9	31,3
3,5	5,31	6,5	27,1
4	5,35	8,5	23,5
4,5	5,39	11	20,6

### 2.7.3 Comportement de la cellule sous incidence oblique

Dans le cas réel, une cellule déphaseuse doit fonctionner sur une plage d'angle d'incidence représentative des conditions réelles d'illumination du réseau. Il est donc nécessaire d'étudier le comportement de la cellule sous incidence oblique. Le cycle proposé est maintenant étudié en plaçant la cellule au sein d'un réseau infini périodique illuminé par une onde plane sous incidence oblique (cf. Fig. 2.25).

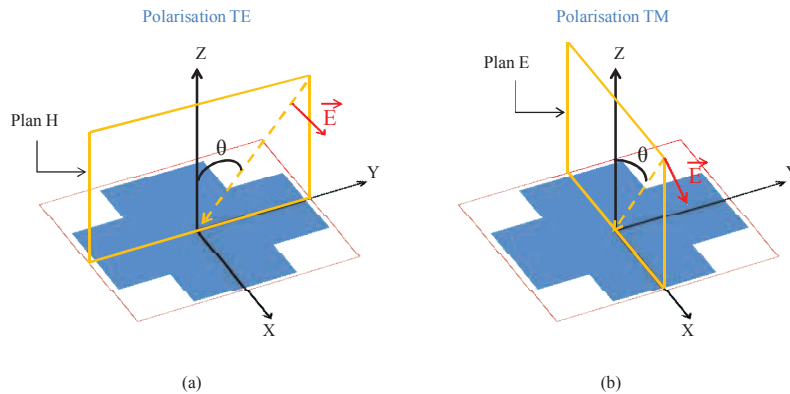


Fig. 2.25 : Cellule unitaire sous incidence oblique en considérant la polarisation suivant  $x$  : (a) polarisation TE, (b) polarisation TM.

Pour la polarisation TE et pour un angle d'incidence  $\theta=30^\circ$ , les réponses en phase du cycle complet (y compris avec les méandres) suivent la même évolution que dans le cas de l'incidence normale (cf. Fig. 2.26). Une gamme de phases de  $360^\circ$  est assurée à  $f_0=12,5\text{GHz}$  avec une dispersion maximale de  $32^\circ/\text{GHz}$ . La Fig. 2.27 montre que les réponses fréquentielles sont légèrement décalées en fonction de l'angle d'incidence.

Pour la polarisation TM et pour le même angle d'incidence  $\theta=30^\circ$ , la première partie du cycle (croix avec  $w$  allant de 0mm à 4mm) assure des réponses similaires au cas de l'incidence normale (cf. Fig. 2.28.a). Pour la deuxième partie du cycle (grille métallique avec  $w$  allant de 4mm à 0,15mm), des résonances abruptes commencent à apparaître sur les réponses fréquentielles à la fin de la bande de fréquences (cf. Fig. 2.28.b). Ces résonances réapparaissent pour des fréquences inférieures à 12GHz dans la dernière partie du cycle (grille à méandres avec  $l$  allant de 3mm à 5,5mm et  $w=0,15\text{mm}$ ) (cf. Fig. 2.28.c). La bande fréquentielle pour laquelle les réponses en phase gardent des dispersions inférieures à  $45^\circ/\text{GHz}$  sous incidence oblique se trouve réduite à 22%, de 12GHz à 15GHz.

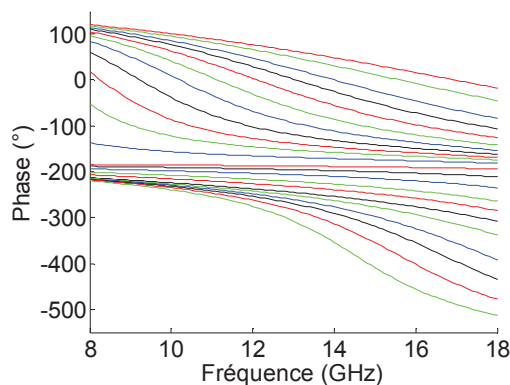


Fig. 2.26 : Réponses fréquentielles en polarisation TE (suivant  $x$ ) du cycle complet pour  $\theta=30^\circ$ .

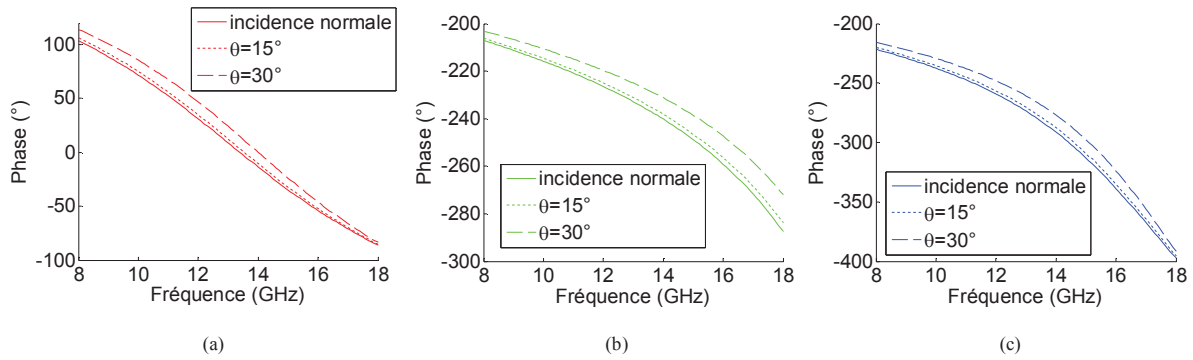


Fig. 2.27 : Effet de l'incidence, en polarisation TE, sur les réponses fréquentielles : (a) croix  $2w=4mm$ , (b) grille  $w=0,8mm$ , (c) grille  $w=0,15mm$  à méandres de longueur  $l=4mm$ .

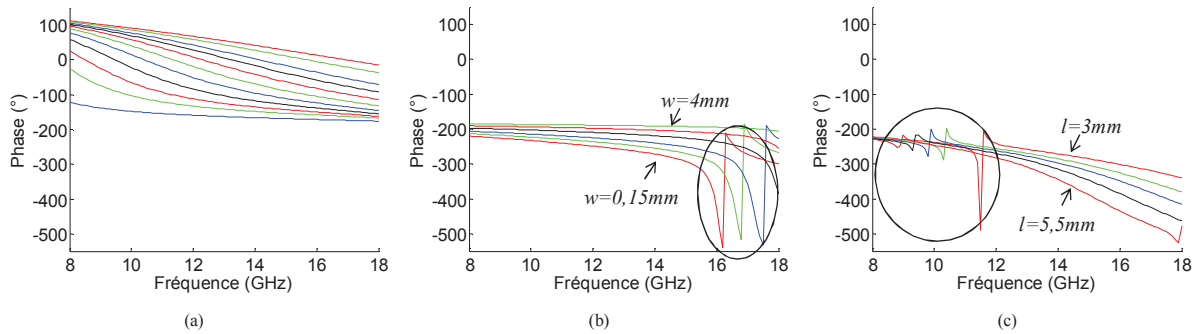


Fig. 2.28 : Réponses fréquentielles en polarisation TM (suivant x) pour  $\theta=30^\circ$  : (a) augmentation de la taille d'une croix, (b) rétrécissement de la largeur de la grille, (c) augmentation de la longueur du méandre.

Un cas plus général est maintenant considéré, l'incidence est donnée par  $\theta=30^\circ$ ,  $\varphi=60^\circ$  (cf. Fig. 2.29). Le champ électrique admet deux composantes, une suivant  $\vec{e}_\theta$  et l'autre suivant  $\vec{e}_\varphi$ , les vecteurs unitaires du repère sphérique au point M. Les réponses fréquentielles du cycle complet, suivant x et suivant y, sont illustrées dans Fig. 2.30. La gamme de phases assurée à 13,5GHz (centre de la bande réduite) est de  $360^\circ$ . La dispersion fréquentielle est maintenue inférieure à  $45^\circ/\text{GHz}$  le long de la bande 12GHz-15GHz (22%), sa valeur maximale à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  est de  $34^\circ/\text{GHz}$  pour la polarisation suivant x et de  $30^\circ/\text{GHz}$  pour la polarisation suivant y.

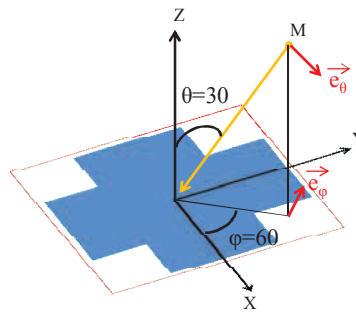


Fig. 2.29 : Cellule unitaire sous incidence oblique ( $\theta=30^\circ$ ,  $\varphi=60^\circ$ ).

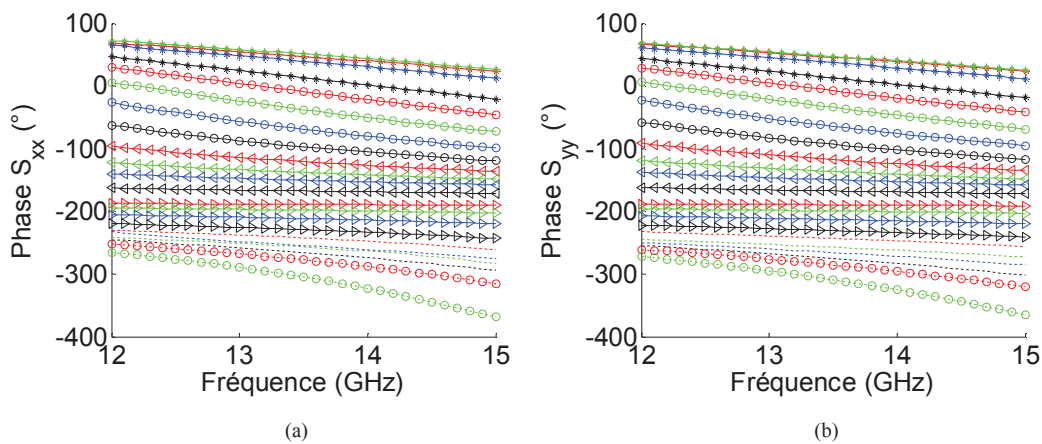


Fig. 2.30 : Réponses fréquentielles : (a) suivant  $x$ , (b) suivant  $y$ , du cycle complet pour une incidence ( $\theta=30^\circ$ ,  $\varphi=60^\circ$ ).

## 2.8 Interprétation des résonances parasites

Comme démontré dans l'étude du comportement de la cellule sous incidence oblique, les réseaux réflecteurs sont susceptibles de présenter des résonances parasites, responsables de pertes significatives de l'énergie et préjudiciables pour le rayonnement de l'antenne. Ces résonances, connues sous le nom d'« anomalies de Wood » [91], sont dues à l'excitation d'ondes de surface dans l'empilement de l'antenne. Les modes de Floquet excités dans la structure périodique du réseau se couplent avec les modes de surface de l'empilement diélectrique, donnant ainsi naissance à ces anomalies.

Dans le cas des réseaux phasés, il a été démontré dans [92] que, pour un empilement de substrat donné, la réduction de la taille de la maille (ou du pas du réseau) permet de retarder l'apparition des modes de Floquet supérieurs, limitant ainsi leurs possibilités de couplage avec les modes de surface et donc l'apparition des résonances parasites. Dans ce paragraphe, quelques résultats de simulations sont présentés afin de démontrer la faisabilité de cette solution dans le cas particulier d'un réseau réflecteur. On note que, en général, le problème auquel on s'intéresse

ne concerne pas une géométrie de motif figée (c'est-à-dire une phase fixe), mais une gamme de phases théorique égale à  $360^\circ$ . Autrement dit, il ne s'agit pas de déterminer si tel ou tel état de phase présentera une résonance, mais si l'on peut couvrir un cycle complet de  $360^\circ$  sans rencontrer un tel problème dans la bande considérée.

Considérons le cas d'une grille métallique de largeur  $w = \{1,2\text{mm}, 0,6\text{mm} \text{ et } 0,25\text{mm}\}$ . Chacune de ces valeurs de  $w$  est considérée pour une maille de taille différente, soit  $Lc = \lambda_0/n$  avec  $n = \{2, 2,4 \text{ et } 3\}$  respectivement. Les tailles sont choisies de façon à ce que, sous incidence normale, ces trois cellules possèdent, à quelques degrés près, la même réponse fréquentielle le long de la bande considérée (cf. Fig. 2.31). On peut noter sur cette figure qu'aucune résonance inattendue n'est présente. Par contre, la Fig. 2.32 montre que, pour un angle d'incidence  $\theta = 20^\circ$ , deux résonances inattendues apparaissent sur la réponse fréquentielle de la cellule de plus grande taille ( $n=2$ ), la première autour de 11,6GHz et la seconde autour de 16,1GHz. En réduisant la taille de la maille, pour  $n=2,4$ , la résonance la plus haute en fréquence se trouve décalée vers l'extérieur de la bande considérée, et la résonance la plus basse, initialement rencontrée autour de 11,6GHz, se trouve poussée vers 13,6GHz. Enfin, pour  $n=3$ , la résonance la plus basse se trouve davantage décalée vers le haut, elle apparaît dans ce cas là autour de 16,6GHz.

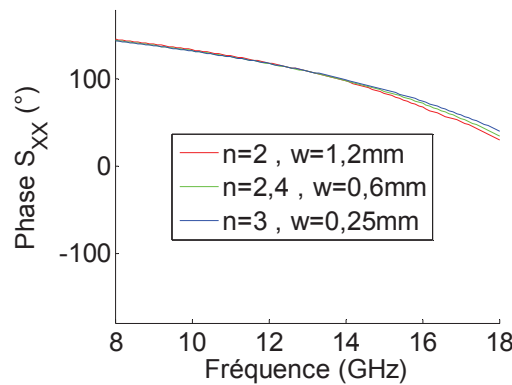


Fig. 2.31 : Réponses fréquentielles quasiment identiques pour trois cellules de tailles différentes.

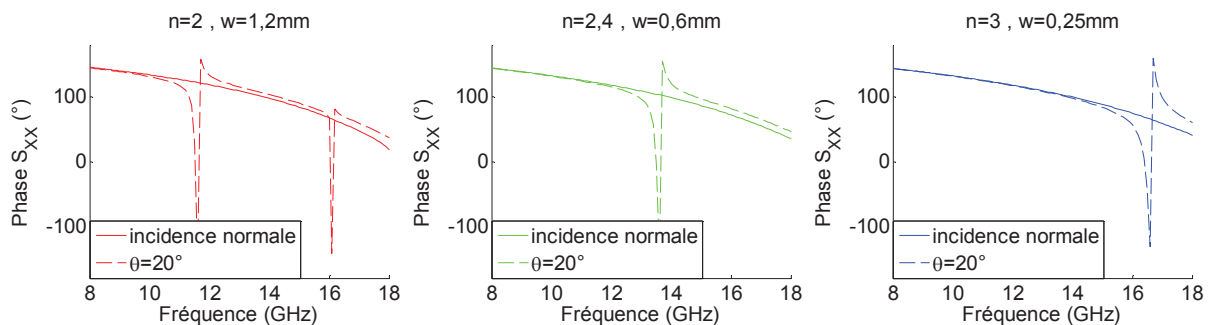


Fig. 2.32 : Comparaison entre les réponses fréquentielles obtenues sous incidence normale et sous incidence oblique pour les trois cellules de tailles différentes.

L'analyse théorique et les simulations électromagnétiques montrent ainsi un intérêt supplémentaire à travailler avec des cellules de taille réduite. En plus de la variation douce de la phase à la surface du réseau, les résonances inattendues des anomalies de Wood, rencontrées souvent sous incidence oblique, se trouvent retardées et décalées en dehors de la bande de fréquences utile assurant ainsi un comportement large bande de l'antenne. Malheureusement, la réduction de la taille de la maille n'est pas forcément compatible avec des cellules reconfigurables, surtout celles qui nécessitent l'introduction de plusieurs composants pour le contrôle de la phase de l'onde réfléchi, à cause de la surface occupée par ces composants à l'intérieur de la cellule.

## **2.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, une nouvelle approche pour la conception d'une cellule déphaseuse passive à large bande passante est présentée. Elle consiste à combiner, dans un même cycle géométrique, une croix et une ouverture carrée, utilisées en dessous de leur résonance, pour assurer une gamme de phases de  $360^\circ$  avec de très faibles dispersions. Un schéma électrique équivalent est proposé pour ce cycle afin de mener une optimisation et de trouver le bon compromis entre la taille  $L_c$  de la cellule et l'épaisseur  $h$  du substrat qui permettent de satisfaire aux besoins exigés. Ensuite, pour une taille  $L_c$  (inférieure à  $\lambda_0/2$ ) et une épaisseur  $h$  figées, la longueur de la fente est augmentée par un chargement capacitif artificiel à l'aide des méandres afin de compléter le cycle de phase. Le cycle évolué assure sous incidence normale une plage de phases de  $360^\circ$  avec une dispersion fréquentielle inférieure à  $45^\circ/\text{GHz}$  sur 40% de bande passante (10GHz-15GHz). Enfin, le comportement sous incidence est investigué. Des résonances parasites, dues aux anomalies de Wood, apparaissent en polarisation TM réduisant la bande fréquentielle à 22%, de 12GHz à 15GHz. Finalement, il est vérifié que la réduction de la taille de la maille permet de retarder l'apparition de ces anomalies.

# Chapitre 3

## Cellule déphaseuse reconfigurable à simple polarisation linéaire

### 3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'étudier une topologie de cellule déphaseuse reconfigurable pour les réseaux réflecteurs à simple polarisation linéaire. Le problème des pertes est plus critique dans une cellule reconfigurable que dans une cellule passive à cause des pertes additionnelles apportées par l'élément de contrôle. Par ailleurs, il est dorénavant bien connu qu'une cellule dispersive est une cellule dissipative [93]. Par conséquent, dans l'objectif de limiter les pertes, on recherchera ici des cellules à faible dispersion. En général, les cellules déphaseuses utilisent des éléments résonants planaires tels qu'un patch ou une fente pour contrôler la phase de l'onde réfléchie. Modifier l'état du ou des composant(s) utilisé(s) permet de modifier la taille ou la forme de l'élément ainsi que sa fréquence de résonance et la phase réfléchie. Comme la plupart des cellules fonctionnent proche de leurs résonances, elles sont dispersives et donc les pertes sont relativement élevées. L'utilisation de plusieurs résonateurs constitue une façon de limiter la dispersion [68]. Lorsque ces résonateurs sont localisés sur un même substrat, la fabrication est plus simple. Dans cette perspective, une topologie à deux fentes concentriques, développée dans le cadre de la thèse de Mohamed Kharbech [94], constituera le point de départ de cette étude. Elle utilise quatre capacités variables afin de moduler la longueur des fentes et de contrôler la phase de l'onde réfléchie. On note que le travail présenté dans ce chapitre a été réalisé dans le cadre du projet ANR R3MEMS.

### 3.2 Topologie de la cellule et technologie utilisée

La cellule conçue par Mohamed Kharbech est illustrée sur la Fig. 3.1. Elle est constituée d'un patch circulaire entouré par deux fentes concentriques. Les deux fentes, séparées par un anneau métallique, sont chargées par des capacités variables dans le plan de circuit-ouvert. Faire varier simultanément les capacités entre 10fF et 80fF permet de couvrir une gamme de phases de  $360^\circ$ , à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$ , avec une dispersion fréquentielle qui atteint  $100^\circ/GHz$  (en valeur absolue) pour certaines valeurs des capacités, comme pour le cas 40fF (cf. Fig. 3.2).

Dans ce chapitre, une variante de cette cellule est proposée afin d'obtenir de meilleures performances, c'est-à-dire des dispersions fréquentielles inférieures à  $100^\circ/GHz$ , et des pertes inférieures à 1dB (voire 0,5dB si possible) dans le but d'en faire un bon candidat pour les réseaux réflecteurs reconfigurables. La topologie de la cellule proposée est donnée à la Fig. 3.3.



Elle est constituée d'un patch carré, entouré par deux fentes concentriques interconnectées et chargées par des éléments localisés (en rouge) représentant les éléments actifs de contrôle de la phase. Ces éléments devraient être remplacés par des commutateurs *MEMS* dans une mise en œuvre réelle de la cellule. Les interconnexions dans l'anneau métallique présentent un degré de liberté supplémentaire par rapport à la cellule double fentes concentriques traditionnelle. En effet, faire varier la valeur de la capacité dans les interconnexions permet de varier la longueur électrique de l'anneau métallique. De plus, ces interconnexions offrent théoriquement un moyen supplémentaire pour reconfigurer les chemins résonnants dans les fentes (par exemple en les repliant d'une fente dans l'autre) ce qui pourrait permettre d'améliorer la compacité de la cellule ou d'expérimenter de nouveaux modes de fonctionnement.

Dans le cadre du projet R3MEMS, la cellule étudiée est conçue pour fonctionner en simple polarisation linéaire autour de  $f_0=12,5\text{GHz}$ . Une ligne métallique de mise à la masse peut donc être introduite dans le plan de symétrie horizontal de la cellule. Elle permet notamment d'assurer une continuité électrique entre tous les motifs métalliques en prévention des problèmes de décharge électrostatique. L'empilement de substrats utilisé est imposé par notre partenaire industriel (Thales Alenia Space), il répond aux besoins technologiques d'intégration des *MEMS*. La cellule est imprimée sur une puce de silice fondue de permittivité  $\epsilon_r=3,78$ , d'épaisseur 0,525mm et de taille 10,6mm, déposée sur un substrat RO4003 de permittivité  $\epsilon_r=3,55$ , d'épaisseur 3,04mm et de taille 12mm ( $\lambda_0/2$  à 12,5GHz). Un anneau métallique, sur le RO4003, de 0,7mm en largeur, entoure la puce de silice fondue et est connecté à la métallisation sur la puce de silice par des languettes métalliques verticales. De plus, une cavité métallique entoure le RO4003 réduisant ainsi les phénomènes de couplage mutuel entre les cellules voisines. Les languettes métalliques verticales et la cavité métallique seront remplacées, dans la réalisation réelle de la cellule, par des « bondings » et une grille de trous métallisés traversant le RO4003 respectivement. Plusieurs paramètres géométriques sont à optimiser afin de satisfaire aux exigences en termes de nombre d'états de phase et des pertes. La taille  $L_p$  du patch central, les largeurs  $W_1$  et  $W_2$  des fentes (interne et externe respectivement), la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique séparant les fentes concentriques ainsi que la position et la largeur des fentes d'interconnexion constituent les différents degrés de liberté offerts par cette topologie.

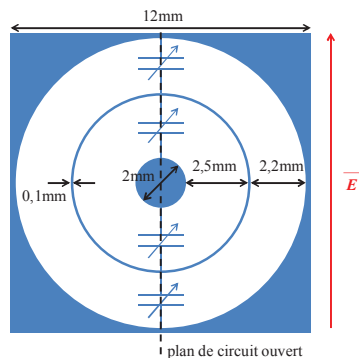


Fig. 3.1 : Cellule à deux fentes concentriques, chargée par quatre capacités variables [94].



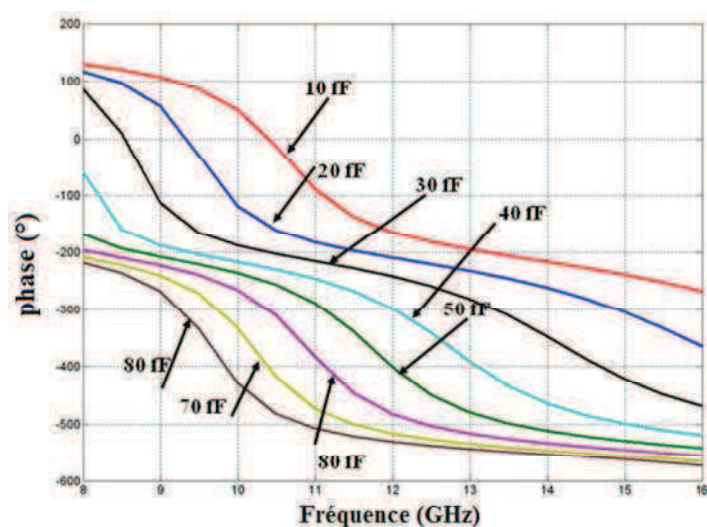


Fig. 3.2 : Réponses fréquentielles de la cellule à double fentes concentriques chargée par des capacités variables entre 10fF et 80fF [94].

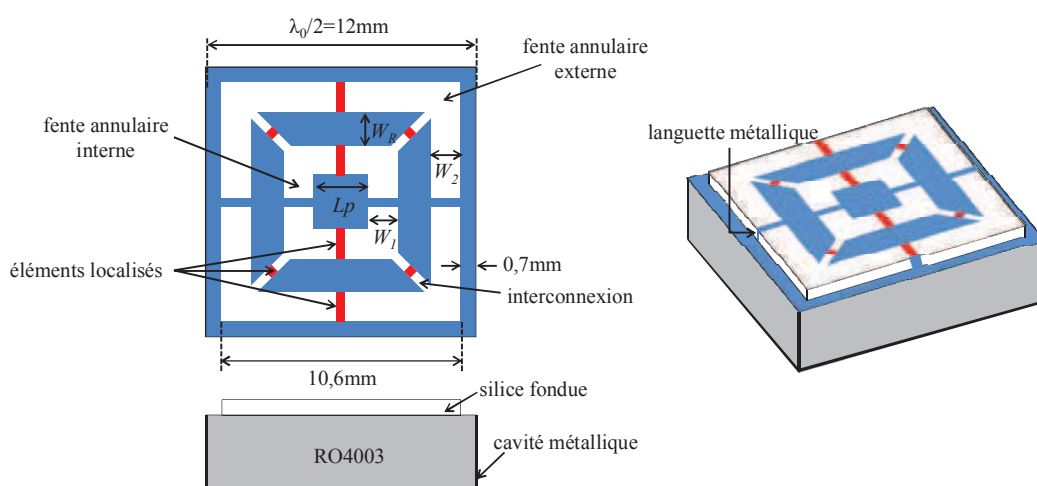


Fig. 3.3 : Cellule à deux fentes annulaires interconnectées et chargée par des éléments localisés.

### 3.3 Analyse préalable du fonctionnement de la cellule

On rappelle qu'une fente admet comme circuit électrique équivalent un résonateur  $LC$  parallèle à effet inductif en dessous de sa résonance, et un patch admet comme circuit électrique équivalent un résonateur  $LC$  série à effet capacitif en dessous sa résonance. Supposons maintenant que les éléments localisés représentent des capacités, la cellule est donc chargée par trois groupes différents de capacités,  $C_1$  dans la fente interne,  $C_2$  dans la fente externe et  $C_3$  dans la fente d'interconnexion. Elle admet le schéma électrique équivalent illustré par la Fig. 3.4.

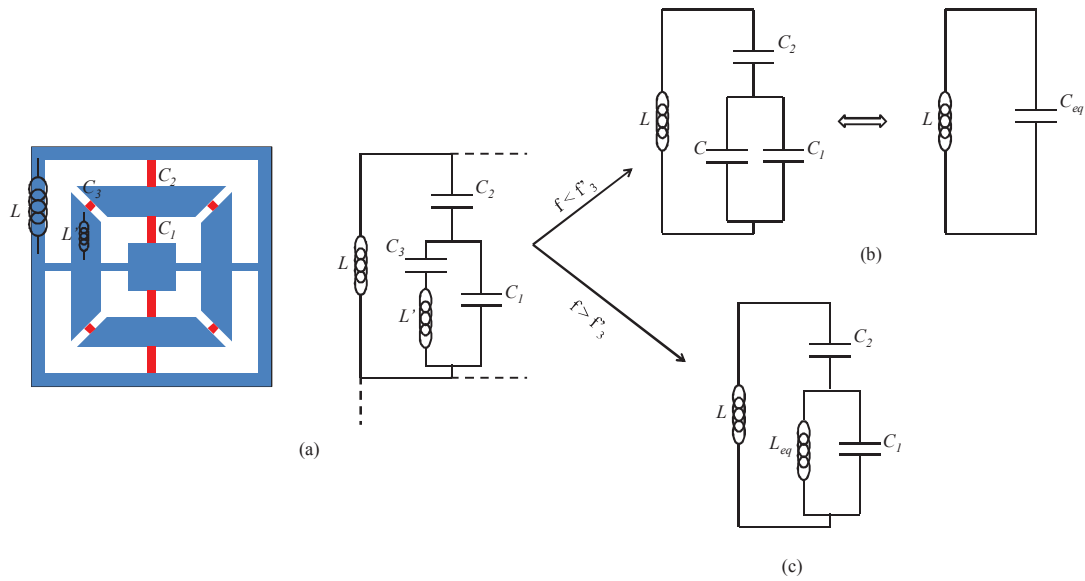


Fig. 3.4 : Schéma électrique de la cellule : (a) schéma général, (b) schéma équivalent en dessous de la résonance de l'anneau, (c) schéma équivalent en dessus de la résonance de l'anneau.

En dessous de la fréquence de résonance  $f'_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C_3}}$  de l'anneau métallique entre les deux fentes annulaires (cf. Fig. 3.4.a), le résonateur  $L'C_3$  série admet un effet capacitif et le schéma électrique équivalent est celui d'un résonateur  $LC_{eq}$  parallèle (cf. Fig. 3.4.b). Un fonctionnement type « fente » est alors obtenu. D'autre part, au dessus de la fréquence de résonance  $f'_3$  de l'anneau métallique, le schéma électrique est celui des deux fentes concentriques (cf. Fig. 3.4.c), comme cela va être démontré ci-après, et c'est la fente interne qui contribue surtout au fonctionnement de la cellule.

Dans le cas particulier où la valeur de  $C_3$  est suffisamment élevée pour court-circuiter les interconnexions, une cellule à deux fentes concentriques est obtenue. Le schéma électrique équivalent est alors celui de la Fig. 3.5. En dessous de la fréquence de résonance  $f'_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C_1}}$  de la fente interne, le résonateur  $L'C_1$  parallèle de la fente interne admet un effet inductif et le schéma équivalent se réduit à la connexion en parallèle d'une inductance  $L$  et d'un résonateur  $L_{eq}C_2$  série. En dessous de sa fréquence de résonance  $f_{eq2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_2}}$ , le résonateur  $L_{eq}C_2$  série admet un effet capacitif, un résonateur  $LC_{eq}$  parallèle est donc obtenu et la fente externe contribue au fonctionnement de la cellule.

À la suite de cette analyse du fonctionnement de la cellule, les différents paramètres géométriques sont optimisés dans le but d'obtenir des réponses fréquentielles très douces et de faibles pertes.

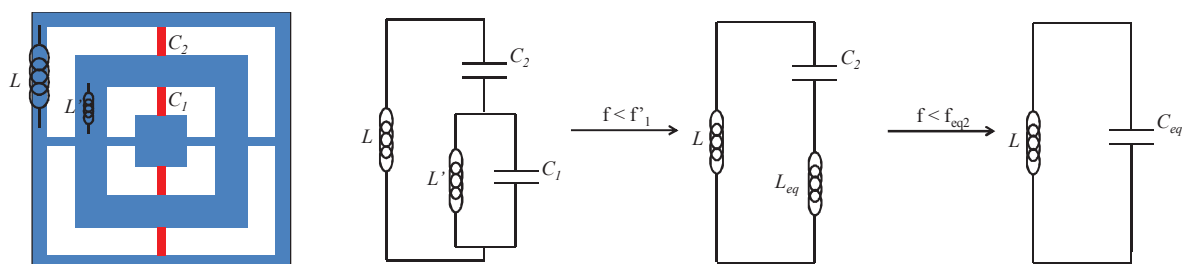


Fig. 3.5 : Cellule à deux fentes annulaires concentriques chargée par des capacités et le schéma électrique équivalent associé.

### 3.4 Optimisation des dimensions de la cellule

Ce paragraphe présente les principales études paramétriques qui ont été menées dans le but d’optimiser les dimensions géométriques de la cellule pour satisfaire aux exigences de faible dispersion et de faibles pertes. Dans un premier temps, afin de limiter le nombre de composants reconfigurables dans la cellule et de réduire le coût de réalisation, le nombre d’éléments localisés utilisés pour contrôler la phase de l’onde réfléchi est restreint à quatre. Seuls les éléments des fentes concentriques chargés dans le plan de symétrie vertical sont conservés. Chacun de ces éléments localisés représente un commutateur à MEMS capacitif admettant une capacité  $C_{off}=40fF$  à l’état bloquant contre une capacité  $C_{on}=400fF$  à l’état passant (valeurs des capacités des MEMS fournis par le LAAS<sup>(1)</sup>). Ces commutateurs à MEMS sont activés deux à deux afin de maintenir la symétrie de la cellule. Un mode de fonctionnement en commutation est assuré et quatre états différents sont donc obtenus (cf. Fig. 3.6). Ils sont résumés dans le Tableau 3.1. Le premier et le dernier états correspondent aux cas où les MEMS dans les deux fentes sont à la même position : position « off » et position « on » respectivement. Pour le second et le troisième états, les MEMS des fentes interne et externe ne sont pas à la même position, et les plans de « circuit-ouvert » et de « court-circuit » sont inversés.

Les différents paramètres géométriques de la cellule ( $Lp$ ,  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_R$  tous en  $mm$ ), indiqués dans la Fig. 3.3, sont liés les uns par rapport aux autres par l’expression (3.1) :

$$Lp + (2 \times W_1) + (2 \times W_R) + (2 \times W_2) = 10,6 \quad (3.1)$$

Dans [68], il a été démontré que pour deux fentes de largeurs différentes les résonances associées admettent deux dispersions différentes. La forte dispersion correspond à la fente étroite alors que la faible dispersion correspond à la fente la plus large. On a donc intérêt à travailler avec deux fentes de largeurs égales et suffisamment larges pour obtenir de faibles dispersions et pour faciliter l’insertion des MEMS ( $W_1=W_2=W$ ).

(1) LAAS : Laboratoire d’Analyse et d’Architecture des Systèmes – UPR CNRS 8001 – Toulouse

L'expression (3.1) devient :

$$Lp + (2 \times W_R) = 10,6 - (4 \times W) \quad (3.2)$$

On obtient alors deux paramètres géométriques indépendants à optimiser : la taille  $Lp$  du patch et la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique. De plus, la position de l'interconnexion sur l'anneau métallique constitue un degré de liberté supplémentaire offert par la cellule.

Dans la suite trois études paramétriques sont présentées afin d'explorer l'influence de chacun de ces paramètres sur les performances globales de la cellule. On note que, dans toute la suite, la cellule est supposée placée dans un réseau infini périodique. Elle est illuminée par une onde plane sous incidence normale (sauf indication contraire) et le champ électrique est polarisé verticalement suivant l'axe des abscisses (cf. Fig. 3.7).

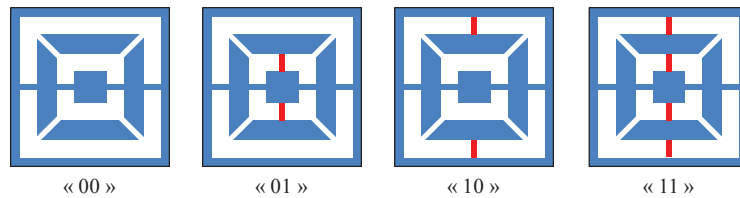


Fig. 3.6 : Quatre états assurés par la cellule en activant les MEMS deux à deux.

Tableau 3.1 : États de phase assurés par la cellule en fonction de la valeur des capacités prévue par chacun des MEMS dans les deux fentes.

fente externe	fente interne	état
40fF	40fF	00
40fF	400fF	01
400fF	40fF	10
400fF	400fF	11

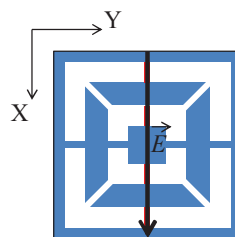


Fig. 3.7 : Polarisation du champ électrique par rapport à la cellule.

### 3.4.1 Étude en fonction de la taille $Lp$ du patch

Dans cette première étude paramétrique, la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique entre les deux fentes est fixée à 0,2mm, les fentes d'interconnexion (de largeur 0,1mm) sont positionnées dans les deux plans diagonaux de la cellule, et la taille  $Lp$  du patch est modifiée (cf. Fig. 3.8). Le fait

d'augmenter la valeur de  $L_p$ , pour une position fixe de l'anneau métallique entre les fentes, diminue la largeur  $W_1$  de la fente interne. Afin de maintenir des largeurs égales pour les deux fentes interne et externe ( $W_1=W_2$ ), la position de l'anneau métallique est modifiée simultanément avec la valeur de  $L_p$ . La Fig. 3.9 illustre les quatre états de phase obtenus en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $L_p$ . Le fait d'augmenter la taille  $L_p$  du patch tout en poussant l'anneau métallique vers l'extérieur augmente la longueur des fentes, les réponses en phase se trouvent alors décalées vers les basses fréquences (cf. Fig. 3.9). Pour un patch central de taille  $L_p$  supérieure ou égale à 2,5mm, une résonance commence à apparaître dans la bande de fonctionnement pour les états « 00 » et « 10 ». Ceci est préjudiciable à la linéarité et au parallélisme des réponses fréquentielles et réduit donc la bande passante. La Fig. 3.10 montre que, la meilleure gamme de phases ( $170^\circ$ ) est obtenue pour un patch central de taille  $L_p=1,5mm$  entouré par deux fentes de largeurs égales avec  $W_1=W_2=2,175mm$ .

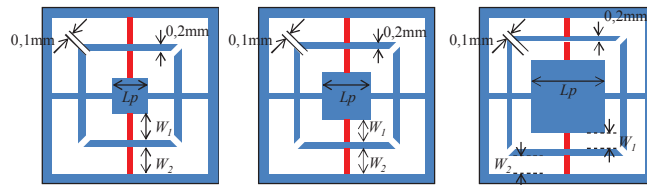


Fig. 3.8 : Variation de la taille  $L_p$  du patch tout en maintenant  $W_1$  égale à  $W_2$  pour un anneau métallique de largeur 0,2mm et des connexions de largeur 0,1mm dans les plans diagonaux.

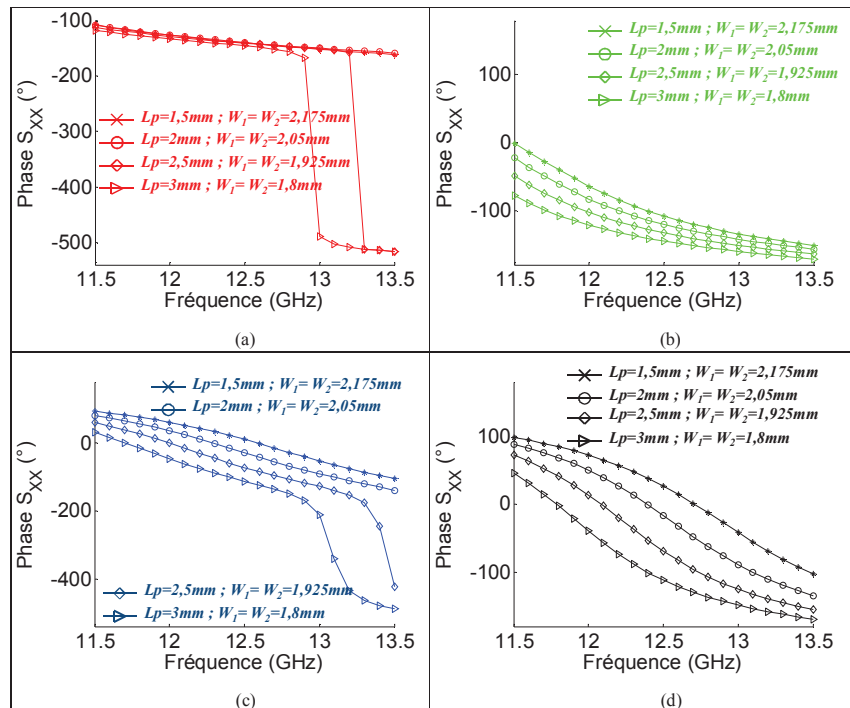


Fig. 3.9 : Réponses fréquentielles en fonction de la taille  $L_p$  du patch et de la largeur  $W_1$  et  $W_2$  des fentes pour les états : (a) « 00 », (b) « 01 », (c) « 10 » et (d) « 11 ».

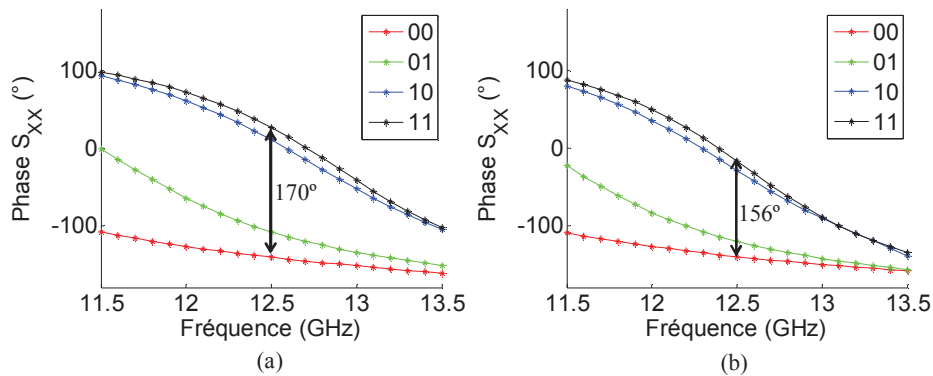


Fig. 3.10 : États de phase de la cellule pour : (a)  $L_p=1,5\text{mm}$  et  $W_1=W_2=2,175\text{mm}$ , (b)  $L_p=2\text{mm}$  et  $W_1=W_2=2,05\text{mm}$ .

### 3.4.2 Etude en fonction de la position des connexions

Afin d'améliorer la gamme de phases couverte, pour un patch de taille  $L_p=1,5\text{mm}$  entouré par deux fentes concentriques de largeurs  $W_1=W_2=2,175\text{mm}$ , la position des interconnexions dans l'anneau métallique est modifiée horizontalement puis verticalement (cf. Fig. 3.11). Les simulations (cf. Fig. 3.12) montrent que le fait de pousser les fentes d'interconnexion horizontalement vers le plan de circuit-ouvert de la cellule (plan de symétrie vertical) engendre une forte résonance sur la réponse fréquentielle de l'état « 00 ». Ceci réduit la bande passante comme on l'a expliqué antérieurement.

D'autre part, le fait de pousser les interconnexions verticalement vers la ligne de mise à la masse (plan de symétrie horizontal de la cellule) permet d'améliorer la gamme de phases couverte. Cette dernière vaut  $240^\circ$ , à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ , lorsque les fentes d'interconnexion sont placées à  $1,55\text{mm}$  de la ligne de mise à la masse. La Fig. 3.13 montre que, malgré la gamme de phases améliorée, les réponses fréquentielles ne sont pas parallèles sur la bande. En effet, la dispersion fréquentielle reste relativement élevée pour les états « 01 » et « 10 ». À  $12,5\text{GHz}$ , elle vaut  $106^\circ/\text{GHz}$  et  $149^\circ/\text{GHz}$  pour « 01 » et « 10 » respectivement, contre  $16,5^\circ/\text{GHz}$  et  $35,5^\circ/\text{GHz}$  pour les états « 11 » et « 00 » respectivement. De plus, les états les plus dispersifs se traduisent par de fortes pertes qui dépassent les  $1\text{dB}$  pour l'état « 10 ».

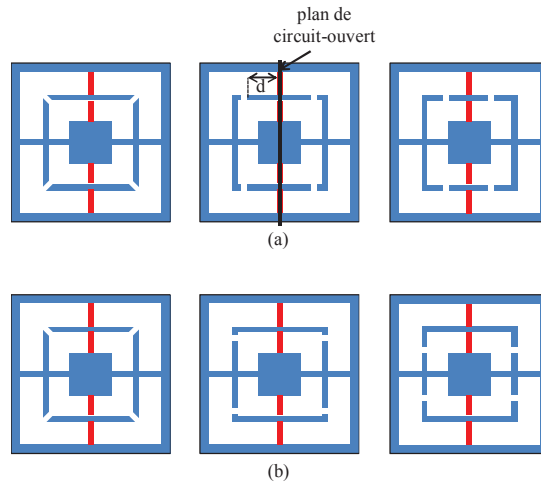


Fig. 3.11 : Modification horizontale (a) et verticale (b) de la position de l'interconnexion dans l'anneau métallique.

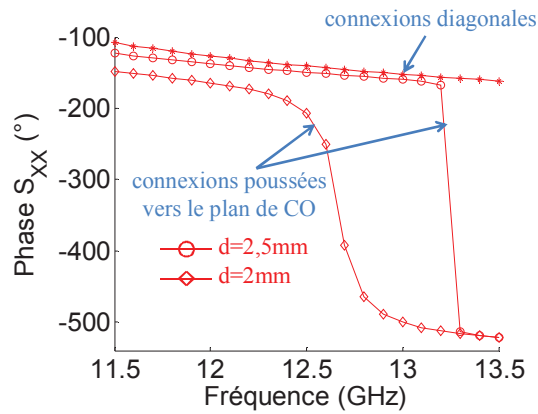


Fig. 3.12 : Variation de la réponse fréquentielle de l'état « 00 » en fonction de la position des interconnexions poussées horizontalement vers le plan de circuit-ouvert de la cellule.

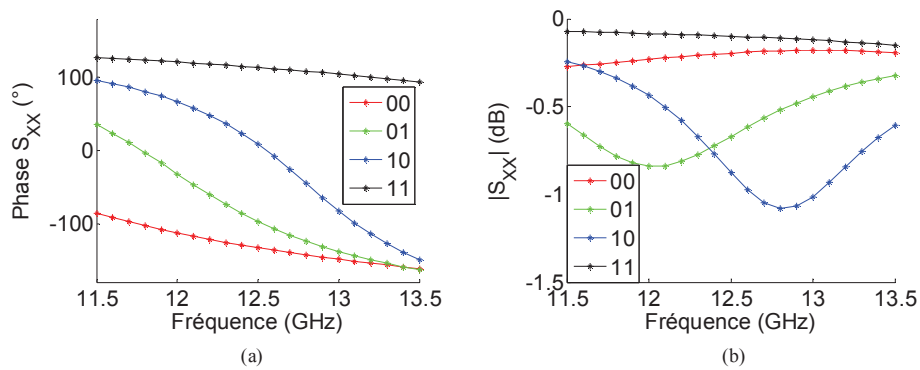


Fig. 3.13 : Performances de la cellule dans le cas où les interconnexions sont placées à 1,55mm de la ligne de mise à la masse : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

### 3.4.3 Etude en fonction de la largeur $W_R$ de l'anneau métallique

Un degré de liberté supplémentaire offert par la cellule est la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique entre les fentes. Le fait d'élargir l'anneau métallique (cf. Fig. 3.14), tout en gardant des largeurs  $W_1$  et  $W_2$  égales pour les deux fentes, diminue la dispersion fréquentielle et réduit les pertes des états « 01 » et « 10 » (les plus dispersifs). La Fig. 3.15 montre que, pour l'état « 10 », les pertes passent de 1,1dB à 0,39dB lorsque  $W_R$  varie de 0,2mm à 1,7mm. De plus, la dispersion fréquentielle passe de 106°/GHz à 48,5°/GHz pour l'état « 01 » et de 149°/GHz à 91,5°/GHz pour l'état « 10 » (cf. Fig. 3.16).

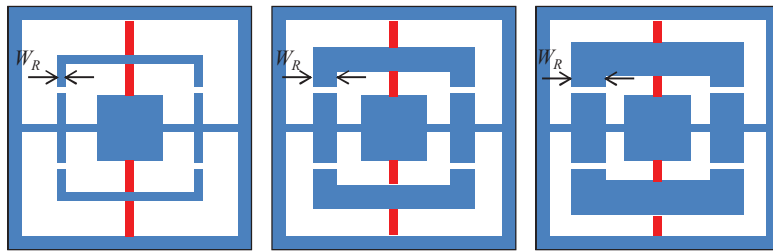


Fig. 3.14 : Modification de la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique.

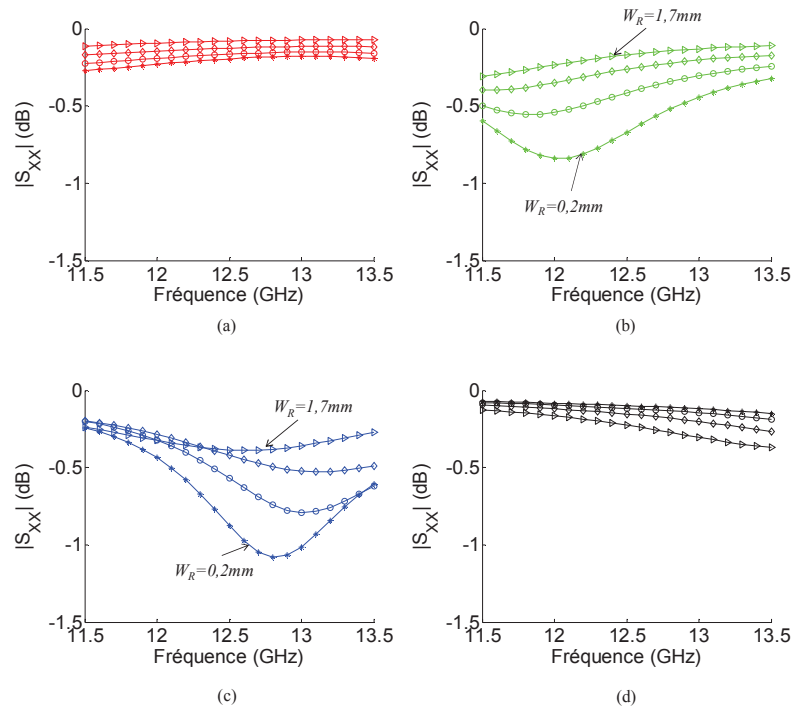


Fig. 3.15 : Variation des pertes en fonction de la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique pour les états : (a) « 00 », (b) « 01 », (c) « 10 » et (d) « 11 ».



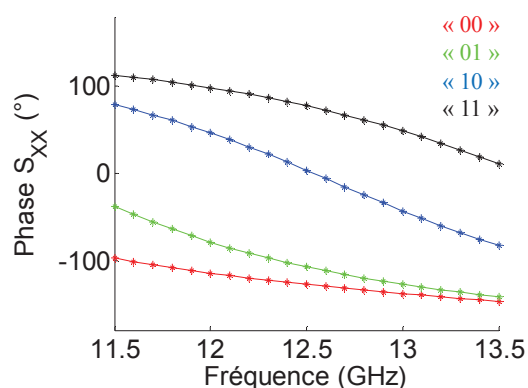


Fig. 3.16 : Réponses fréquentielles de la cellule, en fonction des états des MEMS capacitifs, pour l'anneau métallique de largeur  $W_R=1,7mm$ .

### 3.4.4 Cellule optimisée

La cellule optimisée qui permet de satisfaire aux exigences de la dispersion fréquentielle inférieure à  $100^\circ/\text{GHz}$  et des pertes inférieures à  $0,5\text{dB}$  est donc illustrée à la Fig. 3.17. Elle est constituée d'un patch central de taille  $L_p=1,5\text{mm}$  entouré par deux fentes concentriques de largeurs égales  $W_1=W_2=1,425\text{mm}$  et séparées par un anneau métallique de largeur  $W_R=1,7\text{mm}$ . Quatre fentes horizontales, de largeur  $0,1\text{mm}$  et situées à  $1,55\text{mm}$  de la ligne de mise à la masse, sont gravées dans l'anneau afin de connecter les fentes concentriques.

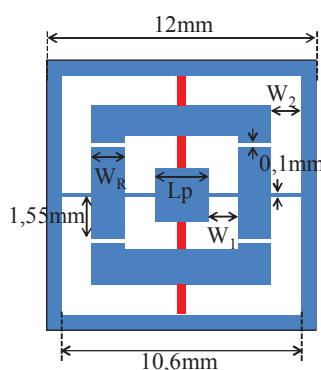


Fig. 3.17 : Dimensions de la cellule optimisée :  $L_p=1,5\text{mm}$  ;  $W_R=1,7\text{mm}$  ;  $W_1=W_2=1,425\text{mm}$ .

Les performances illustrées sur la Fig. 3.18 montrent que la gamme de phases assurée à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  est de  $208^\circ$ . Cette gamme de phases ne permet pas d'obtenir quatre états de phase espacés de  $90^\circ$ . D'autre part, l'état « 10 », où seule la fente externe est court-circuitée, présente le maximum de pertes ( $0,39\text{dB}$  à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ ). Ceci est dû au fait que la variation fréquentielle de la phase est la plus forte. Sa dispersion vaut  $91,5^\circ/\text{GHz}$  contre  $23,6^\circ/\text{GHz}$ ,  $48,5^\circ/\text{GHz}$  et  $49,2^\circ/\text{GHz}$  pour les états « 00 », « 01 » et « 11 » respectivement. Cette différence entre les dispersions s'explique par la forte modification du

mode de fonctionnement de la cellule lors du passage d'un état à un autre, comme cela va être expliqué dans le paragraphe suivant.

Il peut sembler étonnant a priori que les meilleures performances obtenues en dispersion ne correspondent pas aux fentes les plus larges comme cela était le cas dans [68]. Toutefois, la structure est ici un peu différente : la largeur de l'anneau métallique influe en effet sur deux nouveaux paramètres : la longueur de l'interconnexion et celle des languettes métalliques de connexion des *MEMS*.

Afin d'évaluer les performances de la cellule en termes de répartition des états de phase et de bande passante, le critère de l'écart-type de phase est utilisé. Il sert à définir une bande passante pour la cellule déphaseuse en fonction du nombre de bits équivalents offert [82].

L'écart-type de phase «  $\sigma$  » est donné par l'équation (3.3) où «  $N$  » est le nombre d'états de phase et  $\Delta\phi_i$  est la différence en degrés entre deux états de phase consécutifs. Lorsque les états de phase sont arrangés par ordre croissant avec  $\phi_1 < \phi_2 < \dots < \phi_{N-1} < \phi_N$ ,  $\Delta\phi_i$  ( $i=1, 2, \dots, N-1$ ) et  $\Delta\phi_N$  sont données respectivement par (3.4) et (3.5)

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N \Delta\phi_i^3}{12 \times 360}} \quad (3.3)$$

$$\Delta\phi_i = \phi_{i+1} - \phi_i \quad (3.4)$$

$$\Delta\phi_N = \phi_1 - \phi_N + 360 \quad (3.5)$$

L'écart-type de phase «  $\sigma$  » est lié au nombre de bits équivalent «  $N_{bit}$  » par l'équation (3.6) :

$$N_{bit} = \frac{\ln \frac{360}{\sqrt{12}\sigma}}{\ln 2} \quad (3.6)$$

Dans le cas où le nombre des états de phase est égal à quatre ( $N=4$ ), la valeur idéale de l'écart-type de phase de  $26^\circ$  est obtenue lorsque les états sont uniformément répartis avec un écart de  $90^\circ$  entre eux, correspondant à  $N_{bit}=2$ . La bande passante est choisie comme étant la bande fréquentielle pour laquelle l'écart-type de phase prend des valeurs inférieures à  $31^\circ$ , soit un nombre de bits équivalent supérieur à 1,74 [82]. Pour notre cellule, la variation de l'écart-type de phase avec la fréquence de la Fig. 3.19 montre que le nombre de bits équivalent assuré à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$  est égal à 1,56. On note, qu'en modifiant les différents paramètres géométriques de la cellule, une meilleure répartition des états de phase peut être obtenue au détriment de la dispersion fréquentielle et des pertes. Malgré la gamme de phases limitée, le consortium R3MEMS a choisi de retenir cette cellule dans un premier temps afin de pousser un peu plus loin l'étude de la faisabilité technologique.

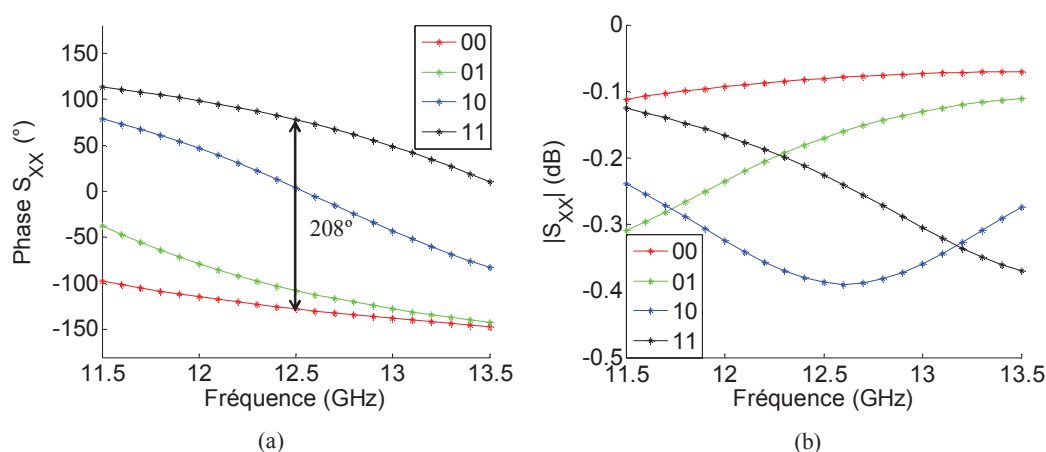


Fig. 3.18 : Performances de la cellule optimisée : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

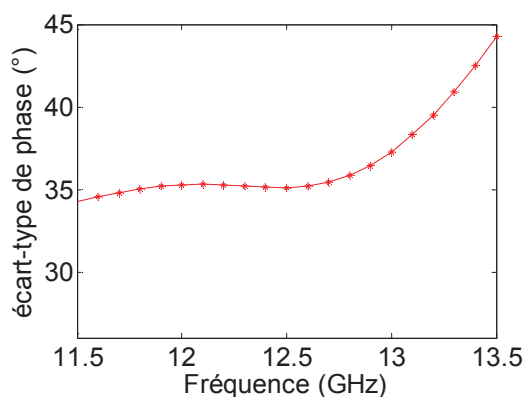


Fig. 3.19 : Écart-type de phase de la cellule optimisée.

### 3.5 Exploration du fonctionnement de la cellule

Avant de regarder ces aspects, on propose d'analyser plus en détails le fonctionnement de la cellule pour chacun des quatre états.

Dans le but de déterminer précisément les chemins résonnants qui correspondent à chacun des états de la cellule, et afin de comprendre la différence entre les dispersions correspondantes, des cartographies du champ électrique ont été réalisées. D'après la Fig. 3.18, l'état « 00 » ne présente aucune résonance dans la bande considérée, la fréquence de résonance de l'état « 01 » est proche de 11,5GHz, la fréquence de résonance de l'état « 10 » est proche de 12,5GHz, et la fréquence de résonance de l'état « 11 » est proche de 13,5GHz. Les cartographies des états « 00 » et « 10 » sont alors faites à 12,5GHz, la cartographie de l'état « 01 » est faite à 11,5GHz, et la cartographie de l'état « 11 » est faite à 13,5GHz. La distribution du champ électrique pour chacun des états est illustrée sur la Fig. 3.20.

La cartographie de l'état « 00 » (cf. Fig. 3.20.a) montre qu'il s'agit d'un chemin résonnant "horizontal", avec des champs résonnant simultanément dans les deux fentes. Le champ est maximum au niveau des *MEMS* à l'état « off ».

Pour l'état « 01 », la fente interne est court-circuitée par le *MEMS* et la fente externe contribue donc principalement au fonctionnement de la cellule. Comme la montre la cartographie de la Fig. 3.20.b, en considérant la moitié supérieure (ou inférieure) de la cellule, le chemin résonnant commence au niveau de la ligne de mise à la masse où le champ est minimum. Ce dernier croît jusqu'à ce qu'il atteigne un premier maximum puis décroît pour s'annuler. Ensuite le champ croît dans le sens opposé pour atteindre un deuxième maximum au niveau du *MEMS* en circuit-ouvert. En associant l'autre moitié du chemin, trois maximums de champ sont présents sur la totalité du chemin résonnant. Il s'agit donc d'une résonance d'ordre trois. Notons que la fente d'interconnexion vient charger la partie verticale de la fente externe perturbant la distribution du champ (le chemin résonnant se referme pour partie dans la fente interne).

Pour l'état « 10 », la fente externe est court-circuitée par le *MEMS*. La fente annulaire externe est divisée en quatre fentes indépendantes. En considérant la moitié droite (ou gauche) de la cellule, le chemin résonnant (cf. Fig. 3.20.c) commence au niveau du *MEMS* à l'état bas (où le champ est minimum), le champ croît jusqu'à ce qu'il atteigne un premier maximum puis décroît pour s'annuler au niveau de la ligne de mise à la masse. Ensuite le champ croît dans le sens opposé pour atteindre un deuxième maximum, puis décroît pour redevenir nul au niveau de l'autre *MEMS* en court-circuit. Deux maximums de champ sont présents sur la longueur totale du chemin résonnant, il s'agit donc d'une résonance d'ordre deux. Ce chemin résonnant principal est couplé à la fente interne (non court-circuitée) chargée par une capacité de 40fF.

Pour l'état « 11 », les deux fentes sont court-circuitées, la cartographie de la Fig. 3.20.d montre que le chemin résonnant dans la fente externe est globalement le même que l'état « 10 » avec la seule différence qu'il est couplé différemment à la fente interne court-circuitée. Ceci se traduit par un décalage de la réponse fréquentielle vers les fréquences les plus hautes (cf. Fig. 3.18).

À la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ , la dispersion fréquentielle de l'état « 10 » est la plus élevée ( $91,5^\circ/\text{GHz}$ ) du fait qu'on travaille proche de la résonance. À cette fréquence, la résonance de l'état « 01 » est déjà dépassée alors que la résonance de l'état « 11 » n'est pas encore atteinte, ce qui explique la dispersion fréquentielle relativement faible de leurs réponses ( $48,5^\circ/\text{GHz}$  pour l'état « 01 » et  $49,2^\circ/\text{GHz}$  pour l'état « 11 »). Enfin, pour l'état « 00 », la dispersion fréquentielle est la plus faible ( $23,6^\circ/\text{GHz}$ ) vu que la résonance est très éloignée.

Finalement, on note que les résonances multiples sont caractérisées par des variations rapides du champ dans les fentes et en particulier des inversions de sens, ce qui est a priori préjudiciable à l'efficacité du rayonnement. À contrario, pour l'état « 00 » les deux fentes sont couplées avec des variations du champ dans le même sens, ce qui est plus propice au rayonnement.

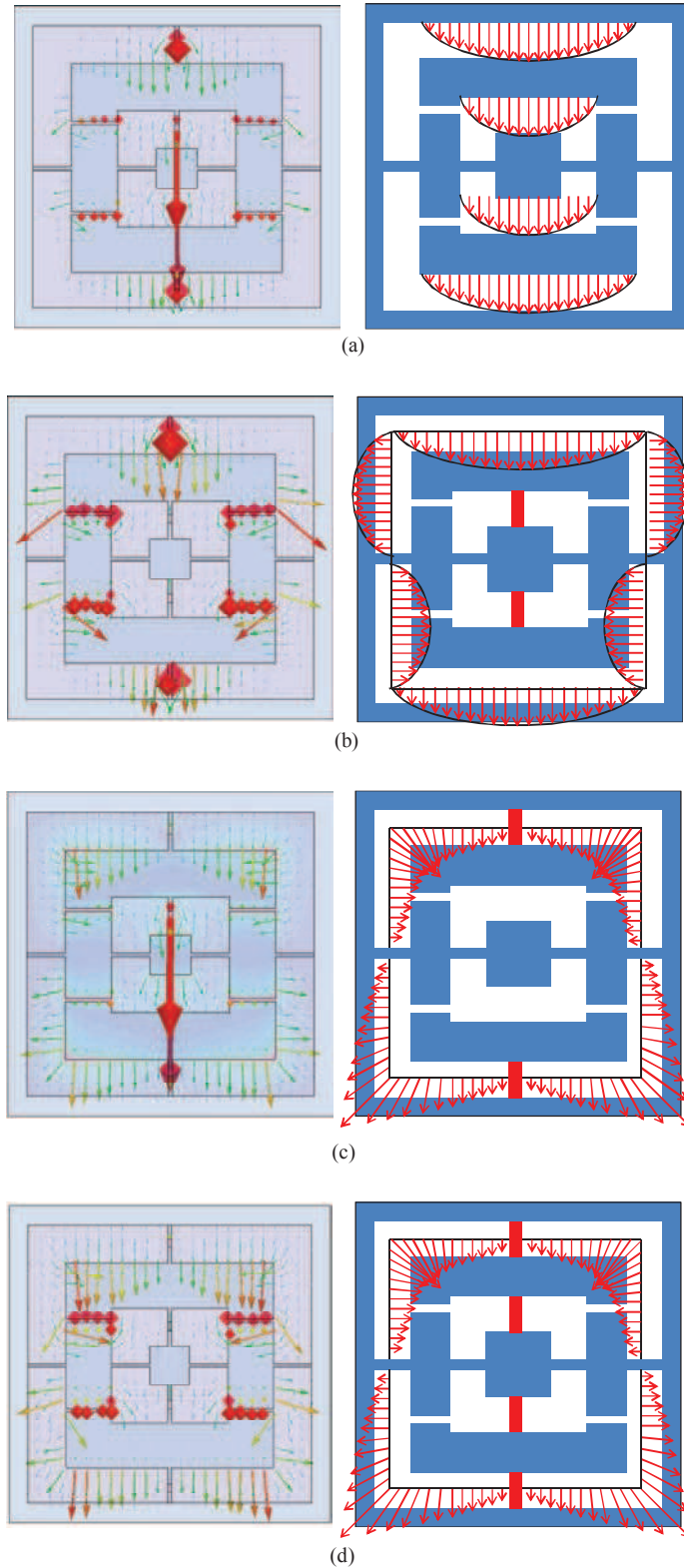


Fig. 3.20 : Cartographies du champ électrique (à gauche HFSS, à droite simplifiée) pour les états : (a) « 00 » à 12,5GHz, (b) « 01 » à 11,5GHz, (c) « 10 » à 12,5GHz, (d) « 11 » à 13,5GHz.

### 3.6 Investigation sur l'effet du multicouche et du circuit de commande des MEMS

Dans ce paragraphe, la technologie envisagée pour acheminer les commandes des MEMS est incluse dans la simulation. Une description schématique de l'empilement et du routage en face arrière est présentée sur la Fig. 3.21. Cet empilement et ce circuit de routage sont issus des travaux du projet R3MEMS et sont donc imposés par notre partenaire industriel (Thales Alenia Space). Dans le cas de la mise en œuvre réelle de la cellule, les languettes métalliques sur les parois verticales de la puce de silice sont remplacées par des « bondings » (cf. 3.22.a), et la cavité métallique en face arrière, entourant le RO4003, est remplacée par une grille de trous métallisés (cf. 3.22.b), qui sert à assurer la mise à la masse. D'autre part, les MEMS sont contrôlés par un ASIC placé en face arrière, en dessous du plan de masse. La commande appliquée à chacun des MEMS est acheminée par un via de commande qui traverse le RO4003 et le plan de masse. Ce dernier contient des trous non métallisés pour empêcher le court-circuit de la commande (cf. 3.22.b). Dans le but d'éviter les éventuelles fuites par les lignes de commande, surtout à travers les trous dans le plan de masse, quatre capacités de filtrage sont intégrées au plus près des via. Chacune d'elles est réalisée par une mise en regard, à une distance  $d$  du plan de masse, d'une surface métallique de dimension à optimiser (cf. Fig. 3.22.c). On note que, dans les simulations, afin de prendre en compte la connexion à l'ASIC, une capacité de 1,5pF (représentant la capacité d'entrée de l'ASIC) est à intégrer après la capacité de filtrage. L'optimisation a montré qu'une plaque métallique rectangulaire de dimension  $3,75 \times 2 \text{ mm}^2$ , séparée du plan de masse par une couche de « transfert tape » de permittivité relative 3,55 et d'épaisseur  $50 \mu\text{m}$ , est suffisante pour éviter les pertes à travers les vias de commande. Les résultats des simulations, illustrés sur la Fig. 3.23, montrent que le multicouche et le circuit de routage des commandes des MEMS ne perturbent pas le fonctionnement global de la cellule. En effet, les réponses fréquentielles des états « 10 » et « 11 » se trouvent décalées de  $20^\circ$ , et les pertes sont maintenues inférieures à 0,5dB le long de la bande fréquentielle, ce qui permet de démontrer la faisabilité de la technologie utilisée.

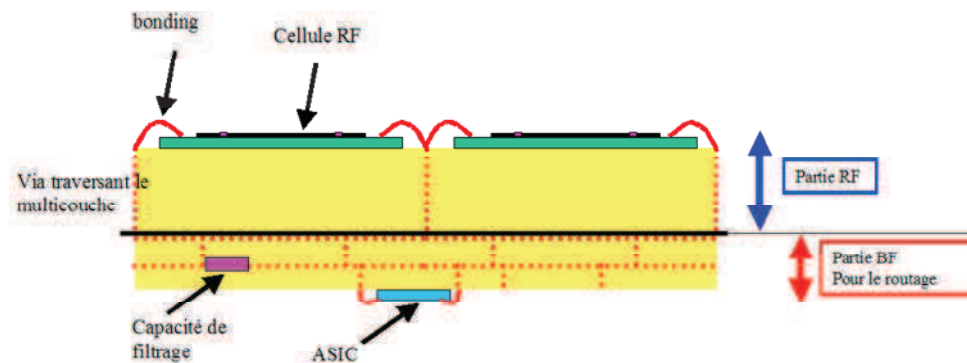


Fig. 3.21 : Description schématique de l'empilement et du routage en face arrière.

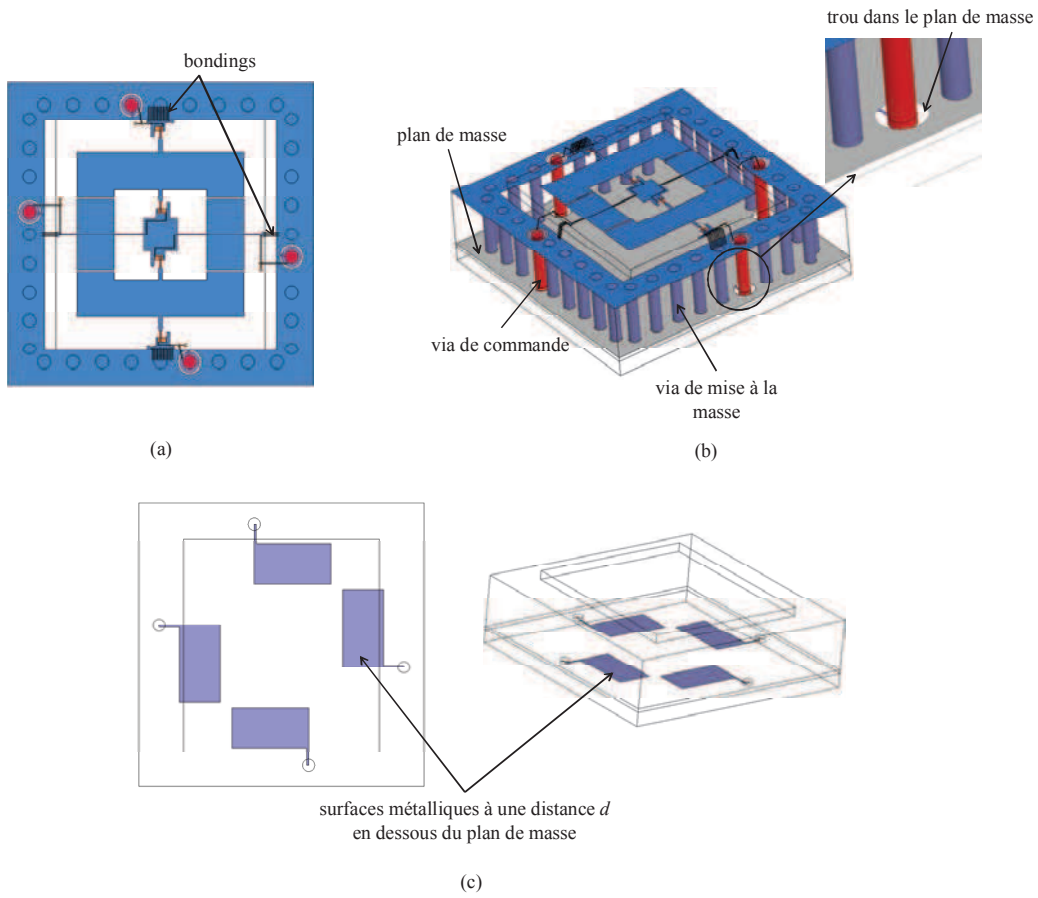


Fig. 3.22 : Cellule avec l'empilement de routage : (a) vue de dessus, (b) vue en 3D, (c) surfaces métalliques pour les capacités de filtrage.

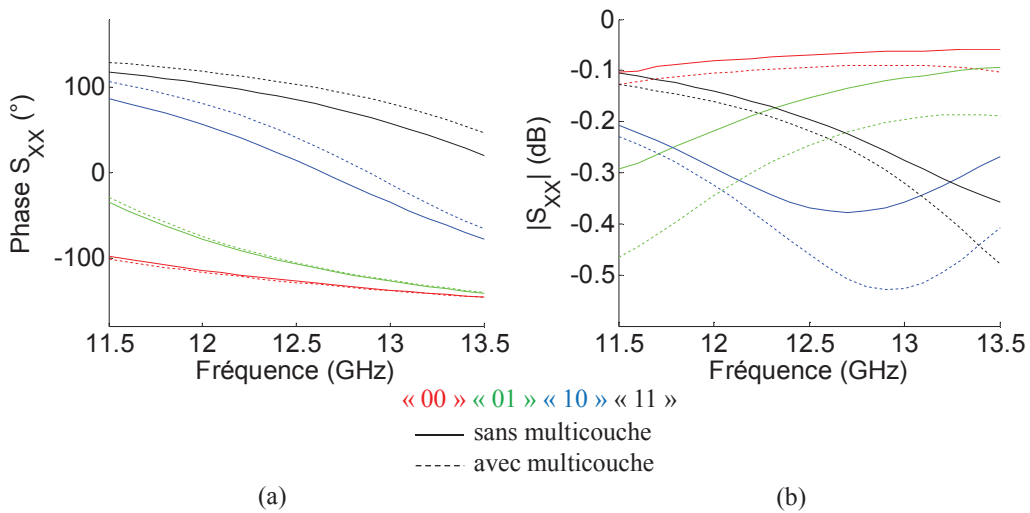


Fig. 3.23 : Performances de la cellule, avec le multicouche et l'empilement de routage, en fonction des états des MEMS capacitifs : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.



### 3.7 Performances améliorées de la cellule

On rappelle que toute l'étude précédente a été menée en limitant le nombre d'éléments de commutation à quatre. Dans ce paragraphe, d'autres modes de fonctionnement de la cellule sont présentés afin d'explorer ses potentialités à atteindre des performances améliorées en termes de gamme de phases offerte et de répartition des états de phase. Pour ce faire, la cellule est maintenant chargée par trois groupes différents de capacités susceptibles de prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle [20fF-400fF] : les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  qui se trouvent respectivement dans la fente interne, dans la fente externe et dans les interconnexions. Ces dernières sont, dans ce cas, de largeur 0,3mm (pour l'insertion de la capacité  $C_3$ ) et sont placées à 1,45mm de la ligne de mise à la masse (cf. Fig. 3.24). Comme précédemment, la cellule est supposée placée dans réseau infini d'éléments identiques. Elle est illuminée par une onde plane sous incidence normale avec le champ électrique polarisé verticalement suivant l'axe des abscisses.

Afin d'explorer les potentialités de la cellule à obtenir un comportement satisfaisant en termes de gamme de phases et de dispersion fréquentielle, les valeurs des trois groupes de capacités sont variées librement et indépendamment les unes des autres. En variant la valeur de chacune des trois capacités entre 20fF et 400fF avec un pas de 20fF, huit mille états différents sont possibles. La Fig. 3.25 illustre la phase obtenue à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$  en fonction de la dispersion fréquentielle pour ces différents états. Pour des dispersions fréquentielles ne dépassant pas  $70^\circ/GHz$ , la gamme de phases couverte est de  $270^\circ$  et est donc suffisante pour assurer quatre états de phase uniformément séparés de  $90^\circ$ . Si on s'autorise des dispersions allant jusqu'à  $100^\circ/GHz$ , la gamme de phases se trouve évidemment améliorée.

Plusieurs modes de fonctionnement possibles peuvent être obtenus par la cellule, les principaux sont résumés dans le Tableau 3.2. Pour rappel, le mode de fonctionnement utilisé dans les paragraphes précédents se rapproche de celui de la deuxième ligne du tableau ( $C_3$  fixe et de faible valeur), à la différence près que les capacités  $C_1$  et  $C_2$  étaient utilisées en commutation et contrôlées indépendamment.

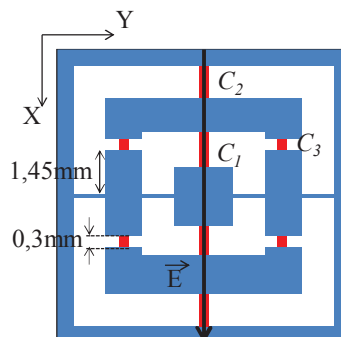


Fig. 3.24 : Cellule chargée par trois groupes différents de capacités variables.



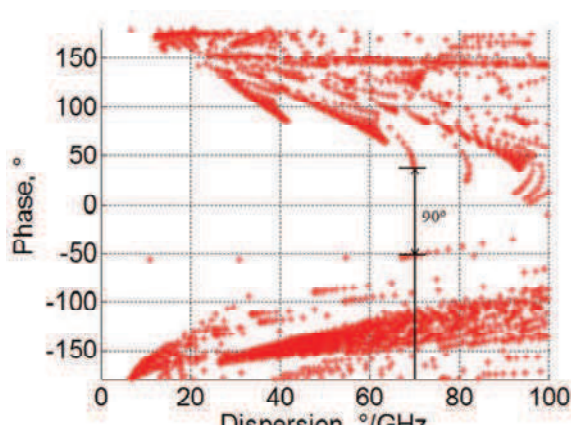


Fig. 3.25 : Phase réfléchi à la fréquence centrale en fonction de la dispersion fréquentielle lorsque les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont modifiées librement.

Tableau 3.2 : Modes de fonctionnement possibles en fonction des capacités variables.

$C_1$	$C_2$	$C_3$	mode désiré
variable	variable	400fF	fentes de tailles variables
variable	variable	20fF	fentes connectées de tailles variables
20fF	20fF	variable	anneau de taille variable
400fF	20fF	variable	patch de taille variable

Un premier mode de fonctionnement de la cellule considérée est assuré lorsque les connexions entre les fentes concentriques sont chargées par une capacité de 400fF, le comportement obtenu est équivalent à deux fentes annulaires chargées par des capacités variables. En effet, augmenter simultanément la valeur des capacités  $C_1$  et  $C_2$  de 20fF à 400fF (avec un pas de 20fF) permet d'augmenter les longueurs électriques des fentes, les résonances associées se trouvent par conséquent poussées vers les fréquences les plus basses fournissant ainsi une gamme de phases supérieure à  $360^\circ$  à la fréquence  $f_0=12,5GHz$  (cf. Fig. 3.26). Malgré cette large gamme de phases, ce mode de fonctionnement ne permet pas de satisfaire aux exigences car les résonances sont très éloignées l'une de l'autre, ce qui se traduit par des courbes non parallèles et par une faible bande passante. En particulier, la réponse fréquentielle du cas  $C_1=C_2=80fF$  présente deux résonances qui se succèdent : la première autour de 10,75GHz qui correspond à la fente externe la plus longue, la seconde autour de 13,4GHz qui correspond à la fente interne la plus courte.

Un deuxième mode de fonctionnement est possible lorsque les connexions entre les fentes concentriques sont chargées par une capacité de 20fF (interconnexion ouverte) et les valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont égales à 20fF. La résonance simultanée des parties horizontales des deux fentes concentriques est alors obtenue (comme démontré dans le paragraphe 3.5). La réponse en phase correspondante est alors douce, sa dispersion fréquentielle est plus faible. L'augmentation simultanée des capacités  $C_1$  et  $C_2$ , tout en gardant  $C_1$  égale à  $C_2$ , résulte en une augmentation de la longueur électrique du chemin résonant et, par conséquent, en un décalage de la réponse en

phase vers les fréquences les plus basses assurant ainsi une gamme de phases de  $180^\circ$  à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ , avec de très faibles dispersions (cf. Fig. 3.27).

Un troisième mode de fonctionnement est obtenu lorsque les fentes concentriques sont chargées par une capacité de  $20\text{fF}$  ( $C_1=C_2=20\text{fF}$ ) et la taille de l’anneau métallique est modifiée artificiellement en variant la valeur de la capacité  $C_3$ . La Fig. 3.28 montre que la gamme de phases assurée à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  est de  $100^\circ$ , entre  $-100^\circ$  et  $-200^\circ$ , avec de faibles dispersions également.

Un quatrième mode de fonctionnement étudié consiste à charger la fente interne par une capacité  $C_1=400\text{fF}$ , la fente externe par une capacité  $C_2=20\text{fF}$ , et à faire varier la capacité  $C_3$ . Il permet, de couvrir une gamme de phases de l’ordre de  $130^\circ$ , entre  $-50^\circ$  et  $-180^\circ$ , à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  (cf. Fig. 3.29). On note que la dispersion fréquentielle, à  $12,5\text{GHz}$ , varie de  $66^\circ/\text{GHz}$  pour  $C_3=20\text{fF}$  ( $-50^\circ$ ) à  $9^\circ/\text{GHz}$  pour  $C_3=400\text{fF}$  ( $-180^\circ$ ).

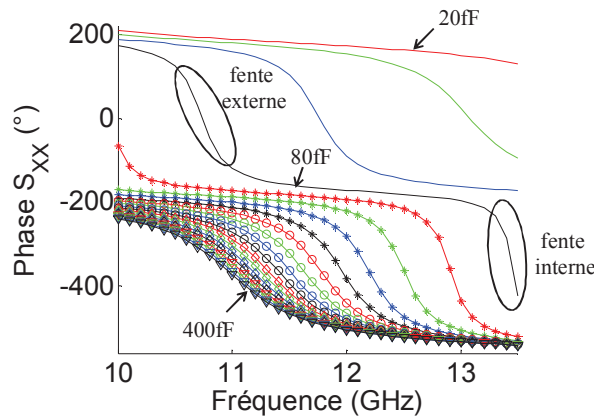


Fig. 3.26 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3=400\text{fF}$ , lorsque  $C_1$  et  $C_2$  varient simultanément.

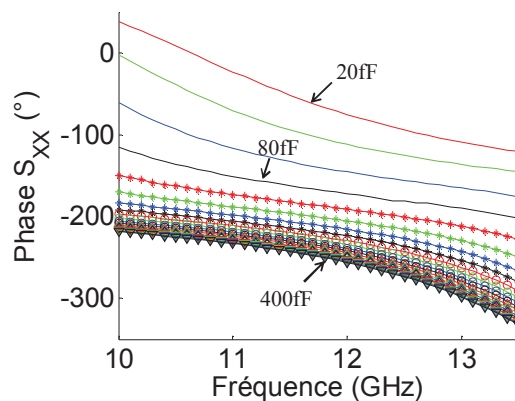


Fig. 3.27 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3=20\text{fF}$ , lorsque  $C_1$  et  $C_2$  varient simultanément avec  $C_1$  égale à  $C_2$ .

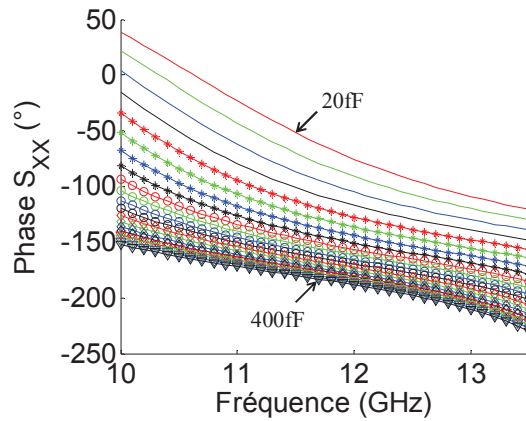


Fig. 3.28 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3$  variable, avec  $C_1$  et  $C_2$  égales à  $20fF$ .

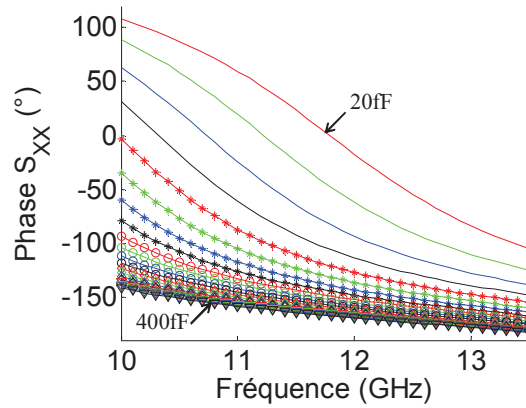


Fig. 3.29 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3$  variable, avec  $C_1$  égale à  $400fF$  et  $C_2$  égale à  $20fF$ .

D'après la Fig. 3.25, la cellule permet de couvrir une gamme de phases de  $270^\circ$  avec de faibles dispersions fréquentielles. Après l'analyse des différents modes de fonctionnement proposés, quatre états de phase uniformément répartis sont obtenus avec des pertes inférieures à  $0,35\text{dB}$  (cf. Fig. 3.30). La Fig. 3.31 montre que l'écart-type de phase reste inférieure à  $31^\circ$  ( $N_{\text{bit}} > 1,74$ ) sur 20% de bande passante (10,8GHz-13,2GHz). Il vaut  $26,18^\circ$  ( $N_{\text{bit}} = 1,98$ ) à 12GHz, contre  $27,77^\circ$  ( $N_{\text{bit}} = 1,9$ ) à 12,5GHz.

À 12GHz, centre de la bande passante, le second mode proposé permet d'assurer les états de phase  $-75,6^\circ$ ,  $-172,1^\circ$  et  $-255,9^\circ$  respectivement pour les valeurs 20fF, 80fF et 400fF des capacités  $C_1$  et  $C_2$ , (avec  $C_1 = C_2$  et  $C_3 = 20fF$ ). Le quatrième mode présenté, permet d'obtenir un état de phase proche de  $0^\circ$  ( $7,8^\circ$ ) à 12GHz, et ce pour une capacité  $C_3$  égale à 10fF (avec  $C_1 = 400fF$  et  $C_2 = 20fF$ ). La dispersion fréquentielle de ce quatrième état est relativement élevée par rapport aux autres vu que l'on travaille proche de la résonance. Elle vaut  $77^\circ/\text{GHz}$  contre  $43^\circ/\text{GHz}$ ,  $18^\circ/\text{GHz}$  et  $31^\circ/\text{GHz}$  pour les autres états.

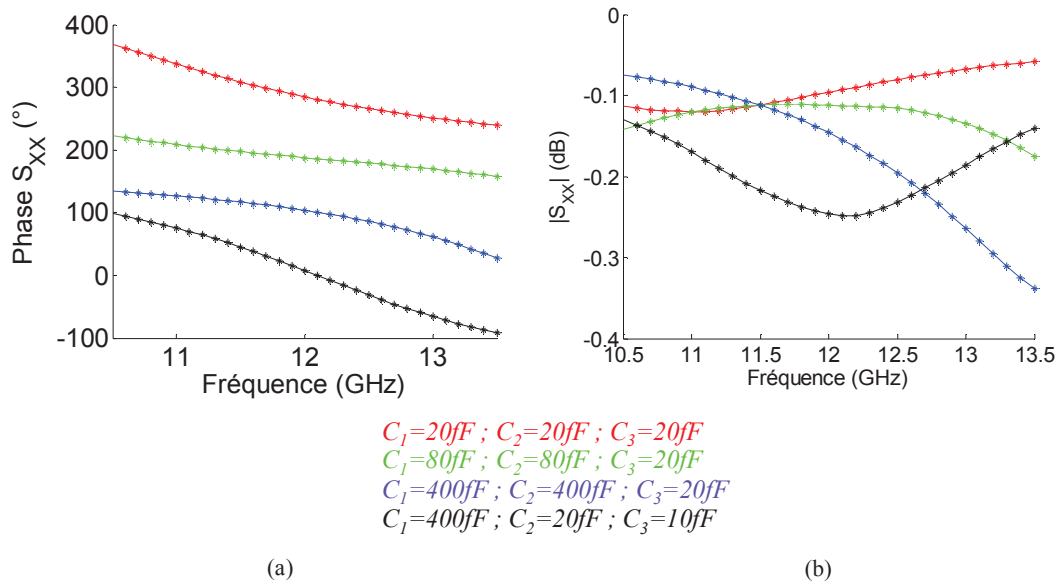


Fig. 3.30 : Performances de la cellule, en fonction de la valeur de chacune des capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  chargées dans les fentes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

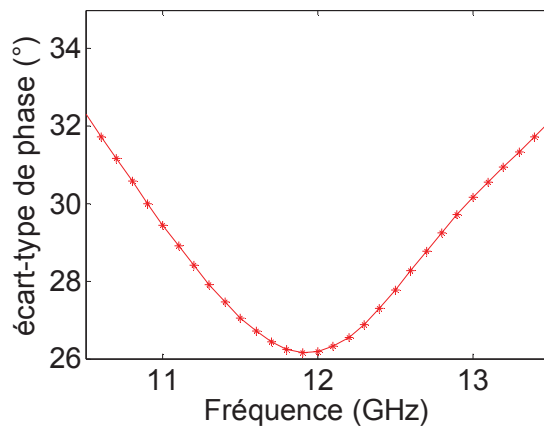


Fig. 3.31 : Écart-type de phase de la cellule chargée par trois capacités variables.

D'autre part, on remarque que la plage de variation de la capacité  $C_3$  est limitée, une variation entre 10fF et 20fF est suffisante pour assurer quatre états de phase uniformément répartis. Dans le but de réduire le nombre de capacités variables dans la cellule, la capacité  $C_3$  est figée à 10fF, seules les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont variées. Les performances illustrées sur la Fig. 3.32 montrent que quatre états de phase uniformément répartis sont obtenus avec des pertes inférieures à 0,3dB. De plus, la Fig. 3.33 montre que l'écart-type de phase reste inférieur à 31°, et donc le nombre de bits équivalent est supérieur à 1,74, sur 16% de bande passante, de 10,9GHz à 12,8GHz.

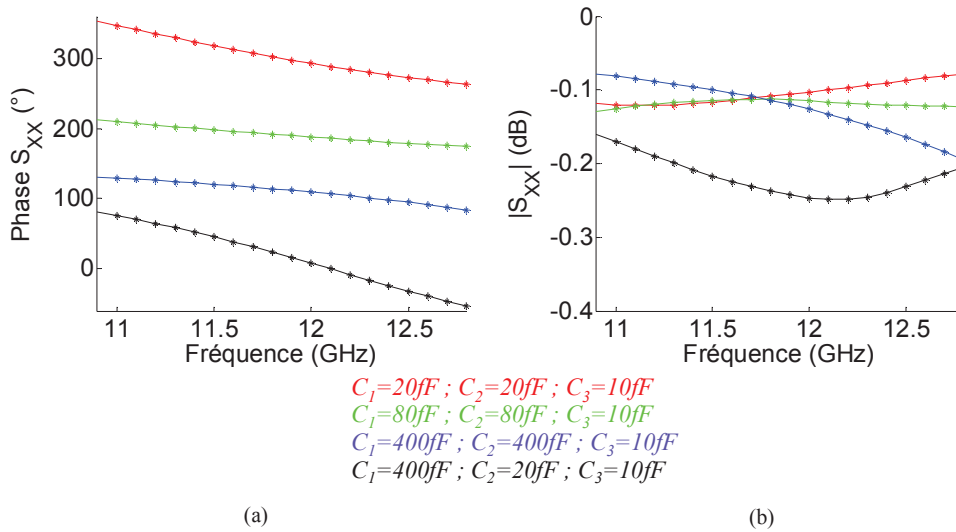


Fig. 3.32 : Performances de la cellule, en fonction des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  pour  $C_3=10fF$  : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

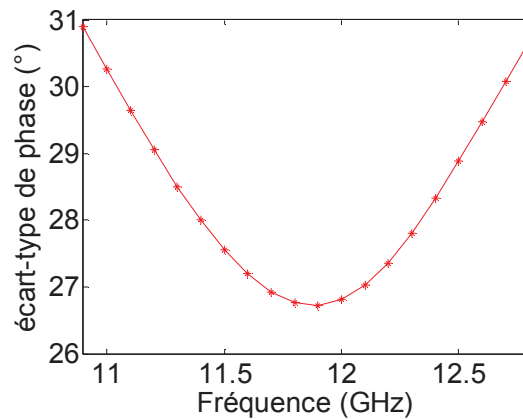


Fig. 3.33 : Écart-type de phase de la cellule chargée par une capacité  $C_3=10fF$  et deux capacités  $C_1$  et  $C_2$  variables.

En conclusion, l'utilisation de trois valeurs (20fF, 80fF et 400fF) pour les capacités  $C_1$  et  $C_2$  au lieu de deux (40fF et 400fF), permet de moduler la longueur des fentes annulaires et d'obtenir des performances améliorées en comparaison au fonctionnement en mode de commutation. En effet, avec le fonctionnement en commutation, les capacités peuvent prendre une des deux valeurs 40fF et 400fF, représentatives de l'état du MEMS. Changer l'état des MEMS engendre dans cette configuration une grande modification sur le fonctionnement de la cellule et des réponses en phase à forte variation fréquentielle. Par contre, avec le fonctionnement proposé dans ce paragraphe, quatre états de phase uniformément répartis sont obtenus. Un agencement convenable de MEMS capacitifs est à chercher afin de synthétiser (ou s'approcher au mieux) des valeurs désirées pour les capacités.

### 3.8 Agencement de MEMS pour la synthèse des bonnes valeurs des capacités

Dans ce paragraphe, afin de s’approcher au mieux des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  choisies, un agencement de trois commutateurs MEMS capacitifs est proposé (cf. Fig. 3.34). Ces commutateurs MEMS admettent une capacité  $C_{off}=40fF$  à l’état « off » et une capacité  $C_{on}=400fF$  à l’état « on ». Les capacités synthétisées, en fonction des états des MEMS, sont présentées dans le Tableau 3.3.

Les valeurs les plus proches des capacités théoriques (20fF, 80fF et 400fF) sont respectivement 27fF, 67fF et 267fF. On peut montrer à partir de la Fig. 3.35 que lorsque  $C_1$  et  $C_2$  varient simultanément avec  $C_1=C_2$  et  $C_3=10fF$ , la variation de phase à 12GHz n’excède pas  $2^\circ/fF$ . Elle tend même vers zéro pour les plus fortes valeurs de capacité. En conséquence, la phase obtenue avec cette mise en œuvre s’écartera au maximum de  $17^\circ$  de la phase théorique (dans le cas où  $C_1=C_2=67fF$  au lieu des 80fF théoriques).

La cellule est donc maintenant simulée au sein d’un réseau périodique sous incidence normale, avec les capacités localisées obtenues par l’agencement de MEMS de la Fig. 3.34. Les performances obtenues sont illustrées par la Fig. 3.36. Ils montrent que l’obtention de quatre états de phase à répartition acceptable et à faibles pertes est possible. Le nombre de bits équivalent est supérieur à 1,74 sur la bande 10,3GHz-12,4GHz (cf. Fig. 3.37).

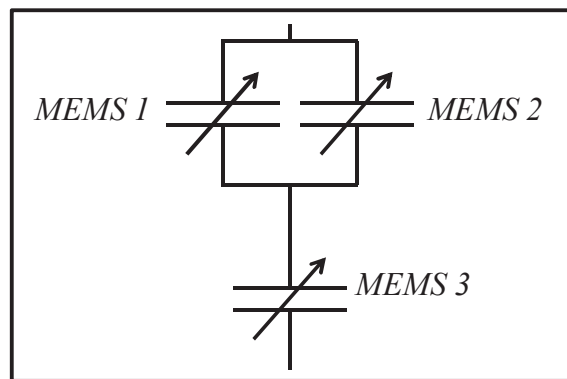


Fig. 3.34 : Agencement de trois MEMS capacitifs pour synthétiser les valeurs de  $C_1$  et de  $C_2$ .

Tableau 3.3 : Valeurs de la capacité équivalente en fonction des états des MEMS.

$MEMS_1$	$MEMS_2$	$MEMS_3$	capacité équivalente
off	off	off	27fF
off	on	off	37fF
on	on	off	38fF
off	off	on	67fF
off	on	on	209fF
on	on	on	267fF

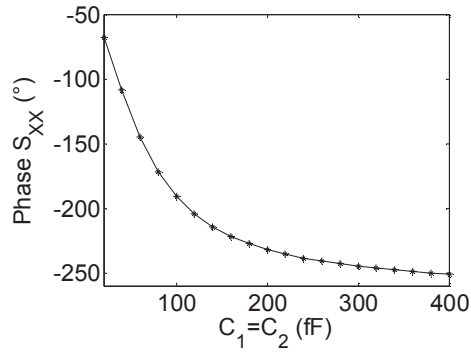


Fig. 3.35 : Variation de la phase réfléchi à 12GHz en fonction des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  avec  $C_1=C_2$  et  $C_3$  égale à 10fF.

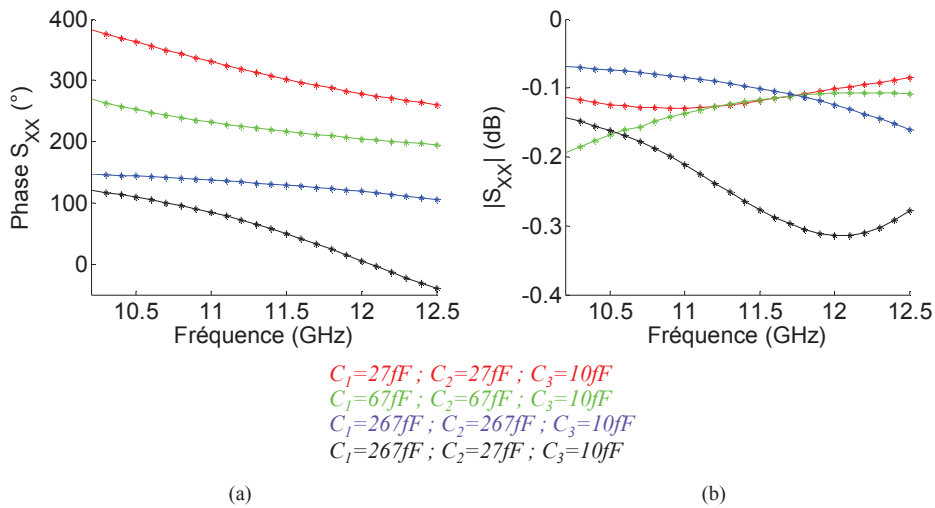


Fig. 3.36 : Performances de la cellule en fonction des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  ( $C_3=10fF$ ) obtenues pour cet agencement de MEMS : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

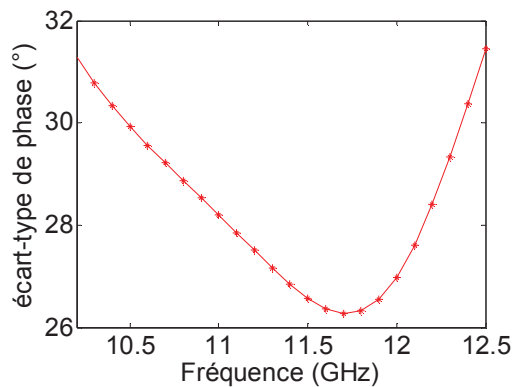


Fig. 3.37 : Écart-type de phase de la cellule chargée par une capacité  $C_3=10fF$  et par l'agencement de MEMS proposé pour synthétiser les valeurs de  $C_1$  et de  $C_2$ .

En outre, le Tableau 3.3 montre que cet agencement de MEMS permet de synthétiser cinq valeurs différentes pour la capacité équivalente. On peut donc obtenir vingt cinq combinaisons différentes pour le couple  $(C_1, C_2)$ . Parmi ces vingt cinq combinaisons, cinq permettent d’obtenir des états uniformément séparés de  $72^\circ$ , et ce à 12,5GHz (cf. Fig. 3.38). La Fig. 3.39 illustre la variation de la phase et des pertes en fonction de la fréquence pour les cinq états de phase. Les pertes sont maintenues inférieures à 0,5dB sur la bande 11,5GHz-13,5GHz. De plus, l’écart-type de phase est maintenu inférieur à  $26^\circ$  (nombre de bits équivalent supérieur à 2) sur 12% de bande passante, de 11,7GHz à 13,2GHz (cf. Fig. 3.40). À la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ , l’écart-type de phase vaut  $21,11^\circ$ . À cette valeur correspond, d’après l’équation (3.6), un nombre de bits équivalent égal à 2,3. On note que cinq états parfaitement espacés de  $72^\circ$  correspondent à un nombre de bits équivalent égal à 2,32.

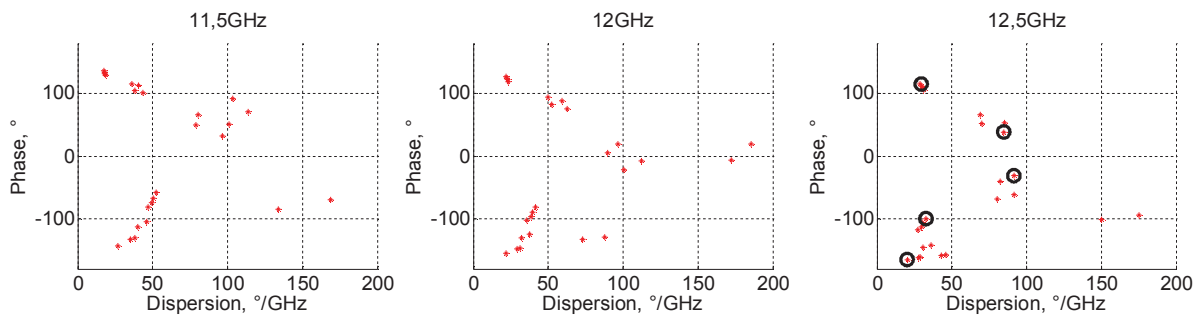


Fig. 3.38 : Répartition des états de phase, assurés par les différentes combinaisons possibles de  $(C_1, C_2)$ , en fonction de la dispersion fréquentielle pour trois points fréquentiels différents.

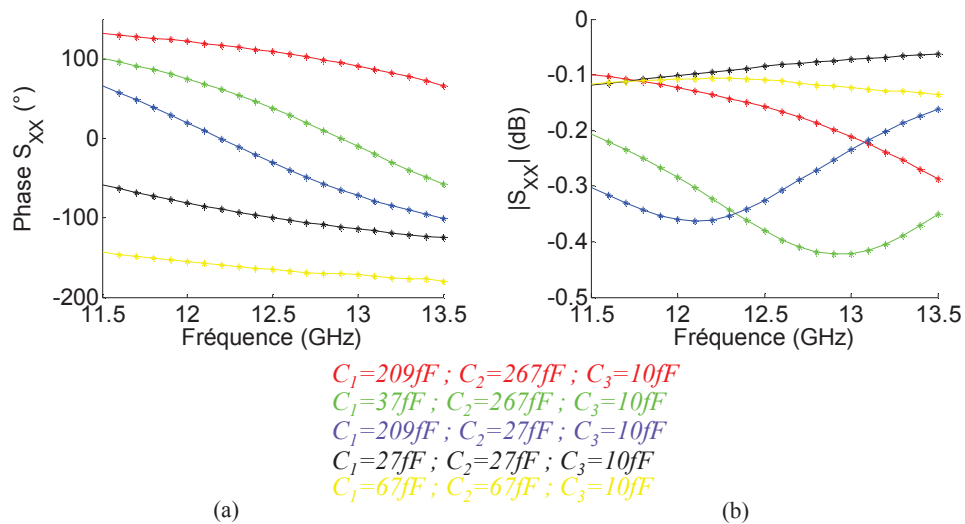


Fig. 3.39 : Performances de la cellule, avec cinq états de phase, obtenues pour cet agencement de MEMS : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.



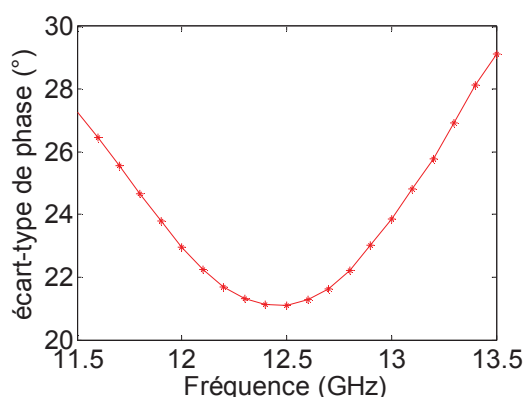


Fig. 3.40 : Écart-type de phase de la cellule à cinq états de phase.

### 3.9 Comportement de la cellule sous incidence

La tenue sous incidence oblique, de la cellule à quatre états de phase uniformément répartis, est étudiée dans le but d'explorer ces potentialités à atteindre un comportement satisfaisant dans un environnement représentatif des conditions réelles d'illumination d'un réseau. La cellule est maintenant placée au sein d'un réseau infini périodique illuminée par une onde plane sous incidence oblique (cf. Fig. 3.41).

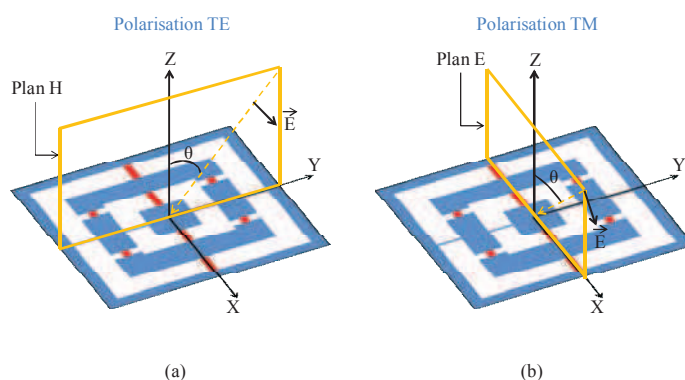


Fig. 3.41 : Cellule unitaire sous incidence oblique et en considérant la polarisation suivant  $x$  :  
(a) polarisation TE, (b) polarisation TM.

Pour un angle d'incidence  $\theta=15^\circ$ , en polarisation TM, les quatre états de phase obtenus sont illustrés sur la Fig. 3.42. Comme dans le cas de la cellule passive du chapitre précédent, des résonances inattendues, dues aux anomalies de Wood, apparaissent à la fréquence 12,2GHz. Elles se traduisent par une forte atténuation du module du coefficient de réflexion et par une réduction de la bande de fréquence. L'écart-type de phase est inférieur à  $31^\circ$  (nombre de bits équivalent supérieur à 1,74) sur 8% de bande passante, de 10,9GHz à 11,8GHz, où les pertes sont inférieures à 0,3dB. Les réponses en phase et les pertes dans la bande réduite sont illustrées sur la Fig. 3.43 et l'écart-type de phase sur la Fig. 3.44.

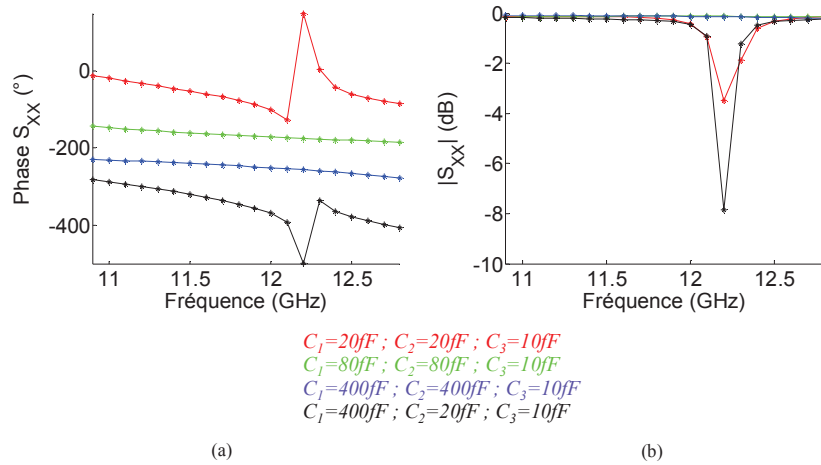


Fig. 3.42 : Performances de la cellule en polarisation TM (suivant  $x$ ) pour  $\theta=15^\circ$ , en fonction des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  pour  $C_3=10fF$  : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

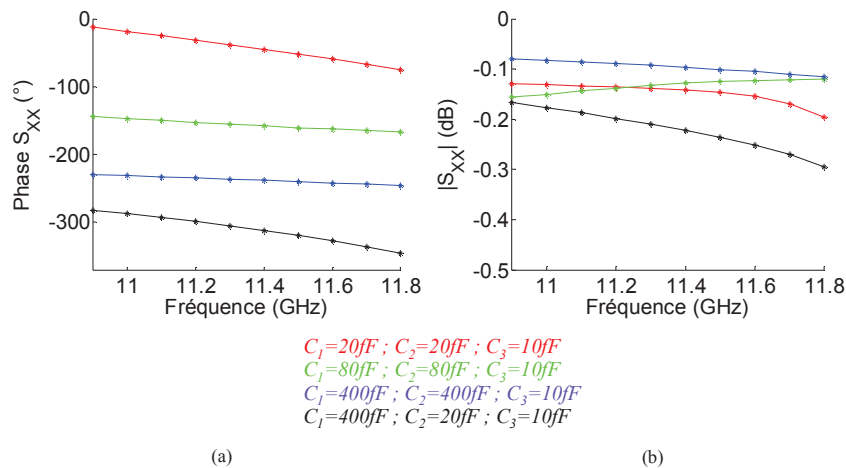


Fig. 3.43 : Réponses en phase (a) et pertes (b) dans la bande réduite, en polarisation TM (suivant  $x$ ) pour  $\theta=15^\circ$ , en fonction des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  pour  $C_3=10fF$ .

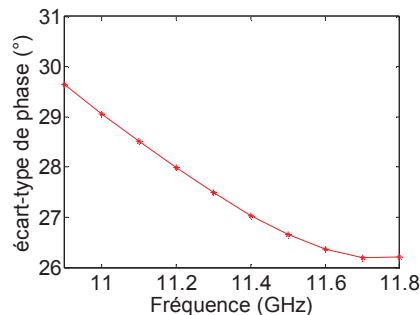


Fig. 3.44 : Écart-type de phase dans la bande réduite, de la cellule chargée par une capacité  $C_3=10fF$  et par deux capacités  $C_1$  et  $C_2$  variables, en polarisation TM (suivant  $x$ ) pour  $\theta=15^\circ$ .

Pour la polarisation TE, même pour une incidence  $\theta=30^\circ$ , des performances similaires au cas sous incidence normale sont obtenus (cf. Fig. 3.45). La phase se trouve légèrement décalée en fréquence avec l'angle d'incidence. La Fig. 3.46 montre que quatre états de phase uniformément répartis avec des pertes inférieures à 0,4dB sont obtenus. De plus, la variation de l'écart-type de phase en fonction de la fréquence (cf. Fig. 3.47) montre qu'un nombre de bits équivalent supérieur à 1,74 est obtenu sur une bande passante de 12%, de 11,05GHz à 12,45GHz.

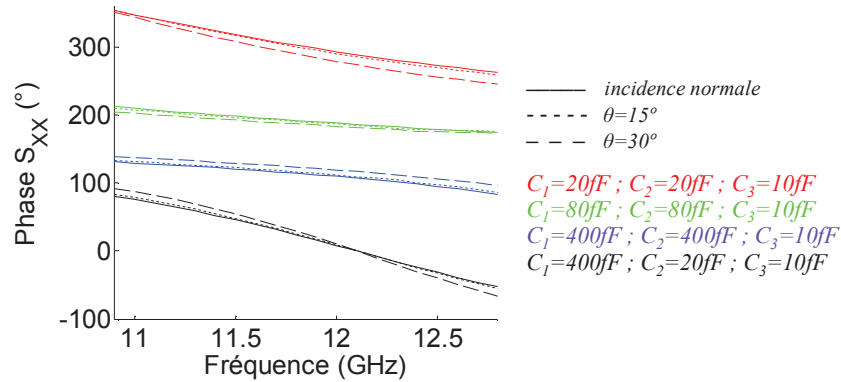


Fig. 3.45 : Variation des réponses fréquentielles en fonction de l'incidence en polarisation TE.

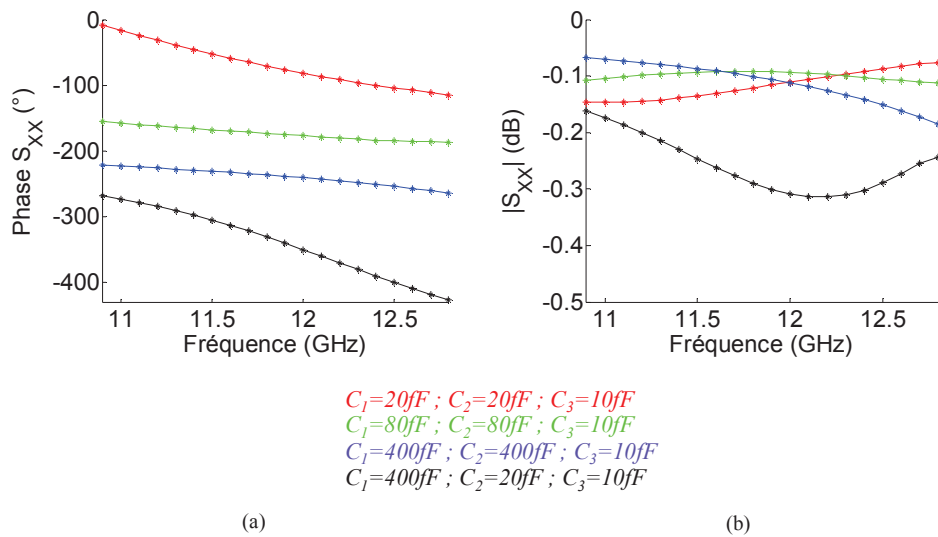


Fig. 3.46 : Performances de la cellule en polarisation TE (suivant  $x$ ) pour  $\theta=30^\circ$ , en fonction des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  pour  $C_3=10fF$  : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

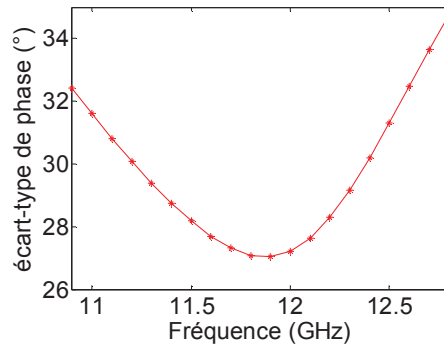


Fig. 3.47 : Écart-type de phase de la cellule, en polarisation TE (suivant  $x$ ) pour  $\theta=30^\circ$ , lorsqu'elle est chargée par une capacité  $C_3=10\text{fF}$  et avec  $C_1$  et  $C_2$  variables.

### 3.10 Faisabilité d'une extension en double polarisation

Dans le but d'explorer les potentialités de la topologie étudiée à atteindre un bon comportement en double polarisation linéaire, sans aucune re-optimisation des différents paramètres géométriques ( $L_p$ ,  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_R$ ), les fentes d'interconnexion sont repositionnées dans les deux plans diagonaux de la cellule. Cette dernière est chargée par trois groupes indépendants de capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  (cf. Fig. 3.48). La Fig. 3.49 illustre la phase assurée par la cellule en fonction de la dispersion fréquentielle, à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ , lorsque les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont modifiées indépendamment l'une des autres. Elle montre que, même si on s'autorise des dispersions fréquentielles allant jusqu'à  $140^\circ/\text{GHz}$ , la gamme de phases couverte ne dépasse pas les  $235^\circ$ . De plus, d'autres essais ont été réalisés en variant librement  $C_1$  et  $C_2$  pour  $C_3$  égal à  $1\text{pF}$  (équivalent à un « court-circuit »), puis pour  $C_3$  égal à  $10\text{fF}$  (équivalent à un « circuit-ouvert »). La gamme de phases assurée à la fréquence centrale pour le premier cas est de  $235^\circ$  (cf. Fig. 3.50.a) contre  $90^\circ$  pour le second (cf. Fig. 3.50.b). Ceci montre que, lorsque les interconnexions sont positionnées dans les plans diagonaux, on ne peut pas couvrir une gamme de phases de  $360^\circ$ . La topologie à fentes interconnectées n'est donc pas adaptée pour un fonctionnement en double polarisation linéaire.

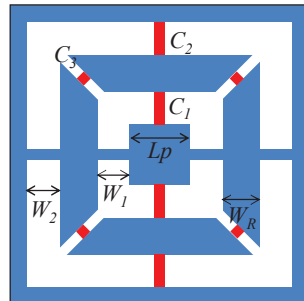


Fig. 3.48 : Cellule avec les dimensions optimisées ( $L_p=1,5\text{mm}$ ,  $W_1=W_2=1,425\text{mm}$  et  $W_R=1,7\text{mm}$ ) et les interconnexions placées dans les plans de symétrie diagonaux.

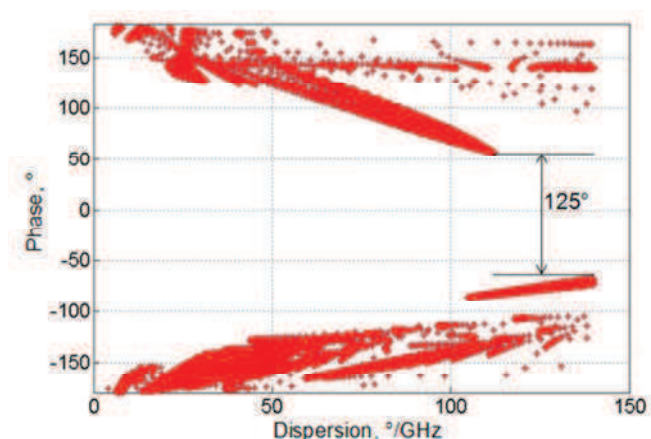


Fig. 3.49 : Phase réfléchi à la fréquence centrale en fonction de la dispersion fréquentielle lorsque les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont modifiées indépendamment.

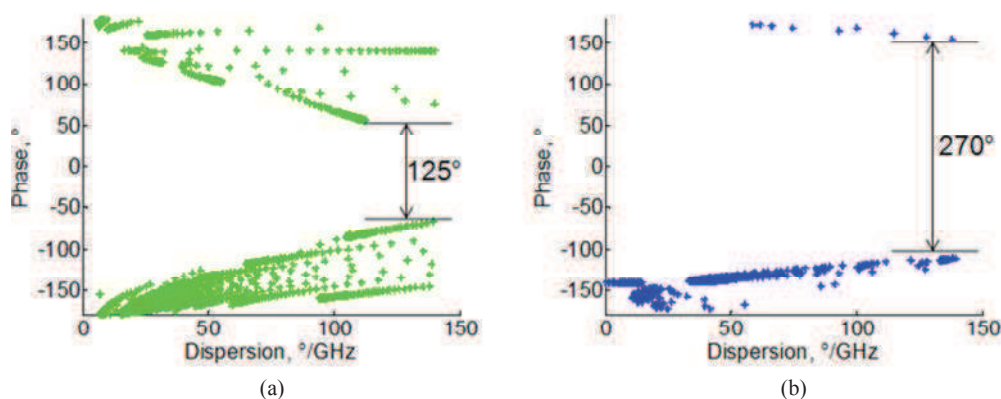


Fig. 3.50 : Phase réfléchi à la fréquence centrale en fonction de la dispersion fréquentielle lorsque les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont modifiées indépendamment et  $C_3$  égal à : (a)  $1\text{pF}$ , (b)  $10\text{fF}$ .

### 3.11 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle topologie de cellule déphaseuse pour les réseaux réflecteurs reconfigurables à simple polarisation linéaire a été étudiée en simulation. Elle est constituée d'un patch entouré par deux fentes concentriques interconnectées. Cette cellule est capable, avec un chargement capacitif convenable, de couvrir une gamme de phases de  $360^\circ$  avec des réponses en phase à faibles dispersions et à faibles pertes sur une large bande passante.

Dans une première partie, le contrôle de la phase réfléchi est réalisé par l'intermédiaire de commutateurs capacitifs (représentatifs de *MEMS*) qui servent à court-circuiter ou non les deux fentes concentriques. Ces commutateurs sont capables de prendre deux valeurs différentes suivant l'état considéré. Dans la seconde, la longueur électrique des fentes est modulée plus progressivement avec trois valeurs différentes (au lieu de deux) pour chacune des capacités

variables. Les simulations ont montré que le premier mode de fonctionnement engendre de grandes modifications sur le comportement de la cellule, des résonances d'ordre supérieur, préjudiciables au rayonnement, apparaissent alors. À l'inverse, le second mode permettrait l'obtention de réponse en phase plus douces sur une plage de phases  $360^\circ$ .

Un agencement de trois *MEMS* capacitifs (pour chaque capacité variable) a été proposé afin d'assurer la valeur des capacités nécessaires. Avec cet agencement, on a démontré la possibilité de fournir cinq valeurs différentes pour chacune des capacités, permettant ainsi de garantir un nombre de bits équivalent supérieur à 2 sur 12% de bande passante.

Ensuite, l'investigation sur le comportement de la cellule sous incidence oblique a montré qu'elle est adaptée pour fonctionner en polarisation TE. Pour la polarisation TM, des résonances parasites, dues aux anomalies de Wood, apparaissent, réduisant la bande passante. Une solution possible pour ce problème pourrait être, comme pour la cellule passive du chapitre précédent, la réduction de la taille de la cellule ce qui complexifierait toutefois l'insertion des composants de reconfigurabilité dans les fentes.

Enfin, les simulations ont montré que la topologie à fentes interconnectées n'est pas adaptée à un fonctionnement en double polarisation linéaire vu que la gamme de phases assurée, avec les interconnexions diagonales, ne dépasse pas  $235^\circ$  même si on s'autorise de très fortes dispersions fréquentielles.

Finalement, on retiendra que la topologie de cellule à fentes annulaires peut engendrer des résonances d'ordre supérieur, préjudiciables au rayonnement. La réponse fréquentielle la plus douce est obtenue lorsqu'on a des chemins résonnants simultanément dans les parties horizontales des fentes. Ceci nous a poussés à revenir à des solutions plus simples et qui nécessitent un nombre réduit d'éléments de contrôle de la phase, comme on va le voir dans le chapitre suivant. Il s'agit des cellules à fentes rectilignes en simple et double polarisation(s) linéaire(s).

# Chapitre 4

## Cellules à fentes rectilignes couplées chargées par un nombre réduit de capacités variables

### 4.1 Introduction

Un des principaux défis lors de la conception d'un réseau réflecteur reconfigurable est de concevoir une cellule déphaseuse dont la phase peut être contrôlée dynamiquement, par un nombre réduit de composants, sur une plage de phases de  $360^\circ$ . De plus, les états de phase doivent être parallèles entre eux et les pertes doivent être faibles sur une large bande passante. Dans le chapitre précédent, une cellule à deux fentes concentriques interconnectées a été présentée. Elle nécessite quatre capacités variables pour contrôler la phase de l'onde réfléchie en simple polarisation linéaire. On a mis en évidence qu'une fente annulaire peut, en fonction de l'état de l'élément reconfigurable introduit, engendrer des résonances d'ordre supérieur préjudiciable au rayonnement. Les interconnexions, censées offrir un degré de liberté supplémentaire pour la topologie à fentes concentriques, complexifient la cellule sans apporter une amélioration significative sur son comportement. À la lumière de ces résultats, il a été choisi de revenir à des topologies de cellule plus simples, basées sur la combinaison de plusieurs fentes rectilignes. Dans ce chapitre, deux cellules à fentes rectilignes sont proposées. La première utilise trois fentes rectilignes avec une seule capacité variable pour le contrôle de la phase réfléchie en simple polarisation linéaire. La seconde cellule, compatible avec un fonctionnement en double polarisation linéaire, utilise quatre fentes rectilignes et deux capacités variables par polarisation, pour contrôler la phase indépendamment suivant les deux polarisations. Ces deux cellules présentent donc a priori deux avantages principaux : une large bande passante grâce à l'utilisation de plusieurs résonateurs (plusieurs fentes), et un nombre réduit de composants de contrôle. Elles sont conçues en bande C, de 5GHz à 6GHz, dans le but de mener une validation expérimentale avec le dispositif de mesure disponible au sein du laboratoire.

### 4.2 Cellule à simple polarisation linéaire

Avant de présenter la cellule et son mode de fonctionnement, on note que l'objectif est de concevoir une cellule qui permet d'obtenir quatre états de phase uniformément répartis autour de 5,35GHz, avec des réponses fréquentielles parallèles entre elles sur une large bande passante (10%), des pertes inférieures à 1dB et une seule capacité variable de contrôle de la phase. La cellule proposée, en simple polarisation linéaire, est illustrée sur la Fig. 4.1. Elle est constituée d'un groupe de trois fentes rectilignes parallèles, gravées dans un plan de masse. Son principe de fonctionnement consiste à contrôler la phase de l'onde réfléchie par une seule capacité variable

chargée dans la fente centrale. Les fentes extérieures sont alors utilisées pour obtenir une évolution douce de la phase avec la fréquence, et par conséquent une large bande passante, comme pour la cellule double fente annulaires présentée au premier chapitre (section 1.6.1.e) [68]. Pour ce faire, la fréquence de résonance des fentes externes doit être optimisée. Cela est fait en introduisant dans ces fentes une capacité fixe. Elle sert à rallonger artificiellement la longueur des fentes [90] sans avoir besoin de les replier (comme dans la fente annulaire) ou d'augmenter la taille de la cellule. La métallisation est imprimée sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r=2,17$  et d'épaisseur  $h=1,6mm$ , suspendu à une distance  $h_{air}=15,7mm$  au dessus d'une cavité métallique carrée de taille  $m=35mm$ . Le gap d'air permet d'augmenter la distance entre la lame standard de diélectrique et le plan de masse. D'autre part, l'empilement du substrat et la taille de la cellule sont imposés par le dispositif de mesure du laboratoire. Pour plus de simplicité, toutes les capacités sont en pratique réalisées sous la forme de deux électrodes parallèles dont la longueur  $L_i$  règle la valeur de la capacité, comme montré sur la Fig. 4.1.

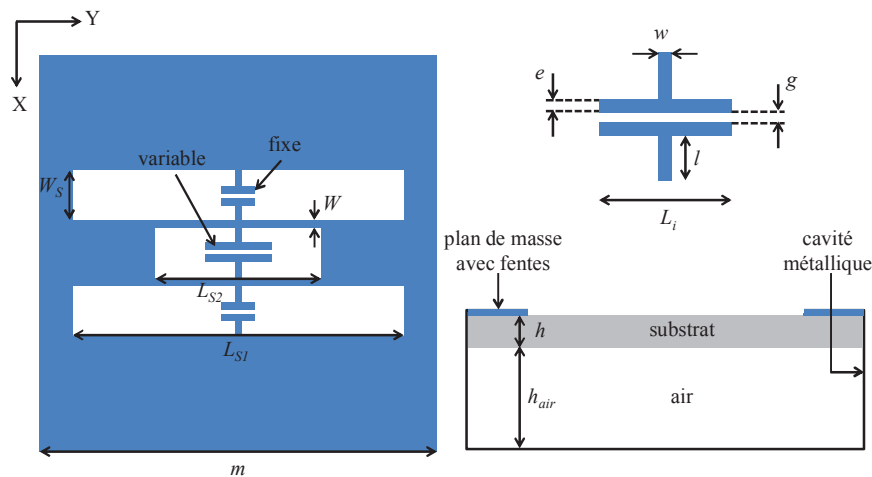


Fig 4.1 : Topologie de la cellule proposée en simple polarisation linéaire.

## 4.2.1 Optimisation des dimensions de la cellule

Les différentes dimensions de la cellule sont tout d'abord optimisées en considérant cette dernière placée dans un réseau infini périodique, illuminée par une onde plane sous incidence normale, avec le champ électrique polarisé orthogonalement aux fentes (suivant l'axe des abscisses). L'optimisation est réalisée comme suit :

- Dans un premier temps, les dimensions initiales de la cellule, en particulier la longueur  $L_{S1}$  des fentes externes, sont optimisées de façon à obtenir au moins  $270^\circ$  de gamme de phases à la fréquence 5,35GHz lorsqu'on fait varier la longueur  $L_{S2}$  de la fente centrale (initialement non chargée).



- Dans un second temps, les quatre valeurs identifiées de  $L_{S2}$  sont synthétisées par l'intermédiaire d'un chargement capacitif approprié dans la fente centrale, c'est-à-dire en faisant varier la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité centrale pour une longueur  $L_{S2}$  fixe.

Il est bien connu que, pour assurer une faible dispersion fréquentielle de la phase, la largeur  $W_S$  des fentes doit être la plus grande possible [68]. Par contre, le fait d'augmenter  $W_S$  nécessite une augmentation de la longueur  $l$  des lignes métalliques qui servent à connecter les capacités à la métallisation. Ceci augmente l'effet inductif (apporté par ces lignes) en série avec la capacité, un compromis est alors à trouver.

Initialement, les trois fentes ont une même largeur  $W_S$  égale à 5mm. L'écart  $g$  entre les électrodes des capacités, la largeur  $e$  de ces dernières et l'espacement  $W$  entre les fentes sont fixés de 0,2mm (limite technologique de réalisation au sein du laboratoire). Les valeurs choisies pour  $W_S$ ,  $e$  et  $g$  imposent une longueur  $l$  de 2,2mm pour la ligne métallique qui sert à connecter la capacité au plan de masse. Sa largeur  $w$  est prise égale à 0,5mm.

Les simulations montrent que, pour des fentes externes de longueur  $L_{S1}$  égale à 23mm, chargées chacune par une capacité de longueur  $L_1$  égale à 1mm, l'augmentation de la longueur  $L_{S2}$  de la fente centrale (initialement non chargée) pousse les réponses en phase vers les fréquences les plus basses (cf. Fig. 4.2). Une gamme de phases de  $270^\circ$  est obtenue à 5,35GHz et quatre états de phase uniformément distribués peuvent être sélectionnés afin d'obtenir un déphaseur 2-bit. La valeur 5mm pour le paramètre  $W_S$  est donc retenue pour la suite de l'étude.

Ensuite, les simulations montrent que, pour une fente centrale de longueur  $L_{S2}$  égale à 11mm, la variation de la longueur  $L_2$  de sa capacité permet d'obtenir quatre états de phase uniformément répartis à 5,35GHz et de faibles pertes (cf. Fig. 4.3). Ceci s'explique par le fait que l'augmentation de la longueur  $L_2$  des capacités variables rallonge artificiellement la fente centrale. Sa résonance (la plus haute) se trouve donc poussée vers les basses fréquences tout en améliorant sa dispersion. Grâce au couplage entre les fentes, la résonance (la plus basse) des fentes externes (plus longues) se trouve aussi poussée vers le bas avec une augmentation de sa dispersion fréquentielle. Les dispersions des résonances des deux fentes (longue et courte) sont donc complémentaires, et le décalage simultané des deux résonances vers les fréquences les plus basses permet d'assurer une variation parallèle des réponses en phase sur une large bande passante et sur une gamme de phases suffisante pour la sélection de quatre états uniformément répartis. Ces quatre valeurs sélectionnées pour la longueur  $L_2$  de la capacité centrale sont alors  $\{0,6\text{mm}, 2,55\text{mm}, 3,45\text{mm}, 5,6\text{mm}\}$ .

La Fig. 4.4 illustre la variation de l'écart type de phase en fonction de la fréquence. Comme expliqué dans le chapitre précédent, sa valeur idéale est de  $26^\circ$  pour un déphaseur 2-bit avec quatre états espacés de  $90^\circ$ . Ici, la bande passante assurée est de 12% (de 5,02GHz à 5,66GHz) pour laquelle l'écart-type de phase reste en dessous de  $31^\circ$ , ce qui est mieux qu'un déphaseur

1,74-bit. En outre, la stabilité de l'écart de phase (proche de sa valeur idéale de  $26^\circ$ ) sur une large bande passante reflète le parallélisme entre les réponses en phase en fonction de la fréquence, comme on le voit dans la Fig. 4.3. a.

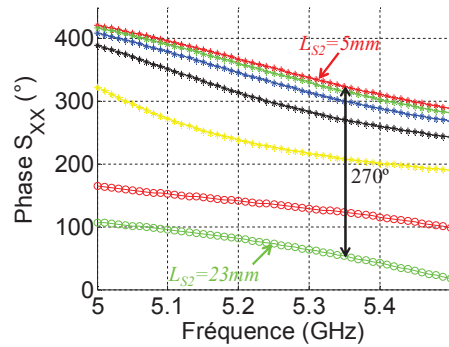


Fig. 4.2 : Réponses fréquentielles de la cellule en fonction de  $L_{S2}$  pour  $L_{S1}$  égale à 23mm et pour une longueur  $L_1=1$ mm des électrodes des capacités des fentes externes.

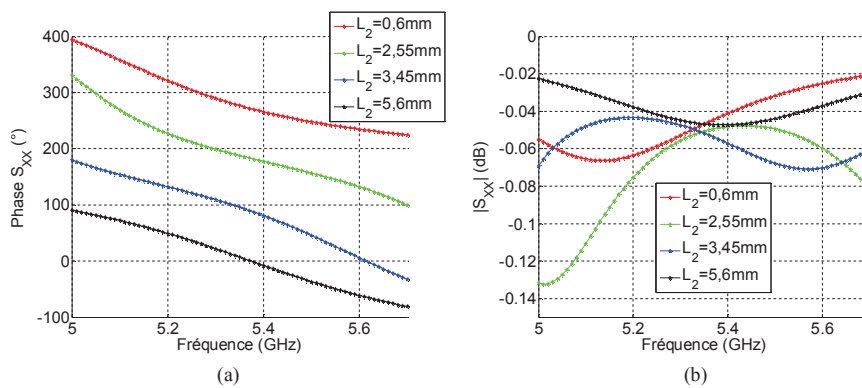


Fig. 4.3 : Performances de la cellule sous incidence normale en fonction de la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité centrale lorsque  $L_{S1}=23$ mm,  $L_{S2}=11$ mm et  $L_1=1$ mm pour les capacités des fentes externes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

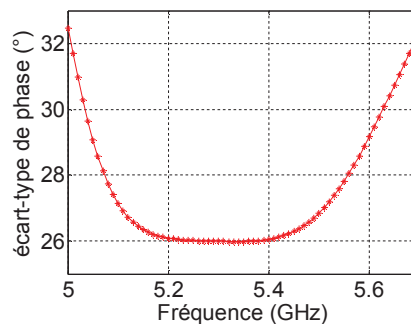


Fig. 4.4 : Ecart-type de phase de la cellule obtenu sous incidence normale pour  $L_{S1}=23$ mm,  $L_{S2}=11$ mm,  $L_1=1$ mm pour les capacités externes et  $L_2$  variable pour la capacité centrale.

## 4.2.2 Comportement de la cellule sous incidence

Dans ce paragraphe, la tenue sous incidence oblique de la cellule à triple fentes rectilignes est étudiée afin de déterminer la gamme d'angle d'incidence pour laquelle elle admet un comportement satisfaisant, qui sera essentiellement caractérisé ici par un nombre de bits équivalent supérieur à 1,74. La cellule est maintenant placée au sein d'un réseau infini périodique illuminé par une onde plane sous incidence oblique (cf. Fig. 4.5). La longueur  $L_2$  de la capacité centrale peut prendre une valeur de l'ensemble  $\{0,6\text{mm}, 2,55\text{mm}, 3,45\text{mm}, 5,6\text{mm}\}$  défini dans le paragraphe 4.2.1.

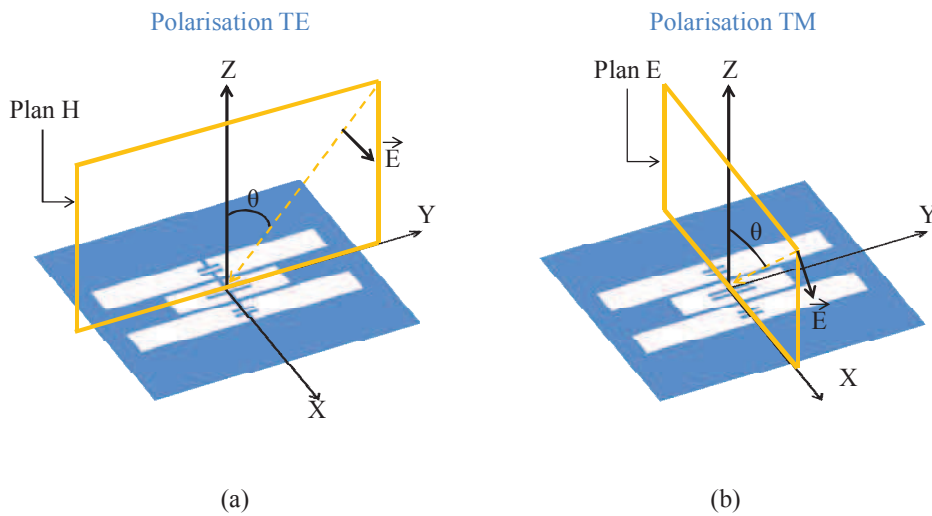


Fig. 4.5 : Cellule unitaire sous incidence oblique et en considérant la polarisation suivant  $x$  : (a) polarisation TE, (b) polarisation TM.

Les variations des réponses fréquentielles et des pertes de la cellule en fonction de l'angle d'incidence, pour les deux polarisations TE et TM, sont illustrées par la Fig. 4.6 et la Fig. 4.7 respectivement. Dans les deux cas, les réponses en phase se trouvent décalées, sans apparition des résonances parasites dans la bande considérée. Cependant, la Fig. 4.8 montre que, pour les quatre états figés de  $L_2$  (0,6mm, 2,55mm, 3,45mm et 5,6mm), l'incidence oblique est préjudiciable aux performances de la cellule, surtout en polarisation TM. En effet, en polarisation TE, pour un angle d'incidence  $\theta=15^\circ$ , la bande passante pour laquelle le nombre de bits équivalent est supérieur à 1,74 (écart-type de phase inférieur à  $31^\circ$ ) est de 10,7% (de 5GHz à 5,57GHz), au lieu de 12% sous incidence normale. Pour  $\theta=30^\circ$ , cette bande se trouve réduite à 4,7% (de 5,02GHz à 5,26GHz). Pour la polarisation TM, même pour un angle d'incidence  $\theta=15^\circ$ , la bande passante est trop réduite, ne valant que 4,3% (de 5,04GHz à 5,26GHz).

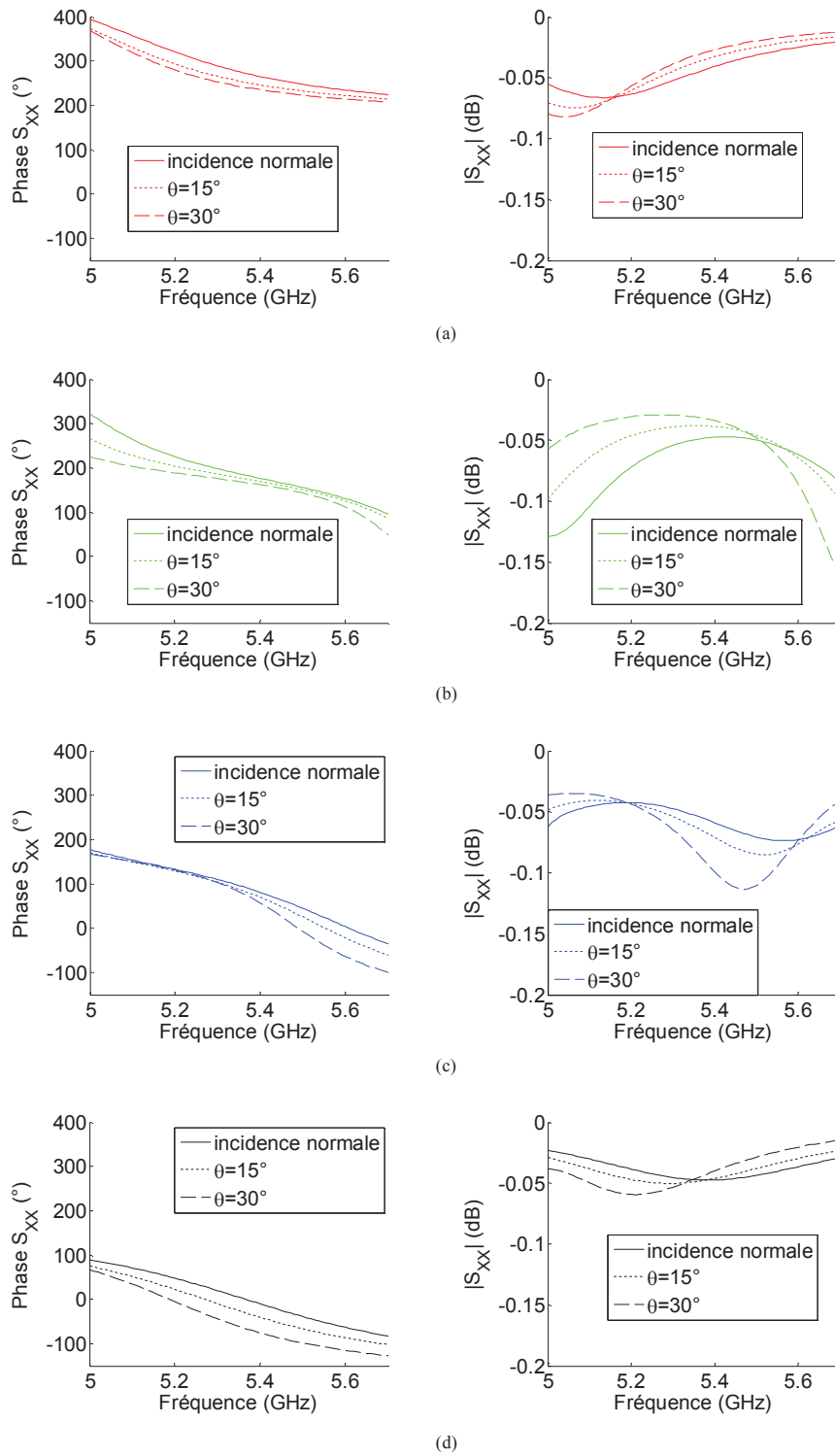


Fig. 4.6 : Variation des réponses fréquentielles et des pertes de la cellule suivant  $x$ , en polarisation TE, en fonction de l'angle d'incidence : (a)  $L_2=0,6\text{mm}$ , (b)  $L_2=2,55\text{mm}$ , (c)  $L_2=3,45\text{mm}$ , (d)  $L_2=5,6\text{mm}$ .

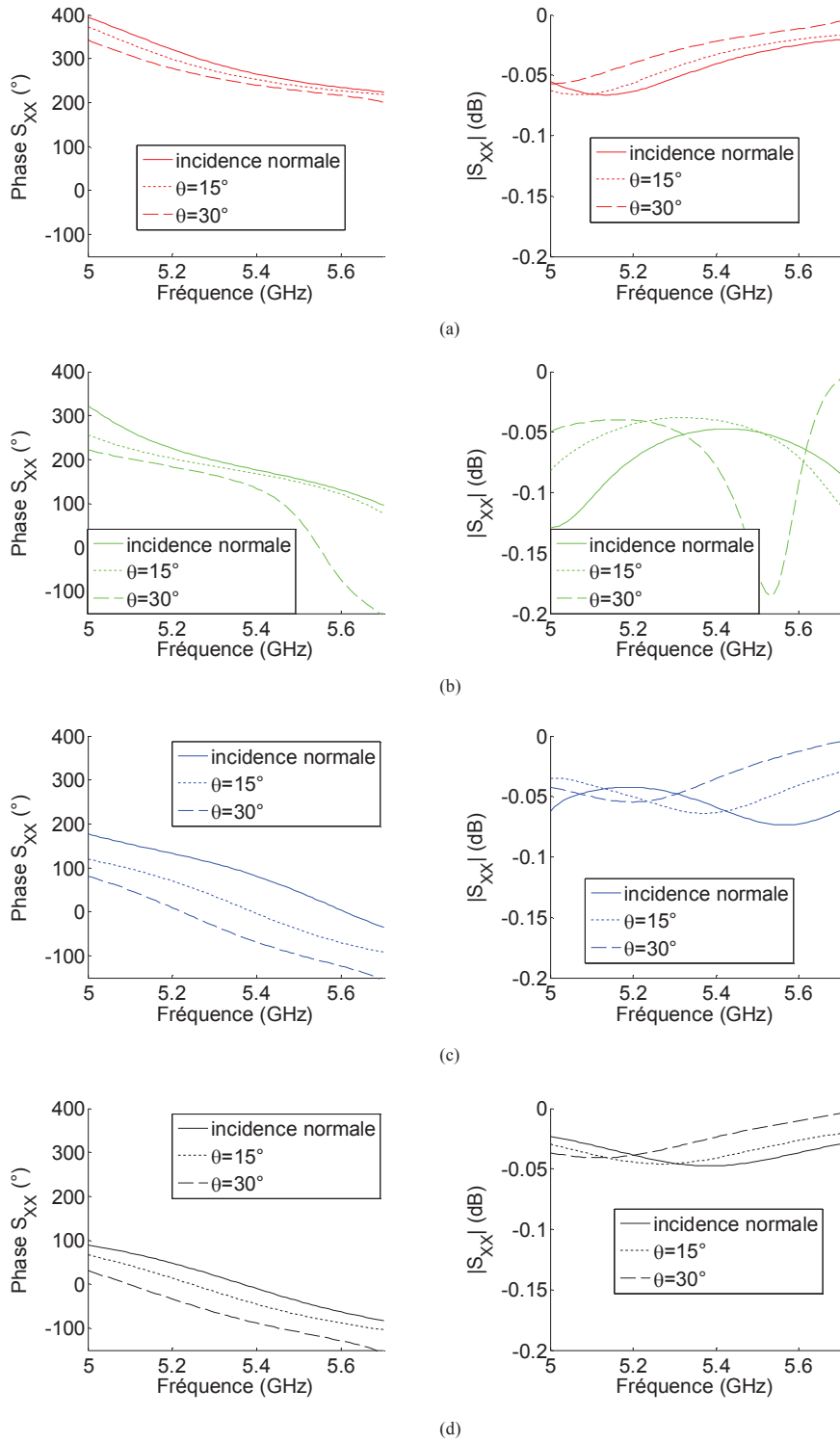


Fig. 4.7 : Variation des réponses fréquentielles et des pertes de la cellule suivant  $x$ , en polarisation  $TM$ , en fonction de l'angle d'incidence : (a)  $L_2=0,6\text{mm}$ , (b)  $L_2=2,55\text{mm}$ , (c)  $L_2=3,45\text{mm}$ , (d)  $L_2=5,6\text{mm}$ .

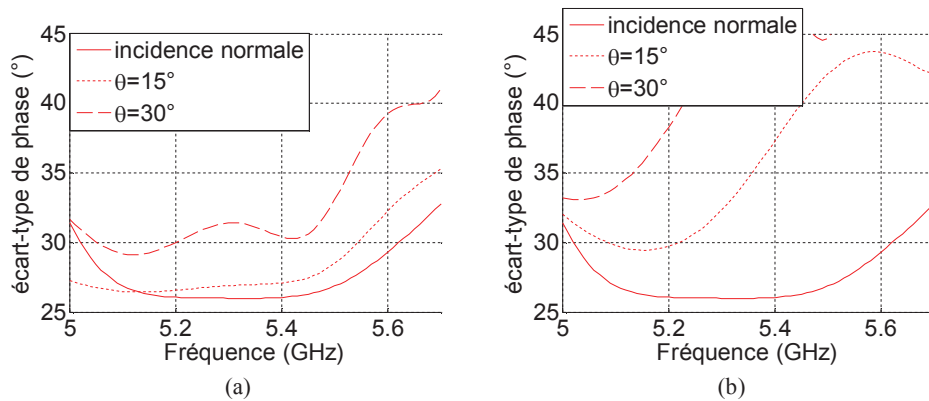


Fig. 4.8 : Variation de l'écart-type de la phase réfléchié suivant  $x$ , en fonction de l'angle d'incidence pour la polarisation : (a) TE, (b) TM.

Une solution qui permet de réduire l'effet préjudiciable de l'incidence oblique sur les performances de la cellule consiste à charger la fente centrale par une capacité de longueur  $L_2$  définie, non pas seulement en fonction de la phase désirée, mais aussi en fonction de l'angle d'incidence. À titre d'exemple, ce dernier est maintenant figé à  $30^\circ$  en polarisation TE. Le redimensionnement est alors réalisé à 5,35GHz. Les simulations électromagnétiques montrent que, pour les nouvelles valeurs de la longueur  $L_2$  de la capacité centrale, soit 0,6mm, 2,85mm, 3,6mm et 5,05mm (au lieu de 0,6mm, 2,55mm, 3,45mm et 5,6mm), quatre états de phase uniformément répartis et à faibles pertes sont obtenus (cf. Fig. 4.9). La variation de l'écart-type de phase en fonction de la fréquence montre que, pour une valeur inférieure  $31^\circ$ , la bande passante est de 9,7%, de 5GHz à 5,51GHz, (cf. Fig. 4.10) au lieu de 4,7% pour les valeurs initiales de  $L_2$ . À 5,35 GHz, l'écart-type de phase vaut  $26^\circ$ , ce qui montre l'obtention de quatre états de phase uniformément répartis à cette fréquence.

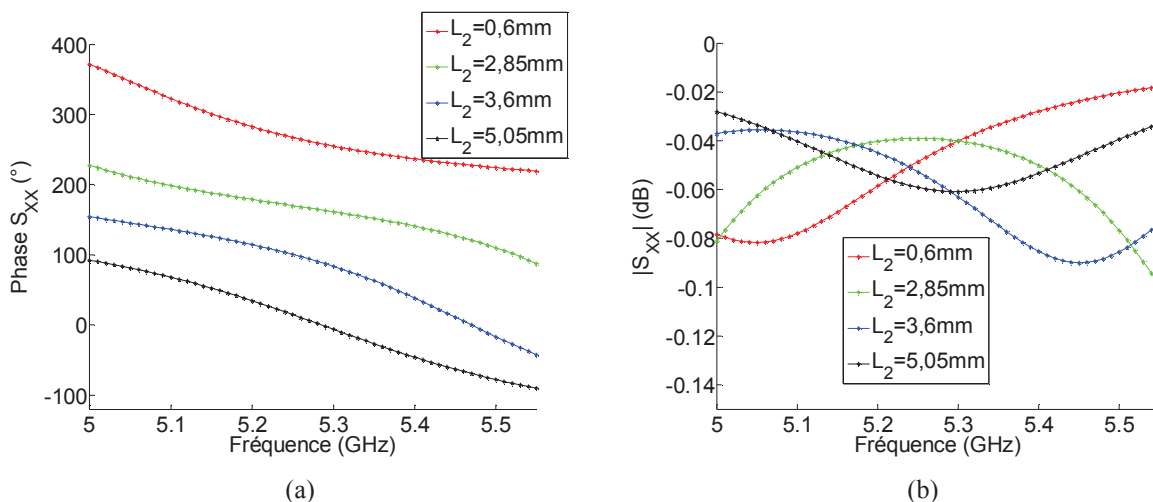


Fig. 4.9 : Performances de la cellule, pour une incidence de  $30^\circ$  en polarisation TE, en fonction de la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité centrale : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

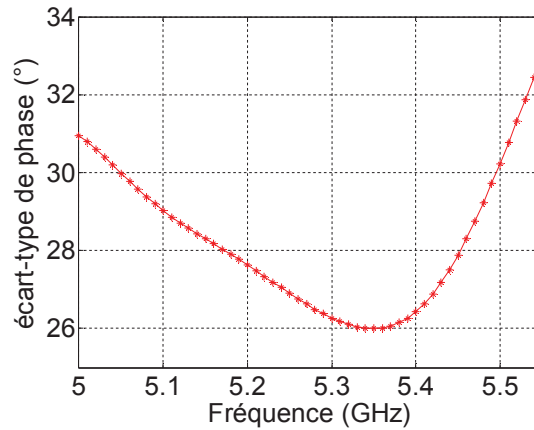


Fig. 4.10 : Ecart-type de phase obtenu pour une incidence de  $30^\circ$  en polarisation TE.

Malgré la faisabilité de la solution proposée, elle est complexe à réaliser. En effet, dans le cas d'une vraie version active de la cellule, elle nécessite un système intelligent afin de reconfigurer la valeur de la capacité offerte par le(s) composant(s) de la fente centrale en fonction de la phase désirée et de l'angle d'incidence. Une solution alternative plus simple serait d'avoir une taille de fente variable en fonction de la position de la cellule dans le réseau.

### 4.2.3 Performances dans un guide d'onde métallique

Afin d'initier une validation expérimentale, les quatre configurations de la cellule, choisies sous incidence normale (c'est-à-dire 0,6mm, 2,55mm, 3,45mm et 5,6mm), sont maintenant simulées en plaçant la cellule à l'extrémité d'un guide d'onde métallique carré de dimension  $35 \times 35 \text{mm}^2$  [95]. À cette configuration spécifique du guide correspond un angle d'incidence de  $53^\circ$  en polarisation TE (plan H) (cf. Fig. 4.11), à 5,35GHz, à cause de la réflexion de l'onde sur les parois du guide. La Fig. 4.12 illustre, pour la cellule sans aucune ré-optimisation des dimensions, les quatre états de phase obtenus et l'écart-type de phase en fonction de la fréquence. La bande passante se trouve décalée vers le bas. Elle vaut 10,5% de 4,87GHz à 5,41GHz. Ce décalage vers le bas est dû au décalage des réponses fréquentielles comme le montre la Fig. 4.13.

On note que, pour une telle configuration de guide, les mesures ne peuvent pas être effectuées en dessous de 5GHz. En effet, la fréquence de coupure du mode fondamental ( $\text{TE}_{10}$ ) est de 4,28GHz et une marge de près de 20% doit être utilisée afin d'éviter les phénomènes dispersifs proche de la coupure. Les dimensions de la cellule, en particulier  $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$  et la longueur  $L$  de la capacité centrale, doivent donc être re-optimisées dans le guide afin de mener une validation expérimentale à partir de 5,1GHz.

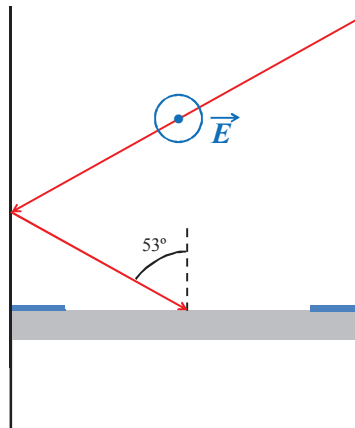


Fig. 4.11 : Incidence de l'onde à l'intérieur du guide d'onde.

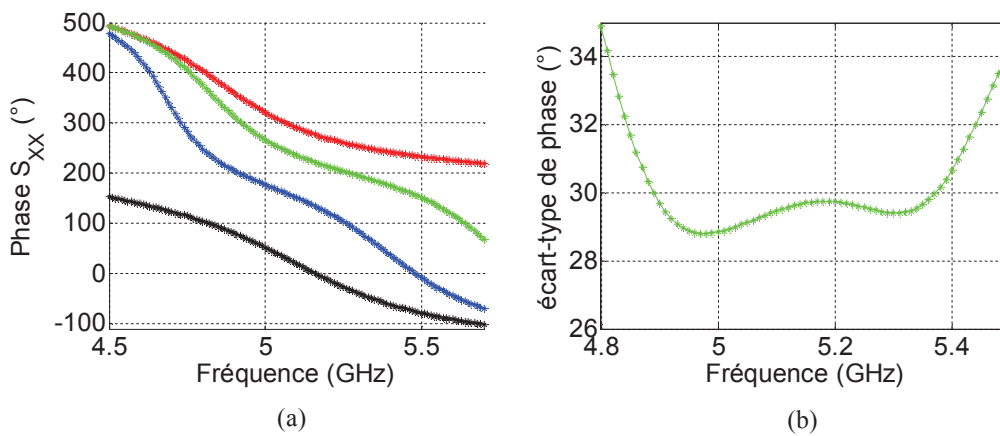


Fig. 4.12 : Performances de la cellule dans le guide d'onde métallique : (a) réponses fréquentielles, (b) écart-type de phase.

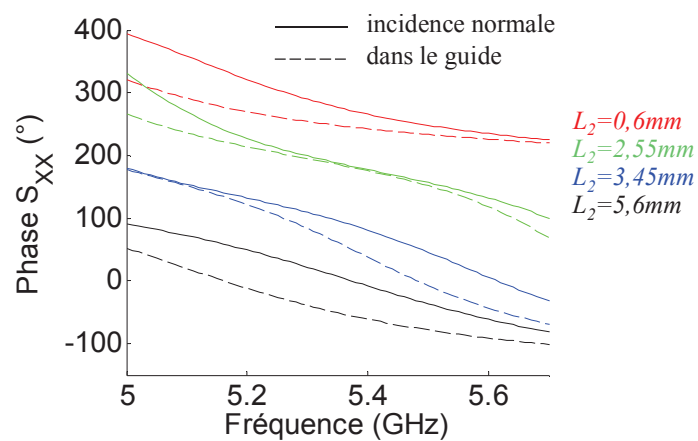


Fig. 4.13 : Comparaison entre les réponses fréquentielles de la cellule obtenues sous incidence normale et celles obtenues dans le guide d'onde métallique.



### 4.2.4 Cellule re-dimensionnée dans le guide

Afin de respecter la marge de 20% au-dessus de la fréquence de coupure du mode TE<sub>10</sub> du guide, et dans le but de fournir une bande de fonctionnement au-delà de 5GHz, les longueurs  $L_{S1}$  et  $L_{S2}$  des deux fentes sont rétrécies. En outre, afin de corriger l'effet de l'incidence sur les réponses fréquentielles, la longueur  $L_2$  de la capacité centrale est également redimensionnée. Leurs nouvelles valeurs sont cherchées en plaçant la cellule à l'extrémité d'un guide d'onde métallique carré de taille 35mm.

Dans les simulations, le lamage du sabot, qui sert à déposer et à fixer la cellule au dessus de la cavité métallique (cf. Fig. 4.14), est ajouté afin de prendre en compte son effet sur les performances de la cellule. Les modélisations montrent que, pour  $L_{S1}$  égale à 21mm et  $L_{S2}$  égale à 10mm, les quatre valeurs appropriées de  $L_2$  sont 0,8mm, 2,9mm, 3,71mm et 5,5mm, au lieu des valeurs optimisées sous incidence normale comme indiqué dans la Fig. 4.3. Ces nouvelles valeurs fournissent quatre états de phase uniformément réparties à 5,35GHz. Les pertes sont inférieures à 0,2dB et la bande passante, toujours définie par un écart-type de phase inférieur à 31°, est de 11,5%, de 5,08GHz à 5,7GHz (cf. Fig. 4.15 et Fig. 4.16).

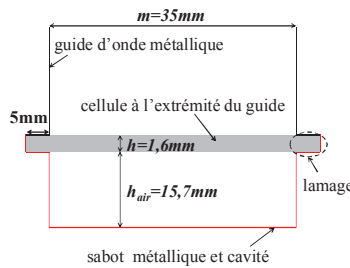


Fig. 4.14 : Cellule à l'extrémité du guide d'onde avec le lamage du sabot métallique.

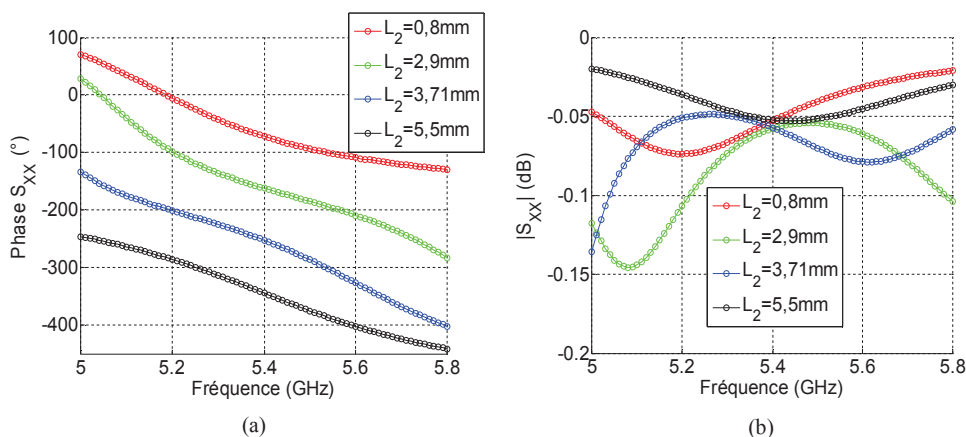


Fig. 4.15 : Performances de la cellule dans le guide en fonction de la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité centrale lorsque  $L_{S1}=21\text{mm}$ ,  $L_{S2}=10\text{mm}$  et  $L_1=1\text{mm}$  pour les capacités des fentes externes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

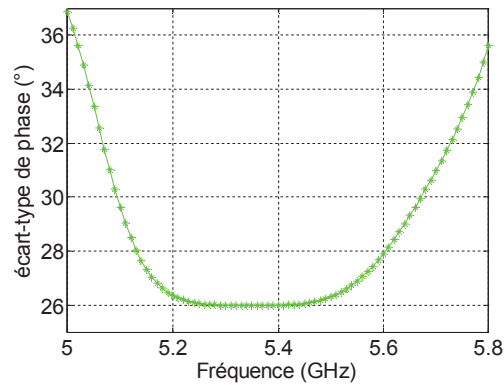


Fig. 4.16 : Ecart-type de phase de la cellule dans le guide pour  $L_{S1}=21\text{mm}$ ,  $L_{S2}=10\text{mm}$ ,  $L_1=1\text{mm}$  pour les capacités externes et  $L_2$  variable pour la capacité centrale.

## 4.2.5 Validation expérimentale

Afin de mener une validation expérimentale des cellules développées en 4.2.4, quatre maquettes (cf. Fig. 4.17), chacune correspondant à une longueur  $L_2$  de la capacité centrale, ont été fabriquées et mesurées en guide d'onde entre 5GHz et 5,8GHz au sein du laboratoire.

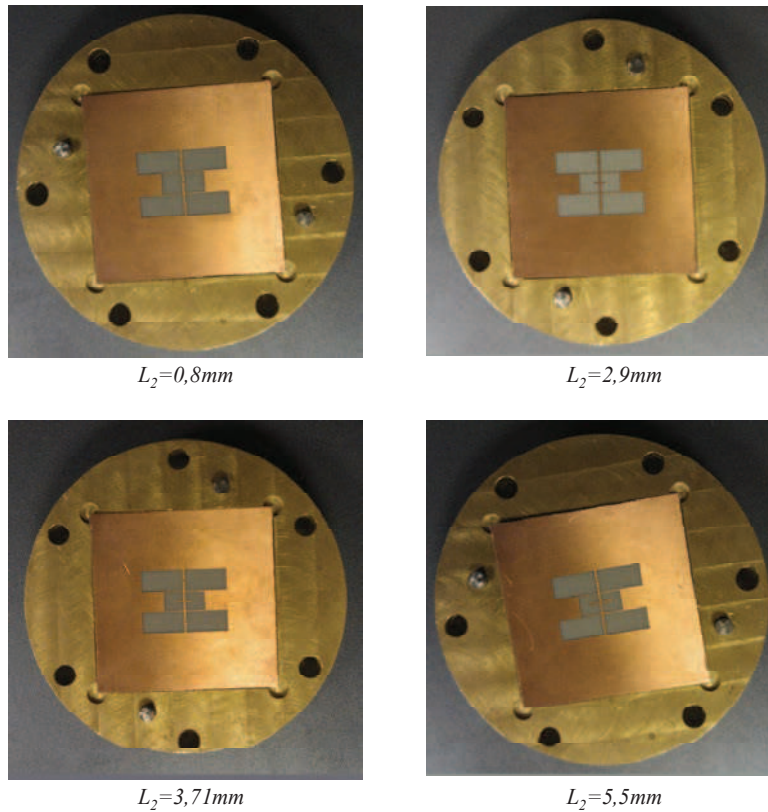


Fig. 4.17 : Maquettes fabriquées et mesurées.

### 4.2.5.a Dispositif de mesure

Il s'agit du dispositif qui a été utilisé au cours de la thèse d'Etienne Girard [96]. Le guide de mesure utilisé est illustré sur la Fig. 4.18. Il est composé de quatre parties : la première est une transition coaxial / guide WR 137 qui permet l'excitation d'une portion de guide rectangulaire. Ensuite, une transition linéaire assure le passage de cette portion rectangulaire vers la troisième partie, une portion de guide carré. Enfin, cette portion de guide carré se termine sur le sabot métallique dans lequel les cellules à mesurer seront placées. Le matériel nécessaire pour l'excitation se compose d'un analyseur de réseau (Agilent Technologies N5230A). Il n'existe qu'un unique accès sur le guide rectangulaire. De ce fait, le guide ne peut être excité et mesuré qu'en considérant un seul mode de propagation,  $TE_{10}$  ou  $TE_{01}$ , ce qui ne pose pas de souci puisque la cellule est symétrique et qu'elle ne génère pas de polarisation croisée dans cette configuration d'excitation.

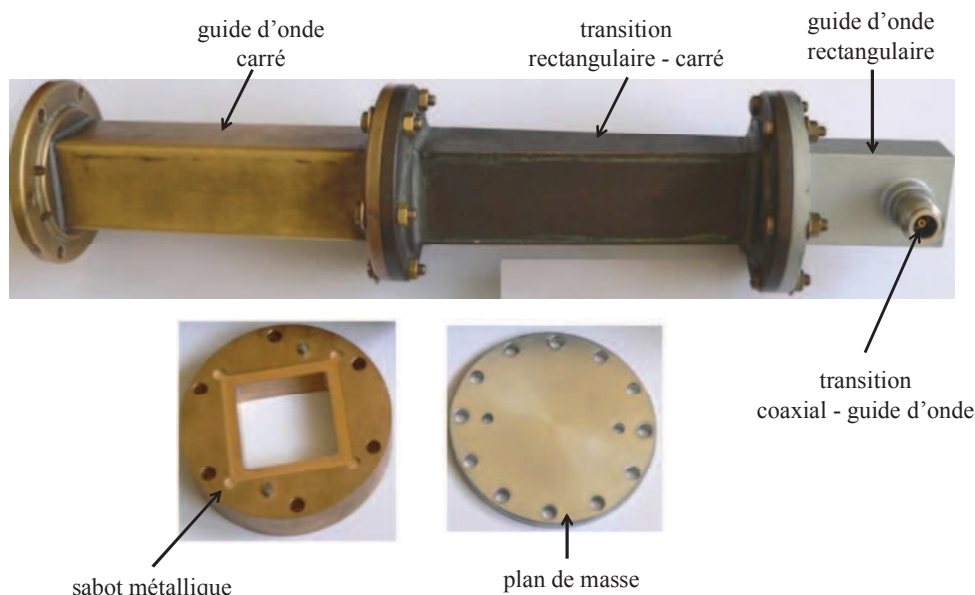


Fig. 4.18 : Guide d'onde métallique utilisé pour les mesures.

### 4.2.5.b Résultats de mesure

Les résultats des mesures illustrés sur la Fig. 4.19 montrent un très bon accord entre les réponses fréquentielles simulées et mesurées pour chacune des valeurs de la longueur  $L_2$  de la capacité centrale. Un écart moyen entre  $18^\circ$  et  $25^\circ$  est repéré entre la phase simulée et la phase mesurée en fonction de l'état considéré. L'écart-type de phase mesuré, illustré sur la Fig. 4.20, montre que le nombre de bits équivalent est supérieur à 1,74 sur 11,3% de bande de 5GHz à 5,6GHz. Les pertes mesurées dans cette bande sont inférieures à 0,8dB. On remarque que les pertes mesurées sont relativement élevées par rapport aux pertes simulées. Ceci est notamment dû à la procédure de mesure par la méthode du court-circuit décalé [97], moins précise pour la mesure du module du coefficient de réflexion.

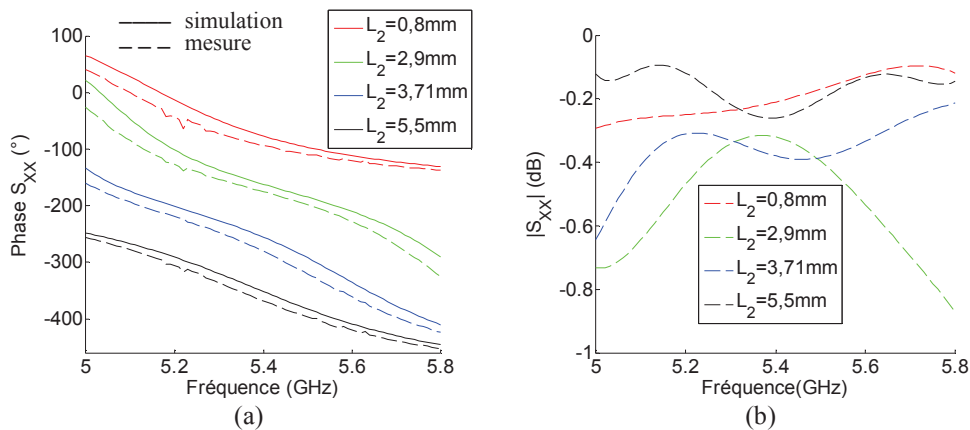


Fig. 4.19 : Performances de la cellule dans le guide : (a) comparaison entre simulation et mesure des réponses fréquentielles, (b) pertes mesurées.

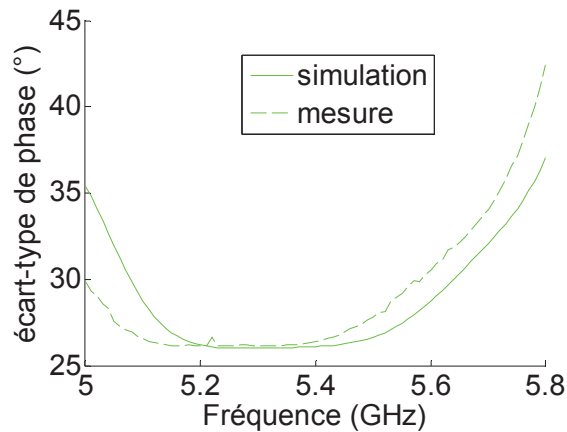


Fig. 4.20 : Comparaison entre simulation et mesure de la variation de l'écart-type de phase en fonction de la fréquence.

### 4.3 Cellule à double polarisation linéaire

Dans la première partie de ce chapitre, on a mis en évidence les potentialités de la topologie à fentes rectilignes couplées à assurer des états de phase uniformément répartis sur une gamme de  $360^\circ$  avec de faibles pertes, une large bande passante et une gamme d'angle d'incidence allant jusqu'à  $30^\circ$  en polarisation TE. Dans cette seconde partie, le principe des fentes couplées est transposé en double polarisation linéaire. Pour ce faire, un deuxième groupe de fentes rectilignes, orthogonal au premier, doit être ajouté. La logique est donc la suivante : la cellule triple fentes rectilignes de base (entourée en rouge), placée dans un réseau infini d'éléments identiques, peut être vue (grâce à la périodicité du réseau) comme étant une cellule à quatre fentes rectilignes (maille en pointillé vert), où la fente centrale de base est divisée en deux moitiés positionnées à l'extrémité de la maille en pointillé vert (cf. Fig. 4.21.a). Chacune de ces moitiés est chargée par une capacité variable pour contrôler la phase de l'onde réfléchie. On aura au total un groupe de

quatre fentes rectilignes horizontales : deux fentes longues, chacune chargée par une capacité fixe, positionnées à l'intérieur de la cellule, et deux fentes courtes, chacune chargée par une capacité variable, placées à l'extrémité de la cellule (cf. Fig. 4.21.b). Un deuxième groupe de fentes, orthogonal au premier, peut alors être introduit afin de rendre la cellule compatible avec un fonctionnement en double polarisation linéaire, comme illustré sur la Fig. 4.21.c.

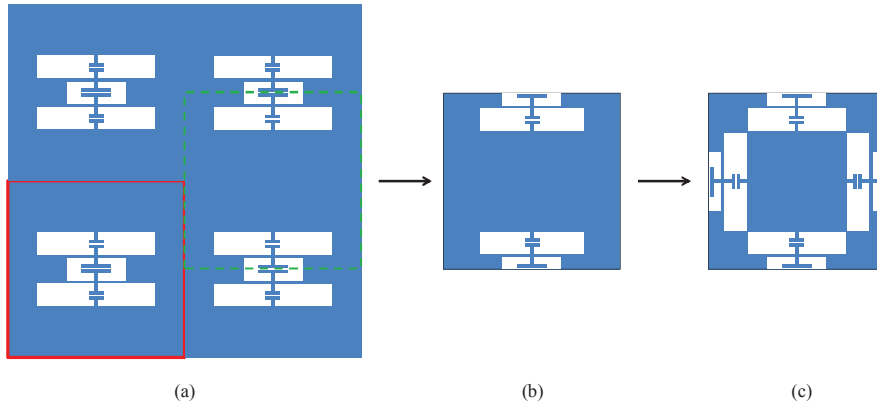


Fig. 4.21 : Principe de l'extension de la cellule triple fentes de la simple polarisation linéaire à la double polarisation linéaire.

### 4.3.1 Performances de la cellule dans le guide métallique

Comme pour le cas de la simple polarisation linéaire, la cellule est imprimée sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r=2,17$  et d'épaisseur  $h=1,6mm$ , suspendu à une distance  $h_{air}=15,7mm$  au dessus d'une cavité métallique carrée de taille  $m=35mm$  (cf. Fig. 4.22). Elle utilise deux groupes orthogonaux de fentes rectilignes gravées dans un plan de masse. Les fentes horizontales sont utilisées pour la polarisation verticale (suivant l'axe des abscisses) et vice versa. Le principe de la cellule est de contrôler la phase de l'onde réfléchie, indépendamment pour les deux polarisations, avec les capacités chargées dans les fentes les plus courtes. Cet effet capacitif est dans ce cas obtenu par l'écart entre l'électrode et la paroi de la cavité métallique. Sa valeur peut être ajustée en variant la longueur  $L_2$  de l'électrode. Les dimensions,  $e$ ,  $w$ ,  $g$  et  $l$ , des capacités ainsi que l'espacement  $W$  entre les fentes et la largeur  $W_S$  de ces dernières sont identiques au cas de la cellule triple fentes en simple polarisation linéaire, c'est-à-dire  $e=g=0,2mm$ ,  $l=2,2mm$ ,  $w=0,5mm$ ,  $W=0,2mm$  et  $W_S=5mm$ . De plus, la longueur  $L_{S1}$  des fentes les plus longues est prise de  $19,3mm$ . Cette valeur correspond à la longueur maximale qu'on peut prendre pour éviter la connexion entre les fentes orthogonales et pour assurer un écart de  $0,15mm$  entre elles suivant l'axe des abscisses et suivant l'axe des ordonnées. Cette longueur est imposée par la taille  $m$  de la maille, l'espacement  $W$  entre les fentes et la largeur  $W_S$  de ces dernières suivant la relation (4.1) :

$$L_{S1} = m - (3 \times W_S) - (2 \times W) - (2 \times 0,15) \quad (4.1)$$

La longueur  $L_{S2}$  des fentes courtes est fixée à 10mm comme dans le cas de la cellule triple fentes placée dans le guide métallique. Enfin, les fentes les plus longues sont chargées par une capacité fixe avec une électrode de longueur  $L_1$  égale à 1mm. Les quatre valeurs de la longueur  $L_2$  de l'électrode variable sont donc à re-optimiser. Les valeurs optimisées de  $L_2$  doivent permettre d'assurer, pour chacune des deux polarisations, quatre états de phase uniformément répartis avec une variation douce de la phase avec la fréquence, des pertes inférieures à 1dB et une bande passante supérieure à 10% en bande  $C$ .

La cellule est simulée à l'intérieur d'un guide d'onde métallique de taille  $35 \times 35 \text{mm}^2$  où seul le mode fondamental  $\text{TE}_{10}$  (suivant l'axe des abscisses) est excité. L'optimisation montre que les quatre valeurs appropriées de la longueur  $L_2$  des capacités variables sont  $\{0,8\text{mm}, 2,95\text{mm}, 3,75\text{mm}, 5,5\text{mm}\}$ . Le même principe de fonctionnement que la cellule triple fentes en simple polarisation est obtenu. L'augmentation de la longueur  $L_2$  des capacités variables pousse simultanément les résonances vers les basses fréquences assurant ainsi une variation parallèle des réponses en phase sur une large bande passante. Ceci est possible grâce au couplage entre les fentes. Quatre états de phase uniformément répartis avec de faibles pertes sont alors obtenus comme l'illustre la Fig. 4.23. La variation de l'écart-type de phase en fonction de la fréquence, illustrée sur la Fig. 4.24, montre que l'écart-type de phase est inférieur à  $31^\circ$  (nombre de bits équivalent supérieur à 1,74) sur une bande de 12,9%, de 5,21GHz à 5,93GHz. Cette bande est légèrement poussée vers le haut, en comparaison avec la cellule triple fentes, à cause de la longueur  $L_{S1}$  (des fentes les plus longues) de valeur 19,3mm au lieu de 21mm.

Afin de mettre en relief l'indépendance du contrôle de la phase suivant les deux polarisations, les longueurs des capacités variables sont modifiées indépendamment dans les fentes horizontales ( $L_{2H}$ ) et verticales ( $L_{2V}$ ). Autrement dit, pour une longueur  $L_{2H}$  figée des capacités variables des fentes horizontales, la longueur  $L_{2V}$  des capacités variables des fentes verticales est modifiée. La Fig. 4.25 illustre les réponses fréquentielles et les pertes obtenues pour différentes longueurs des capacités variables des fentes horizontales. Les courbes sont en fait superposées les unes aux autres. La modification de la capacité variable des fentes verticales, pour une capacité figée des fentes horizontales n'influe donc ni sur la phase ni sur les pertes pour la polarisation suivant l'axe des abscisses. La modification de la longueur des capacités variables des fentes horizontales permet de contrôler la phase suivant cette polarisation. Ceci montre l'indépendance du contrôle de la phase entre les deux polarisations.

À la fin de ce paragraphe, on note que les performances de cette cellule, lorsqu'elle est placée au sein d'un réseau infini périodique, et qu'elle est illuminée par une onde plane sous incidence normale, sont présentées en Annexe 2.

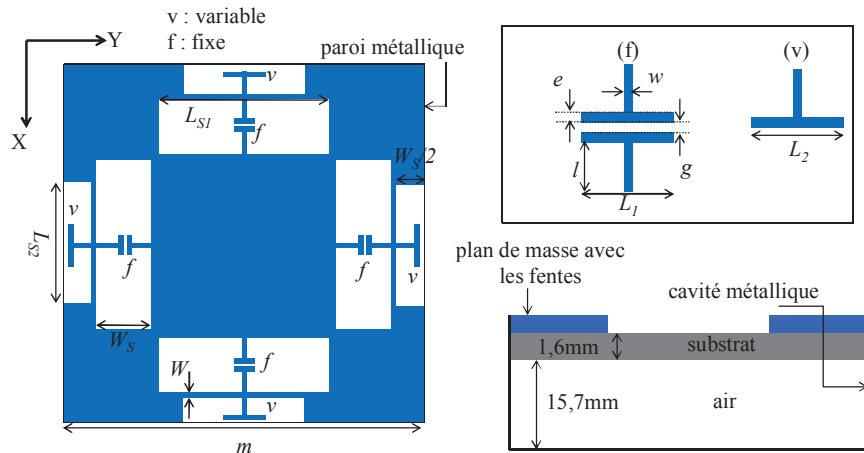


Fig. 4.22 : Topologie de la cellule proposée en double polarisation linéaire :  $m=35\text{mm}$ ,  $W_s=5\text{mm}$ ,  $W=0,2\text{mm}$ ,  $w=0,5\text{mm}$ ,  $e=g=0,2\text{mm}$  et  $l=2,2\text{mm}$ .

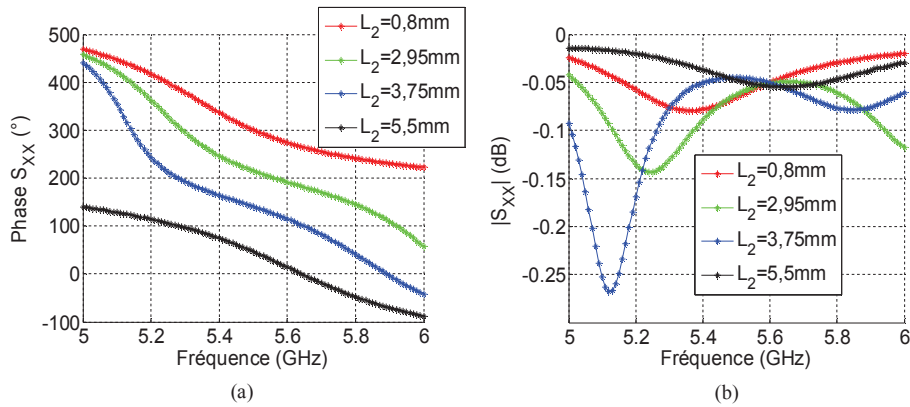


Fig. 4.23 : Performances de la cellule double polarisation linéaire dans le guide, suivant « X », en fonction de la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité variable lorsque  $L_{S1}=19,3\text{mm}$ ,  $L_{S2}=10\text{mm}$  et  $L_1=1\text{mm}$  pour les capacités fixes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

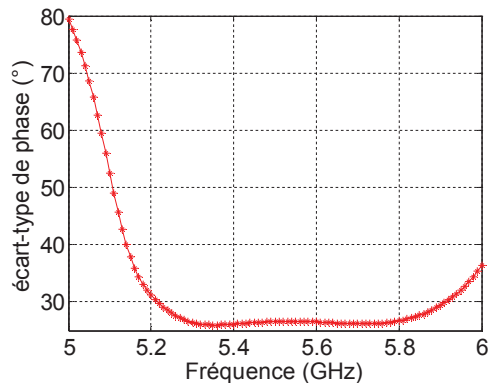


Fig. 4.24 : Ecart-type de phase de la cellule dans le guide, suivant « X », pour  $L_{S1}=19,3\text{mm}$ ,  $L_{S2}=10\text{mm}$ ,  $L_1=1\text{mm}$  pour les capacités fixes et les quatre valeurs appropriées de la longueur  $L_2$  de la capacité variable.



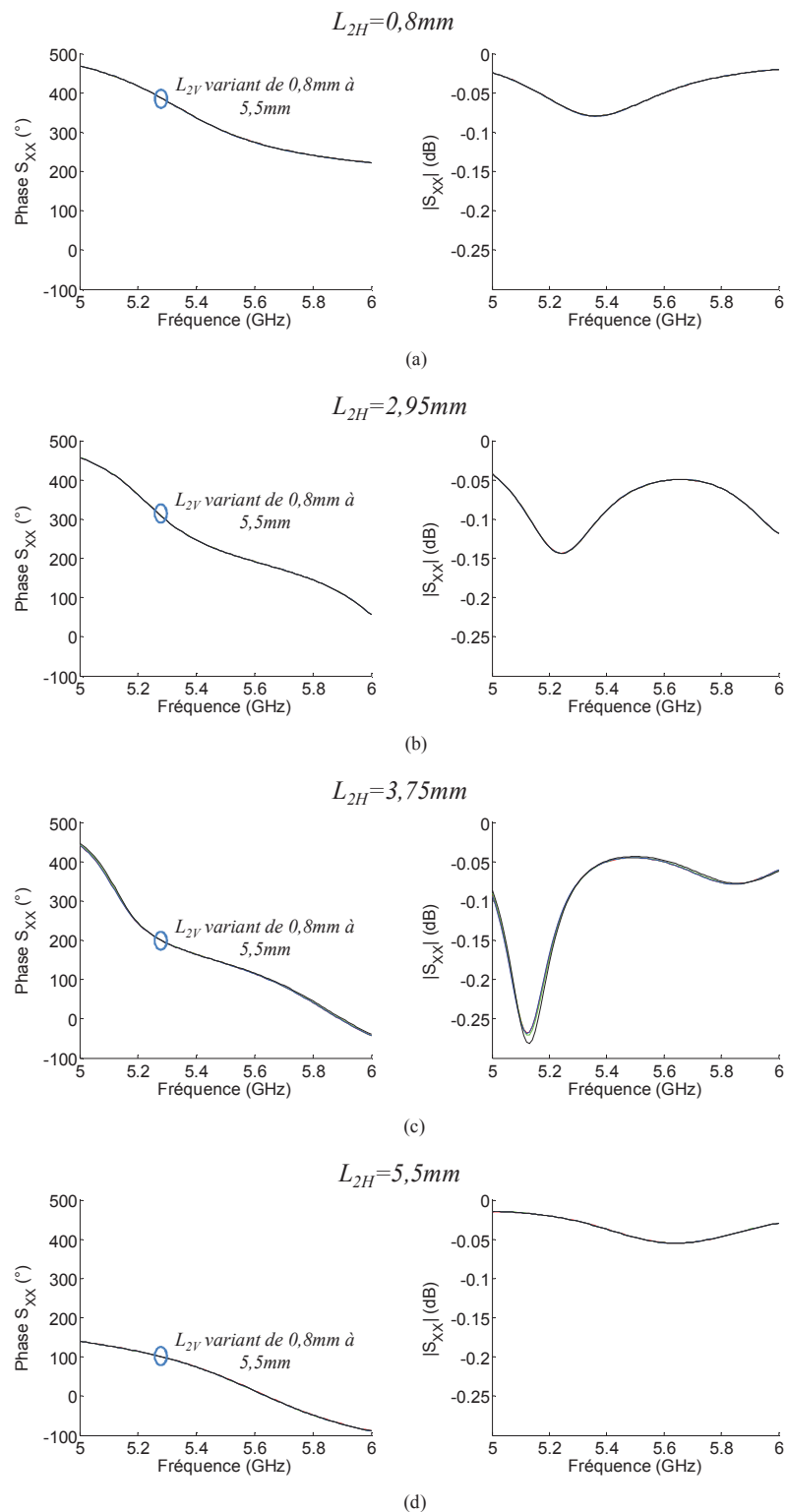


Fig. 4.25 : Réponses fréquentielles et pertes suivant « X », lorsqu'on fait varier la longueur  $L_{2V}$  des capacités variables des fentes verticales pour une longueur  $L_{2H}$  des capacités variables des fentes horizontales figée de valeur : (a) 0,8mm, (b) 2,95mm, (c) 3,75mm, (d) 5,5mm.



### 4.3.2 Validation expérimentale

Dorénavant, afin de faciliter la présentation des résultats, pour chaque polarisation, l'état de phase est nommé «  $D_n$  ». La lettre «  $D$  » est remplacée par «  $X$  » pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, ou par «  $Y$  » pour la polarisation suivant l'axe des ordonnées. L'indice «  $n$  » représente un nombre entier {0, 1, 2 et 3} qui correspond à l'une des longueurs optimisées de la capacité variable, soit {0,8mm, 2,95mm, 3,75mm et 5,5mm} respectivement. À titre d'exemple, lorsque la longueur des capacités variables des fentes horizontales et la longueur des capacités variables des fentes verticales valent 2,95mm et 5,5mm, les états de phase sont respectivement «  $X_1$  » pour la polarisation suivant l'axe des abscisses et «  $Y_3$  » pour la polarisation suivant l'axe des ordonnées. Dix maquettes différentes, dont l'une est illustrée sur la Fig. 4.26, ont été fabriquées puis mesurées avec le même dispositif de mesure que celui de la section 4.2.5.a. Ces dix maquettes permettent, par une simple rotation de 90°, de valider les résultats des 16 combinaisons possibles des états de phase. En effet, la maquette  $X_i/Y_j$  permet de valider expérimentalement  $X_j/Y_i$ .

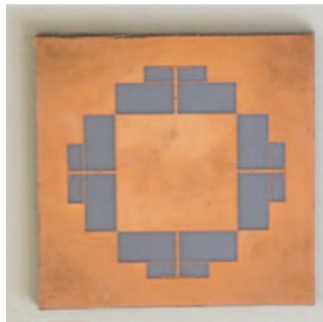


Fig. 4.26 : Une maquette fabriquée et mesurée pour la cellule à double polarisation linéaire.

Les résultats sont évalués de la façon suivante : pour une configuration «  $Y_n$  » figée, la longueur  $L_{2H}$  des capacités de contrôle des fentes horizontales est modifiée. Les réponses fréquentielles mesurées, ainsi que les réponses simulées, sont illustrées sur la Fig. 4.27. Un très bon accord entre les deux est observé. En outre, les pertes mesurées (cf. Fig. 4.28) sont inférieures à 1dB à partir de 5,3GHz. En effet, comme on l'a déjà expliqué, le décalage de la résonance des fentes les plus longues vers les basses fréquences est accompagné par une augmentation de sa dispersion fréquentielle. Pour la configuration «  $X_2$  », cette résonance est retrouvée proche de 5,2GHz avec une dispersion fréquentielle relativement élevée. Ceci explique le caractère dissipatif de cette configuration autour de cette fréquence. D'autre part, la différence entre les pertes mesurées et les pertes simulées est principalement liée à la technique de mesure utilisée comme on l'a mentionné antérieurement. La variation de l'écart-type de phase mesuré en fonction de la fréquence, illustrée sur la Fig. 4.29, montre que l'écart-type de phase, pour la polarisation suivant «  $X$  », est inférieur à 31° de 5,25GHz à 5,8GHz. On conclut donc que, pour un nombre de bits-équivalent supérieur à 1,74 et des pertes inférieures à 1dB, la bande passante est de l'ordre de 9%, de 5,3GHz à 5,8GHz.

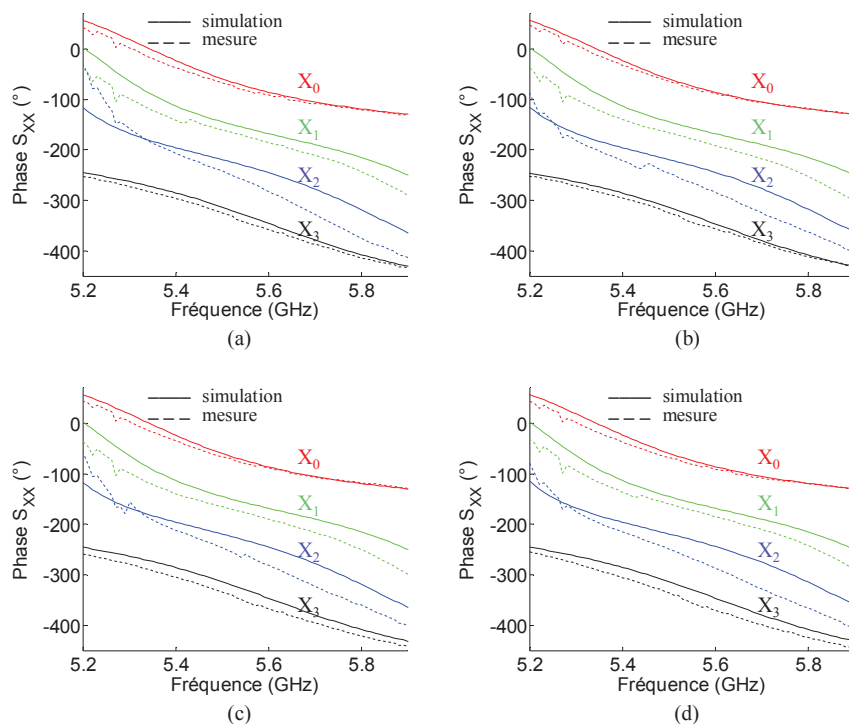


Fig. 4.27 : Comparaison entre simulations et mesures des réponses fréquentielles suivant « X », pour les configurations : (a)  $Y_0$ , (b)  $Y_1$ , (c)  $Y_2$ , (d)  $Y_3$ .

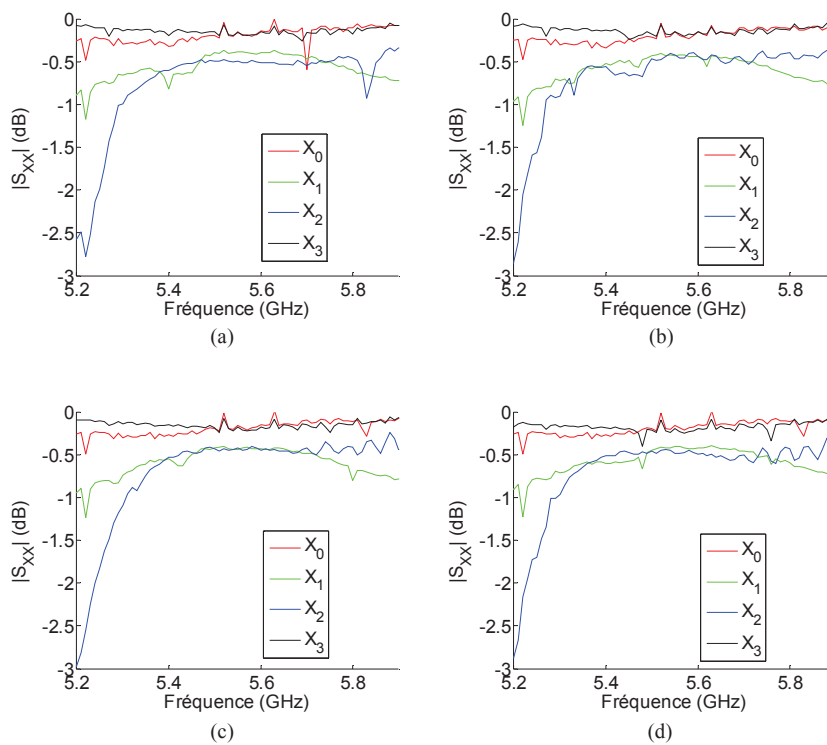


Fig. 4.28 : Pertes mesurées suivant « X », pour les configurations : (a)  $Y_0$ , (b)  $Y_1$ , (c)  $Y_2$ , (d)  $Y_3$ .

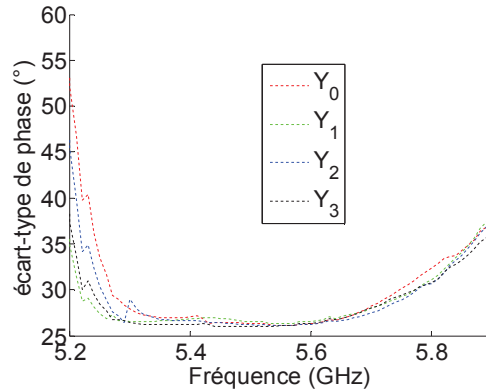


Fig. 4.29 : Ecart-type de phase mesuré suivant « X », pour des configurations figées suivant « Y » : (a)  $Y_0$ , (b)  $Y_1$ , (c)  $Y_2$ , (d)  $Y_3$ .

## 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau concept pour les cellules déphaseuses des antennes réseaux réflecteurs a été présenté et validé en bande C. Il consiste à utiliser plusieurs fentes rectilignes couplées chargées par un nombre réduit de capacité(s) variable(s) pour contrôler la phase de l'onde réfléchiée et pour obtenir quatre états de phase espacés de  $90^\circ$  sur une large bande passante. La combinaison de deux longueurs différentes des fentes permet de garantir la large bande, et le couplage entre les fentes permet de contrôler leurs résonances, donc la phase, par un nombre réduit de capacité(s) variable(s) représentant le(s) composant(s) reconfigurable(s).

Dans une première partie, ce concept a été utilisé sur une cellule triple fentes rectilignes en simple polarisation linéaire. Elle utilise une seule capacité variable pour contrôler la phase réfléchiée. La validation expérimentale a montré que le nombre de bits équivalent est supérieur à 1,74 et les pertes sont inférieures à 1dB sur 11,3% de bande passante. De plus, les simulations ont montré que l'effet préjudiciable de l'angle d'incidence sur les performances de la cellule peut être corrigé en modulant la valeur de la capacité de contrôle en fonction de la phase désirée et en fonction de l'angle d'incidence. Une bande passante de 9,7% est ainsi obtenue pour un angle d'incidence de  $30^\circ$  en polarisation TE.

Enfin, le même principe de fonctionnement a été transposé en double polarisation linéaire. La cellule est dans ce cas là constituée de deux groupes orthogonaux de fentes, chacun utilisant deux capacités variables pour contrôler la phase indépendamment dans chacune des deux polarisations. La validation expérimentale a montré que la bande passante mesurée est de 9%. Dans cette bande, le nombre de bits équivalent est supérieur à 1,74 et les pertes sont inférieures à 1dB.

Dans le chapitre suivant, le concept proposé ici est transposé en bande Ku. Une cellule déphaseuse en double polarisation linéaire est proposée, elle se caractérise par un nombre de bits équivalent supérieur tout en utilisant le même nombre de composants de contrôle.



# Chapitre 5

## Cellule déphaseuse 3-bit pour les antennes réseaux réflecteurs à double polarisation linéaire fonctionnant en bande Ku

### 5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, un nouveau concept de cellules déphaseuses reconfigurables, à large bande passante et à nombre réduit de composants de contrôle, a été proposé. Il consiste à utiliser, dans la même cellule, plusieurs fentes rectilignes (donc plusieurs résonateurs) afin d'élargir la bande passante, et à profiter du couplage entre les fentes pour réduire le nombre de composants de contrôle. Ce concept a été étudié et validé expérimentalement en bande C sur deux cellules, une en simple polarisation linéaire, l'autre en double polarisation linéaire. Quatre états de phase sont obtenus, avec une seule capacité variable pour la première cellule et deux capacités variables sur chacune des deux polarisations pour la seconde.

D'un autre côté, dans le premier chapitre, on a évoqué l'intérêt d'augmenter le nombre d'états de phase dans le cas des cellules à phase discrète. L'amélioration de la quantification réduit en effet l'erreur de phase sur l'ouverture rayonnante et se traduit par un diagramme amélioré [72].

Dans ce chapitre, une cellule à double polarisation linéaire fonctionnant en bande Ku est proposée. Elle utilise le même concept à base de fentes couplées que la cellule à double polarisation linéaire du chapitre précédent, mais avec un nombre de bits équivalent supérieur. La topologie de cette nouvelle cellule est choisie de façon à que cette amélioration s'obtienne sans augmentation du nombre de capacités variables. On vise donc de meilleures performances à coût et complexité constants. On note que ce travail a été réalisé dans le cadre du projet MERCURY de l'Agence Spatiale Européenne.

### 5.2 Cellule proposée et performances sous incidence normale

Avant de présenter la cellule et son mode de fonctionnement, on note que l'objectif est de concevoir une cellule qui permet d'obtenir huit états de phase uniformément répartis autour de 12,5GHz, avec des réponses fréquentielles parallèles entre elles sur une large bande passante (10%), des pertes inférieures à 1dB et deux capacités variables pour contrôler la phase dans chaque polarisation.

L'empilement de substrat utilisé est le même que celui de la cellule à fentes annulaires interconnectées du chapitre 3, il est imposé par notre partenaire industriel (Thales Alenia Space). Il s'agit d'une puce de silice fondue de taille 10,6mm, de permittivité relative  $\epsilon_r=3,78$  et d'épaisseur 0,525mm, déposée sur un substrat RO4003 de taille 12mm ( $\lambda_0/2$  à 12,5GHz), de permittivité relative  $\epsilon_r=3,55$  et d'épaisseur 3,04mm (cf. Fig. 5.1). Un anneau métallique, sur le RO4003, de largeur 0,7mm, entoure la puce de silice fondue et est connecté à la métallisation (or de conductivité  $41 \times 10^6 \text{S/m}$ ) sur la puce de silice par des languettes métalliques verticales. De plus, une cavité métallique entoure le RO4003 réduisant ainsi les phénomènes de couplage mutuel avec les cellules voisines. Les languettes métalliques verticales et la cavité métallique seront respectivement remplacées, dans la réalisation réelle de la cellule, par des « bondings » et une grille de trous métallisés traversant le RO4003.

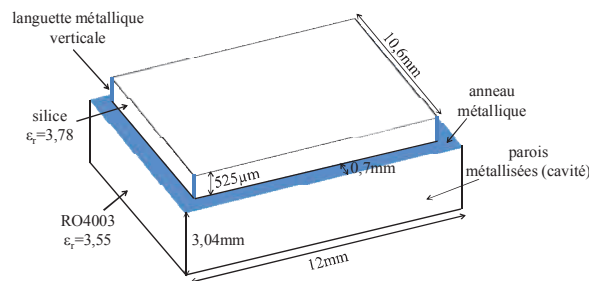


Fig. 5.1 : Empilement de substrat utilisé.

La cellule doit être imprimée sur la puce de silice fondue de taille 10,6mm ( $0,44\lambda_0$  à 12,5GHz). La place disponible pour accommoder quatre paires de fentes orthogonales est donc limitée et ne permet pas de répéter exactement la topologie utilisée dans le chapitre 4. Celle-ci est donc adaptée conformément à la Fig. 5.2.a. Les positions des fentes les plus courtes et des fentes les plus longues sont inversées (en comparaison avec la cellule caractérisée en bande C du chapitre précédent), et les fentes sont biseautées (forme trapézoïdale) de telle sorte que les fentes orthogonales soient séparées par une fine ligne métallique (en diagonale) de largeur  $a=0,2\text{mm}$ . Une ligne similaire (horizontale ou verticale) est utilisée pour séparer la petite et la grande fente de même orientation. Chacune des petites fentes est chargée par une capacité variable (cf. Fig. 5.2.b). La variation de la valeur de ces capacités permet de moduler la longueur électrique de la fente et de contrôler la phase de l'onde réfléchi. La largeur  $W_{S1}$  de ces fentes est fixée à 1,5mm afin de prendre en compte l'espace nécessaire pour l'insertion du (ou des) composant(s) reconfigurable(s) pour une future version active de la cellule. À titre d'exemple, un MEMS capacitif ( $C_{off}=20\text{fF}$  et  $C_{on}=400\text{fF}$ ) fourni par le LAAS occupe une surface de  $0,75 \times 0,3\text{mm}^2$ . La largeur de la petite fente est donc suffisante pour mettre en cascade deux commutateurs MEMS dans le but de synthétiser les valeurs de capacité désirées. La fréquence de résonance des grandes fentes est optimisée en ajustant leurs largeurs  $W_{S2}$  et en optimisant la position de la coupure de taille  $b=0,3\text{mm}$  introduite dans chacune d'elles. Cette position est optimisée par les dimensions  $e$  et  $d$  des languettes métalliques introduites dans ces fentes (cf. Fig. 5.2.b).

La taille  $L_p$  du plot métallique carré au centre de la cellule se déduit à partir de  $W_{S2}$  par la relation (5.1), du fait que  $W_{S1}$  et  $a$  sont figées. La valeur de  $d$  se déduit à partir de  $W_{S2}$  et de  $e$  (comme  $b=0,3mm$ ) par la relation (5.2). Les nombres 10,6 et 0,5 dans la relation (5.1) correspondent respectivement à la taille de la puce de silice et au double de la largeur du cadre métallique qui entoure la face supérieure de la puce de silice. Ce cadre sert à connecter la métallisation de la silice à la métallisation du substrat RO4003 par l'intermédiaire des languettes métalliques verticales situées sur les quatre coins de la puce de silice comme on l'a indiqué antérieurement.

$$L_p = 10,6 - (2 \times W_{S1}) - (2 \times W_{S2}) - (2 \times a) - 0,5 \quad (5.1)$$

$$d = W_{S2} - e - b \quad (5.2)$$

Le processus d'optimisation consiste donc à trouver la largeur  $W_{S2}$  des fentes et la valeur de  $e$  (déterminant la position de la coupure) qui permettent, en variant la valeur des capacités des fentes centrales, de satisfaire aux spécifications visées.

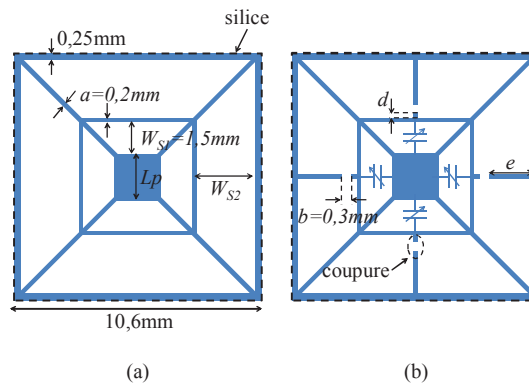


Fig. 5.2 : Concept de la cellule à double polarisation linéaire caractérisée en bande Ku : (a) schéma simplifié (sans capacités), (b) schéma avec capacités.

## 5.2.1 Optimisation des dimensions de la cellule

On note que l'optimisation des dimensions de la cellule est réalisée sous HFSS<sup>®</sup> en considérant cette dernière placée dans un réseau infini d'éléments identiques. Elle est illuminée par une onde plane sous incidence normale avec le champ électrique polarisé verticalement suivant l'axe des abscisses (cf. le repère de la Fig. 5.3). Les capacités variables des petites fentes sont modélisées en simulation par des éléments localisés. Lors de l'optimisation, le cadre métallique qui entoure la face supérieure de la silice est amené à une largeur  $f=0,15mm$  (au lieu de 0,25mm). Il est éloigné de  $g=0,1mm$  de l'extrémité de la puce (cf. Fig. 5.3). Ceci est fait afin d'éviter d'arracher la métallisation du cadre, lors de la réalisation réelle et du découpage de la puce de silice avec la scie, ce qui pourrait être préjudiciable sur les performances de la cellule. Au total six fentes sont combinées pour chacune des deux polarisations afin d'améliorer la bande

passante et la gamme de phases : deux petites fentes trapézoïdales chargées par des capacités variables, deux grandes fentes trapézoïdales chacune chargée par une coupure, et deux fentes de forme rectangulaire, les plus longues, placées sur les tranches verticales de la puce de silice (cf. Fig. 5.4). Ces dernières sont indispensables pour garantir un comportement large bande de la cellule comme cela va être démontré ultérieurement. Les fentes selon l'axe des abscisses sont utilisées pour la polarisation selon l'axe des ordonnées et vice versa. Pour chacune des deux polarisations, huit états de phase sont recherchés. Comme les deux polarisations doivent être indépendantes, l'état de phase d'une configuration suivant l'axe des abscisses ne doit pas changer lorsque la configuration suivant l'axe des ordonnées change et réciproquement.

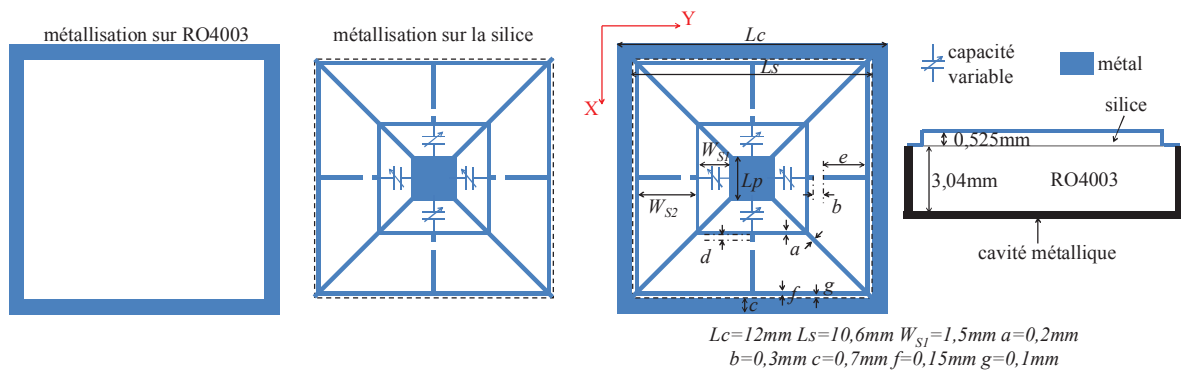


Fig. 5.3 : Cellule déphaseuse proposée avec l'empilement de substrat utilisé.

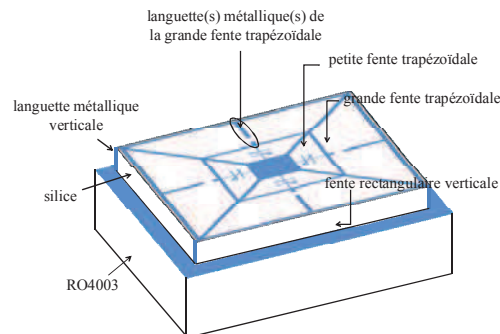


Fig. 5.4 : Vue 3D de la cellule déphaseuse proposée.

Le processus d'optimisation est mené en deux temps. Dans un premier temps, on recherche la largeur  $W_{S2}$  la plus favorable. Le critère utilisé consiste à obtenir des réponses fréquentielles aussi linéaires et parallèles que possibles, lorsque l'on fait varier la capacité de chargement. La gamme de variation de cette capacité est choisie entre 10fF et 400fF. Les valeurs extrêmes sont assez représentatives de ce qu'il serait possible d'obtenir avec un MEMS capacitif. Pour toute cette étude, les coupures de taille  $b=0,3mm$  sont centrées sur les fentes. La Fig. 5.5 illustre l'évolution obtenue pour trois valeurs de  $W_{S2}$  ( $W_{S2}=0,85mm$ ,  $1,85mm$  et  $2,85mm$ ). Pour  $W_{S2}=0,85mm$  (cf. Fig. 5.5.a), la gamme de phases assurée à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$  n'est pas suffisante ( $217^\circ$ ), et le parallélisme entre les courbes n'est pas satisfaisant. Pour



$W_{S2}=1,85mm$  (cf. Fig. 5.5.b), la gamme de phases assurée est de  $310^\circ$ , mais le parallélisme semble encore améliorable du fait qu'une seule résonance est utilisée. Enfin, pour  $W_{S2}=2,85mm$ , les réponses fréquentielles obtenues montrent que la gamme de phases assurée est de  $300^\circ$  avec un bon parallélisme entre elles (cf. Fig. 5.5.c). Cette largeur est alors retenue pour la suite de l'optimisation.

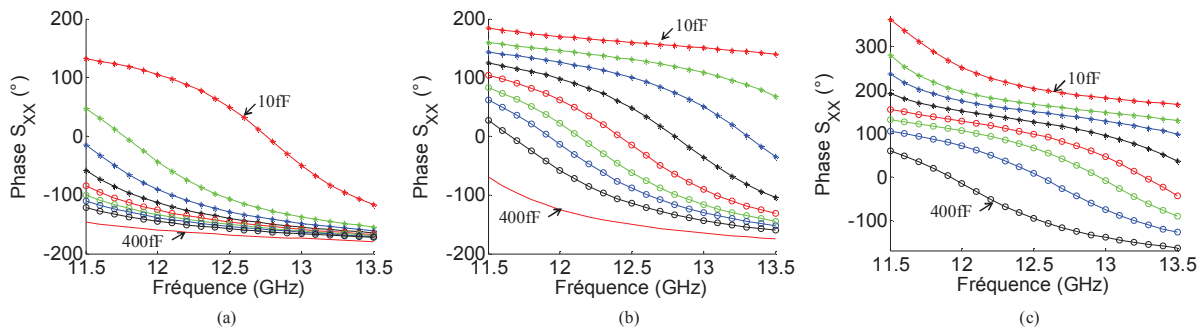


Fig. 5.5 : Réponses fréquentielles obtenues, en variant la valeur de la capacité dans les fentes centrales, pour différentes largeurs  $W_{S2}$  : (a)  $0,85mm$ , (b)  $1,85mm$ , (c)  $2,85mm$ .

Dans un deuxième temps, la largeur  $W_{S2}$  des fentes trapézoïdales les plus longues étant figée à  $2,85mm$ , les positions des coupures de taille  $b=0,3mm$  sont maintenant à optimiser. Comme on l'a vu, initialement la coupure est centrée sur la fente ce qui correspond à  $e=1,275mm$ . Le fait de diminuer  $e$  ( $e=0,275mm$ ) est préjudiciable sur le parallélisme des réponses fréquentielles (cf. Fig. 5.6.a). Par contre, ce parallélisme se trouve amélioré en l'augmentant. En effet, pour  $e=2,275mm$ , la gamme de phases assurée est de l'ordre de  $315^\circ$ , ce qui est suffisant pour garantir huit états de phase avec  $45^\circ$  d'écart entre eux. De plus, la variation de la phase avec la fréquence est douce sur une large bande passante, assurant ainsi un très bon parallélisme entre les courbes (cf. Fig. 5.6.b).

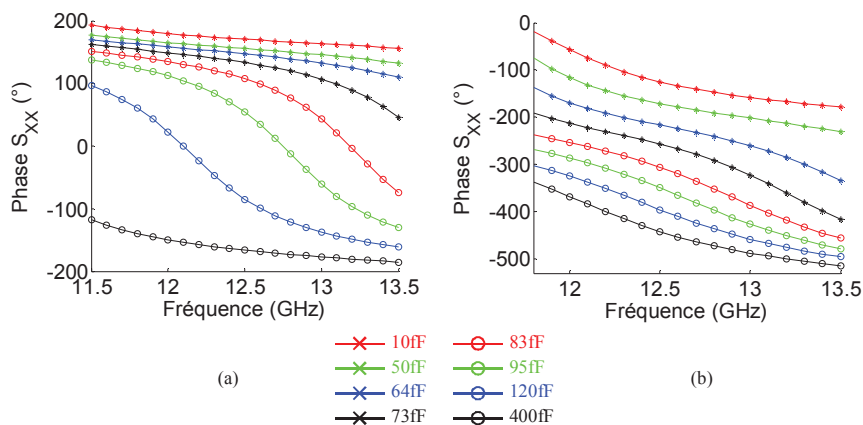


Fig. 5.6 : Réponses fréquentielles de la cellule, obtenues en variant la valeur des capacités des fentes centrales, pour : (a)  $e=0,275mm$ , (b)  $e=2,275mm$ .

## 5.2.2 Cellule optimisée à capacités interdigitées

Les différentes dimensions (en *mm*) de la cellule optimisée sont résumées dans le Tableau 5.1.

Tableau 5.1 : Dimensions en *mm* de la cellule optimisée.

Lc	Ls	Ws1	Ws2	a	b	c	d	e	f	g
12	10,6	1,5	2,85	0,2	0,3	0,7	0,275	2,275	0,15	0,1

Afin de s'approcher au mieux de la réalité et de mener une validation expérimentale, des simulations de la cellule sont effectuées où les différents états de la capacité variable sont remplacés par des états figés. La capacité de 10fF est ainsi remplacée par une coupure simple de 0,15mm (quasiment assimilable à un circuit ouvert), la capacité 400fF est remplacée par un véritable court-circuit, et chacune des capacités intermédiaires est remplacée par une capacité interdigitée appropriée (cf. Fig. 5.7) dont les dimensions (en  $\mu\text{m}$ ) sont résumées dans le Tableau 5.2. De plus, l'épaisseur de  $3\mu\text{m}$  de la métallisation est ajoutée en simulation afin de prendre en compte son effet sur la capacité obtenue avec les doigts interdigités. Les réponses fréquentielles et les pertes obtenues pour la polarisation suivant l'axe des abscisses sont illustrées dans la Fig. 5.8. La plage de phases fournie à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  est de  $325^\circ$ , suffisante pour obtenir huit états de phase uniformément espacés de  $45^\circ$ . De plus, les pertes sont inférieures à 1dB à partir de 11,7GHz dans la bande considérée.

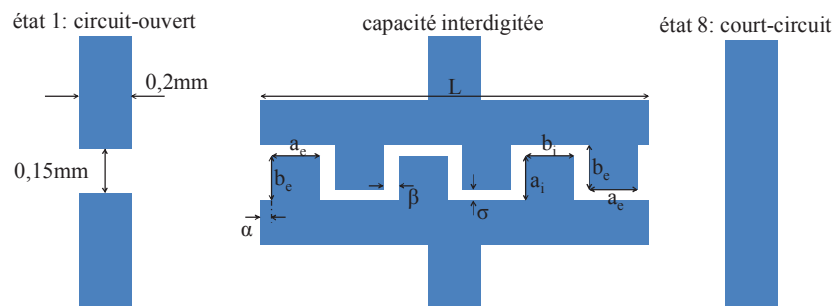


Fig. 5.7 : Circuit-ouvert, capacité interdigitée et court-circuit utilisés pour charger les petites fentes.

Tableau 5.2 : Dimensions en  $\mu\text{m}$  de la capacité interdigitée pour chacun des états intermédiaires.

état	L	$\alpha$	$\beta$	$\sigma$	$a_i$	$b_i$	$a_e$	$b_e$
2	870	0	40	30	120	120	95	120
3	1190	0	40	30	120	120	95	120
4	1080	0	20	20	130	130	80	130
5	1600	20	40	30	120	120	120	120
6	1440	0	20	20	130	130	110	130
7	1860	0	20	20	130	130	170	130

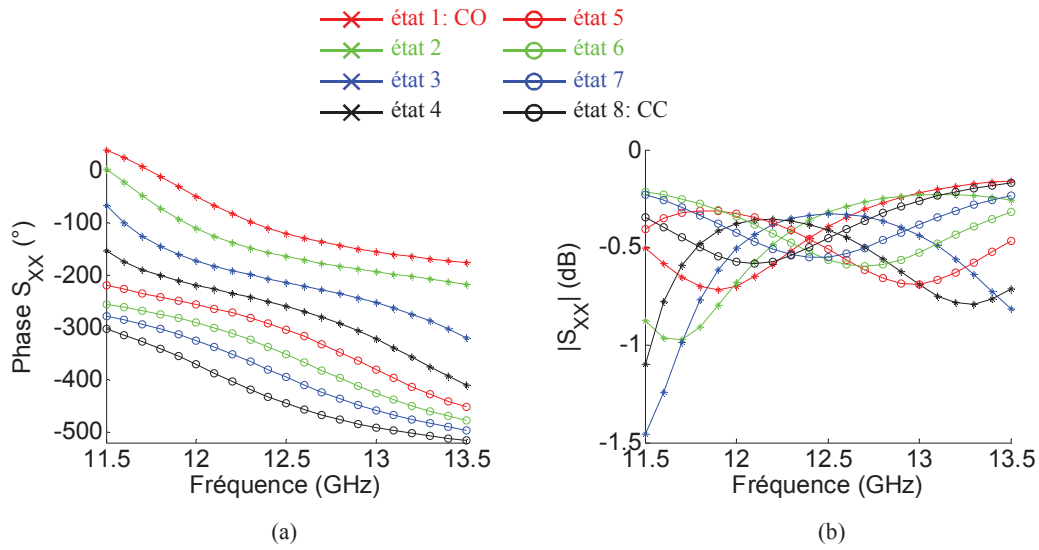


Fig. 5.8 : Performances de la cellule à capacités interdigitées, sous incidence normale et pour la polarisation suivant l'axe des abscisses : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

Comme pour les cellules à phase discrète précédentes, le critère de l'écart-type de phase décrit dans le paragraphe 3.4.4 du chapitre 3 est utilisé afin d'évaluer les performances de la cellule en termes de répartition des états de phase et de bande passante. D'après les relations (3.3)-(3.6), dans le cas d'une cellule à huit états de phase (déphaseur 3-bit), la valeur idéale de l'écart-type vaut  $13^\circ$ . Pour notre cellule, la variation de l'écart-type de phase en fonction de la fréquence est illustrée sur la Fig. 5.9. Sa valeur est inférieure à  $14^\circ$ , ce qui correspond à un déphaseur 2,9-bit, sur 6,84% de bande passante, de 12GHz à 12,85GHz. Pour un écart-type de phase inférieur à  $17^\circ$  (déphaseur 2,61-bit) et des pertes inférieures à 1dB, la bande passante assurée est de 12%, de 11,7GHz à 13,2GHz.

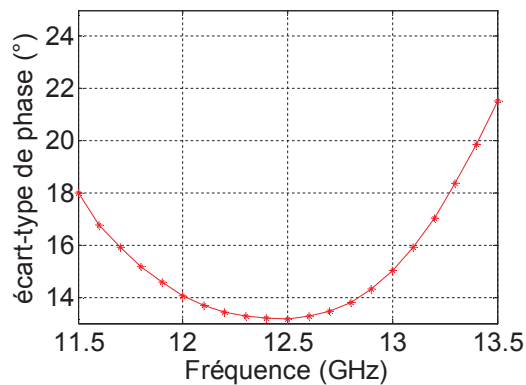


Fig. 5.9 : Ecart-type de phase de la cellule optimisée, sous incidence normale, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.

### 5.2.3 Indépendance du contrôle de la phase entre les deux polarisations

Afin de démontrer l'indépendance du contrôle de la phase entre les deux polarisations, une configuration particulière (ici l'état 3) est choisie pour la polarisation suivant l'axe des ordonnées. D'autre part, les capacités de contrôle de la phase pour la polarisation suivant l'axe des abscisses sont modifiées en allant du « circuit-ouvert » jusqu'au « court-circuit ». La Fig. 5.10 montre que le résultat obtenu pour la polarisation suivant l'axe des ordonnées ne change pas avec la variation de la configuration suivant l'axe des abscisses. Des courbes superposées sont obtenues mettant en évidence l'indépendance du contrôle de la phase entre les deux polarisations. Des résultats similaires sont obtenus pour les autres configurations (voir Annexe 3).

De plus, une configuration particulière est choisie afin d'illustrer la distribution du champ électrique dans les fentes pour les deux polarisations. Chacune des fentes centrales orientées suivant l'axe des ordonnées est chargée par une capacité interdigitée, alors que les fentes orientées suivant l'axe des abscisses sont chargées par un « circuit-ouvert ». La Fig. 5.11 montre que lorsque le champ électrique est polarisé suivant l'axe des abscisses, seules les fentes orientées suivant l'axe des ordonnées sont excitées et contribuent au rayonnement. Inversement, lorsque le champ électrique est polarisé suivant l'axe des ordonnées, les fentes orientées suivant l'axe des ordonnées ne contribuent pas au fonctionnement de la cellule.

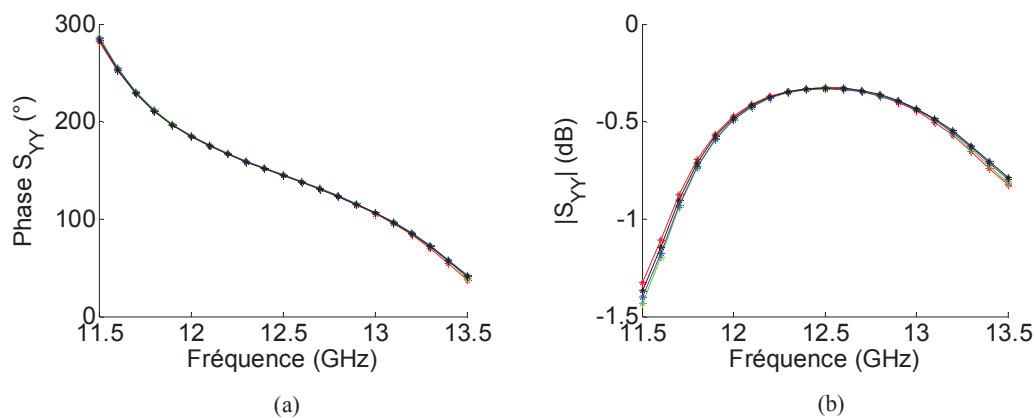


Fig. 5.10 : Réponses fréquentielles (a) et pertes (b) pour la polarisation suivant l'axe des ordonnées, à configuration figée, lorsqu'on fait varier la configuration orthogonale.

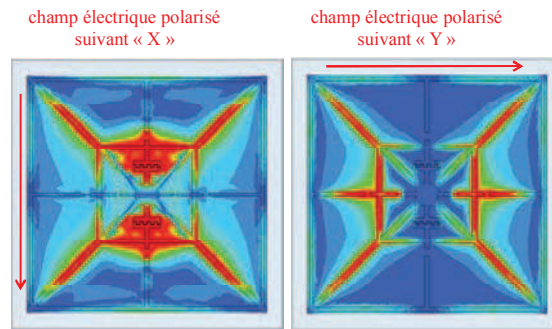


Fig. 5.11 : Distribution du champ électrique pour les deux polarisations.

## 5.2.4 Intérêt des fentes sur les tranches verticales de la puce de silice

Afin de démontrer l'intérêt des fentes rectangulaires (les plus longues) situées sur les tranches verticales de la puce de silice, des simulations supplémentaires sont menées mais avec ces fentes court-circuitées. Le court-circuit est assuré par des languettes métalliques verticales au milieu de ces fentes. Le résultat illustré sur la Fig. 5.12, en comparaison avec la Fig. 5.8.a, montre que la bande fréquentielle sur laquelle le parallélisme entre les courbes est assuré est réduite. Une forte résonance apparaît maintenant vers les hautes fréquences. Ceci met en évidence le rôle indispensable de ces fentes pour le bon fonctionnement de la cellule afin de garantir un bon parallélisme entre les courbes et une bonne linéarité des réponses fréquentielles.

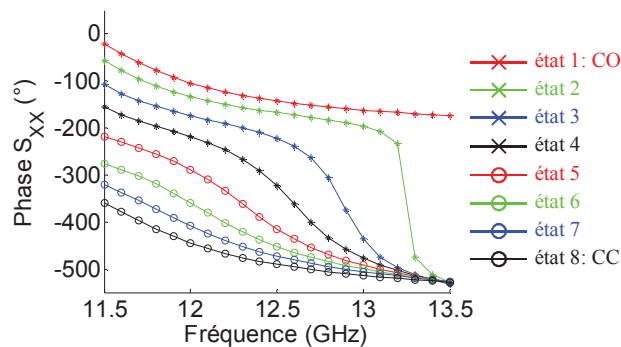


Fig. 5.12 : Réponses fréquentielles pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, obtenues lorsque les fentes des tranches verticales de la puce de silice sont court-circuitées.

## 5.3 Cellule placée dans un guide d'onde métallique

Pour la validation expérimentale des performances, la cellule est maintenant simulée en utilisant l'approche guide d'onde, c'est-à-dire en plaçant deux cellules identiques à la fin d'un guide d'onde métallique rectangulaire de taille  $24 \times 12 \text{ mm}^2$  (cf. Fig. 5.13). Le guide est excité

selon le mode  $TE_{10}$  (suivant l'axe des abscisses). On note qu'il s'agit d'un nouveau guide d'onde, développé spécifiquement par Thales pour le projet MERCURY. Cette configuration spécifique du guide correspond à un angle d'incidence  $\theta$  dont la valeur, en fonction de la fréquence, est résumée dans le Tableau 5.3. Le comportement obtenu est globalement similaire au comportement sous incidence normale, un écart maximal de l'ordre de  $18^\circ$  est observé si on compare les deux cas à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$  (cf. Fig. 5.14). Les réponses fréquentielles, illustrées à la Fig. 5.15, montrent que la gamme de phases assurée à la fréquence centrale est de l'ordre de  $331^\circ$ . Le nouvel écart-type de phase et les pertes sont illustrées sur la Fig. 5.16 et la Fig. 5.17 respectivement. La bande passante obtenue est de 9,6% (11,8GHz-13GHz) pour un nombre de bits équivalent supérieur à 2,61 (écart-type de phase inférieur à  $17^\circ$ ) et des pertes inférieures à 1dB.

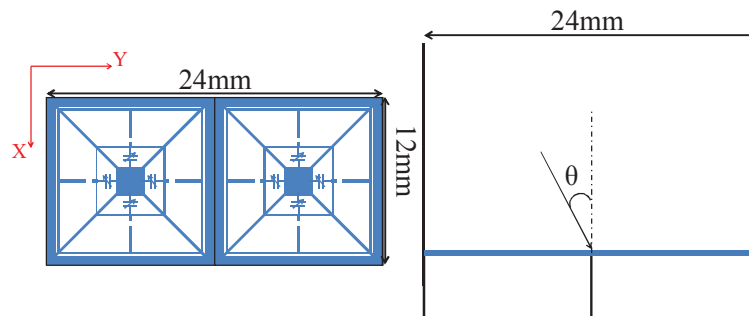


Fig. 5.13 : Deux cellules identiques dans le guide d'onde métallique.

Tableau 5.3 : Angle d'incidence dans le guide en fonction de la fréquence.

f (GHz)	11,5	12	12,5	13	13,5
$\theta$ ( $^\circ$ )	33	31,4	30	28,7	27,6

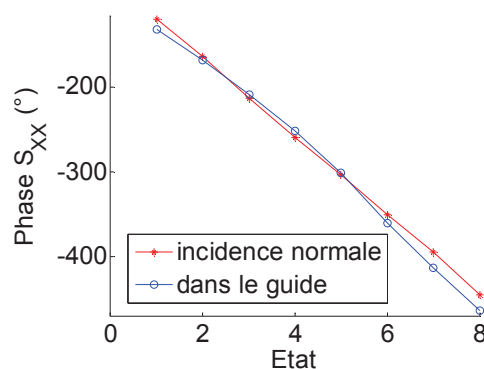


Fig. 5.14 : Comparaison entre la phase réfléchie obtenue sous incidence normale et la phase réfléchie obtenue dans le guide à la fréquence centrale  $f_0=12,5GHz$ .

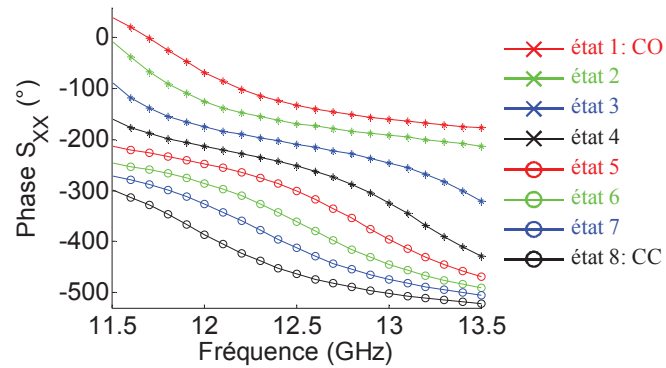


Fig. 5.15 : Réponses fréquentielles des différents états de la cellule dans le guide, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.

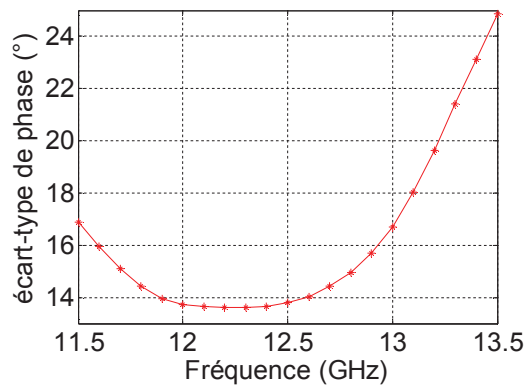


Fig. 5.16 : Ecart-type de phase de la cellule dans le guide, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.

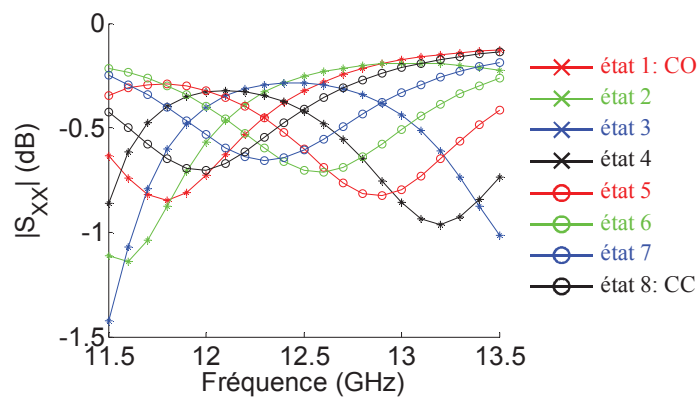


Fig. 5.17 : Pertes des différents états de la cellule dans le guide, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.

## 5.4 Validation expérimentale

Différentes cellules ont été fabriquées par le LAAS, et mesurées par notre partenaire industriel Thales Alenia Space afin de valider expérimentalement les performances de la cellule. La Fig. 5.18 illustre deux cellules identiques à l'intérieur du guide d'onde métallique. Chacune des languettes métalliques verticales, situées sur les quatre coins de la cellule, utilisées dans les simulations pour assurer la connexion entre la métallisation de la silice à la métallisation sur le substrat RO4003, est remplacée par trois « bondings » dans la mise en œuvre réelle.

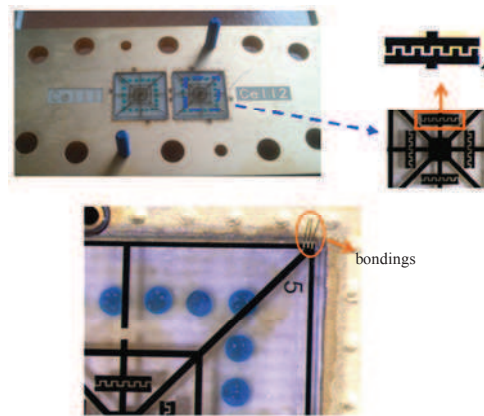


Fig. 5.18 : Deux cellules identiques dans le guide.

La comparaison entre les réponses fréquentielles simulées et mesurées, et les pertes mesurées sont illustrées sur la Fig. 5.19 et la Fig. 5.20 respectivement. L'accord entre la phase simulée et la phase mesurée est globalement très bon, la légère différence observée est principalement due à l'incertitude sur la fabrication des capacités interdigitées. Au niveau des pertes, des résonances parasites apparaissent clairement à 11,85GHz pour la configuration appelée « état 7 », et à 12,7GHz pour la configuration appelée « état 5 » (cf. Fig. 5.20).

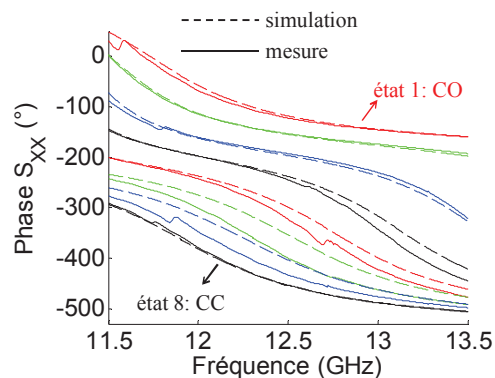


Fig. 5.19 : Comparaison entre simulations et mesures de la phase, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, quelle que soit la configuration de la polarisation orthogonale.



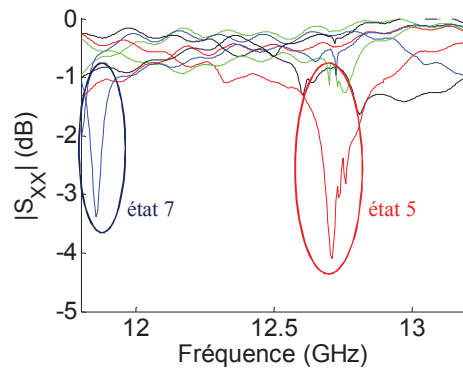


Fig. 5.20 : Pertes mesurées, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, quelle que soit la configuration de la polarisation orthogonale.

Des mesures sur les dimensions des capacités interdigitées chargées dans les fentes centrales de la cellule ont été effectuées à l'aide d'une loupe binoculaire reliée à un PC. La précision de mesure de la largeur du gap séparant les doigts interdigités est de  $\pm 3\mu\text{m}$ . Une différence de dimensions entre les capacités de la même polarisation a été observée. Cette différence génère un chargement dissymétrique dans la cellule, ce qui peut entraîner une résonance parasite comme cela a été démontré dans [82] et [98].

Une rétrosimulation de la configuration « état 5 », avec des capacités dissymétriques, a été réalisée afin d'explorer l'effet de cette dissymétrie sur le comportement de la cellule. Plus précisément, deux cellules sont simulées à l'intérieur d'un guide d'onde métallique rectangulaire (cf. Fig. 5.21). Le Tableau 5.4 résume les dimensions (en  $\mu\text{m}$ ) des capacités utilisées dans cette simulation. Cette dernière montre que la résonance parasite apparaît autour de 12,55GHz (cf. Fig. 5.22), ce qui démontre le rôle de cette dissymétrie dans l'apparition de ces résonances parasites et la réduction de la bande passante. On remarquera que, si la rétrosimulation permet bien de reproduire l'effet des résonances parasites, elle n'est toutefois pas suffisante pour retrouver les valeurs exactes des niveaux obtenus en mesure. Cette différence s'explique notamment par le fait que la simulation n'intègre pas tous les « défauts » de la cellule réelle (petit problème d'alignement dans le guide par exemple).

Afin de se débarrasser de l'effet des résonances parasites sur la bande passante, la bande de fréquence doit être réduite à 11,92GHz-12,65GHz, où les pertes sont inférieures à 1dB. L'écart-type de phase en fonction de la fréquence est donné à la Fig. 5.23 pour cette bande limitée. Il reste inférieur à  $17^\circ$  (nombre de bits équivalent meilleur que 2,61) jusqu'à 12,53GHz. En conséquence, la bande passante atteinte est de 5%, de 11,92GHz à 12,53GHz.

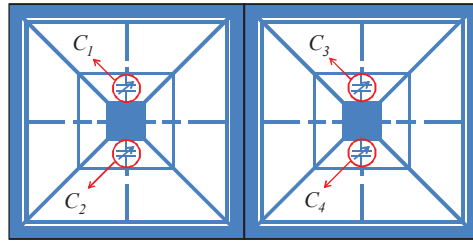


Fig. 5.21 : Deux cellules dans le guide d'onde, chargées par des capacités dissymétriques.

Tableau 5.4 : Dimensions en  $\mu\text{m}$  des capacités interdigitées dissymétriques utilisées dans la rétrosimulation.

capacité	L	$\alpha$	$\beta$	$\sigma$	$a_i$	$b_i$	$a_e$	$b_e$
$C_1$	1600	26	37	27	121,5	123	121,5	123
$C_2$	1600	14	43	33	118,5	117	118,5	117
$C_3$	1600	26	43	27	118,5	123	118,5	123
$C_4$	1600	14	37	33	121,5	117	121,5	117

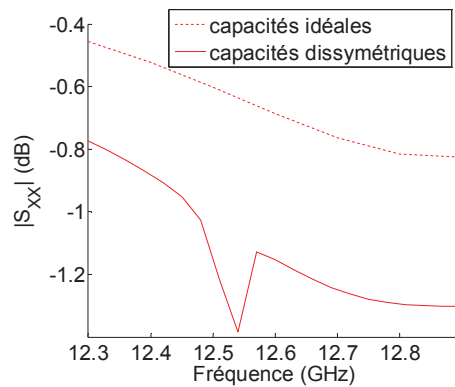


Fig. 5.22 : Pertes simulées de l'état 5, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, lorsque la cellule est chargée par des capacités idéales et par des capacités dissymétriques.

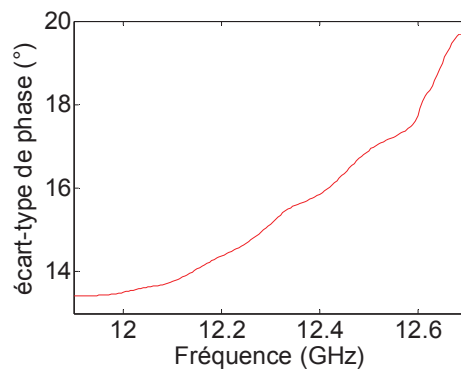


Fig. 5.23 : Ecart-type de phase mesuré, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, quelle que soit la configuration de la polarisation orthogonale.

## 5.5 Comportement de la cellule sous incidence oblique

Le fonctionnement sous incidence oblique est également étudié. Pour ce faire, la cellule est placée dans un réseau infini d'éléments identiques. Elle est illuminée par une onde plane sous incidence oblique. Deux cas sont considérés : la polarisation TM et la polarisation TE (cf. Fig. 5.24).

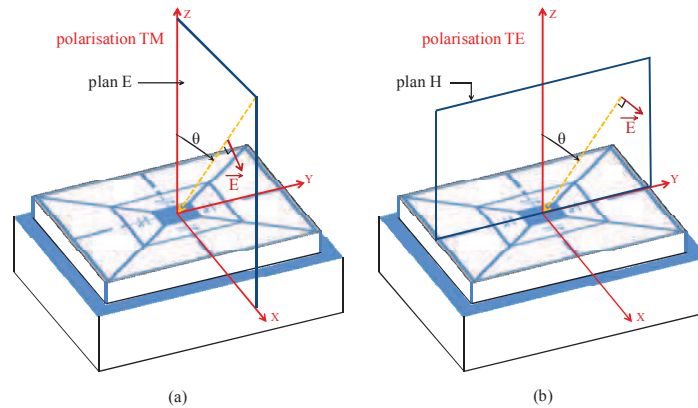


Fig. 5.24 : Cellule unitaire sous incidence oblique et en considérant la polarisation suivant l'axe des abscisses : (a) polarisation TM, (b) polarisation TE.

Les simulations montrent que, pour la polarisation TE, même pour un angle d'incidence élevé ( $\theta=30^\circ$ ), les performances de la cellule sont similaires à celles obtenues sous incidence normale (cf. Fig. 5.25). En effet, une bande passante de 9,6% (11,8GHz-13GHz) est obtenue pour des pertes inférieures à 1dB et un nombre de bits équivalent supérieur à 2,61 (cf. Fig. 5.26).

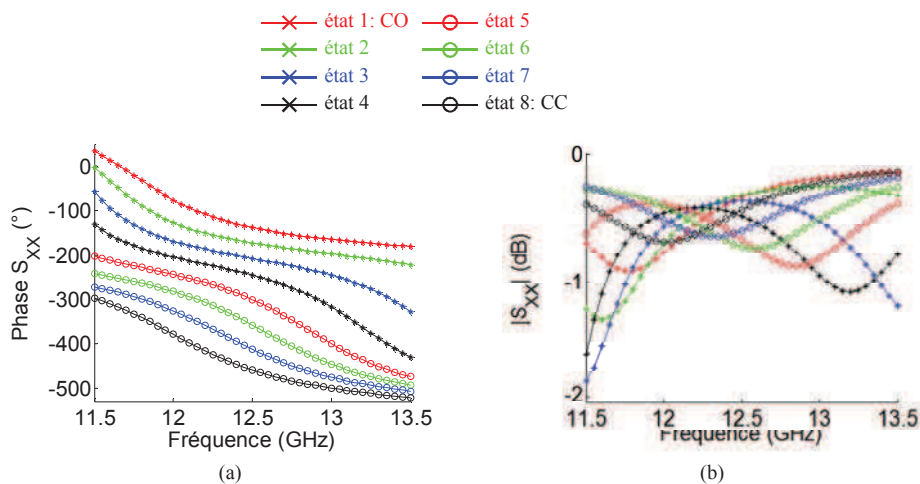


Fig. 5.25 : Performances de la cellule, pour un angle d'incidence  $\theta=30^\circ$  en polarisation TE suivant l'axe des abscisses : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

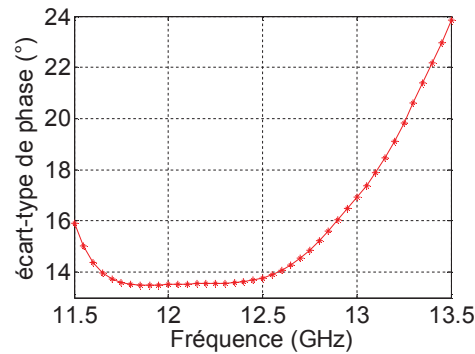


Fig. 5.26 : Ecart-type de phase de la cellule, pour un angle d'incidence  $\theta=30^\circ$  en polarisation TE suivant l'axe des abscisses.

À l'inverse, pour la polarisation TM, même pour un faible angle d'incidence ( $\theta=10^\circ$ ), des résonances parasites apparaissent. Elles se traduisent par une forte atténuation du module du coefficient de réflexion comme le montre la Fig. 5.27. Ces résonances apparaissent au-delà de 12,5GHz et en-deçà de 12GHz. En conséquence, la bande utile est réduite à 500MHz, de 12GHz à 12,5GHz, comme pour la bande passante expérimentale définie à partir de la Fig. 5.20. La Fig. 5.28 et la Fig. 5.29 illustrent les performances de la cellule, dans la bande passante réduite, pour différents angles d'incidence en polarisation TM. Lorsque l'angle d'incidence est augmenté, les pertes deviennent plus élevées et les différentes réponses en phase de la cellule se trouvent légèrement décalées vers des fréquences plus basses. En conclusion, pour un angle d'incidence de  $\theta=30^\circ$ , les pertes sont inférieures à 1dB et le nombre de bits équivalent est supérieur à 2,61 (écart type de phase inférieur à 17°) sur 2,5% de bande passante, entre 12GHz et 12,3GHz. Pour ce même critère, et pour un angle d'incidence allant jusqu'à  $\theta=20^\circ$  en polarisation TM, la bande passante assurée par la cellule est de 4%, entre 12GHz et 12,5GHz.

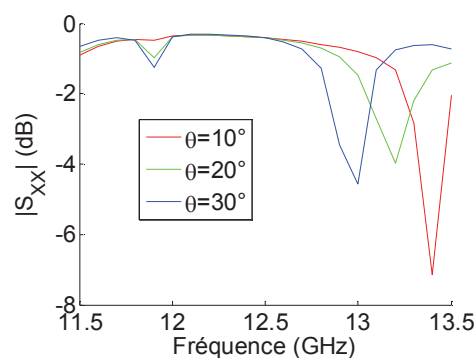


Fig. 5.27 : Pertes de la configuration « état 4 », en polarisation TM suivant l'axe des abscisses, pour différents angles d'incidence.

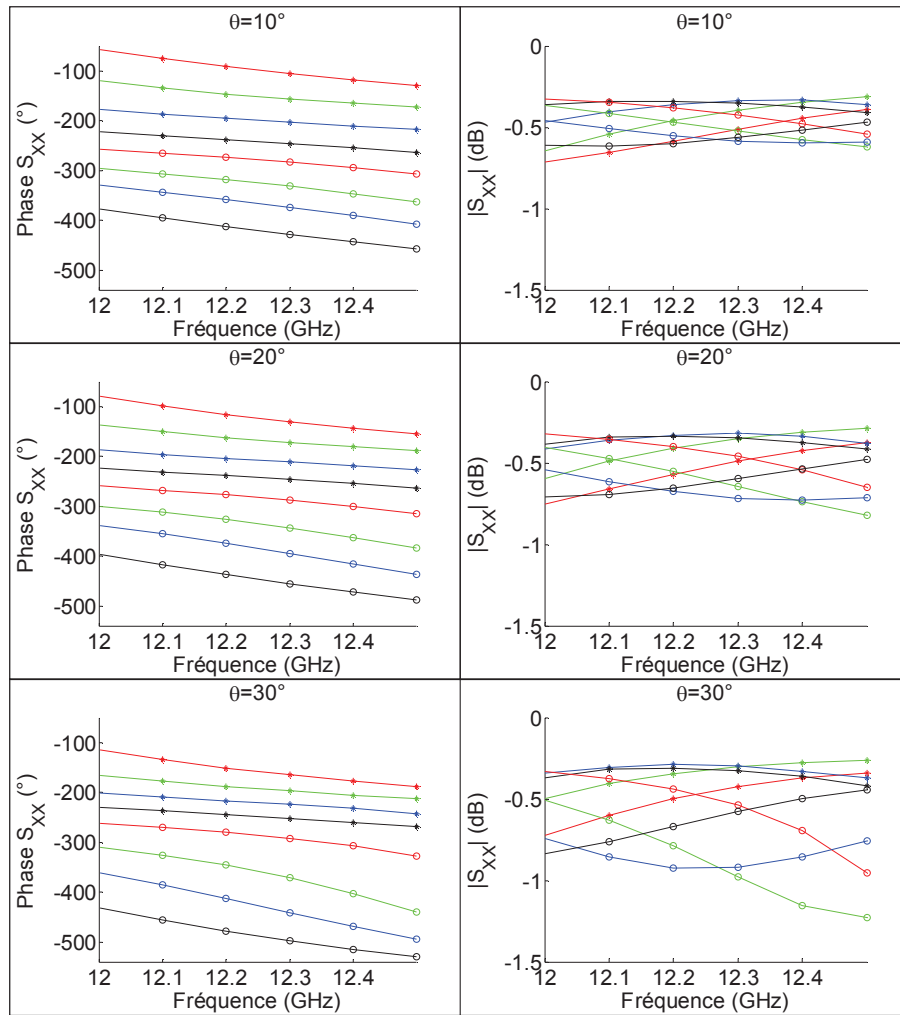


Fig. 5.28 : Performances de la cellule, pour différents angles d'incidence, en polarisation TM suivant l'axe des abscisses.

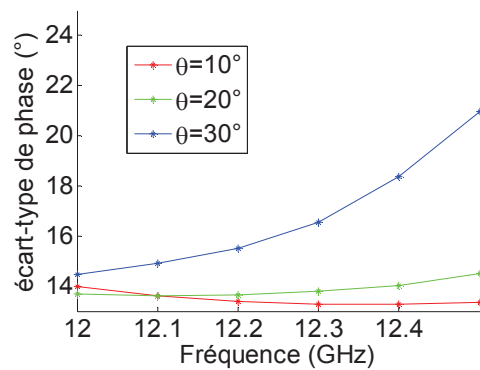


Fig. 5.29 : Ecart-type de phase de la cellule, pour différents angles d'incidence, en polarisation TM suivant l'axe des abscisses.

Une simulation supplémentaire est réalisée, pour un angle d'incidence particulier en  $\theta$  et en  $\varphi$ , soit  $\theta=20^\circ$  et  $\varphi=30^\circ$ , avec un chargement capacitif identique suivant l'axe des abscisses et l'axe des ordonnées. Cette simulation montre l'obtention de réponses fréquentielles parallèles entre elles avec des pertes inférieures à 1dB, entre 12GHz et 12,5GHz, suivant les deux axes (cf. Fig. 5.30). De plus, la Fig. 5.31 illustre la variation de l'écart-type de phase en fonction de la fréquence, pour cette incidence particulière, suivant les deux polarisations. Sa valeur reste inférieure à  $14,1^\circ$  (nombre de bits équivalent supérieur à 2,88) sur toute la bande réduite. D'autre part, la Fig. 5.32 montre que l'amplitude de la réflexion en polarisation croisée est inférieure à 25dB sur cette bande réduite, ce qui démontre la bonne isolation entre les deux polarisations.

À titre de remarque, on note que la cellule chargée par des capacités identiques mais excitée avec un angle d'incidence non nul se comporte globalement comme la cellule chargée par des capacités dissymétriques mais illuminée avec une incidence normale. Cela s'explique par le fait que l'incidence oblique est responsable de la génération d'une dissymétrie implicite dans la cellule.

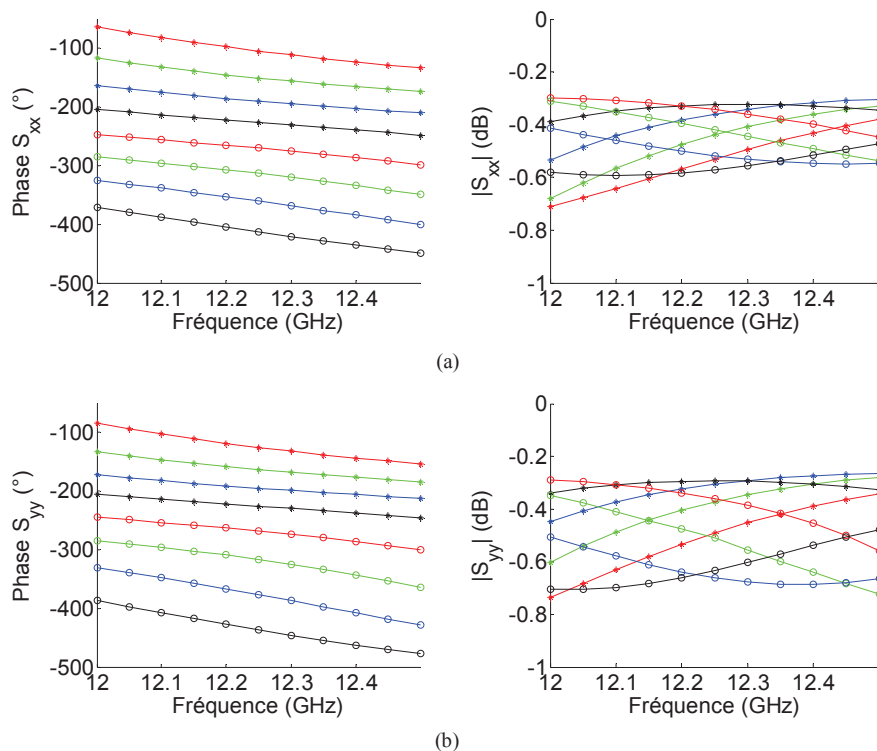


Fig. 5.30 : Performances de la cellule, illuminée avec un angle d'incidence ( $\theta=20^\circ$ ,  $\varphi=30^\circ$ ), pour la polarisation : (a) suivant l'axe des abscisses, (b) suivant l'axe des ordonnées.

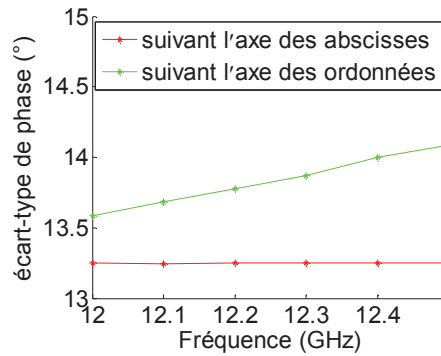


Fig. 5.31 : Ecart-type de phase de la cellule, illuminée avec un angle d'incidence ( $\theta=20^\circ$ ,  $\varphi=30^\circ$ ), pour les deux polarisations.

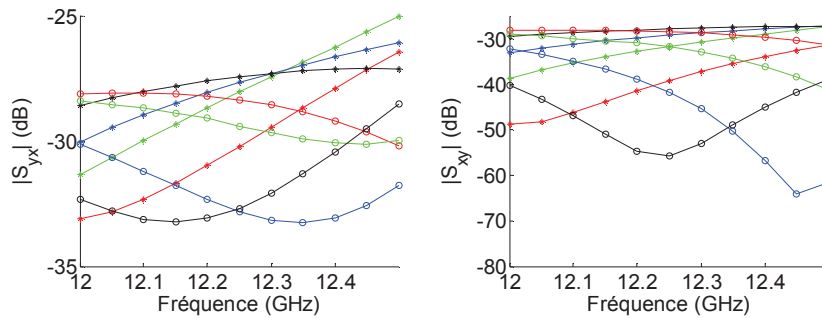


Fig. 5.32 : Amplitude de la réflexion en polarisation croisée de la cellule, illuminée avec un angle d'incidence ( $\theta=20^\circ$ ,  $\varphi=30^\circ$ ).

## 5.6 Extension de la cellule proposée en actif

Dans ce paragraphe, une étude préliminaire est présentée afin de montrer la potentialité de la cellule à être transposée en une vraie cellule active.

Comme démontré précédemment, lorsque la charge des fentes centrales évolue d'un « circuit-ouvert » à un « court-circuit », une gamme de phases de  $325^\circ$  est assurée, ce qui permet l'obtention de huit états de phase uniformément répartis sur les  $360^\circ$ . Comme indiqué dans le premier chapitre de ce rapport, la variation discrète de la phase est principalement obtenue en utilisant des composants reconfigurables tels que les diodes *PIN* et les commutateurs à *MEMS*. Or ces composants ne fournissent que deux états différents en fonction de la commande appliquée. Plusieurs commutateurs doivent donc être mis en cascade et plusieurs commandes sont nécessaires si l'on veut multiplier le nombre d'états.

Ici, pour des raisons de simplicité, la technique de routage proposée s'applique directement à un seul composant requérant une seule tension de polarisation, comme par exemple la diode *varicap* [83]. Chacune des fentes trapézoïdales centrales est alors supposée chargée par une

diode *varicap*, modélisée en simulation par un élément localisé. Pour assurer le routage des commandes, quatre trous métallisés sont percés au centre du plot métallique carré de la cellule à travers le substrat. Chaque trou est utilisé pour polariser une diode. Une couche de « *transfer tape* », d'épaisseur  $20\mu\text{m}$  et de permittivité  $\epsilon_r=3,55$ , sur laquelle est imprimée une image du plot métallique central, est ajoutée au-dessus de la cellule afin de masquer les trous métallisés (cf. Fig. 5.33).

La cellule est placée au centre d'un réseau infini d'éléments identiques, elle est illuminée par une onde plane sous incidence normale. Les simulations ont montré des résultats prometteurs, la gamme de phases assurée à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$  est de  $290^\circ$  (cf. Fig. 5.34) quand la capacité de la diode varie de  $10\text{fF}$  à  $600\text{fF}$ . La gamme de phases est légèrement inférieure à la gamme théorique de  $315^\circ$ , et les valeurs de capacité nécessaires sont différentes de celles indiquées sur la Fig. 5.6.b du paragraphe 5.2.1. Cette différence est probablement due aux trous métallisés de polarisation des diodes qui sont ici pris en compte en simulation. De plus, un très bon parallélisme entre les réponses fréquentielles est obtenu dans la bande  $12\text{GHz}-13\text{GHz}$  où les pertes sont inférieures à  $1\text{dB}$ . L'écart-type de phase, illustré à la Fig. 5.35, montre qu'un nombre de bits équivalent égal à  $2,82$  est obtenu à la fréquence centrale. Pour un écart-type de phase inférieur à  $17^\circ$  (nombre de bits équivalent supérieur à  $2,61$ ) et des pertes inférieures à  $1\text{dB}$ , la bande passante assurée est de  $8\%$ , entre  $12\text{GHz}$  et  $13\text{GHz}$ . À titre d'illustration, il existe sur le marché des diodes *varicap* disponibles immédiatement (MGV125-08 de Aeroflex-Metelics) qui permettent de couvrir une gamme de capacités entre  $600\text{fF}$  et  $50\text{fF}$  lorsque la tension de polarisation varie de  $2\text{V}$  à  $20\text{V}$ . À cette gamme correspond une plage de phases de  $270^\circ$ .

On notera que la notion de nombre de bits équivalents n'est plus aussi pertinente dans ce cas puisque n'importe quel état intermédiaire peut théoriquement être obtenu avec une variation continue de la capacité. C'est donc en définitive plutôt la gamme totale de phases couverte qui, en fixant l'intervalle de phases inaccessibles, définit les performances de la cellule.

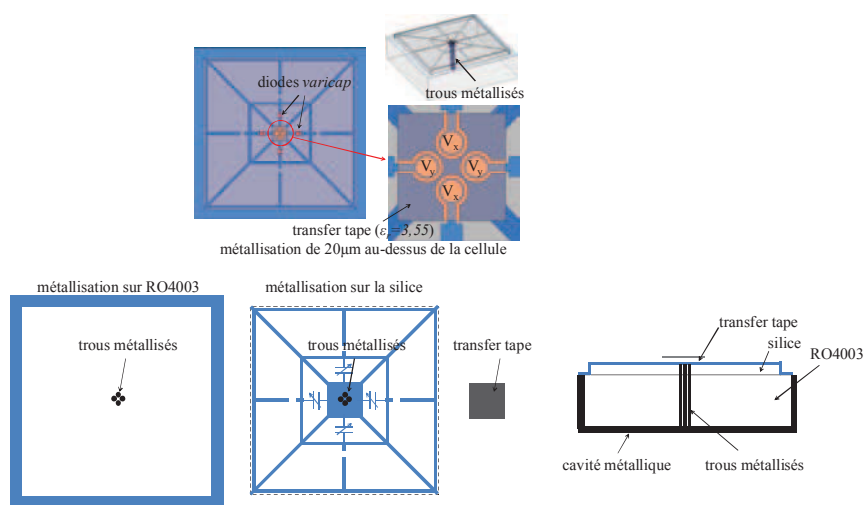


Fig. 5.33 : Cellule reconfigurable à base de diodes *varicap*.



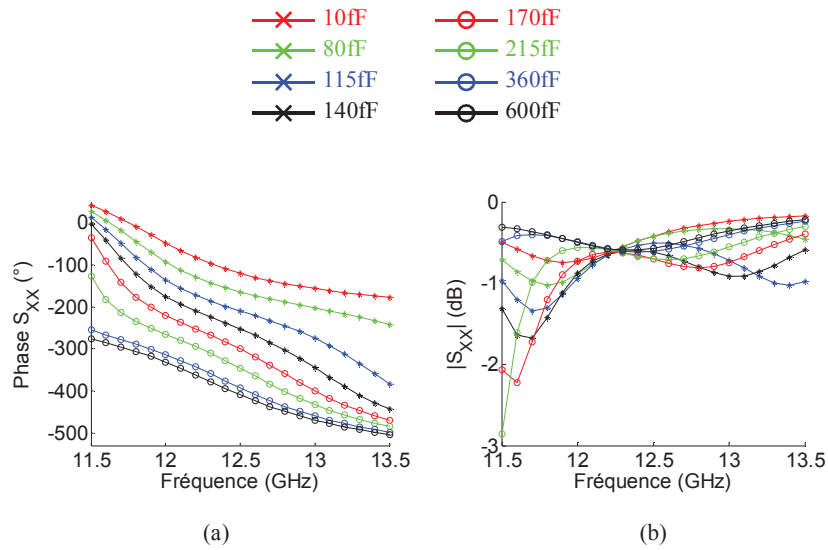


Fig. 5.34 : Performances de la cellule active à base de diodes varicap, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

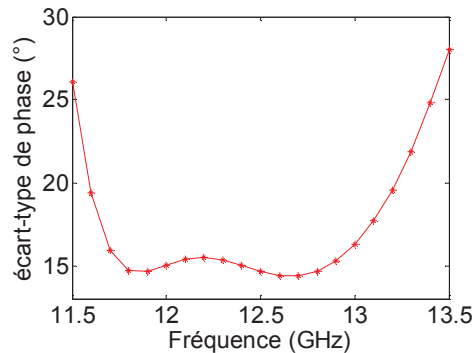


Fig. 5.35 : Écart-type de phase de la cellule reconfigurable à base de diodes varicap, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.

## 5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle cellule déphaseuse pour les réseaux réflecteurs à double polarisation linéaire, fonctionnant en bande Ku, est proposée. Elle utilise seulement quatre capacités variables afin de contrôler indépendamment la phase réfléchiée dans les deux polarisations. Les simulations montrent que la phase varie linéairement avec la fréquence, fournissant huit états de phase uniformément distribués avec des pertes inférieures à 1dB sur 9,6% de bande passante. Différentes cellules, à états figés, ont été fabriquées et mesurées dans un guide d'onde métallique. La comparaison entre les réponses fréquentielles simulées et les réponses fréquentielles mesurées permet de valider la plage de phases fournie lorsque la charge

capacitive des fentes centrales évolue d'un « circuit-ouvert » à un « court-circuit ». Elle montre toutefois la sensibilité des performances aux tolérances de réalisation : une dissymétrie de la structure se traduit par l'apparition de résonances parasites et donc par une réduction de la bande passante. Cette même réduction est également trouvée lorsque l'angle d'incidence augmente en polarisation TM, ce qui est naturel puisque l'excitation sous incidence oblique est aussi responsable d'un fonctionnement dissymétrique de la cellule. Il reste que pour une incidence limitée à  $30^\circ$ , les performances de la cellule sont préservées sur une bande de 2,5%.

On rappelle que cette étude a été menée dans la première phase d'un projet ESA dans laquelle notre rôle consistait à proposer et valider des concepts de cellules reconfigurables à bipolarisation. La seconde phase (dans laquelle l'IETR n'est pas impliqué directement) doit transformer l'essai à l'aide de composants réels. Dans cette optique, nous avons proposé et validé en simulation une première solution permettant de polariser un composant assimilable à une capacité variable (par exemple une diode *varicap*).

# Conclusion générale

La thèse présentée dans ce mémoire a porté sur la recherche de nouvelles topologies de cellules déphaseuses imprimées, pour les réseaux réflecteurs passifs et reconfigurables. Elles apportent des solutions au problème de la bande passante limitée des cellules déphaseuses, tout en préservant une relative simplicité, un faible coût de réalisation, et notamment un nombre réduit de composants de contrôle dans le cas de cellules reconfigurables. Au total, cinq cellules différentes ont été étudiées.

La première cellule, destinée aux réseaux réflecteurs passifs en double polarisation, se caractérise par son évolution géométrique douce. Elle consiste à combiner, dans un même cycle, trois géométries différentes : une croix, une ouverture carrée et un anneau métallique à méandres, utilisées en dessous de leurs résonances. Chaque géométrie permet d'assurer une gamme de phase complémentaire par rapport aux autres pour garantir la couverture des  $360^\circ$ . Comme les motifs fonctionnent en dessous de leurs résonances, de très faibles dispersions sont obtenues et une large bande passante a été démontrée pour la cellule unitaire. Sous incidence oblique, en polarisation TM, des résonances inattendues apparaissent vraisemblablement à cause du couplage entre les modes de surface et les modes de Floquet. Il a été démontré que la réduction de la taille de la maille ( $\lambda_0/3$ ) permet de retarder l'apparition de ces résonances, préservant ainsi une bande passante acceptable sous incidence oblique.

La deuxième cellule étudiée est destinée aux réseaux réflecteurs reconfigurables à base de *MEMS*, en simple polarisation linéaire. Elle consiste à utiliser deux fentes annulaires concentriques interconnectées chargées par des commutateurs à *MEMS*. Il a été démontré par des simulations qu'une telle topologie de cellule nécessite un agencement de trois *MEMS* capacitifs dans chacune des fentes afin d'assurer un comportement satisfaisant. La topologie de cette cellule ne semble toutefois pas adaptée pour un fonctionnement en double polarisation linéaire, notamment en raison de sa relative complexité et de ses performances assez limitées. Des topologies plus simples, dites cellules à fentes rectilignes couplées, et utilisant un nombre réduit de composants de contrôle ont donc été proposées.

La troisième cellule proposée consiste à utiliser trois fentes rectilignes couplées chargée par une seule capacité variable pour contrôler la phase en simple polarisation linéaire. Le concept a d'abord été étudié et validé expérimentalement en bande C. Il a ensuite été transposé en double polarisation linéaire, sur une cellule utilisant deux capacités variables par polarisation et fonctionnant dans la même bande. La bande passante obtenue, pour un nombre de bits équivalent supérieur à 1,74 et des pertes inférieures à 1dB, est de 11,3% pour la cellule en simple polarisation linéaire contre 10% pour la double polarisation linéaire.

La dernière cellule est inspirée de la cellule à double polarisation linéaire précédente, et fonctionne en bande Ku. Elle a permis d'améliorer le nombre de bits équivalent, par rapport à la

cellule précédente, pour le même coût et la même complexité de réalisation. Des mesures réalisées sur des cellules à états figés ont permis de valider la plage de phase fournie lorsque la charge capacitive évolue d'un « circuit-ouvert » à un « court-circuit ».

## Perspectives

Les travaux présentés dans ce rapport de thèse proposent donc plusieurs topologies de cellules originales avec des performances prometteuses, notamment pour des réseaux reconfigurables à faible coût. Certaines limitations ou problèmes n'ont toutefois été résolus que partiellement. D'autre part, la diversité des topologies explorées et les contraintes, notamment technologiques, associées aux deux projets dans le cadre desquels cette étude a été menée, n'ont pas laissé le temps à une véritable validation, à l'échelle d'un réseau. En conséquence, de nombreux développements seraient encore possibles.

Une perspective immédiate consisterait à réaliser un démonstrateur d'antenne à base de la cellule passive proposée dans le chapitre 2. Ceci permettrait d'explorer et de quantifier, à l'échelle d'un réseau, les améliorations apportées par cette cellule sur la qualité du rayonnement.

D'autre part, toujours pour la cellule passive, il a été démontré que l'effet inductif apporté par l'ouverture carrée n'est pas suffisant pour couvrir les  $360^\circ$  requis. Les méandres dans l'anneau métallique permettent de compléter la gamme de phase mais au détriment de la dispersion fréquentielle. Ceci est préjudiciable au parallélisme des réponses fréquentielles et limite la bande passante. Une deuxième perspective serait donc de chercher un autre moyen, pour compléter la gamme de phase tout en préservant une bonne linéarité des réponses fréquentielles et un bon parallélisme entre elles. Une solution possible pourrait être d'utiliser un plan de masse capacitif situé à  $\lambda/4$  en dessous de la cellule ce qui permettrait a priori de synthétiser les valeurs requises pour l'inductance afin de compléter la gamme de phase.

Finalement, il a été démontré, pour la cellule passive du chapitre 2, que la réduction de la taille de la maille permet à la cellule de préserver de bonnes performances sur une large bande passante lorsqu'elle est illuminée avec une incidence oblique. Or pour les différentes cellules à états figés proposées, des résonances parasites apparaissent lorsque la cellule est excitée avec un angle d'incidence non nul. Une dernière perspective serait donc d'appliquer le principe des fentes couplées sur une cellule de taille réduite ( $\lambda_0/3$  par exemple) afin de préserver un comportement large bande pour la cellule, avec un faible nombre de composants de contrôle de la phase.

# Annexes



# Annexe 1

## Calcul de la phase introduite par la cellule en fonction du rayonnement désiré

### 1. Rayonnement transversal

Afin d'assurer un rayonnement transversal suivant l'axe perpendiculaire au plan du réseau, les différentes cellules déphaseuses doivent re-rayonner en phase les ondes incidentes. Dans ce cas, le plan du réseau est considérée comme une surface équi-phase de l'onde réfléchie (cf. Fig. A1.1) et la phase  $\varphi_n^{ray}$  de l'onde re-rayonnée par l'élément « n » est constante quelle que soit « n ». La phase introduite par la cellule « n » ( $\varphi_n^{int}$ ) est donc donnée par l'équation (A1.1) :

$$\varphi_n^{int} = k - \varphi_n^{inc} \quad (A1.1)$$

où  $k$  est une constante et  $\varphi_n^{inc}$  est la phase du champ incident qui arrive au centre de la cellule « n ».

En remplaçant  $\varphi_n^{inc}$  par sa valeur dans l'équation (1.2) du chapitre 1, la phase introduite par la cellule « n » est donnée par :

$$\varphi_n^{int} = \frac{2\pi}{\lambda_0} S_n + k \quad (A1.2)$$

En conclusion, afin d'assurer un rayonnement transversal au plan du réseau, il suffit que chaque élément du réseau compense le retard de phase dû au trajet parcouru par l'onde incidente. Cette compensation est assurée par une phase introduite égale à l'opposé du retard.

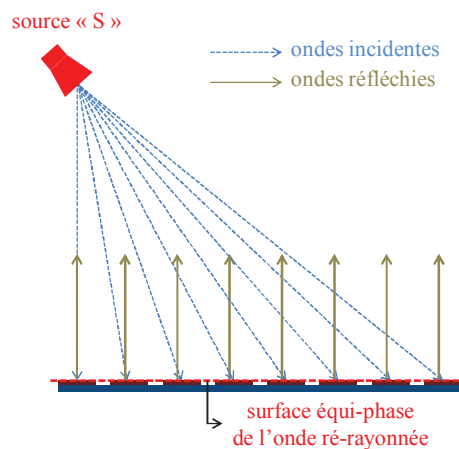


Fig. A1.1 : Ondes re-rayonnées transversalement au plan du réseau.

## 2. Rayonnement dépointé

Dans le cas d'un faisceau à dépointage suivant  $\theta$  ( $\varphi=0$ ), une loi de phase linéaire doit être appliquée sur les cellules élémentaires constitutives du réseau (cf. Fig. A1.2). Cette loi de phase se traduit par une différence de phase  $\alpha$  entre deux cellules consécutives. Le diagramme de rayonnement est donc dépointé d'un angle  $\theta_d$  donné dans l'équation (A1.3).

$$\theta_d = \arcsin\left(\frac{\alpha\lambda_0}{2\pi d}\right) \quad (\text{A1.3})$$

Donc :

$$\alpha = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \theta_d \quad (\text{A1.4})$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence centrale  $f_0$  et  $d$  est le pas du réseau. Une surface équi-phase est obtenue, elle fait un angle  $\theta_d$  avec le plan du réseau.

En plus de la compensation des différents trajets parcourus par l'onde incidente, le déphasage  $\alpha$  donné dans l'équation (A1.4) doit donc être assuré entre deux cellules consécutives afin d'obtenir le dépointage  $\theta_d$  désiré. En considérant le réseau de la Fig. A1.3, la cellule « n » doit introduire une phase  $\varphi_n^{int}$  donnée par l'équation (A1.5) :

$$\varphi_n^{int} = \frac{2\pi}{\lambda_0} S_n + \frac{2\pi}{\lambda_0} l \quad (\text{A1.5})$$

avec :

$$l = (N - n).d.\sin \theta_d \quad (\text{A1.6})$$

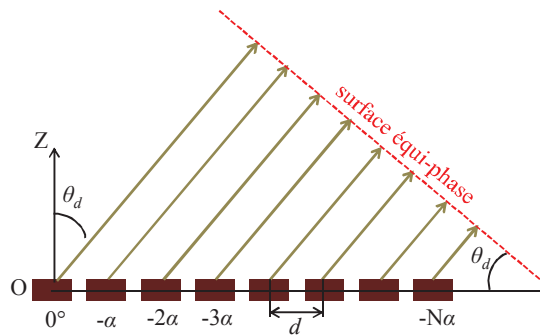


Fig. A1.2 : Réseau à phase linéaire.



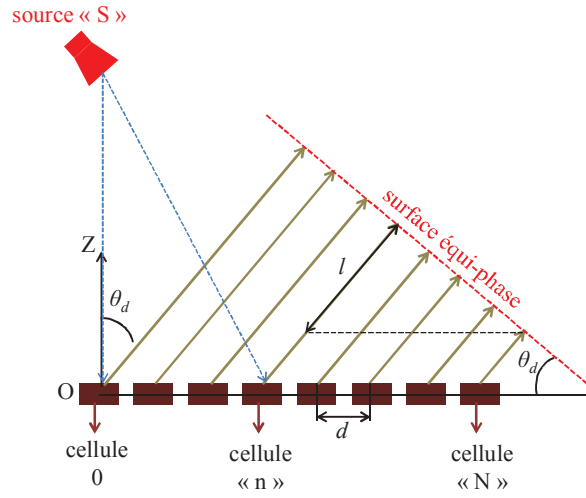


Fig. A1.3 : Antenne réseau réflecteur à rayonnement dépointé.

Dans le cas le plus général d'un dépointage suivant  $\theta$  et  $\varphi$ , deux différences de phase sont à considérer : une première, notée  $\alpha_x$ , est à appliquer entre deux cellules consécutives suivant l'axe  $x$  du réseau, une seconde, notée  $\alpha_y$ , est à appliquer entre deux cellules consécutives suivant l'axe  $y$  du réseau, avec :

$$\alpha_x = \frac{2\pi}{\lambda_0} d_x \sin \theta_d \cos \varphi_d \quad (\text{A1.7})$$

$$\alpha_y = \frac{2\pi}{\lambda_0} d_y \sin \theta_d \sin \varphi_d \quad (\text{A1.8})$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence centrale  $f_0$ ,  $d_x$  est le pas du réseau suivant l'axe  $x$  du réseau et  $d_y$  est le pas du réseau suivant l'axe  $y$  du réseau. Le faisceau se trouve alors dépointé d'un angle  $(\theta_d, \varphi_d)$

### 3. Rayonnement à lobe formé

Dans le cas d'un rayonnement à lobe formé, le calcul de la phase à appliquer sur chacun des éléments constitutifs d'une antenne réseau est complexe. De nombreuses méthodes numériques [A1]-[A5] ont été développées afin de calculer cette phase dans le but d'assurer la couverture d'une zone géographique prédéfinie. Dans le cas des antennes *reflectarray* la technique d'optimisation dite « *phase-only* » est en général utilisée [A6, A7]. Cette technique comporte deux étapes : une première étape de synthèse de la phase est tout d'abord appliquée afin de déterminer la distribution de la phase sur la surface du réseau [A8]. Puis, les éléments du réseau sont optimisés élément par élément afin de satisfaire à cette distribution tout en utilisant une analyse basée sur la méthode des moments dans le domaine spectral (SDMoM) [A9, A10]. Récemment une nouvelle technique a été proposée par la société Tiera [A11], elle est également basée sur la méthode des moments dans le domaine spectral (SDMoM) en considérant une

périodicité locale pour simplifier le processus d'optimisation. Pour cette technique, contrairement à la technique classique d'optimisation dite «*phase-only*», les paramètres géométriques des éléments du réseau sont directement optimisés pour répondre aux exigences. Ceci se traduit par une relation directe entre les objectifs et les variables d'optimisation et conduit à des designs plus optimisés.

## Bibliographie

- [A1] H. Lebre, and S. P. Boyd, “Antenna Array Patter Synthesis via Convex Optimization,” *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 45, no. 3, pp. 526-532, 1997.
- [A2] K. F. Sabet, D. P. Jones, J. C. Cheng, L. P. B. Katehi, K. Sarabandi, and J. F. Harvey, “Efficient printed antenna array synthesis including coupling effects using evolutionary genetic algorithms,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 2084-2087, 1999.
- [A3] S. J. Blank, and M. F. Hutt, “Antenna array synthesis using derivative, Non-Derivative and random search optimization,” *Sarnoff Symposium*, pp. 1-4, 2008.
- [A4] B. Kadri, M. Boussahla, and F. T. Bendimerad, “Phase-only planar antenna array synthesis with Fuzzy Genetic Algorithms,” *International Journal of Computer Science Issues*, vol. 7, Issue 1, no. 2, pp. 72-77, January 2010.
- [A5] U. Singh, H. Kumar, and T. S. Kamal, “Linear array synthesis using biogeography based optimization,” *Progress in Electromagnetics Research M*, vol. 11, pp. 25-36, 2010.
- [A6] J. A. Encinar, and J. A. Zornoza, “Three-layer Printed Reflectarrays for Contoured Beam Space Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1138–1148, May 2004.
- [A7] J. A. Encinar, L. S. Datashvili, J. A. Zornoza, M. Arrebola, M. Sierra-Castaner, J. L. Besada-Sanmartin, H. Baier, and H. Legay, “Dual-polarization Dual-coverage Reflectarray for Space Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 10, pp. 2827–2837, October 2006.
- [A8] A. Capozzoli, C. Curcio, G. D’Elia, and A. Lisenò, “Fast phase-only synthesis of conformal reflectarrays,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, no. 12, pp. 1989–2000, December 2010.
- [A9] D. Pozar, and D. Schaubert, “Analysis of an Infinite Array of Rectangular Microstrip Patches with Idealized Probe Feeds,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, no. 10, pp. 1101–1107, October 1984.
- [A10] R. Mittra, C. H. Chan, and T. Cwik, “Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces—A review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 12, pp. 1593–1615, Dec. 1988.
- [A11] M. Zhou, S. B. Sørensen, O. S. Kim, E. Jørgensen, P. Meincke, and O. Breinbjerg, “Direct Optimization of Printed Reflectarrays for Contoured Beam Satellite Antenna Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1995–2004, April 2013.

## Annexe 2

# Performance sous incidence normale de la cellule à double polarisation linéaire en bande C

Dans cette annexe, la cellule à double polarisation linéaire, qui a été optimisée au chapitre 4 dans un guide d'onde métallique en bande C, est maintenant simulée dans un réseau infini périodique sous incidence normale, avec le champ électrique polarisé verticalement (cf. Fig. A2.1). Seule la cavité métallique en dessous des cellules est conservée afin de limiter le couplage mutuel entre elles. On rappelle que les dimensions retenues pour la cellule dans le guide sont :  $L_{S1}=19,3mm$ ,  $L_{S2}=10mm$  et la longueur  $L_1$  des capacités fixes est égale à 1mm. Sous ces conditions, les réponses fréquentielles obtenues, pour les mêmes longueurs déjà déterminées des capacités variables, sont illustrées sur la Fig. A2.2. La zone de variations parallèles des réponses fréquentielles se trouve décalée vers les fréquences les plus hautes, entre 5,5GHz et 6GHz.

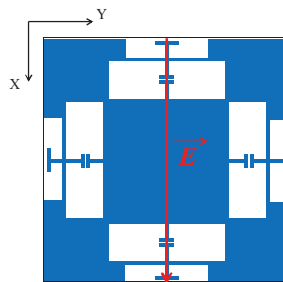


Fig. A2.1 : Polarisation du champ électrique par rapport à la cellule.

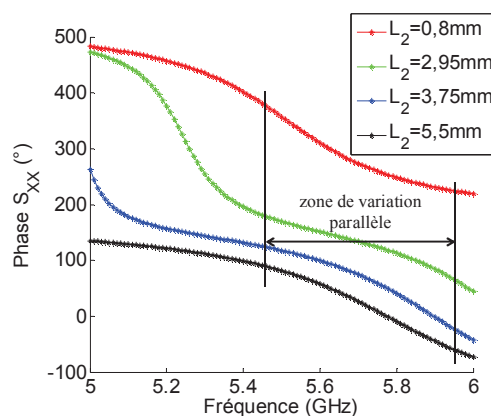


Fig. A2.2 : Réponses fréquentielles suivant « X », obtenues dans les conditions du réseau infini périodique sous incidence normale.

Dans le but de repousser les réponses en phase vers les basses fréquences, et afin de retrouver la bande de fonctionnement 5,3GHz-5,8GHz, les fentes de la cellule doivent être rallongées. Comme on l’a expliqué dans le chapitre 4, à cause du couplage entre les fentes, lorsque la résonance des fentes les plus courtes est poussée vers le bas, la résonance des fentes les plus longues est poussée simultanément, mais sa dispersion augmente. On a donc intérêt à augmenter la longueur physique des fentes les plus longues, pour pousser leur résonance plus bas en fréquence sans trop augmenter sa dispersion. Or ceci est impossible, par manque de place. Les fentes les plus longues sont donc rallongées artificiellement en augmentant la longueur  $L_1$  de la capacité fixe qui les charge. Sa nouvelle valeur vaut 1,4mm au lieu de 1mm pour le cas du fonctionnement dans un guide. Les résultats de l’optimisation (cf. Fig. A2.3) montrent que la variation de la longueur  $L_2$  des capacités variables est suffisante pour obtenir trois états de phase espacés de  $90^\circ$  à 5,5GHz. Les valeurs de  $L_2$  nécessaires sont alors  $\{1,1\text{mm}, 2,65\text{mm} \text{ et } 4,2\text{mm}\}$ . Le quatrième état est assuré en court-circuitant les fentes courtes comme illustré sur la Fig. A2.4. De plus, la variation de l’écart-type de phase en fonction de la fréquence, illustrée sur la Fig. A2.5, montre que le nombre de bits équivalent est supérieur à 1,74 sur 8,8% de bande passante, entre 5,29GHz et 5,78GHz. Dans cette bande, les pertes sont maintenues inférieures à 0,15dB (cf. Fig. A2.3.b).

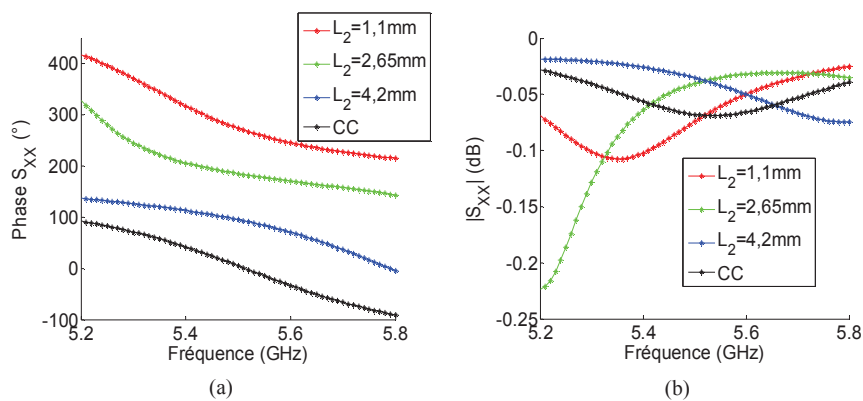


Fig. A2.3 : Performances suivant « X » de la cellule re-optimisée, dans un réseau sous incidence normale, en fonction de la longueur  $L_2$  : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.

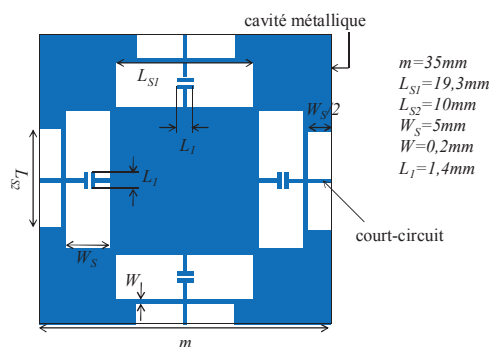


Fig. A2.4 : Cellule proposée avec les fentes courtes court-circuitées.

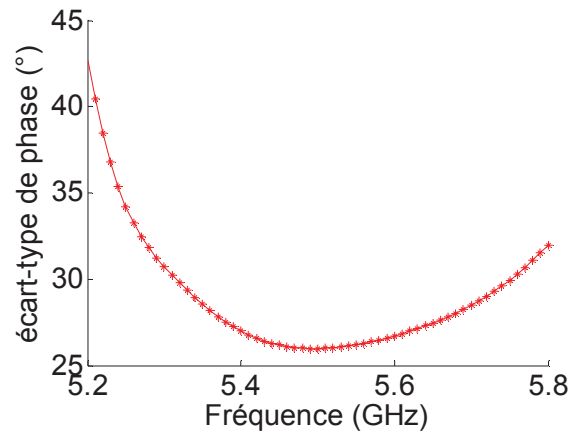


Fig. A2.5 : Ecart-type de phase, suivant « X », de la cellule re-optimisée placée dans un réseau sous incidence normale.



## Annexe 3

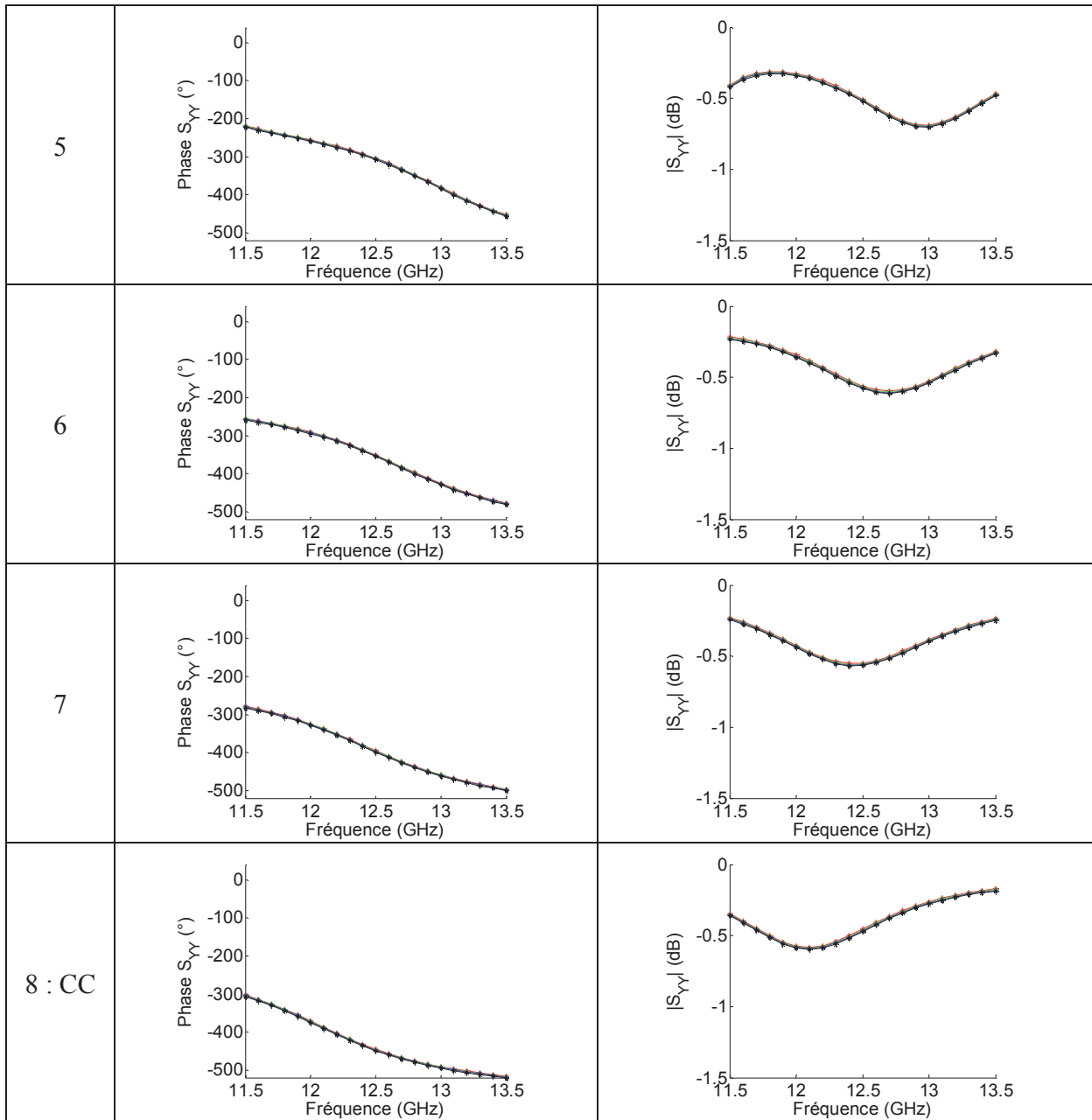
# Indépendance de contrôle de la phase dans les deux polarisations de la cellule à double polarisation linéaire en bande Ku

Ce paragraphe vient compléter les résultats présentés dans le paragraphe 5.2.3. Il présente les réponses fréquentielles et les pertes de la cellule pour une configuration figée suivant l'axe des ordonnées, lorsqu'on fait varier la configuration suivant l'axe des abscisses. Ceci montre l'indépendance de contrôle de la phase entre les deux polarisations.

Tableau A3.1 : Réponses fréquentielles et pertes pour les différentes configurations suivant l'axe des ordonnées, lorsqu'on fait varier la configuration suivant l'axe des abscisses.

État	Réponses fréquentielles	Pertes
1 : CO		
2		
4		

Annexe 3 - Indépendance de contrôle de la phase dans les deux polarisations de la cellule à double polarisation linéaire en bande Ku





# Annexe 4

## Brevet, publications et communications

### Brevet

- H. Legay, E. Girard, D. Bresciani, R. Gillard, H. Salti, T. Makdissy, E. Fourn, “Cellule déphaseuse rayonnante reconfigurable basée sur des résonances fentes et microrubans complémentaires,” *EP 2571098 A1*, March 2013.

### Publications internationales

- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “Triple-slot phase-shifting cell loaded with one variable capacitance for reflectarray applications,” *IET Electronics Letters*, vol. 48, no. 8, pp. 426-427, April 2012.
- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “Phase-shifting cell loaded with variable capacitances for dual linearly polarised reflectarrays,” *IET Electronics Letters*, vol. 48, no. 21, pp. 1319-1320, October 2012.
- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “Phase-Shifting Cell for Dual Linearly Polarized Reflectarrays with Reconfigurable Potentialities,” accepté pour publication dans *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*.

### Communications internationales

- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “Dual-annular slot phase-shifting cell loaded with MEMS switches for reconfigurable reflectarrays,” *33<sup>rd</sup> ESA Antenna Workshop on Challenges for Space Antenna Systems*, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 18-21 October 2011.
- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “Triple-slot phase-shifting cell loaded with capacitances for reflectarray applications,” *6<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Prague, Czech Republic, 26-30 March 2012.
- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “A patch-slot combination approach for large band reflectarrays,” *42<sup>nd</sup> European Microwave Conference (EuMC)*, Amsterdam, The Netherlands, 29 October – 1 November 2012.
- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “Triple-Slot Phase-Shifting Cell of Reduced size for Reflectarray Applications,” soumis à *EuCAP 2014*.

### Communication nationale

- T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, H. Legay, “Cellule déphaseuse 3-bit pour les antennes réseaux réflecteurs à double polarisation linéaire,” *18<sup>ièmes</sup> Journées Nationales Microondes (JNM)*, Paris, France, 15-17 Mai 2013.

### Prix et distinction

- 3<sup>ième</sup> prix à la 2<sup>ième</sup> édition de la journée scientifique des jeunes chercheurs (MMS – Mesure, Modélisation et Simulation).



# Liste des figures



# Liste des figures

## Corps du rapport

Fig. 1.1 : Schémas de principe d'une antenne à réflecteur parabolique (a) et d'une antenne à réseau réflecteur (b).....	13
Fig. 1.2 : Différents chemins parcourus par l'onde incidente provenant de la source primaire « S » jusqu'aux cellules du réseau.....	15
Fig. 1.3 : Rayonnement dans l'axe du réseau (a) et rayonnement avec dépointage (b) d'une antenne à réseau réflecteur.....	16
Fig. 1.4 : Vues satellitaires de deux diagrammes de rayonnement à lobe formé pour assurer une couverture donnée.....	16
Fig. 1.5 : Antenne réseau réflecteur avec les paramètres « F » et « D » définissant sa géométrie.....	17
Fig. 1.6 : Cellule déphaseuse avec les ondes incidente et réfléchie.....	18
Fig. 1.7 : Réponse en phase (a) et réponse fréquentielle (b) d'une cellule déphaseuse.....	19
Fig. 1.8 : Réponse fréquentielle et dispersion associée.....	20
Fig. 1.9 : Réponses fréquentielles souhaitées pour différentes valeurs du paramètre de contrôle p.....	21
Fig. 1.10 : Gamme de phases assurée à la fréquence $f_0$ , avec deux dispersions différentes, en variant la valeur d'un paramètre de contrôle.....	21
Fig. 1.11 : Une première antenne réseau réflecteur à base de guides d'onde métalliques.....	23
Fig. 1.12 : Schéma de principe d'un « folded reflectarray ».....	23
Fig. 1.13 : Cellule patch avec stubs de longueurs variables : cas simple polarisation linéaire (a) et cas double polarisation linéaire / polarisation circulaire (b).....	24
Fig. 1.14 : Cellule patch avec stubs de longueurs fixes pour la polarisation circulaire.....	24
Fig. 1.15 : Cellules patches à dimensions variables : cas simple polarisation linéaire (a) et cas double polarisation linéaire (b).....	25
Fig. 1.16 : Cellules patches chargés par : une fente horizontale pour la simple polarisation linéaire (a) et une fente croix de Jérusalem pour la double polarisation linéaire (b).....	26
Fig. 1.17 : Cellule à patches superposés : cas double couche (a) et cas triple couche (b).....	26
Fig. 1.18 : Réseau de patches identiques imprimés à des distances différentes du plan de masse.....	27
Fig. 1.19 : Cellule à stub en technologie multicouche.....	27
Fig. 1.20 : Cellule à base de croix concentriques.....	28
Fig. 1.21 : Cellule à base d'anneaux concentriques et d'un dipôle en forme de « I ».....	28
Fig. 1.22 : Réponses fréquentielles (a) et réponses en phase (b) de la cellule proposée dans [67].....	28
Fig. 1.23 : Cycle complet de la cellule Phoenix.....	29
Fig. 1.24 : Réponses fréquentielles de la cellule Phoenix.....	29

Liste des figures

Fig. 1.25 : Cellule active patch rattaché à un stub chargé par une diode PIN.....	31
Fig. 1.26 : Cellules déphaseuses 1-bit chargées : par des commutateurs diode PIN (a) et par des commutateurs MEMS (b).....	31
Fig. 1.27 : Cellule patch couplé via une fente à une ligne chargée par des commutateurs MEMS.....	32
Fig. 1.28 : Cellule 2,5-bit à dipôles chargée par des commutateurs MEMS.....	32
Fig. 1.29 : Cellule spiraphase chargée par des commutateurs à diode PIN.....	33
Fig. 1.30 : Cellule patch à fentes chargée par des commutateurs MEMS.....	33
Fig. 1.31 : Cellule 5-bit à pseudo-anneaux chargés par des MEMS.....	33
Fig. 1.32 : Cellule 2-bit à dipôles orthogonaux chargés par des diodes PIN.....	34
Fig. 1.33 : Cellule patch chargé par une diode varicap.....	35
Fig. 1.34 : Cellule patch à fente chargé par deux diodes varicap.....	35
Fig. 1.35 : Cellule combinant des diodes varicap et des diodes PIN.....	36
Fig. 1.36 : Cellule à deux anneaux concentriques chargés par des diodes varicap.....	36
Fig. 1.37 : Cellule patch couplé via une fente à une ligne chargée par une diode varicap.....	37
Fig. 2.1 : Evolution du cycle géométrique d'une cellule simple patch et transition à la surface d'un réseau.....	40
Fig. 2.2 : Première cellule Phoenix à fentes de largeurs complémentaires.....	40
Fig. 2.3 : Deuxième cycle Phoenix à base de patch et fente.....	41
Fig. 2.4 : Evolution de la géométrie sur un cycle complet.....	41
Fig. 2.5 : Cellule unitaire à base de croix de longueur L et de largeur w (a) puis d'une grille métallique de largeur w (b).....	42
Fig. 2.6 : Réponse fréquentielle et perte : du résonateur LC série (a) et du résonateur LC // (b).....	42
Fig. 2.7 : Cellule unitaire au sein d'un réseau périodique sous incidence normale.....	44
Fig. 2.8 : Réponses fréquentielles en fonction de w pour Lc=12mm, $\epsilon_r=2,17$ et h=4mm.....	44
Fig. 2.9 : Schéma électrique équivalent de la cellule proposée.....	45
Fig. 2.10 : Procédure de calcul des valeurs de L et de C du schéma électrique équivalent.....	46
Fig. 2.11 : Valeurs de la capacité C et de l'inductance L pour la croix (a) et pour l'ouverture carrée (b), pour différentes valeurs de Lc.....	46
Fig. 2.12 : Réponses fréquentielles de la cellule en fonction de w, après optimisation, pour Lc=10mm, $\epsilon_r=2,17$ et h=2,71mm.....	48
Fig. 2.13 : Dispersion fréquentielle des réponses en phase en fonction de w : pour la croix (a) et pour l'ouverture carrée (b), pour différentes valeurs de Lc.....	49
Fig. 2.14 : Dispersion fréquentielle des réponses en phase en fonction de la phase assurée par la cellule pour différentes valeurs de Lc.....	49
Fig. 2.15 : Gamme de phases assurée par le cycle proposé à la fréquence centrale $f_0=12,5\text{GHz}$ pour différentes valeurs de la taille Lc de la cellule.....	49
Fig. 2.16 : Réponses fréquentielles de la cellule en fonction de w, pour Lc=8mm, $\epsilon_r=2,17$ et h=3,175mm.....	51

Fig. 2.17 : Réponses fréquentielles obtenues par l'augmentation de la valeur d'une capacité idéale puis d'une inductance idéale.....	51
Fig. 2.18 : Grille métallique et cellule unitaire avec méandres de longueur $l$ .....	52
Fig. 2.19 : Réponses fréquentielles du cycle évolué en fonction de $w$ et/ou de $l$ , pour $L_c=8\text{mm}$ , $\epsilon_r=2,17$ et $h=3,175\text{mm}$ .....	52
Fig. 2.20 : Grille métallique à méandres horizontaux de longueur $l$ variable.....	53
Fig. 2.21 : Grille métallique à méandres verticaux de longueur $l$ variable.....	53
Fig. 2.22 : Réponses fréquentielles de la grille métallique sans méandres et avec méandres horizontaux de longueur $l$ variable, pour un champ électrique polarisé verticalement.....	54
Fig. 2.23 : Réponses fréquentielles de la grille métallique sans méandres et avec méandres verticaux de longueur $l$ variable, pour un champ électrique polarisé verticalement.....	54
Fig. 2.24 : Schéma électrique équivalent de la cellule grille à méandres.....	55
Fig. 2.25 : Cellule unitaire sous incidence oblique en considérant la polarisation suivant $x$ : (a) polarisation TE, (b) polarisation TM.....	56
Fig. 2.26 : Réponses fréquentielles en polarisation TE (suivant $x$ ) du cycle complet pour $\theta=30^\circ$ .....	56
Fig. 2.27 : Effet de l'incidence, en polarisation TE, sur les réponses fréquentielles : (a) croix $2w=4\text{mm}$ , (b) grille $w=0,8\text{mm}$ , (c) grille $w=0,15\text{mm}$ à méandres de longueur $l=4\text{mm}$ .....	57
Fig. 2.28 : Réponses fréquentielles en polarisation TM (suivant $x$ ) pour $\theta=30^\circ$ : (a) augmentation de la taille d'une croix, (b) rétrécissement de la largeur de la grille, (c) augmentation de la longueur du méandre.....	57
Fig. 2.29 : Cellule unitaire sous incidence oblique ( $\theta=30^\circ$ , $\varphi=60^\circ$ ).....	58
Fig. 2.30 : Réponses fréquentielles : (a) suivant $x$ , (b) suivant $y$ , du cycle complet pour une incidence ( $\theta=30^\circ$ , $\varphi=60^\circ$ ).....	58
Fig. 2.31 : Réponses fréquentielles quasiment identiques pour trois cellules de tailles différentes.....	59
Fig. 2.32 : Comparaison entre les réponses fréquentielles obtenues sous incidence normale et sous incidence oblique pour les trois cellules de tailles différentes.....	59
Fig. 3.1 : Cellule à deux fentes concentriques, chargée par quatre capacités variables [94].....	62
Fig. 3.2 : Réponses fréquentielles de la cellule à double fentes concentriques chargée par des capacités variables entre $10\text{fF}$ et $80\text{fF}$ [94].....	63
Fig. 3.3 : Cellule à deux fentes annulaires interconnectées et chargée par des éléments localisés.....	63
Fig. 3.4 : Schéma électrique de la cellule : (a) schéma général, (b) schéma équivalent en dessous de la résonance de l'anneau, (c) schéma équivalent en dessus de la résonance de l'anneau.....	64
Fig. 3.5 : Cellule à deux fentes annulaires concentriques chargée par des capacités et le schéma électrique équivalent associé.....	65
Fig. 3.6 : Quatre états assurés par la cellule en activant les MEMS deux à deux.....	66
Fig. 3.7 : Polarisation du champ électrique par rapport à la cellule.....	66

Liste des figures

Fig. 3.8 : Variation de la taille  $L_p$  du patch tout en maintenant  $W_1$  égale à  $W_2$  pour un anneau métallique de largeur 0,2mm et des connexions de largeur 0,1mm dans les plans diagonaux.....67

Fig. 3.9 : Réponses fréquentielles en fonction de la taille  $L_p$  du patch et de la largeur  $W_1$  et  $W_2$  des fentes pour les états : (a) « 00 », (b) « 01 », (c) « 10 » et (d) « 11 ».....67

Fig. 3.10 : Etats de phase de la cellule pour : (a)  $L_p=1,5\text{mm}$  et  $W_1=W_2=2,175\text{mm}$ , (b)  $L_p=2\text{mm}$  et  $W_1=W_2=2,05\text{mm}$ .....68

Fig. 3.11 : Modification horizontale (a) et verticale (b) de la position de l'interconnexion dans l'anneau métallique.....69

Fig. 3.12 : Variation de la réponse fréquentielle de l'état « 00 » en fonction de la position des interconnexions poussées horizontalement vers le plan de circuit-ouvert de la cellule.....69

Fig. 3.13 : Performances de la cellule dans le cas où les interconnexions sont placées à 1,55mm de la ligne de mise à la masse : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....69

Fig. 3.14 : Modification de la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique.....70

Fig. 3.15 : Variation des pertes en fonction de la largeur  $W_R$  de l'anneau métallique pour les états : (a) « 00 », (b) « 01 », (c) « 10 » et (d) « 11 ».....70

Fig. 3.16 : Réponses fréquentielles de la cellule, en fonction des états des MEMS capacitifs, pour l'anneau métallique de largeur  $W_R=1,7\text{mm}$ .....71

Fig. 3.17 : Dimensions de la cellule optimisée :  $L_p=1,5\text{mm}$  ;  $W_R=1,7\text{mm}$  ;  $W_1=W_2=1,425\text{mm}$ .....71

Fig. 3.18 : Performances de la cellule optimisée : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....73

Fig. 3.19 : Écart-type de phase de la cellule optimisée.....73

Fig. 3.20 : Cartographies du champ électrique (à gauche HFSS, à droite simplifiée) pour les états : (a) « 00 » à 12,5GHz, (b) « 01 » à 11,5GHz, (c) « 10 » à 12,5GHz, (d) « 11 » à 13,5GHz.....75

Fig. 3.21 : Description schématique de l'empilement et du routage en face arrière.....76

Fig. 3.22 : Cellule avec l'empilement de routage : (a) vue de dessus, (b) vue en 3D, (c) surfaces métalliques pour les capacités de filtrage.....77

Fig. 3.23 : Performances de la cellule, avec le multicouche et l'empilement de routage, en fonction des états des MEMS capacitifs : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....77

Fig. 3.24 : Cellule chargée par trois groupes différents de capacités variables.....78

Fig. 3.25 : Phase réfléchi à la fréquence centrale en fonction de la dispersion fréquentielle lorsque les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont modifiées librement.....79

Fig. 3.26 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3=400\text{fF}$ , lorsque  $C_1$  et  $C_2$  varient simultanément.....80

Fig. 3.27 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3=20\text{fF}$ , lorsque  $C_1$  et  $C_2$  varient simultanément avec  $C_1$  égale à  $C_2$ .....80

Fig. 3.28 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3$  variable, avec  $C_1$  et  $C_2$  égales à 20fF.....81

Fig. 3.29 : Réponses fréquentielles obtenues pour  $C_3$  variable, avec  $C_1$  égale à 400fF et  $C_2$  égale à 20fF.....81



Fig. 3.30 : Performances de la cellule, en fonction de la valeur de chacune des capacités $C_1$ , $C_2$ et $C_3$ chargées dans les fentes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	82
Fig. 3.31 : Écart-type de phase de la cellule chargée par trois capacités variables.....	82
Fig. 3.32 : Performances de la cellule, en fonction des valeurs des capacités $C_1$ et $C_2$ pour $C_3=10\text{fF}$ : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	83
Fig. 3.33 : Écart-type de phase de la cellule chargée par une capacité $C_3=10\text{fF}$ et deux capacités $C_1$ et $C_2$ variables.....	83
Fig. 3.34 : Agencement de trois MEMS capacitifs pour synthétiser les valeurs de $C_1$ et de $C_2$ .....	84
Fig. 3.35 : Variation de la phase réfléchie à 12GHz en fonction des valeurs des capacités $C_1$ et $C_2$ avec $C_1=C_2$ et $C_3$ égale à 10fF.....	85
Fig. 3.36 : Performances de la cellule en fonction des valeurs des capacités $C_1$ et $C_2$ ( $C_3=10\text{fF}$ ) obtenues pour cet agencement de MEMS : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	85
Fig. 3.37 : Écart-type de phase de la cellule chargée par une capacité $C_3=10\text{fF}$ et par l'agencement de MEMS proposé pour synthétiser les valeurs de $C_1$ et de $C_2$ .....	85
Fig. 3.38 : Répartition des états de phase, assurés par les différentes combinaisons possibles de ( $C_1$ , $C_2$ ), en fonction de la dispersion fréquentielle pour trois points fréquents différents.....	86
Fig. 3.39 : Performances de la cellule, avec cinq états de phase, obtenues pour cet agencement de MEMS : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	86
Fig. 3.40 : Écart-type de phase de la cellule à cinq états de phase.....	87
Fig. 3.41 : Cellule unitaire sous incidence oblique et en considérant la polarisation suivant x : (a) polarisation TE, (b) polarisation TM.....	87
Fig. 3.42 : Performances de la cellule en polarisation TM (suivant x) pour $\theta=15^\circ$ , en fonction des valeurs des capacités $C_1$ et $C_2$ pour $C_3=10\text{fF}$ : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	88
Fig. 3.43 : Réponses en phase (a) et pertes (b) dans la bande réduite, en polarisation TM (suivant x) pour $\theta=15^\circ$ , en fonction des valeurs des capacités $C_1$ et $C_2$ pour $C_3=10\text{fF}$ .....	88
Fig. 3.44 : Écart-type de phase dans la bande réduite, de la cellule chargée par une capacité $C_3=10\text{fF}$ et par deux capacités $C_1$ et $C_2$ variables, en polarisation TM (suivant x) pour $\theta=15^\circ$ .....	88
Fig. 3.45 : Variation des réponses fréquentielles en fonction de l'incidence en polarisation TE.....	89
Fig. 3.46 : Performances de la cellule en polarisation TE (suivant x) pour $\theta=30^\circ$ , en fonction des valeurs des capacités $C_1$ et $C_2$ pour $C_3=10\text{fF}$ : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	89
Fig. 3.47 : Écart-type de phase de la cellule, en polarisation TE (suivant x) pour $\theta=30^\circ$ , lorsqu'elle est chargée par une capacité $C_3=10\text{fF}$ et avec $C_1$ et $C_2$ variables.....	90
Fig. 3.48 : Cellule avec les dimensions optimisées ( $L_p=1,5\text{mm}$ , $W_1=W_2=1,425\text{mm}$ et $W_R=1,7\text{mm}$ ) et les interconnexions placées dans les plans de symétrie diagonaux.....	90
Fig. 3.49 : Phase réfléchie à la fréquence centrale en fonction de la dispersion fréquentielle lorsque les capacités $C_1$ , $C_2$ et $C_3$ sont modifiées indépendamment.....	91

Liste des figures

Fig. 3.50 : Phase réfléchi à la fréquence centrale en fonction de la dispersion fréquentielle lorsque les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont modifiées indépendamment et  $C_3$  égal à : (a) 1pF, (b) 10fF.....91

Fig 4.1 : Topologie de la cellule proposée en simple polarisation linéaire.....94

Fig. 4.2 : Réponses fréquentielles de la cellule en fonction de  $L_{S2}$  pour  $L_{S1}$  égale à 23mm et pour une longueur  $L_1=1$ mm des électrodes des capacités des fentes externes.....96

Fig. 4.3 : Performances de la cellule sous incidence normale en fonction de la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité centrale lorsque  $L_{S1}=23$ mm,  $L_{S2}=11$ mm et  $L_1=1$ mm pour les capacités des fentes externes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....96

Fig. 4.4 : Ecart-type de phase de la cellule obtenu sous incidence normale pour  $L_{S1}=23$ mm,  $L_{S2}=11$ mm,  $L_1=1$ mm pour les capacités externes et  $L_2$  variable pour la capacité centrale.....96

Fig. 4.5 : Cellule unitaire sous incidence oblique et en considérant la polarisation suivant x : (a) polarisation TE, (b) polarisation TM.....97

Fig. 4.6 : Variation des réponses fréquentielles et des pertes de la cellule suivant x, en polarisation TE, en fonction de l'angle d'incidence : (a)  $L_2=0,6$ mm, (b)  $L_2=2,55$ mm, (c)  $L_2=3,45$ mm, (d)  $L_2=5,6$ mm.....98

Fig. 4.7 : Variation des réponses fréquentielles et des pertes de la cellule suivant x, en polarisation TM, en fonction de l'angle d'incidence : (a)  $L_2=0,6$ mm, (b)  $L_2=2,55$ mm, (c)  $L_2=3,45$ mm, (d)  $L_2=5,6$ mm.....99

Fig. 4.8 : Variation de l'écart-type de la phase réfléchi suivant x, en fonction de l'angle d'incidence pour la polarisation : (a) TE, (b) TM.....100

Fig. 4.9 : Performances de la cellule, pour une incidence de  $30^\circ$  en polarisation TE, en fonction de la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité centrale : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....100

Fig. 4.10 : Ecart-type de phase obtenu pour une incidence de  $30^\circ$  en polarisation TE.....101

Fig. 4.11 : Incidence de l'onde à l'intérieur du guide d'onde.....102

Fig. 4.12 : Performances de la cellule dans le guide d'onde métallique : (a) réponses fréquentielles, (b) écart-type de phase.....102

Fig. 4.13 : Comparaison entre les réponses fréquentielles de la cellule obtenues sous incidence normale et celles obtenues dans le guide d'onde métallique.....102

Fig. 4.14 : Cellule à l'extrémité du guide d'onde avec le lamage du sabot métallique.....103

Fig. 4.15 : Performances de la cellule dans le guide en fonction de la longueur  $L_2$  de l'électrode de la capacité centrale lorsque  $L_{S1}=21$ mm,  $L_{S2}=10$ mm et  $L_1=1$ mm pour les capacités des fentes externes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....103

Fig. 4.16 : Ecart-type de phase de la cellule dans le guide pour  $L_{S1}=21$ mm,  $L_{S2}=10$ mm,  $L_1=1$ mm pour les capacités externes et  $L_2$  variable pour la capacité centrale.....104

Fig. 4.17 : Maquettes fabriquées et mesurées.....104

Fig. 4.18 : Guide d'onde métallique utilisé pour les mesures.....105

Fig. 4.19 : Performances de la cellule dans le guide : (a) comparaison entre simulation et mesure des réponses fréquentielles, (b) pertes mesurées.....	106
Fig. 4.20 : Comparaison entre simulation et mesure de la variation de l'écart-type de phase en fonction de la fréquence.....	106
Fig. 4.21 : Principe de l'extension de la cellule triple fentes de la simple polarisation linéaire à la double polarisation linéaire.....	107
Fig. 4.22 : Topologie de la cellule proposée en double polarisation linéaire : $m=35\text{mm}$ , $W_S=5\text{mm}$ , $W=0,2\text{mm}$ , $w=0,5\text{mm}$ , $e=g=0,2\text{mm}$ et $l=2,2\text{mm}$ .....	109
Fig. 4.23 : Performances de la cellule double polarisation linéaire dans le guide, suivant « X », en fonction de la longueur $L_2$ de l'électrode de la capacité variable lorsque $L_{S1}=19,3\text{mm}$ , $L_{S2}=10\text{mm}$ et $L_1=1\text{mm}$ pour les capacités fixes : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	109
Fig. 4.24 : Ecart-type de phase de la cellule dans le guide, suivant « X », pour $L_{S1}=19,3\text{mm}$ , $L_{S2}=10\text{mm}$ , $L_1=1\text{mm}$ pour les capacités fixes et les quatre valeurs appropriées de la longueur $L_2$ de la capacité variable.....	109
Fig. 4.25 : Réponses fréquentielles et pertes suivant « X », lorsqu'on fait varier la longueur $L_{2V}$ des capacités variables des fentes verticales pour une longueur $L_{2H}$ des capacités variables des fentes horizontales figée de valeur : (a) 0,8mm, (b) 2,95mm, (c) 3,75mm, (d) 5,5mm.....	110
Fig. 4.26 : Une maquette fabriquée et mesurée pour la cellule à double polarisation linéaire.....	111
Fig. 4.27 : Comparaison entre simulations et mesures des réponses fréquentielles suivant « X », pour les configurations : (a) $Y_0$ , (b) $Y_1$ , (c) $Y_2$ , (d) $Y_3$ .....	112
Fig. 4.28 : Pertes mesurées suivant « X », pour les configurations : (a) $Y_0$ , (b) $Y_1$ , (c) $Y_2$ , (d) $Y_3$ .....	112
Fig. 4.29 : Ecart-type de phase mesuré suivant « X », pour des configurations figées suivant « Y » : (a) $Y_0$ , (b) $Y_1$ , (c) $Y_2$ , (d) $Y_3$ .....	113
Fig. 5.1 : Empilement de substrat utilisé.....	116
Fig. 5.2 : Concept de la cellule à double polarisation linéaire caractérisée en bande Ku : (a) schéma simplifié (sans capacités), (b) schéma avec capacités.....	117
Fig. 5.3 : Cellule déphaseuse proposée avec l'empilement de substrat utilisé.....	118
Fig. 5.4 : Vue 3D de la cellule déphaseuse proposée.....	118
Fig. 5.5 : Réponses fréquentielles obtenues, en variant la valeur de la capacité dans les fentes centrales, pour différentes largeurs $W_{S2}$ : (a) 0,85mm, (b) 1,85mm, (c) 2,85mm.....	119
Fig. 5.6 : Réponses fréquentielles de la cellule, obtenues en variant la valeur des capacités des fentes centrales, pour : (a) $e=0,275\text{mm}$ , (b) $e=2,275\text{mm}$ .....	119
Fig. 5.7 : Circuit-ouvert, capacité interdiguée et court-circuit utilisés pour charger les petites fentes.....	120
Fig. 5.8 : Performances de la cellule à capacités interdigitées, sous incidence normale et pour la polarisation suivant l'axe des abscisses : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	121
Fig. 5.9 : Ecart-type de phase de la cellule optimisée, sous incidence normale, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.....	121

Liste des figures

Fig. 5.10 : Réponses fréquentielles (a) et pertes (b) pour la polarisation suivant l'axe des ordonnées, à configuration figée, lorsqu'on fait varier la configuration orthogonale.....122

Fig. 5.11 : Distribution du champ électrique pour les deux polarisations.....123

Fig. 5.12 : Réponses fréquentielles pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, obtenues lorsque les fentes des tranches verticales de la puce de silice sont court-circuitées.....123

Fig. 5.13 : Deux cellules identiques dans le guide d'onde métallique.....124

Fig. 5.14 : Comparaison entre la phase réfléchie obtenue sous incidence normale et la phase réfléchie obtenue dans le guide à la fréquence centrale  $f_0=12,5\text{GHz}$ .....124

Fig. 5.15 : Réponses fréquentielles des différents états de la cellule dans le guide, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.....125

Fig. 5.16 : Ecart-type de phase de la cellule dans le guide, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.....125

Fig. 5.17 : Pertes des différents états de la cellule dans le guide, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.....125

Fig. 5.18 : Deux cellules identiques dans le guide.....126

Fig. 5.19 : Comparaison entre simulations et mesures de la phase, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, quelle que soit la configuration de la polarisation orthogonale.....126

Fig. 5.20 : Pertes mesurées, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, quelle que soit la configuration de la polarisation orthogonale.....127

Fig. 5.21 : Deux cellules dans le guide d'onde, chargées par des capacités dissymétriques.....128

Fig. 5.22 : Pertes simulées de l'état 5, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, lorsque la cellule est chargée par des capacités idéales et par des capacités dissymétriques.....128

Fig. 5.23 : Ecart-type de phase mesuré, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses, quelle que soit la configuration de la polarisation orthogonale.....128

Fig. 5.24 : Cellule unitaire sous incidence oblique et en considérant la polarisation suivant l'axe des abscisses : (a) polarisation TM, (b) polarisation TE.....129

Fig. 5.25 : Performances de la cellule, pour un angle d'incidence  $\theta=30^\circ$  en polarisation TE suivant l'axe des abscisses : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....129

Fig. 5.26 : Ecart-type de phase de la cellule, pour un angle d'incidence  $\theta=30^\circ$  en polarisation TE suivant l'axe des abscisses.....130

Fig. 5.27 : Pertes de la configuration « état 4 », en polarisation TM suivant l'axe des abscisses, pour différents angles d'incidence.....130

Fig. 5.28 : Performances de la cellule, pour différents angles d'incidence, en polarisation TM suivant l'axe des abscisses.....131

Fig. 5.29 : Ecart-type de phase de la cellule, pour différents angles d'incidence, en polarisation TM suivant l'axe des abscisses.....131

Fig. 5.30 : Performances de la cellule, illuminée avec un angle d'incidence ( $\theta=20^\circ$ ,  $\varphi=30^\circ$ ), pour la polarisation : (a) suivant l'axe des abscisses, (b) suivant l'axe des ordonnées.....132

Fig. 5.31 : Ecart-type de phase de la cellule, illuminée avec un angle d'incidence ( $\theta=20^\circ$ , $\varphi=30^\circ$ ), pour les deux polarisations.....	133
Fig. 5.32 : Amplitude de la réflexion en polarisation croisée de la cellule, illuminée avec un angle d'incidence ( $\theta=20^\circ$ , $\varphi=30^\circ$ ).....	133
Fig. 5.33 : Cellule reconfigurable à base de diodes varicap.....	134
Fig. 5.34 : Performances de la cellule active à base de diodes varicap, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	135
Fig. 5.35 : Écart-type de phase de la cellule reconfigurable à base de diodes varicap, pour la polarisation suivant l'axe des abscisses.....	135

## Annexes

Fig. A1.1 : Ondes re-rayonnées transversalement au plan du réseau.....	141
Fig. A1.2 : Réseau à phase linéaire.....	142
Fig. A1.3 : Antenne réseau réflecteur à rayonnement dépointé.....	143
Fig. A2.1 : Polarisation du champ électrique par rapport à la cellule.....	145
Fig. A2.2 : Réponses fréquentielles suivant « X », obtenues dans les conditions du réseau infini périodique sous incidence normale.....	145
Fig. A2.3 : Performances suivant « X » de la cellule re-optimisée, dans un réseau sous incidence normale, en fonction de la longueur $L_2$ : (a) réponses fréquentielles, (b) pertes.....	146
Fig. A2.4 : Cellule proposée avec les fentes courtes court-circuitées.....	146
Fig. A2.5 : Ecart-type de phase, suivant « X », de la cellule re-optimisée placée dans un réseau sous incidence normale.....	147



# Liste des tableaux





# Liste des tableaux

## Corps du rapport

Tableau 2.1 : Fréquence de résonance du plus grand motif (croix ou fente) en fonction de $L_c$ .....	47
Tableau 2.2 : Valeurs de l'inductance $L$ et de la capacité $C$ et fréquence de résonance du résonateur LC parallèle qui correspond à la grille à méandres de longueur $l$ variable.....	55
Tableau 3.1 : États de phase assurés par la cellule en fonction de la valeur des capacités prévue par chacun des MEMS dans les deux fentes.....	66
Tableau 3.2 : Modes de fonctionnement possibles en fonction des capacités variables.....	79
Tableau 3.3 : Valeurs de la capacité équivalente en fonction des états des MEMS.....	84
Tableau 5.1 : Dimensions en mm de la cellule optimisée.....	120
Tableau 5.2 : Dimensions en $\mu\text{m}$ de la capacité interdigitée pour chacun des états intermédiaires.....	120
Tableau 5.3 : Angle d'incidence dans le guide en fonction de la fréquence.....	124
Tableau 5.4 : Dimensions en $\mu\text{m}$ des capacités interdigitées dissymétriques utilisées dans la rétrosimulation.....	128

## Annexes

Tableau A3.1 : Réponses fréquentielles et pertes pour les différentes configurations suivant l'axe des ordonnées, lorsqu'on fait varier la configuration suivant l'axe des abscisses.....	149
---	-----



# Bibliographie



# Bibliographie

- [1] R. C. Hansen, "Phased Array Antennas," *Kai Chang*, 1998.
- [2] A. W. Love, "Reflector antennas," *IEEE Press*, 1978.
- [3] D. C. Berry, R. G. Malech, and W. A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-11, pp. 645-651, November 1963.
- [4] R. E. Munson, and H. Haddad, "Microstrip reflectarray for satellite communication and RCS enhancement and reduction," *U.S. patent 4,684,952*, Washington, D.C., August 1987.
- [5] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept," *IEEE AP-S/URSI symposium*, Newport Beach, California, pp. 582-585, June 1995.
- [6] D. M. Pozar, "Bandwidth of reflectarrays," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 21, pp. 1490-1491, October 2003.
- [7] J. A. Encinar, and J. A. Zornoza, "Broadband Design of Three-Layer Printed Reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 7, pp. 1662-1664, 2003.
- [8] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and R. Pokuls, "A Shaped-Beam Microstrip Patch Reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 7, pp. 1167-1173, July 1999.
- [9] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos "Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 2, pp. 287-296, February 1997.
- [10] J. Montgomery, "Scattering by an Infinite Periodic Array of Microstrip Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 6, pp. 850-854, November 1978.
- [11] M-A. Milon, R. Gillard, H. Legay, "Rigorous analysis of the reflectarray radiating elements: Characterization of the specular reflection effect and the mutual coupling effect," *29th ESA workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas*, Netherlands, April 18-20, 2007.
- [12] M. E. Bialkowski and K. H. Sayidmarie, "Bandwidth considerations for a microstrip reflectarray," *Progress in Electromagnetics Research B*, vol. 3, pp. 173-187, 2008.
- [13] "Experimental investigation on reflectarray elements - Assessment of Losses and of the EM solver accuracy," *Technical note*, Thales Alenia Space, January 2007.
- [14] S.D. Targonski, D.M. Pozar, "Analysis and design of a microstrip Reflectarray using patches of variable size," *IEEE symposium on antenna and propagation digest*, vol.3, pp 1820-1823, 1994.
- [15] J. Shaker, M. Cuhaci, "Planar reflector for LMCS applications," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 2, pp. 103-104, 1999.
- [16] D. Cadoret, A. Laisne, R. Gillard, H. Legay, "A New Reflectarray Cell Using Microstrip Patches Loaded with Slots," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, Issue 3, pp. 270-272, February 2005.

## Bibliographie

- [17] D. Cadoret, A. Laisne, R. Gillard, L. Le Coq, H. Legay, "Design and measurement of a new reflectarray antenna using microstrip patches loaded with a slot," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 11, pp. 623-624, 2005.
- [18] R.D. Javor, X.D. Wu, "Offset-fed microstrip reflectarray antenna," *Electronics letters*, vol. 30, no. 17, pp. 1363-1365, 1994.
- [19] R.D. Javor, X.D. Wu, "Dual polarization of microstrip reflectarray antenna," *Electronics letters*, vol.30, no.13, pp. 1018-1019, June 1994.
- [20] R.D. Javor, X.D. Wu, "Design and Performance of a Microstrip Reflectarray Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 9, pp. 932-939, 1995.
- [21] V. F. Fusco, "Mechanical Beam Scanning Reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 11, pp. 3842-3844, November 2005.
- [22] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotiaintsev, V. S. Vountesmeri, "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 6, pp. 911-917, June 1997.
- [23] Sievenpiper, D., Tangonan, G., Loo, R.Y., Schaffner, J.H., "Tunable impedance surface," *US patent US6483480*, November 2002.
- [24] D. Sievenpiper, J. Schaffner, R. Loo, G. Tangonan, S. Ontiveros, and R. Harold, "A Tunable Impedance Surface Performing as a Reconfigurable Beam Steering Reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 3, pp. 384-390, March 2002.
- [25] M. E. Cooley, J. F. Walker, D. G. Gonzalez, and G. E. Pollon, "Novel reflectarray element with variable phase characteristics," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 144, no.2, pp. 149-151, April 1997.
- [26] M. Martin, P. Laurent, C. Person, P. Gelin, F. Huret, "Patch Antenna Adjustable in Frequency Using Liquid Crystal," *33<sup>rd</sup> European Microwave Conference*, vol. 2, pp. 699-702, October 2003.
- [27] W. Hu, M. Y. Ismail, R. Cahill, J. A. Encinar, V. Fusco, H. S. Gamble, D. Linton, R. Dickie, N. Grant, S. P. Rea, "Liquid-crystal-based reflectarray antenna with electronically switchable monopulse patterns," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 14, 2007.
- [28] R. Matin, A. Moessinger, F. Goelden, S. Mueller, R. Jakoby, "77 GHz reconfigurable reflectarray with nematic liquid crystal," *2<sup>nd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, 2007.
- [29] A. Moessinger, S. Dieter, R. Jakoby, W. Menzel, S. Mueller, "Reconfigurable LC-reflectarray setup and characterization," *3<sup>rd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2761-2765, 2009.
- [30] S. B. Brown, J. J. Rawnick, "Beam steering with a periodic resonance structure," *US patent US7023384*, April 2006.
- [31] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, "60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode," *IEEE International Microwave Symposium Digest*, pp. 1177-1780, 2009.

- [32] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, and J. I. Martinez-Lopez, "Reflective phased array based on split metal rings with p-i-n diode switches," *1<sup>st</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, November 2006.
- [33] J. Wang, "Characteristics of a New Class of Diode-Switched Integrated Antenna Phase Shifter," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 31, no 1, pp. 156-159, January 1983.
- [34] J.O. McSpadden, Lu Fan, Kai Chang, and John Huang, "Ka-band beam steering reflectarray study," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3, pp. 1662-1665, August 1999.
- [35] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, and R. Gillard, "A steerable reflectarray antenna with MEMS controls," *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 494-499, October 2003.
- [36] J. Perruisseau-Carrier, A. K. Skrivervik, "Monolithic MEMS-Based Reflectarray Cell Digitally Reconfigurable over a 360 degrees Phase Range," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, volume 7, pp. 138-141, 2008.
- [37] H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii, and W. A. Imbriale, "RF MEMS Actuated Reconfigurable Reflectarray Patch-Slot Element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 56, no 12, pp. 3689-3699, December 2008.
- [38] L. Boccia, F. Venneri, G. Amendola, and G. D. Massa, "Experimental investigation of a varactor loaded reflectarray antenna," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 69-71, 2002.
- [39] L. Boccia, G. Amendola, and G. D. Massa, "Performance improvement for a varactor loaded reflectarray element," *2<sup>nd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, November 2007.
- [40] S. V. Hum, and M. Okoniewski, "An electronically tunable reflectarray using varactor diode-tuned elements," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1827-1830, June 2004.
- [41] A. E. Martynyuk, and Y. K. Sidoruk, "Low-loss phase shifters for Ka band phased array," *Proceedings of IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, pp. 53-56, 2000.
- [42] A. V. Chenakin, A. E. Martynyuk, and V. I. Skachko, "A new hybrid technology for millimeter-wave integrated circuits," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 921-924, June 1997.
- [43] R. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 22, no. 1, pp. 74-78, January 1974.
- [44] D. Guha, J. Y. Siddiqui, M. Biswas, S. Chattopadhyay, and S. Biswas, "Microstrip radiating structures: Theoretical and experimental investigations executed in recent years at the University of Calcutta," *IEEE Applied Electromagnetics Conference*, pp. 1-4, December 2007.
- [45] H. R. Patnam, "Emerging trends in Microstrip Antenna Technology," *IEEE Applied Electromagnetics Conference*, pp. 1-4, December 2007.

## Bibliographie

- [46] J. Huang, "Microstrip reflectarray," *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 612-615, June 1991.
- [47] D.C. Chang, and M.C. Huang, "Microstrip reflectarray antenna with offset feed," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 16, pp. 1489-1491, July 1992.
- [48] J. Shaker and M. Cuhaci, "Multi-band, multi-polarisation reflector-reflectarray antenna with simplified feed system and mutually independent radiation patterns," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, no. 2, pp. 97-101, April 2005.
- [49] D. Pilz, and W. Menzel, "Folded reflectarray antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 9, pp. 832-833, April 1998.
- [50] W. Menzel, D. Pilz, and R. Leberer, "A 77-GHz FM/CW Radar Front-End with a Low-Profile Low-Loss Printed Antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2237-2241, December 1999.
- [51] W. Menzel, D. Pilz, and M. Al-Tikriti, "Millimeter-Wave Folded Reflector Antennas with High Gain, Low Loss, and Low Profile," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, no. 3, pp. 24-29, June 2002.
- [52] S. Montori, R. V. Gatti, R. Sorrentino, and S. Dieter, "Reconfigurable and Dual-Polarization Folded Reflectarray Antenna," *9<sup>th</sup> European Radar Conference*, pp. 409-412, October 2012.
- [53] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "Microstrip Reflectarray with Elements Having Variable Rotation Angles," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1280-1283, July 1997.
- [54] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka-Band Microstrip Reflectarray with Elements Having Variable Rotation Angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 650-656, May 1998.
- [55] D. M. Pozar and T. A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 8, pp. 657-658, April 1993.
- [56] D. Cadoret, L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, H. Legay, and B. Salomé, "A dual linear polarized printed reflectarray using slot loaded patch elements," *2<sup>nd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, November 2007.
- [57] L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, D. Bresciani, and H. Legay, "Accurate Synthesis of a Dual Linearly Polarized Reflectarray," *3<sup>rd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2523-2526, March 2009.
- [58] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays for bandwidth enhancement," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1164-1167, August 1999.
- [59] J. A. Encinar, "Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 10, pp. 1403-1410, October 2001.
- [60] Y. J. Guo and S. K. Barton, "Phase efficiency of the reflective array antenna," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 2, pp. 115-120, April 1995.



- [61] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches with Slots and Lines of Variable Length," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 820-825, March 2007.
- [62] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A. Ittipiboon, "A Broadband Reflectarray Antenna with Double Square Rings," *Microwave and Optical Technology Letter*, vol. 48, no. 7, pp. 1317-1320, July 2006.
- [63] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A. Ittipiboon, "Broadband reflectarray antenna with double cross loops," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 2, pp. 65-66, January 2006.
- [64] M. R. Chaharmir and J. Shaker, "Broadband reflectarray with combination of cross and rectangle loop elements," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 11, pp. 658-659, May 2008.
- [65] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, "Broadband Design of a Single Layer Large Reflectarray Using Multi Cross Loop Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 3363-3366, October 2009.
- [66] M. R. Chaharmir, J. Shaker, N. Gagnon, and D. Lee, "Design of Broadband, Single Layer Dual-Band Large Reflectarray Using Multi Open Loop Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 9, pp. 2875-2883, September 2010.
- [67] Q. Y. Chen, S. W. Qu, X. Q. Zhang, and M. Y. Xia, "Low-Profile Wideband Reflectarray by Novel Elements with Linear Phase Response," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1545-1547, 2012.
- [68] L. Moustafa, R. Gillard, F. Peris, R. Loison, H. Legay, and E. Girard, "The Phoenix Cell: A New Reflectarray Cell with Large Bandwidth and Rebirth Capabilities," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 71-74, 2011.
- [69] J. Ethier, M. R. Chaharmir, and J. Shaker, "Reflectarray design comprised of sub-wavelength coupled-resonant square loop elements," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 22, pp. 1215-1217, October 2011.
- [70] D. M. Pozar, "Wideband reflectarrays using artificial impedance surfaces," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 3, pp. 148-149, February 2007.
- [71] G. Zhao, Y. C. Jiao, F. Zhang, and F. S. Zhang, "A Subwavelength Element for Broadband Circularly Polarized Reflectarrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 330-333, 2010.
- [72] B. Wu, A. Sutinjo, M. E. Potter, and M. Okoniewski, "On the Selection of the Number of Bits to Control a Dynamic Digital MEMS Reflectarray," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 183-186, 2008.
- [73] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, and H. Legay, "Minimization of MEMS Breakdown Effects on the Radiation of a MEMS Based Reconfigurable Reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 7, pp. 2281-2287, July 2010.
- [74] J. Song, J. Wang, K. Peng, C. Pan, and Z. Yang, "Quantization Error Reduction for the Phased Array with 2-bit Phase Shifter," *Wireless Personal Communication*, vol. 52, no. 1, pp. 29-41, January 2010.

## Bibliographie

- [75] S. Montori, F. Cacciamani, R. Vicenti Gatti, E. Carrasco, M. Barba, J. Encinar, and R. Soreentino, "Wideband Dual-Polarization Reconfigurable Elementary Cell for Electronic Steerable Reflectarray at Ku-Band," *4<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, April 2010.
- [76] S. Montori, C. Fritzsche, L. Marcaccioli, R. Vicenti Gatti, R. Jakoby, and R. Soreentino, "Design and Measurements of a 1-bit Reconfigurable Elementary Cell for Large Electronic Steerable Reflectarrays," *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, pp. 918-921, September 2010.
- [77] O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E. U. Temocin, H. I. Atasoy, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "Reconfigurable reflectarray using RF MEMS technology," *1<sup>st</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-4, November 2006.
- [78] O. Bayraktar, O. A. Civi, and T. Akin, "Beam Switching Reflectarray Monolithically Integrated with RF MEMS Switches," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 854-862, February 2012.
- [79] A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Zamudio, and N. A. Martynyuk, "Reflectarray Based on Three-Bit Spatial Phase Shifters: Mathematical Model and Technology of Fabrication," *3<sup>rd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2774-2778, March 2009.
- [80] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and A. E. Martynyuk, "Reconfigurable Reflectarrays Based on Optimized Spiraphase-Type Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1821-1830, April 2012.
- [81] H. Legay, Y. Cailloce, O. Vendier, G. Caille, J. Perruisseau-Carrier, M. Lathi, J. P. Pollizzi, U. Oestermann, P. Pons, and N. Raveu, "Satellite antennas based on MEMS tunable reflectarrays," *2<sup>nd</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-6, November 2007.
- [82] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, and X. Delestre, "Dual Linearly-Polarized Unit-Cells with Nearly 2-Bit Resolution for Reflectarray Applications in X-Band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 6042-6048, December 2012.
- [83] L. Boccia, G. Amendola, and G. D. Massa, "Performance Improvement for a Varactor-Loaded Reflectarray Element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 585-589, February 2010.
- [84] S. V. Hum, M. Okoniewski, and R. J. Davies, "Modeling and Design of Electronically Tunable Reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2200-2210, August 2007.
- [85] J. Perruisseau-Carrier, "Dual-Polarized and Polarization-Flexible Reflective Cells with Dynamic Phase Control," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 5, pp. 1494-1502, May 2010.
- [86] C. Liu, and S. V. Hum, "An Electronically Tunable Single-Layer Reflectarray Antenna Element with Improved Bandwidth," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 1241-1244, 2010.

- [87] F. Venneri, S. Costanzo, and G. D. Massa, "Reconfigurable aperture-coupled reflectarray element tuned by single varactor diode," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 2, pp. 68-69, January 2012.
- [88] F. Venneri, S. Costanzo, and G. D. Massa, "Design and Validation of a Reconfigurable Single Varactor-Tuned Reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 635-645, February 2013.
- [89] R. Dubrovka, J. Vazquez, C. Parini, and D. Moore, "Equivalent circuit method for analysis and synthesis of frequency selective surfaces," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 3, pp. 213-220, June 2006.
- [90] M. Kharbech, R. Gillard, R. Loison, H. Legay, and E. Girard, "Compact frequency agile slot ring resonators for reflectarray phase shifting cells," *5<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2113-2116, April 2011.
- [91] M. Sarnowski, T. Vaupel, and V. Hansen, "Numerical Confirmation of Scattering Anomalies Observed in FSS Applications," *Frequenz*, vol. 55, no. 1-2, pp. 51-58, January 2001.
- [92] D. M. Pozar, and D. H. Schaubert, "Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of Printed Dipoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 6, pp. 602-610, June 1984.
- [93] J. Perruisseau-Carrier, E. Girard, and H. Legay, "Analysis of a Reconfigurable Reflectarray Cell Comprising a Multitude of MEMS Control Elements," *4<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-4, April 2010.
- [94] M. Kharbech, "Cellules à fentes pour réseaux réflecteurs imprimés – Amélioration de la stabilité du diagramme unitaire et extension à la reconfigurabilité," Thèse de Doctorat, électronique, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Rennes, France, Octobre 2011.
- [95] W. S. Gregorwich, A. Hessel, and G. H. Knittel, "A Waveguide Simulator Study of a Blindness Effect in a Phased Array," *Microwave J.*, vol. 14, pp. 37-41, September 1971.
- [96] E. Girard, "Conception et simulation de cellules rayonnantes déphaseuses pour réseau réflecteur à polarisation circulaire," Thèse de Doctorat, électronique, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Rennes, France, Novembre 2003.
- [97] G. J. Scalzi, A. J. Jr. Slobodnik, and G. A. Roberts, "Network Analyzer Calibration Using Offset Shorts," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 6, pp. 1097-1100, June 1988.
- [98] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, and X. Delestre, "Robust 2-bit dual-linearly-polarised unit-cell for reflectarray applications," *5<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation*, pp.1488-1490, April 2011.



## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse:**

Nouvelles topologies de cellules déphaseuses à coût et complexité réduits pour les antennes réseaux réflecteurs large bande

**Nom Prénom de l'auteur : MAKDISSY TONY**

**Membres du jury :**

- Monsieur PRIOU Alain
- Monsieur GILLARD Raphaël
- Monsieur FOURN Erwan
- Monsieur AUBERT Hervé
- Monsieur LAHEURTE Jean-Marc
- Monsieur GIRARD Etienne

Président du jury : *Alain Priou*

Date de la soutenance : 15 Novembre 2013


Reproduction de la these soutenue

- Thèse pouvant être reproduite en l'état  
 Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 15 Novembre 2013

Signature du président de jury

Le Directeur,  
*[Signature]*  
M'hamed DRISSI



*APRIOU*  
*[Signature]*

## Résumé

Les réseaux réflecteurs imprimés connaissent un fort développement depuis la fin des années 80. Ce type d'antenne offre la possibilité de former des diagrammes de rayonnement complexes avec une relative simplicité, un faible coût de réalisation, de faibles pertes et un volume réduit. Cependant, il souffre encore de quelques défauts :

- La non régularité de la géométrie de la cellule sur la surface du réseau, dans le cas d'une antenne passive, peut engendrer des dégradations sur le diagramme de rayonnement, surtout à la transition entre deux géométries extrêmes, lorsqu'un nouveau cycle de phase commence.
- Le nombre relativement élevé de composants utilisés pour contrôler la phase de l'onde réfléchie, dans le cas d'une antenne reconfigurable, augmente le coût de fabrication de l'antenne et complexifie le circuit de commande des éléments reconfigurables.
- La limitation en bande passante, qui a longtemps cantonné ce type d'antenne à des applications bande étroite, est principalement liée au comportement de la cellule unitaire constitutive du réseau.

Dans cette thèse, nous nous intéressons donc à la conception de nouvelles topologies de cellules déphaseuses, passives et surtout reconfigurables, qui permettent, tout en conservant une relative simplicité de réalisation, d'offrir une large bande passante. De plus, le contrôle de la phase, dans le cas des cellules reconfigurables, doit être réalisé avec un nombre réduit de composants afin de respecter la contrainte de faible coût de fabrication.

## Abstract

Microstrip printed reflectarrays experience strong development since the late 80s. This type of antenna has the potential to form complex radiation patterns with relative simplicity, low cost, low losses and low profile. However, it still has some shortcomings:

- The non-regularity of the geometry of the cell on the surface of the array, in the case of passive antenna, may cause degradation on the radiation pattern, especially at the transition between two extreme geometries, when a new phase cycle begins.
- The high number of components used to control the phase of the reflected wave, in the case of reconfigurable antenna, increases the manufacturing cost of the antenna and complicates the control circuit of the reconfigurable elements.
- The limited bandwidth has long confined this type of antenna to narrowband applications and is mainly due to the intrinsic bandwidth of the unit cell.

In this thesis, we therefore focus on the design of new, passive and reconfigurable, phase-shifting cells that can provide a wide bandwidth while maintaining a simple implementation. In addition, the control of the phase, in the case of reconfigurable cells, must be made with a reduced number of components in order to comply the constraint of low manufacturing cost.