

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UNE ANTENNE RÉSEAU-RÉFLECTEUR À BALAYAGE
ÉLECTRONIQUE DU FAISCEAU À 5.4 GHZ POUR DES APPLICATIONS
SPATIALES

MATHIEU RIEL
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
NOVEMBRE 2005



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-16847-9

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-16847-9

NOTICE:

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

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

AVIS:

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

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

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

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

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

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


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CONCEPTION D'UNE ANTENNE RÉSEAU-RÉFLECTEUR À BALAYAGE
ÉLECTRONIQUE DU FAISCEAU À 5.4 GHZ POUR DES APPLICATIONS
SPATIALES

présenté par: RIEL Mathieu

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

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

M. WU Ke, Ph.D., président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. GIRARD Ralph, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

En premier lieu, j'aimerais remercier M. Jean-Jacques Laurin, mon directeur de recherche, pour avoir guidé mes travaux de recherche de façon remarquable. Sa disponibilité et ses précieux conseils durant ma maîtrise ont été très appréciés.

J'aimerais également remercier messieurs Ralph Girard, Jérôme Colinas et Brian Cascarano de l'Agence spatiale canadienne pour avoir contribué à la définition de ce projet de recherche fort intéressant et pour leur intérêt envers ce projet.

Je tiens également à remercier l'équipe de techniciens du centre de recherche Poly-Grames pour leur grand support durant toutes les étapes de mon projet de recherche. Je remercie Jules Gauthier pour ses nombreux conseils éclairés; Steve Dubé pour la fabrication mécanique de la structure d'antenne, de la source primaire ainsi que des structures de test et d'alignement; Roch Brassard pour la fabrication des nombreux circuits imprimés ainsi que pour les mesures d'antenne en champ lointain; Jean-Sébastien Décarie et René Archambault pour leur très important support informatique.

Mes remerciements vont aussi à mes confrères du centre Poly-Grames pour avoir créé une ambiance de travail remarquable grâce entre autres à leur bonne humeur.

De plus, j'aimerais remercier le CRSNG, le FQRNT et l'Agence spatiale canadienne pour leur soutien financier durant mes travaux de recherche.

Finalement, je remercie mes parents pour leur soutien et leurs encouragements depuis toujours ainsi que Valérie pour son appui lors de ma maîtrise.

RÉSUMÉ

Dans des applications de télécommunication ou de télédétection par satellite, des antennes à grand gain sont souvent nécessaires. Ces antennes sont habituellement très volumineuses, massives et coûteuses. Cependant, la tendance actuelle dans le domaine spatial consiste à développer des technologies permettant la conception de petits satellites (< 500 kg) peu dispendieux, mais performants. Ainsi, pour atteindre cet objectif, les antennes à grand gain méritent une attention particulière. Depuis quelques années, dans les applications nécessitant une antenne à balayage du faisceau, l'antenne réseau possédant des modules de transmission et réception (MTRs) distribués est souvent utilisée. Ce type d'antenne permet d'atteindre de très bonnes performances électriques, surtout à basse fréquence, mais est très complexe et coûteux à réaliser.

L'antenne de type réseau-réflecteur microruban (RRM) à balayage électronique du faisceau est une technologie très prometteuse pour réduire les coûts et la complexité d'une antenne à grand gain tout en conservant de bonnes performances, et ainsi remplacer l'antenne réseau dans certaines applications. Le RRM est constitué d'une antenne source primaire illuminant un réflecteur qui est constitué d'un réseau d'éléments réfléchissants. Il combine plusieurs avantages de l'antenne réseau et du réflecteur parabolique. Malgré le fait que le RRM à faisceau fixe a été l'objet de nombreuses recherches depuis le début des années 1990, peu de recherches se sont concentrées sur le RRM à balayage du faisceau. En effet, très peu de résultats mesurés de RRM à balayage du faisceau complets ont été présentés jusqu'à présent dans la littérature, ce qui

fait que les performances pouvant être atteintes par ce type d'antenne ne sont pas très bien connues.

L'objectif principal du projet de recherche est de concevoir un RRM à balayage électronique du faisceau complet à 5.4 GHz et de mesurer ses performances. Pour atteindre cet objectif, il faut tout d'abord effectuer la conception d'un élément reconfigurable du réseau. Cet élément doit posséder de faibles pertes ainsi qu'un coefficient de réflexion dont la phase est variable électroniquement sur une plage de 360° .

Dans ce mémoire, une nouvelle configuration d'élément reconfigurable est proposée et son fonctionnement est expliqué. Cet élément consiste en une antenne microruban (patch) couplée par fente à une ligne de transmission terminée par deux diodes varactors. Cet élément est simulé et mesuré expérimentalement à l'aide d'un simulateur guide d'ondes. Ses performances mesurées sont excellentes et dépassent celles obtenues par les autres éléments à variation de phase continue présents dans la littérature. En effet, sa plage de phase continue atteignable est supérieure à 360° et ses pertes maximales sont de 2.7 dB à 5.4 GHz. Ainsi, cette nouvelle configuration proposée constitue une contribution importante au niveau des éléments reconfigurables s'appliquant aux RRM à balayage du faisceau.

À partir de l'élément reconfigurable proposé, un RRM à balayage électronique du faisceau de 30 éléments est réalisé. Les mesures effectuées sur le RRM démontrent que le faisceau de l'antenne peut être balayé sur une plage d'au moins 30° dans le plan H et 40° dans le plan E, ce qui est excellent. Sur cette plage d'angles, la direction mesurée

du faisceau concorde bien avec celle désirée en théorie. De plus, les différentes sources de pertes de l'antenne sont analysées et estimées dans le mémoire. Ceci permet d'estimer à environ 40 % l'efficacité pouvant être atteinte par un RRM à balayage électronique du faisceau à grand gain fabriqué à partir de l'élément reconfigurable proposé, ce qui est relativement bon pour une antenne à balayage du faisceau. Ainsi, cette technologie d'antenne pourrait potentiellement être très intéressante pour remplacer les antennes réseaux actives à grand gain dans certaines applications à faible coût.

Cette réalisation d'un RRM à balayage électronique du faisceau complet constitue une contribution importante puisqu'elle permet d'évaluer les performances pouvant être atteintes par ce type d'antenne. Finalement, les différents résultats présentés pour l'élément reconfigurable et le RRM démontrent que les objectifs du mémoire fixés au départ sont pleinement accomplis.

ABSTRACT

In space applications such as telecommunications or remote sensing, high-gain antennas are often necessary. The volume, mass and cost of these antennas are usually very high. However, the current trend is to develop new technologies enabling the design of small (< 500 kg), inexpensive and efficient spacecrafts. Thus, in order to achieve this objective, the problems with high-gain antennas must be addressed. In applications requiring a beam scanning antenna, an active phased array using distributed transmit/receive modules are often used nowadays. This type of antenna achieves very good electrical performances especially at low frequencies, but its realization is very complex and costly.

The electronically beam scanning microstrip reflectarray antenna (MRA) is a very promising technology to reduce the cost and complexity of a high-gain antenna while still achieving good performances, and thus to replace the phased array in some applications. The MRA consists of a feed antenna that illuminates an array of reflecting elements. This type of antenna combines many advantages of a phased array and of a parabolic reflector antenna. While many research studies have focused on realizing fixed beam MRAs since the start of the 1990s, only a few studies have been done on the beam scanning MRA. In fact, very few measured results of fully implemented electronically beam scanning MRAs have been presented in the literature. Thus, the performances that can be achieved by this type of antenna are not well known.

The main objective of the research project is to design a complete electronically beam scanning MRA at 5.4 GHz and to measure its performances. In order to achieve this goal, the design of a single reconfigurable reflectarray element needs to be done. This element needs to have low loss as well as a reflection coefficient phase that can be tuned electronically in a 360° range.

In this thesis, a novel reconfigurable element is proposed and its principle of operation is explained. This element consists of a microstrip patch aperture-coupled to a transmission line loaded with two varactor diodes. This element is simulated and measured experimentally using a waveguide simulator. Its measured performances are excellent and surpass those achieved by the other elements with continuous phase tuning present in the literature. Effectively, its continuous attainable phase range is higher than 360° and its maximum loss is 2.7 dB at 5.4 GHz. Thus, this proposed novel configuration represents an important contribution in the field of reconfigurable elements that can be applied to beam scanning MRAs.

Using the proposed reconfigurable element, a 30 element electronically beam scanning MRA is realized. The measurements made on this MRA demonstrate the excellent beam scanning ability of the antenna. In fact, the beam can be scanned at least in a 30° range in the H plane and in a 40° range in the E plane. In this range of angles, the measured beam direction is in good agreement with the desired theoretical direction. Also, the different losses present in the antenna are analyzed and estimated in this thesis. With this loss analysis, it is estimated that a high-gain electronically beam scanning MRA realized using the proposed reconfigurable element could achieve an efficiency of

around 40 %, which is considered good for a beam scanning antenna. Thus, this antenna technology could potentially be very interesting to replace high-gain active phased arrays in some low-cost applications.

This realization of a complete electronically beam scanning MRA represents an important contribution since it allows a good evaluation of the performances that can be achieved by this type of antenna. Finally, the different results presented for the reconfigurable element and the MRA show that the objectives of the thesis are fully accomplished.

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements.....	iv
Résumé.....	v
Abstract	viii
Table des matières.....	xi
Liste des tableaux.....	xv
Liste des figures	xvi
Liste des sigles, abréviations et symboles.....	xxiv
Introduction	1
0.1 Problématique	1
0.2 Définition du mémoire	3
0.3 Objectifs du mémoire.....	5
0.4 Structure du mémoire.....	6
Chapitre 1 Introduction au réseau-réflecteur.....	7
1.1 Concept du réseau-réflecteur.....	7
1.2 Intérêt du réseau-réflecteur	10
1.2.1 Avantages et inconvénients pour une antenne à faisceau fixe	10
1.2.2 Avantages et inconvénients pour une antenne à balayage électronique du faisceau	13
1.2.3 Applications	19
1.3 Théorie des réseaux-réflecteurs.....	20

1.3.1	Fonctionnement	20
1.3.2	Revue de littérature	23
1.3.2.1	Réseau-rélecteur microruban à faisceau fixe	24
1.3.2.2	Réseau-rélecteur microruban à balayage du faisceau	29
Chapitre 2	Conception de l'élément reconfigurable	36
2.1	Choix du type de composant actif et ses caractéristiques	36
2.1.1	Choix du type de composant actif : diode varactor	36
2.1.2	Survol des caractéristiques d'une diode varactor	38
2.2	Conception de l'élément reconfigurable	40
2.2.1	Structure d'antenne couplée par fente	40
2.2.2	Méthode de déphasage du coefficient de réflexion de l'élément	42
2.2.3	Circuit de déphasage à une diode varactor	44
2.2.4	Configuration de l'élément reconfigurable complet	48
2.2.5	Guides pour la conception du circuit de déphasage et pour le choix de la diode varactor	50
2.2.6	Conception de l'élément reconfigurable	53
2.3	Structure de test de l'élément : simulateur guide d'ondes	58
2.3.1	Théorie	58
2.3.2	Conception	61
2.3.3	Validation	66
2.4	Méthodes de simulation et de fabrication de l'élément	68
2.5	Résultats et discussions	70

2.5.1 Résultats du circuit de déphasage à une diode varactor	70
2.5.2 Résultats de l'élément reconfigurable complet	74
2.5.2.1 Cellule #1.....	74
2.5.2.2 Cellule #2.....	79
2.5.2.3 Mesures en puissance	82
2.5.2.4 Résumé des résultats.....	87
2.5.3 Discussions sur l'élément reconfigurable complet.....	88
Chapitre 3 Réalisation d'un réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau..	91
3.1 Banc de mesures en champ lointain	91
3.2 Structure et composants de l'antenne.....	92
3.2.1 Structure de l'antenne.....	92
3.2.2 Source primaire	94
3.2.2.1 Conception.....	94
3.2.2.2 Résultats	96
3.2.3 Contrôle des tensions analogiques	99
3.3 Conception du réseau-rélecteur complet.....	101
3.3.1 Méthode de conception	101
3.3.2 Réseau-rélecteur à faisceau fixe pour validation	103
3.3.2.1 Conception.....	103
3.3.2.2 Résultats	106
3.3.3 Réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau.....	115
3.3.3.1 Conception.....	115

3.3.3.2 Résultats	118
3.3.4 Analyse des résultats et discussion.....	127
3.3.4.1 Balayage du faisceau	127
3.3.4.2 Analyse de pertes.....	128
3.3.4.3 Autres caractéristiques de rayonnement.....	136
Chapitre 4 Conclusions	138
4.1 Contributions.....	138
4.2 Travaux futurs	140
Références	143

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 0-1	Cahier des charges du radar à synthèse d'ouverture.....	4
Tableau 1-1	Caractéristiques du RRM comparativement à une antenne réseau microruban et à un réflecteur parabolique. Ce tableau est pour une antenne à faisceau fixe et à grand gain.....	13
Tableau 2-1	Dimensions et caractéristiques de substrat pour l'élément reconfigurable.....	56
Tableau 2-2	Paramètres S de l'adaptateur à 5.4 GHz (amplitude en dB et phase en degrés)	63
Tableau 2-3	Caractéristiques principales des circuits de déphasage à une diode mesurés comparativement à la théorie	72
Tableau 2-4	Tableau résumant les performances mesurées des éléments conçus et comparant ces derniers aux éléments de la littérature possédant une variation de phase continue	88
Tableau 3-1	Dimensions et caractéristiques de substrat pour l'élément de RRM à faisceau fixe	104
Tableau 3-2	Résultats mesurés des RRM conçus.....	125
Tableau 3-3	Budget de pertes pour les RRM conçus	132

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 Schéma d'une antenne de type réflecteur parabolique. Les pointillés illustrent les surfaces équiphases.	7
Figure 1-2 Schéma d'une antenne réseau microruban (h est l'épaisseur du substrat). Une vue de coupe du réseau d'éléments est illustrée ici. Les pointillés illustrent la surface équiphase.	8
Figure 1-3 Schéma d'un réseau-réflecteur microruban. Une vue de coupe du réseau d'éléments est illustrée ici. Les pointillés illustrent les surfaces équiphases.	9
Figure 1-4 Architecture d'un réseau-phasé passif. Figure tirée de (Parker et Zimmermann 2002).....	14
Figure 1-5 Architecture d'un réseau-phasé actif. Figure tirée de (Parker et Zimmermann 2002).....	15
Figure 1-6 Architecture d'un RRM à balayage électronique de faisceau	17
Figure 1-7 Réseau linéaire orienté en z	21
Figure 1-8 Illustration d'un réseau d'éléments de RRM (vue de haut) utilisant des patches identiques et des lignes de transmission de longueur variable	25
Figure 1-9 Illustration d'un réseau d'éléments de RRM (vue de haut) utilisant des patches de dimensions variables	26
Figure 1-10 Exemple de courbes de phase du coefficient de réflexion pour un élément d'un RRM utilisant des patches de dimensions variables.....	26

Figure 1-11 Exemple de courbes d'amplitude du coefficient de réflexion pour un élément d'un RRM utilisant des patches de dimensions variables	27
Figure 2-1 Modèle petit signal simplifié d'une diode varactor en polarisation inverse..	39
Figure 2-2 Exemple de courbe de capacité totale C_T en fonction de la tension inverse de polarisation V_R pour une diode varactor	39
Figure 2-3 Structure d'une antenne couplée par fente (a) vue de côté (b) vue du dessous	41
Figure 2-4 Représentation de l'antenne couplée par fente, à l'exception de la ligne de transmission, par une boîte de paramètres S à deux portes.....	42
Figure 2-5 Circuit de déphasage utilisant une seule diode varactor (les circuits de polarisation de la diode ne sont pas montrés)	44
Figure 2-6 Exemple de courbe optimale de Z_t (ou Γ_t) vs V_R pour le circuit de déphasage à une diode	45
Figure 2-7 Courbes de Γ_t vs V_R lorsque $R_t = 0$ et que la réactance normalisée x_t varie d'une valeur constante de 0.4. Cinq positions différentes pour le centre de la plage de la réactance normalisée sont illustrées : $x_{tc1} = 0$, $x_{tc2} = 1$, $x_{tc3} = 5$, $x_{tc4} = -1$, $x_{tc5} = -5$	47
Figure 2-8 Courbes (a) Z_1 vs V_R (b) Z_2 vs V_R (c) Z_{tot} vs V_R	48
Figure 2-9 Configuration de l'élément reconfigurable de RRM (a) Vue de côté (pas à l'échelle) (b) Vue du dessous.....	50
Figure 2-10 Courbes normalisées de C_{Tmax} vs C_{Tmin} pour obtenir une variation de phase pour Γ_t de 160° , 170° ou 180° . Ces courbes supposent une fréquence de 5.4 GHz, une courbe de Z_t vs V_R optimale, et $R_d = 0$	51

Figure 2-11 (a) Simulateur guide d'ondes utilisant une seule patch rectangulaire (b) Réseau infini simulé.....	60
Figure 2-12 Décomposition du mode TE_{10} d'un guide rectangulaire en deux ondes planes	61
Figure 2-13 Paramètres S simulés de l'adaptateur (a) S_{11} et S_{22} (b) $S_{21} = S_{12}$	64
Figure 2-14 Photographies de l'adaptateur pour le simulateur guide d'ondes. (a) Vue du côté guide standard WR187 (b) Vue du côté guide carré	64
Figure 2-15 Photographies des étalons de calibration (a) court-circuit (b) court-circuit décalé de 250 mils (c) court-circuit décalé de 750 mils.....	65
Figure 2-16 Coefficient de réflexion mesuré du quatrième étalon pour 5 essais différents (a) Amplitude (b) Phase	67
Figure 2-17 Photographie de quatre circuits de déphasage à une diode varactor, dont un seul est inséré dans le montage de test d' <i>Anritsu</i>	70
Figure 2-18 Mesures de Γ_t du circuit de déphasage à une diode à 5.4 GHz pour différentes tensions V_R de 0 à 20 V, avec intervalles de 2 V (a) Cellule #1 (b) Cellule #2.....	71
Figure 2-19 Mesures de Γ_t du circuit de déphasage à une diode pour $V_R = 8$ V et pour une plage de fréquences de 5.1 à 5.7 GHz (a) Cellule #1 (b) Cellule #2. Le point correspond à la fréquence de 5.4 GHz.	73
Figure 2-20 Photographies de la cellule #1 (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous....	74
Figure 2-21 Schéma-bloc du montage pour les mesures d'un élément reconfigurable ..	75

Figure 2-22 Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'élément reconfigurable complet (cellule #1)	76
Figure 2-23 Erreur de déphasage maximale entre deux éléments pour la cellule #1 calculée à partir des mesures.....	79
Figure 2-24 Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'élément reconfigurable complet (cellule #2, échantillon #1)	80
Figure 2-25 Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'élément reconfigurable complet (cellule #2, échantillon #2)	80
Figure 2-26 Erreur de déphasage maximale entre deux éléments pour les deux échantillons de la cellule #2. L'erreur est calculée à partir des mesures.	81
Figure 2-27 Comparaison entre les mesures des deux échantillons de la cellule #2 à 5.4 GHz	82
Figure 2-28 Schéma-bloc du montage pour les mesures en puissance d'un élément	83
Figure 2-29 Mesures du coefficient de réflexion à 5.4 GHz de l'échantillon #1 de la cellule #2 en fonction de la tension de polarisation, pour plusieurs puissances incidentes sur le DUT	85
Figure 2-30 Mesures du coefficient de réflexion à 5.4 GHz de l'échantillon #1 de la cellule #2 en fonction de la puissance incidente sur le DUT, pour plusieurs tensions de polarisation. La phase est normalisée à 0° à la puissance minimale mesurée.....	85
Figure 2-31 Erreur de déphasage maximale entre deux éléments en fonction de la puissance	87

Figure 3-1 Système de coordonnées sphériques utilisé pour les diagrammes de rayonnement.....	92
Figure 3-2 Structure de l'antenne réseau-réfecteur (vue du plan H de l'antenne).....	93
Figure 3-3 (a) Photographie de la source primaire vue de côté (b) Schéma de la source vue de face en montrant son système de coordonnées.....	95
Figure 3-4 Paramètre S_{11} simulé et mesuré au niveau du connecteur coaxial de la source primaire	96
Figure 3-5 Diagrammes de gain mesurés et simulés à 5.4 GHz de la source primaire en copolarisation et contrapolarisation (a) Plan E ($\theta_f = 90^\circ$) (b) Plan H ($\phi_f = 90^\circ$)	98
Figure 3-6 Gain maximal dans le plan H de la source primaire en fonction de la fréquence.....	98
Figure 3-7 Photographie de la carte EVAL-AD5532EB installée dans le réseau-réfecteur complet.....	100
Figure 3-8 Photographie montrant la carte qui est reliée à la plaquette d'amplification par des câbles coaxiaux blancs. La plaquette d'amplification est ensuite reliée au réseau par des fils de couleur.	100
Figure 3-9 Coefficient de réflexion de l'élément du RRM à faisceau fixe simulé à incidence normale à 5.4 GHz en fonction de la longueur L_1 de la ligne de transmission	104
Figure 3-10 Photographie de la vue de dessous du réseau d'éléments du RRM à faisceau fixe	105

Figure 3-11 Gain maximal dans le plan H du RRM à faisceau fixe en fonction de la fréquence	106
Figure 3-12 Diagramme de gain de E_ϕ du RRM à faisceau fixe mesuré à 5.4 GHz	107
Figure 3-13 Plan H ($\phi = 0^\circ$) du diagramme de gain du RRM à faisceau fixe mesuré à 5.4 GHz	108
Figure 3-14 Plan E ($\theta = \theta_{0m} = 68^\circ$) du diagramme de gain de E_ϕ du RRM à faisceau fixe mesuré à 5.4 GHz	109
Figure 3-15 Comparaison des diagrammes de rayonnement de E_ϕ mesuré et théorique dans le plan H du RRM à faisceau fixe à 5.4 GHz	111
Figure 3-16 Plan H des diagrammes de gain mesurés à 5.4 GHz pour le RRM à faisceau fixe ainsi que pour le RMP	112
Figure 3-17 Plan H des diagrammes de rayonnement mesurés et théoriques à 5.4 GHz pour le RRM à faisceau fixe ainsi que pour le RMP	115
Figure 3-18 Coefficient de réflexion de l'élément du RRM à balayage du faisceau simulé à incidence normale en fonction de la tension inverse sur les diodes	116
Figure 3-19 Photographie du RRM à balayage électronique du faisceau	117
Figure 3-20 Photographie de la vue de dessous du réseau d'éléments du RRM à balayage du faisceau (sans la présence des diodes)	117
Figure 3-21 Gain maximal dans le plan H du RRM à balayage du faisceau en fonction de la fréquence pour quelques directions de faisceau ayant $\phi_{0t} = 0^\circ$ et différents θ_{0t} : 50, 60, 70 et 80°	119

Figure 3-22 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 50^\circ$). (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E.....	120
Figure 3-23 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 60^\circ$). (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E.....	121
Figure 3-24 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 70^\circ$). (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E.....	122
Figure 3-25 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : ($\phi_{0t} = -10^\circ$, $\theta_{0t} = 60^\circ$). (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E.....	123
Figure 3-26 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : ($\phi_{0t} = -20^\circ$, $\theta_{0t} = 60^\circ$). (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E.....	124
Figure 3-27 Plan H ($\phi = 0$) du diagramme de gain de E_ϕ du RRM à balayage du faisceau mesuré à 5.5 GHz, pour quelques directions de faisceau ayant $\phi_{0t} = 0^\circ$ et différents θ_{0t} : 40, 50, 60, 70 et 80°	126
Figure 3-28 Comparaison des diagrammes de rayonnement de E_ϕ mesuré et théorique dans le plan H du RRM à balayage du faisceau à 5.5 GHz pour la direction de faisceau ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 70^\circ$).....	127

Figure 3-29 Coefficient de réflexion de l'élément du RRM à balayage du faisceau simulé à 5.4 GHz en fonction de la tension inverse sur les diodes, pour différents angles d'incidence : 0° , 11.1° , 22.6° et 50.3°	134
---	-----

LISTE DES SIGLES, ABRÉVIATIONS ET SYMBOLES

ASC :	Agence spatiale canadienne
BFN :	Réseau de formation de faisceau (<i>Beam Forming Network</i>)
C :	Bande radiofréquence qui s'étend de 4 à 8 GHz
CPU :	Unité centrale de traitement ou processeur (<i>Central Processing Unit</i>)
DAC :	Convertisseur numérique à analogique (<i>Digital to Analog Converter</i>)
DUT :	Composant sous test (<i>Device Under Test</i>)
GaAs :	Arseniure de gallium (<i>Gallium Arsenide</i>)
HPA :	Amplificateur à haute puissance (<i>High Power Amplifier</i>)
Ka :	Bande radiofréquence qui s'étend de 26 à 40 GHz
L :	Bande radiofréquence qui s'étend de 1 à 2 GHz
LNA :	Amplificateur à faible bruit (<i>Low Noise Amplifier</i>)
MEMS :	Microsystème électromécanique (<i>Micro-Electro-Mechanical System</i>)
MESFET :	Transistor à effet de champ métal semi-conducteur (<i>Metal Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MMIC :	Circuit intégré micro-onde monolithique (<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>)
MTR :	Module de transmission et réception
PIN :	Type de diode formée d'une région de semi-conducteur intrinsèque entourée de régions de type P et N (<i>P-type, Intrinsic, N-type</i>)
RCS :	Surface équivalente radar (<i>Radar Cross Section</i>)

- RMP : Réflecteur métallique plat
- RRM : Réseau-réflecteur microruban
- SAR : Radar à synthèse d'ouverture (*Synthetic Aperture Radar*)
- TEM : Transverse électromagnétique (*Transverse Electromagnetic*)
- VNA : Analyseur de réseau vectoriel (*Vector Network Analyzer*)
- X : Bande radiofréquence qui s'étend de 8 à 12 GHz
- $\angle\Gamma, \Psi$: Phase du coefficient de réflexion

INTRODUCTION

0.1 Problématique

Les premiers satellites à être lancés dans l'espace, dont Sputnik 1 en 1957 et Explorer en 1958, étaient petits. Un petit satellite est défini ici comme ayant une masse inférieure à 500 kg. Cependant, entre 1965 et 1985, l'intérêt pour les petits satellites a diminué et s'est déplacé vers de plus gros (>500 kg) systèmes pouvant atteindre les meilleures performances possibles (Wertz et Larson 1999). Ce nouvel intérêt a mené par exemple à la mise en place d'imposantes charges utiles de télécommunications en orbite géostationnaire. Malgré l'ascension rapide de la taille des systèmes spatiaux, il y a toujours eu plusieurs programmes pour des petits satellites, mais ils n'attiraient pas beaucoup l'attention. Ainsi, jusqu'à environ 1990, la plupart des recherches s'orientaient vers des technologies conventionnelles destinées à améliorer une petite quantité de satellites de grande complexité, de haute performance et de grande taille.

Récemment, l'attention s'est plutôt tournée vers les petits satellites principalement dans le but de réduire les coûts et les temps de production. De plus, avec la miniaturisation de plusieurs composants dont les composants électroniques, les petits satellites utilisant des technologies avancées peuvent désormais être très performants. Ainsi, beaucoup de recherches s'orientent maintenant sur des technologies permettant de réduire la masse, le volume et le coût de plusieurs composants de satellite. Évidemment, ces technologies ne s'appliquent pas seulement aux petits satellites et peuvent également être utilisées dans de plus gros satellites.

Parmi les composants à améliorer, les antennes à grand gain, qui sont nécessaires dans plusieurs applications de télécommunications et de télédétection, méritent une attention particulière puisqu'elles sont généralement très volumineuses, massives et coûteuses.

Dans les applications nécessitant des antennes à grand gain et à faisceau fixe, par exemple des applications de télécommunications, l'antenne la plus souvent utilisée est le réflecteur parabolique. Depuis quelques années, plusieurs travaux ont été effectués sur un nouveau type d'antenne : le réseau-réflecteur microruban (RRM) à faisceau fixe. Le RRM ressemble à un réflecteur parabolique, mais possède un réflecteur plat plutôt que courbé. Ce réflecteur plat est constitué d'un réseau d'éléments construit avec la technologie microruban. Ceci apporte des avantages de coût de fabrication, de masse, de volume et de facilité de déploiement de l'antenne dans l'espace par rapport au réflecteur parabolique (voir section 1.2.1). Ainsi, l'antenne RRM à faisceau fixe est très prometteuse pour remplacer le réflecteur parabolique dans plusieurs applications de télécommunications.

Une autre technologie intéressante permettant de réduire davantage la masse du RRM est de construire son réseau d'éléments sur des membranes flexibles très minces, qui sont très légères. Ces membranes pourraient éliminer l'utilisation des substrats conventionnels.

Du côté des applications nécessitant des antennes à grand gain et à balayage de faisceau, l'antenne réseau est habituellement utilisée. Il existe deux types d'antenne réseau à balayage de faisceau : le réseau-phasé passif et le réseau-phasé actif (voir

section 1.2.2). Le premier possède une faible efficacité pour des antennes à grand gain tandis que le second possède de très bonnes performances surtout à basse fréquence, mais est très complexe et coûteux. Ainsi, une antenne à balayage de faisceau permettant d'obtenir de bonnes performances tout en étant simple et peu dispendieuse serait très intéressante pour plusieurs applications, par exemple pour des petits satellites.

Le présent mémoire porte justement sur la conception d'une antenne à balayage de faisceau qui pourrait potentiellement remplacer l'antenne réseau pour ces applications : le RRM à balayage électronique du faisceau. En effet, il a le potentiel d'obtenir de meilleures performances que le réseau-phasé passif. De plus, puisqu'il possède beaucoup moins de composants que le réseau-phasé actif, il possède un avantage de simplicité et de coût sur ce dernier. Il a également le potentiel d'obtenir une efficacité comparable au réseau-phasé actif pour des applications à hautes fréquences.

0.2 Définition du mémoire

La définition du projet s'est effectuée au début de l'été 2004 à la suite de discussions avec l'Agence spatiale canadienne (ASC). L'ASC était intéressée par la technologie des RRM. En effet, ils travaillaient eux-mêmes sur un RRM passif pouvant balayer le faisceau en changeant la fréquence et ils envisageaient travailler éventuellement sur les RRM actifs à balayage électronique du faisceau. Les RRM à balayage électronique étaient envisagés dans le but de potentiellement remplacer les antennes réseaux actives pour certaines applications.

Au moment de la définition du projet, il n'y avait pas eu beaucoup de publications concernant les RRM à balayage électronique du faisceau. De plus, dans ces publications, très peu de résultats mesurés de RRM complets à balayage électronique du faisceau avaient été présentés. Donc, les performances pouvant être atteintes par ce type d'antenne n'étaient pas très bien connues. Ainsi, le but du présent projet était de concevoir un RRM à balayage électronique du faisceau utilisant une nouvelle configuration d'élément reconfigurable pour démontrer le concept et pour évaluer ses performances.

L'ASC était intéressée aux RRM à balayage du faisceau pour une application de radar à synthèse d'ouverture (SAR) sur un satellite en basse orbite. Le cahier des charges désiré et fourni par l'ASC pour cette application est présenté dans le tableau suivant.

Tableau 0-1 Cahier des charges du radar à synthèse d'ouverture

Caractéristique	Valeurs
Fréquence d'opération	5.4 GHz
Largeur de bande	100 MHz
Altitude du satellite	800 km
Surface de l'ouverture de l'antenne	20 m ² (5 m x 4 m)
Balayage du faisceau	±20 °
Puissance crête	3000 W
Facteur d'utilisation	10%
Puissance moyenne	300 W
Temps de commutation de phase	< 10 ms
Surface de chaque élément	0.7 λ x 0.7 λ
Puissance DC pour le contrôle de phase	10 mW / cellule
Résolution angulaire	0.5°
Stabilité de phase	± 2° / 10°C
Stabilité d'amplitude	± 0.1 dB / 10°C
Technologie pour le contrôle de phase	MEMS ou diodes

Ce cahier des charges est très utile pour avoir une idée globale des performances que l'antenne doit atteindre. Évidemment, le but n'est pas de concevoir une antenne répondant à tous ces critères. Ceci n'est pas possible dans le cadre d'un mémoire de maîtrise. Le but est plutôt de tenter de concevoir un RRM à balayage du faisceau en tenant compte le plus possible de ces spécifications.

De plus, l'idée de concevoir un RRM sur des membranes flexibles était une avenue intéressante à nos yeux et également pour l'ASC. Cependant, en premier lieu, le but du projet est de réaliser une preuve de concept du RRM à balayage électronique de faisceau, que ce soit sur des substrats flexibles ou rigides.

0.3 Objectifs du mémoire

L'objectif principal du présent mémoire est de concevoir et de fabriquer un réseau-rélecteur microruban en bande C (5.4 GHz) pouvant balayer électroniquement l'angle du faisceau d'antenne.

Cependant, pour pouvoir atteindre cet objectif principal, un aspect crucial du projet consiste en la conception d'un élément du réseau. Les objectifs de performance pour cet élément reconfigurable sont :

- pouvoir varier dynamiquement et de façon électronique la phase du coefficient de réflexion sur une plage de 360°
- présenter de faibles pertes de réflexion

De plus, un objectif secondaire est d'évaluer les performances de l'élément reconfigurable en fonction de la puissance de l'onde incidente.

0.4 Structure du mémoire

Le présent mémoire est divisé en quatre chapitres. Le premier chapitre consiste en une introduction en la matière des réseaux-rélecteurs. Le concept du réseau-rélecteur est premièrement introduit brièvement pour ensuite enchaîner avec son intérêt. Puis, une brève revue de la littérature est présentée pour les réseaux-rélecteurs à faisceau fixe ainsi qu'à balayage de faisceau. Le deuxième chapitre porte sur la conception de l'élément reconfigurable de RRM à balayage électronique du faisceau. Les différents résultats simulés et mesurés de cet élément sont présentés dans ce chapitre. Le troisième chapitre porte principalement sur la conception d'un réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau complet à partir de l'élément reconfigurable présenté dans le deuxième chapitre. Finalement, le dernier chapitre discute des contributions de ce mémoire ainsi que des suggestions pour des travaux futurs.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION AU RÉSEAU-RÉFLECTEUR

1.1 Concept du réseau-réflecteur

Le réseau-réflecteur est un type d'antenne qui combine plusieurs concepts de deux autres types d'antenne très bien connus : l'antenne réflecteur (par exemple de forme parabolique) et l'antenne réseau.

L'antenne réflecteur parabolique, illustrée à la Figure 1-1, est constituée d'une source primaire qui est positionnée au foyer d'un réflecteur métallique de forme parabolique. Ce réflecteur est utilisé pour transformer l'onde sphérique provenant de la source primaire en une onde plane. Lorsque l'antenne est utilisée en transmission, le réflecteur sert à concentrer les rayons provenant de la source vers une direction précise $\hat{r}_o$. Cette direction correspond à la direction du faisceau principal de l'antenne.

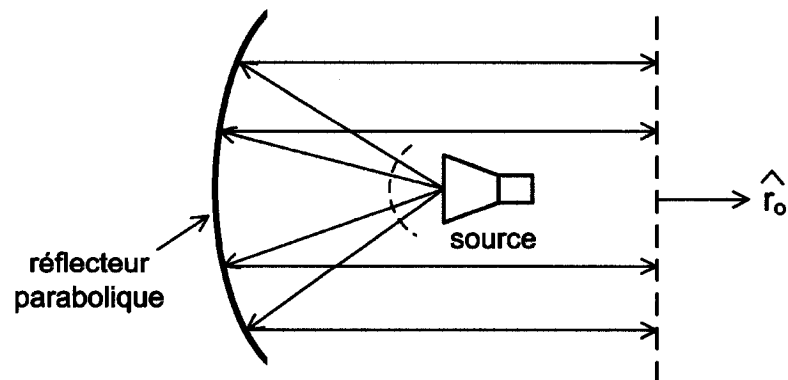


Figure 1-1 Schéma d'une antenne de type réflecteur parabolique. Les pointillés illustrent les surfaces équiphasées.

L'antenne réseau, illustrée à la Figure 1-2, est constituée d'un réseau d'éléments rayonnants. La puissance doit être acheminée à chaque élément rayonnant par un réseau de formation de faisceau (BFN) qui est formé de lignes de transmission, de diviseurs de puissance et de déphaseurs. Pour produire un faisceau d'antenne dans la direction $\hat{r}_o$, les éléments du réseau doivent être excités avec des phases relatives bien précises. Ces phases relatives peuvent être déterminées grâce à la théorie des réseaux.

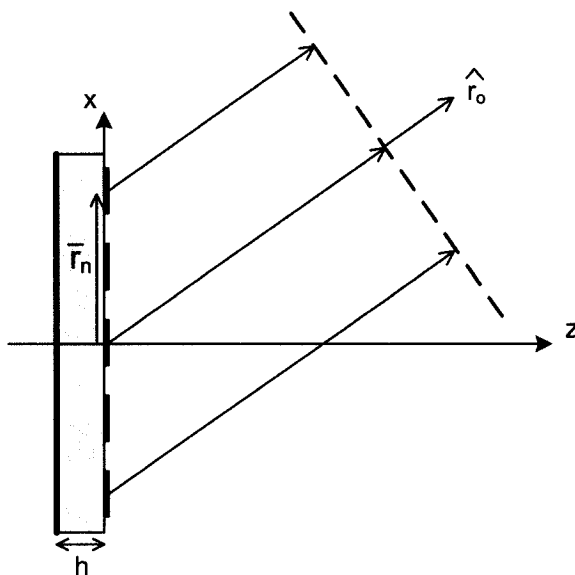


Figure 1-2 Schéma d'une antenne réseau microruban (h est l'épaisseur du substrat). Une vue de coupe du réseau d'éléments est illustrée ici. Les pointillés illustrent la surface équiphasé.

Comme il a été mentionné plus haut, le réseau-réflecteur combine des concepts de ces deux types d'antenne. Un exemple de réseau-réflecteur est illustré à la Figure 1-3. Comme le réflecteur parabolique, le réseau-réflecteur est constitué d'une source primaire qui illumine un réflecteur. Cependant, le réflecteur du réseau-réflecteur est plat et non

de forme parabolique. De plus, il n'est pas complètement métallique. Le réflecteur est plutôt formé d'un réseau d'éléments réfléchissants. Chacun des éléments est conçu pour réfléchir l'onde incidente provenant de la source primaire avec la phase requise pour produire une onde dans une direction désirée $\hat{r}_o$, c'est-à-dire de diriger le faisceau réfléchi dans cette direction. Tout comme pour l'antenne réseau, le réseau d'éléments du réseau-réflecteur peut être construit dans la technologie microruban. Par exemple, chaque élément peut être formé d'une simple patch rectangulaire (le terme anglais « patch » est utilisé dans ce document pour faire référence à une pièce métallique). La technologie microruban est souvent adoptée due à sa structure planaire, à sa simplicité et à son faible coût de fabrication. Ce document traite principalement des réseaux-réflecteurs microrubans (RRMs).

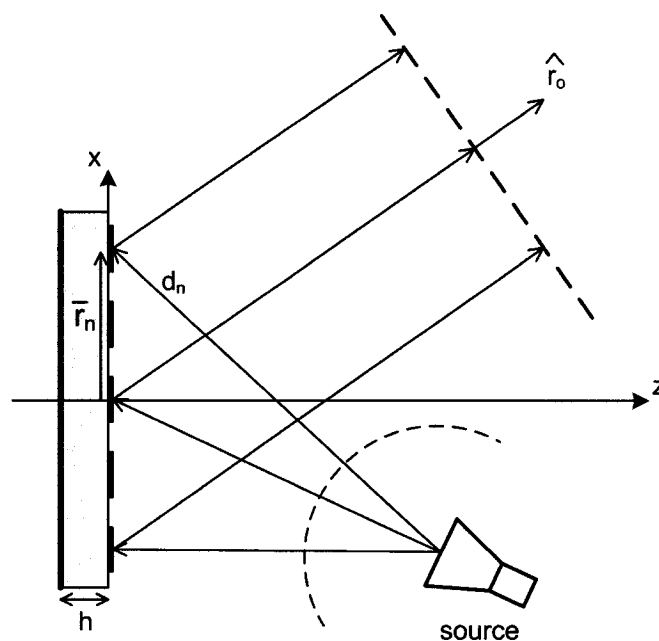


Figure 1-3 Schéma d'un réseau-réflecteur microruban. Une vue de coupe du réseau d'éléments est illustrée ici. Les pointillés illustrent les surfaces équiphasées.

1.2 Intérêt du réseau-réflecteur

1.2.1 Avantages et inconvénients pour une antenne à faisceau fixe

Le RRM combine plusieurs avantages des antennes réseau et réflecteur. Considérons tout d'abord un RRM à faisceau fixe, c'est-à-dire constitué d'éléments passifs. Premièrement, par rapport à une antenne réflecteur, le RRM est plus simple à fabriquer et beaucoup moins dispendieux puisque le réseau d'éléments est planaire et qu'il est fabriqué dans une technologie de circuits imprimés. En effet, le réflecteur parabolique d'une antenne réflecteur doit généralement être fabriqué à l'aide d'un procédé de moulage spécial pour obtenir une bonne précision sur la surface de la paraboloïde (Huang 1995). La structure planaire du réflecteur du RRM amène également d'autres avantages par rapport à l'antenne réflecteur. Le RRM occupe un volume plus petit et est plus léger qu'une antenne réflecteur. Il peut également être monté en surface très facilement sur un mur ou sur la paroi d'un satellite par exemple, tout en nécessitant une structure de support moins volumineuse et moins lourde qu'un réflecteur parabolique (Huang 1995). Finalement, la structure planaire du réflecteur du RRM fait en sorte qu'il peut être plié et déplié par un mécanisme simple et très fiable, ce qui n'est pas le cas pour la structure courbée d'un réflecteur parabolique (Huang 1995). Ceci peut s'avérer très utile dans des applications spatiales qui nécessitent un système de déploiement pour une antenne de grande taille.

Cependant, la majorité des performances électriques du RRM sont inférieures à celles du réflecteur parabolique. Le principal désavantage du RRM est sa faible largeur

de bande comparativement à l'antenne réflecteur puisque les patches utilisées dans le RRM sont des éléments résonants, et donc à bande étroite. De plus, les éléments du RRM vont ajouter des pertes qui ne sont pas présentes dans le cas de l'antenne réflecteur. L'efficacité du RRM est donc inférieure à celle de l'antenne réflecteur. Cependant, l'efficacité du RRM à faisceau fixe peut s'approcher de celle de l'antenne réflecteur si des matériaux de faibles pertes sont utilisés. Des efficacités d'ouverture supérieures à 50% ont été observées par plusieurs groupes : 52% d'efficacité à la fréquence de conception de 32 GHz ainsi qu'une efficacité maximale de 60% à 31.7 GHz pour un RRM à polarisation circulaire (Huang et Pogorzelski 1998), 54% d'efficacité pour un RRM à polarisation linéaire à 28 GHz (Pozar, Targonski, et Syrigos 1997), efficacité autour de 50% avec quelques ondulations et une efficacité maximale de 70% pour un RRM à double polarisation linéaire opérant dans la bande 8.8 à 9.4 GHz (Chang et Huang 1995). Ces efficacités s'approchent effectivement des efficacités des réflecteurs paraboliques qui se situent souvent autour de 65% (Stutzman et Thiele 1998). Le seul avantage du RRM au niveau des performances électriques se situe au niveau de la contrapolarisation, puisque les éléments utilisés dans un RRM (par exemple des patches rectangulaires) possèdent une certaine sélectivité de polarisation.

Par rapport à une antenne réseau microruban à faisceau fixe, le RRM possède un avantage important. Contrairement à une antenne réseau, un réseau de formation de faisceau (BFN) n'est pas requis dans un RRM puisque la puissance sur chaque élément est distribuée spatialement et provient de la source primaire. Ceci élimine les pertes présentes dans le BFN de l'antenne réseau. Ceci est particulièrement intéressant pour

des antennes à grand gain et opérant à hautes fréquences (par exemple en ondes millimétriques) puisque les pertes dans le BFN d'une grande antenne réseau sont souvent inacceptables à ces fréquences (Pozar, Targonski, et Syrigos 1997). Par contre, comme les antennes réflecteurs, le RRM possède des pertes de débordement et des pertes liées à l'atténuation du signal provenant de la source primaire sur les bords du réflecteur. Ces pertes ne sont pas présentes dans une antenne réseau. Cependant, ces pertes ne dépendent pas de la taille de l'antenne, ce qui n'est pas le cas pour les pertes présentes dans le BFN de l'antenne réseau. Évidemment, il est possible de réduire les pertes de l'antenne réseau en utilisant des guides d'ondes pour former le BFN à la place des lignes microrubans. Cependant, ceci augmente beaucoup les coûts, la masse et la complexité de l'antenne. Ainsi, pour une antenne à grand gain, le RRM offre le potentiel d'atteindre de meilleures efficacités qu'une antenne réseau fabriquée dans la même technologie microruban. L'élimination du BFN réduit aussi l'encombrement sur le circuit imprimé causé par la multitude de lignes de transmission.

Par rapport à l'antenne réseau microruban conventionnelle, le RRM occupe un volume plus élevé et est plus lourd à cause de la source primaire et de la structure nécessaire pour supporter cette antenne source.

Le Tableau 1-1 résume les différentes caractéristiques des trois types d'antenne mentionnés plus haut pour une antenne à faisceau fixe et à grand gain.

Tableau 1-1 Caractéristiques du RRM comparativement à une antenne réseau microruban et à un réflecteur parabolique. Ce tableau est pour une antenne à faisceau fixe et à grand gain.

	Antenne réseau microruban	Réflecteur parabolique	RRM
Masse	très faible	élevé	faible
Volume	faible	élevé	moyen
Coût de fabrication	faible	élevé	faible
Montable en surface sur une structure plane	oui	non	oui
Déploiement	facile	difficile	facile
Réseau de formation de faisceau	oui	non	non
Largeur de bande	faible	élevé	faible
Contrapolarisation	très faible	faible	très faible
Efficacité	faible	élevé	moyen à élevé

1.2.2 Avantages et inconvénients pour une antenne à balayage électronique du faisceau

Comme l'antenne réseau, le RRM possède une caractéristique très intéressante pour plusieurs applications qui est de pouvoir intégrer des éléments actifs dans sa structure dans le but d'effectuer un balayage électronique du faisceau d'antenne sur une grande plage d'angles. Ceci procure un avantage considérable au RRM comparativement au réflecteur parabolique pour plusieurs applications puisque cette fonctionnalité de balayage de faisceau n'est pas possible avec un réflecteur parabolique.

Avant de comparer le RRM avec l'antenne réseau pour des antennes à balayage électronique du faisceau, il est important de présenter les différents types d'antenne réseau. Il existe deux types d'antenne réseau à balayage électronique du faisceau : le réseau-phasé passif et le réseau-phasé actif (Parker et Zimmermann 2002). Le réseau-phasé passif utilise un transmetteur et un récepteur centralisés ainsi que des déphaseurs à

chaque élément du réseau (Figure 1-4). En transmission, le transmetteur fournit un signal de très haute puissance qui se dirige par la suite dans le BFN, puis dans les déphaseurs et les antennes. En réception, le réseau possède un seul amplificateur à faible bruit (LNA) situé juste devant le récepteur.

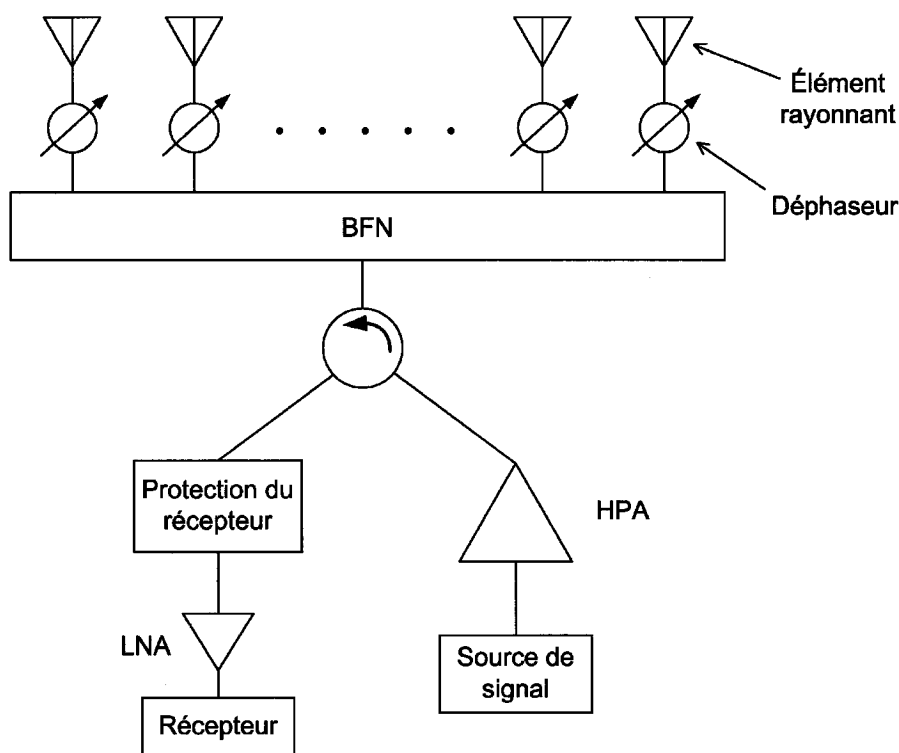


Figure 1-4 Architecture d'un réseau-phasé passif. Figure tirée de (Parker et Zimmermann 2002).

Dans un réseau-phasé actif, la génération des hautes puissances en transmission et l'amplification à faible bruit en réception sont distribuées à chacun des éléments du réseau grâce à la présence d'un module de transmission/réception (MTR) à chaque élément (Figure 1-5). Le MTR est constitué d'un atténuateur variable, d'un déphaseur,

d'un amplificateur haute puissance (HPA) pour la transmission ainsi que d'un limiteur et d'un LNA pour la réception.

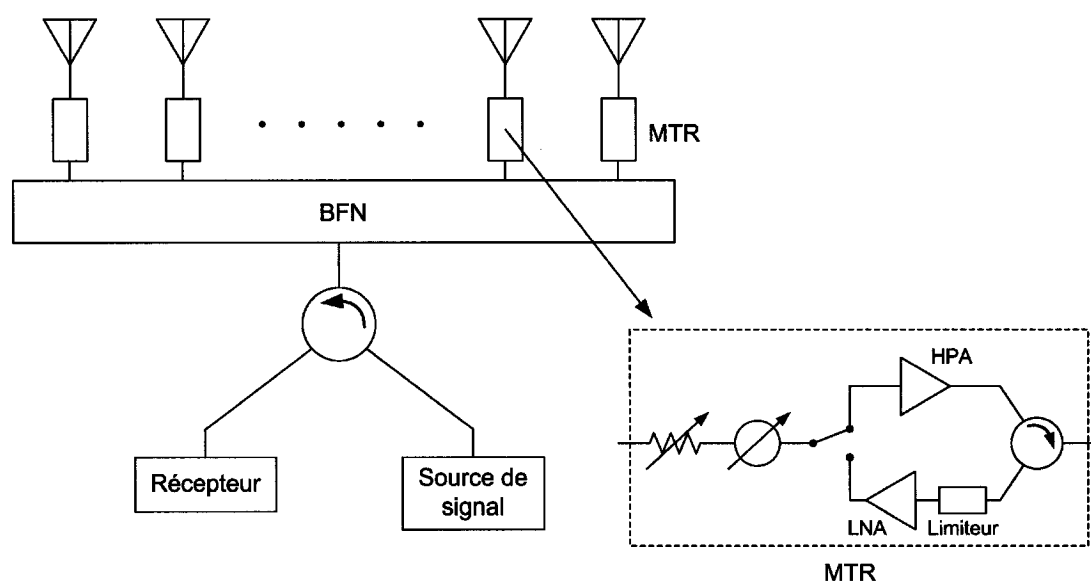


Figure 1-5 Architecture d'un réseau-phasé actif. Figure tirée de (Parker et Zimmermann 2002).

Le réseau-phasé actif possède plusieurs avantages de performance comparativement au réseau-phasé passif, si on considère des antennes à grand gain. Dans le réseau actif, le BFN ainsi que les déphaseurs se trouvent avant les amplificateurs haute puissance. Ainsi, les pertes dans ces circuits n'affectent pas l'efficacité de l'antenne puisque les niveaux de puissance dans ces circuits sont très faibles. La conception de ces circuits est donc plus simple puisqu'ils n'ont pas à être optimisés pour les pertes. Ceci n'est pas le cas pour le réseau passif. En effet, toutes les pertes dans le BFN et dans les déphaseurs se traduisent en une perte d'efficacité du réseau passif. Donc, le réseau actif atteint une meilleure efficacité que le réseau passif. Aussi,

contrairement au réseau actif, le BFN et les déphaseurs du réseau passif doivent pouvoir supporter une haute puissance, ce qui ajoute une autre contrainte lors de la conception. Un autre avantage pour le réseau actif est que la figure de bruit du système en réception est améliorée puisque les LNAs se trouvent tout juste après les antennes. Les déphaseurs et le BFN ne contribuent donc pas à augmenter la figure de bruit du système de façon significative, comme c'est le cas dans un réseau passif. Finalement, les MTRs permettent de contrôler l'amplitude de chaque élément grâce aux atténuateurs variables, ce qui n'est pas possible dans le réseau passif.

Cependant, ces avantages de performance du réseau actif entraînent une augmentation de la complexité et du coût de l'antenne à cause de l'augmentation du nombre de composants.

L'architecture du RRM à balayage électronique du faisceau (Figure 1-6) ressemble beaucoup à l'architecture du réseau-phasé passif. La seule différence est que le BFN du réseau passif est éliminé dans un RRM puisque la puissance est distribuée spatialement grâce à la source primaire. Comme dans le cas de la comparaison pour des antennes à faisceau fixe, le RRM à balayage électronique de faisceau a le potentiel d'obtenir de meilleures efficacités que le réseau passif puisque les pertes élevées dans le BFN sont éliminées. Ceci est évidemment valide pour des antennes à grand gain seulement, et non pour des petites antennes dans lesquelles les pertes dans le BFN seraient plutôt faibles.

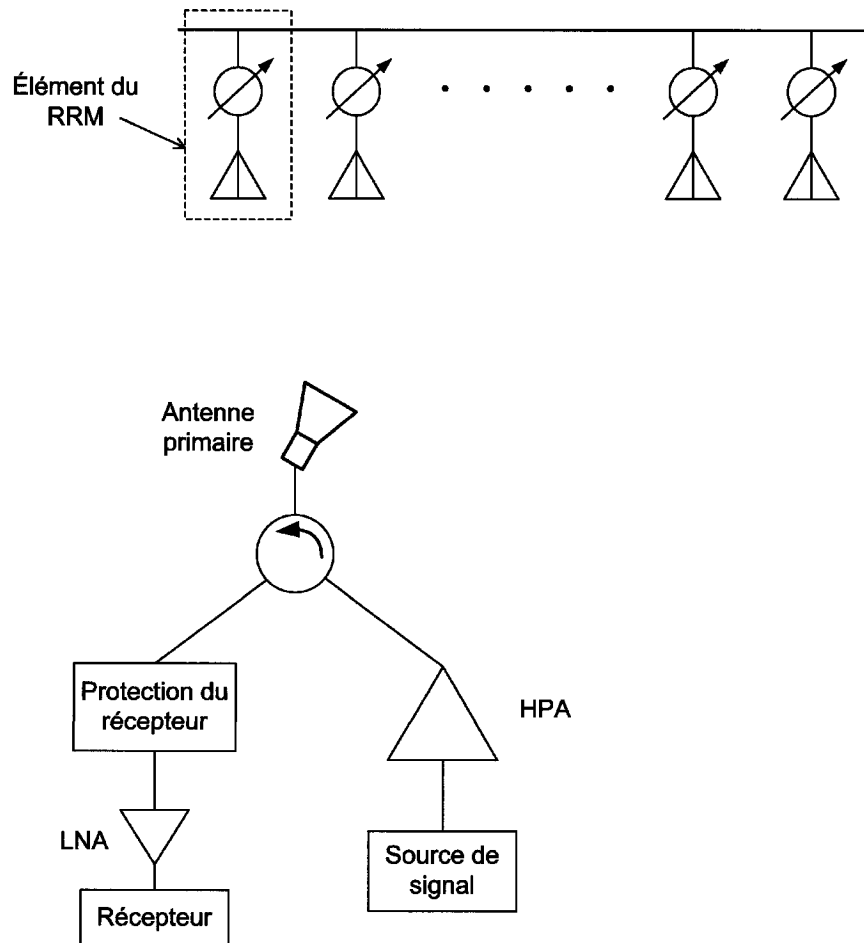


Figure 1-6 Architecture d'un RRM à balayage électronique de faisceau

Dû à la similitude d'architecture du RRM et du réseau passif, le RRM possède la plupart des mêmes avantages et inconvénients que le réseau passif lorsqu'il est comparé avec le réseau actif. En effet, la complexité et le coût du RRM sont plus faibles que le réseau actif puisqu'il possède moins de composants. Cependant, la figure de bruit du système et le contrôle en amplitude sont deux avantages du réseau actif. Les déphaseurs du RRM ont également la contrainte de devoir fonctionner à haute puissance pour des applications nécessitant des hautes puissances.

Finalement, au niveau de l'efficacité, les travaux soutenus des dernières années dans la technologie MMIC ont permis d'améliorer considérablement l'efficacité des amplificateurs de puissance, qui constituent les composants clés pour obtenir une bonne efficacité pour le réseau actif. En effet, des performances typiques pour des amplificateurs de puissance MMIC en bande X sont : 7 à 12 Watts de puissance de sortie, avec un gain de 6 à 8 dB et une efficacité de 35 à 45 %. En bande Ka, les performances typiques sont plutôt de 2 à 4 Watts de puissance de sortie, avec 5 à 7 dB de gain et 25 à 35 % d'efficacité (Kopp, Borkowski, et Jerinic 2002). Ces efficacités vont probablement continuer de s'améliorer dans l'avenir avec l'utilisation de semi-conducteurs plus performants. À ces efficacités d'amplificateur de puissance, il faut ajouter les pertes dans le circulateur de sortie et dans l'élément d'antenne pour pouvoir déterminer l'efficacité totale du réseau actif.

Puisqu'un RRM à faisceau fixe peut atteindre des efficacités d'ouverture qui s'approchent des réflecteurs paraboliques, c'est-à-dire autour de 60%, l'efficacité du RRM à balayage électronique de faisceau peut potentiellement s'approcher ou même dépasser celle du réseau actif pour certaines bandes de fréquence. Ceci dépend principalement de la conception des éléments déphaseurs du RRM qui doivent introduire de très faibles pertes. L'efficacité globale du RRM à balayage du faisceau doit également tenir compte de l'efficacité de l'amplificateur haute puissance centralisé. Cet amplificateur haute puissance est habituellement formé d'un amplificateur à tube à onde progressive (TWTA). Par exemple, la compagnie *Thales* fabrique une gamme de tubes à onde progressive de la bande L à la bande Ka qui ont des efficacités autour de 60 %.

Cependant, même lorsque son efficacité est légèrement inférieure à celle du réseau actif, le RRM demeure une technologie très intéressante pour plusieurs applications à cause de ses avantages de simplicité et de faible coût par rapport au réseau actif.

1.2.3 Applications

Il existe plusieurs domaines d'applications pour les RRM. En effet, pour les applications commerciales, il y a un besoin d'antennes peu dispendieuses pouvant fournir de grands gains tout en étant esthétiquement attirantes. Par exemple, le RRM pourrait être monté en surface sur le mur d'une maison pour recevoir un service de télévision dans des applications de diffusion directe par satellite (DBS) (Huang 1995). De plus, dans des applications spatiales de télécommunications et de télédétection, il existe une demande grandissante pour des satellites possédant des antennes à grande ouverture et à grand gain. Cependant, en même temps, le coût réduit de l'antenne, sa faible masse et son faible volume de rangement dans le lanceur du satellite sont des critères très importants afin de réduire le coût global du satellite. Ceci est particulièrement important pour le développement de petits satellites. Pour satisfaire à ces besoins grandissants, les antennes spatiales à grande ouverture doivent être déployables dans l'espace (Huang 2001). De cette façon, l'antenne peut occuper un espace très petit au lancement et se déployer en une grande ouverture une fois arrivée sur son orbite. Comme il a été mentionné dans la section 1.2.1, la technologie du RRM est très avantageuse pour des antennes déployables comparativement aux antennes réflecteurs paraboliques. Ainsi, les RRM sont très intéressants dans des applications d'antennes à grand gain déployables dans l'espace. De plus, le RRM à balayage du

faisceau a un avantage définitif en termes de simplicité et de coût par rapport au réseau-phasé actif, tout en pouvant potentiellement compétitionner avec ce dernier au niveau de l'efficacité pour certaines bandes de fréquences. Ainsi, le RRM peut potentiellement remplacer le réseau-phasé actif dans plusieurs applications de télécommunications ou de télédétection sur des petits satellites.

1.3 Théorie des réseaux-réflecteurs

1.3.1 Fonctionnement

La Figure 1-3 illustre la géométrie d'un réseau-réflecteur microruban. Une source illumine le RRM avec une onde sphérique, c'est-à-dire une onde dont la surface équiphase est de forme sphérique. Le but du réseau-réflecteur, comme un réflecteur parabolique, est de transformer l'onde sphérique en une onde plane selon une direction donnée, définie dans la Figure 1-3 par $\hat{r}_o$. La source peut être positionnée avec un angle quelconque par rapport au RRM, mais elle est considérée comme étant assez loin du réseau pour que le champ incident local sur chacun des éléments puisse être approximé par une onde plane. De la théorie des réseaux, on sait que la phase des éléments doit être progressive sur la surface d'un réseau pour pouvoir diriger le faisceau selon une direction donnée. Pour un réseau linéaire de N éléments équidistants orienté en z (voir Figure 1-7), la phase requise γ sur chaque élément pour produire un faisceau selon la direction du vecteur unitaire $\hat{r}_o$ est donnée par (Stutzman et Thiele 1998) :

$$\gamma_n = -\beta_0 d n \cos(\theta_0) + C \quad (1-1)$$

où n est un entier de 0 à $N-1$ qui correspond à l'indice de l'élément, d est la distance entre chaque élément, β_0 est la constante de propagation dans l'espace libre et θ_0 est l'angle du faisceau désiré par rapport à l'axe z . Ce sont les phases relatives entre les éléments qui sont importantes. Donc, le fait d'ajouter une constante arbitraire C à la phase de chaque élément ne change pas la direction du faisceau. Sur la Figure 1-7 et en utilisant les angles θ et ϕ des coordonnées sphériques, le vecteur unitaire de direction de faisceau $\hat{r}_0$ et le vecteur de position $\bar{r}_n$ de l'élément n peuvent être définis comme :

$$\hat{r}_0 = \hat{x} \sin \theta_0 \cos \phi_0 + \hat{y} \sin \theta_0 \sin \phi_0 + \hat{z} \cos \theta_0 \quad (1-2)$$

$$\bar{r}_n = dn\hat{z} \quad (1-3)$$

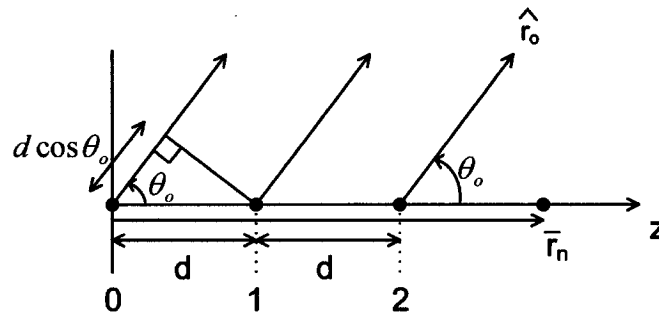


Figure 1-7 Réseau linéaire orienté en z

De façon plus générale, c'est-à-dire pour des éléments pas nécessairement disposés selon z , la phase requise sur chaque élément peut s'exprimer ainsi :

$$\gamma_n = -\beta_0(\hat{r}_0 \cdot \bar{r}_n) + C \quad (1-4)$$

Le facteur $\hat{r}_0 \cdot \bar{r}_n$ représente la projection de la position de l'élément n sur la direction désirée du faisceau. En insérant les expressions des équations (1-2) et (1-3) dans

l'équation générale (1-4), l'équation (1-1) spécifique à un réseau linéaire orienté en z est obtenue.

Dans un réseau-réflecteur, la phase γ_n de l'élément n est déterminée en additionnant la contribution de deux facteurs de déphasage :

- la distance d_n de propagation de l'onde entre la source et l'élément n
- la phase du coefficient de réflexion $\angle\Gamma_n = \Psi_n$ de l'onde incidente sur l'élément n

Donc, la phase sur chaque élément est :

$$\gamma_n = -\beta_0 d_n + \Psi_n \quad (1-5)$$

Finalement, cette phase doit être égale à la phase de l'équation (1-4) pour obtenir un faisceau d'antenne dans la direction désirée $\hat{r}_o$. Donc, la phase du coefficient de réflexion sur chaque élément peut être déterminée par l'équation suivante :

$$\Psi_n = \beta_0 [d_n - (\hat{r}_o \cdot \bar{r}_n)] + C \quad (1-6)$$

Cette dernière équation est très importante pour la conception d'un RRM puisque, une fois que la source primaire est fixée par rapport au réseau, le seul paramètre ajustable permettant de diriger le faisceau principal est le coefficient de réflexion Γ de chaque élément. Ainsi, à partir de la géométrie du réseau et de l'équation précédente, il est possible de déterminer la phase du coefficient de réflexion nécessaire sur chaque élément pour obtenir la direction de faisceau désirée.

Il est important de mentionner que l'analyse précédente est simplifiée. En effet, puisque le réseau-rélecteur peut être considéré comme une structure périodique, il peut être analysé à l'aide du théorème de Floquet qui consiste en une décomposition de la distribution du champ en modes de Floquet, qui sont des harmoniques spatiales (Lacasse 2004). Avec ce théorème, il est possible de calculer le coefficient de réflexion de chacun des modes de Floquet. Cependant, le mode fondamental spéculaire est de loin le plus utilisé en pratique pour la conception d'un RRM et est celui qui est utilisé tout au long de ce mémoire. Ainsi, les coefficients de réflexion présents dans les équations précédentes représentent les coefficients de réflexion du mode fondamental de Floquet. Puisque la focalisation du faisceau va s'effectuer en utilisant seulement les coefficients de réflexion du mode fondamental, les modes supérieurs de Floquet ne sont pas désirés.

1.3.2 Revue de littérature

Le concept du réseau-rélecteur date de plus de quarante ans (Berry, Malech, et Kennedy 1963). Cependant, un intérêt renouvelé pour les réseaux-rélecteurs est survenu durant les années 1990 avec le développement rapide de la technologie des antennes microrubans. En effet, la technologie microruban apportait alors de nouveaux avantages pour le réseau-rélecteur comparativement au réflecteur parabolique : coût, masse, volume et réflecteur planaire. Ainsi, le réseau-rélecteur microruban comme il est connu aujourd'hui est relativement nouveau. Depuis le début des années 1990, un grand nombre de publications concernant les RRM ont été publiés, témoignant de leur intérêt scientifique et potentiellement commercial.

1.3.2.1 Réseau-rélecteur microruban à faisceau fixe

Dans le cas d'un réseau-rélecteur pour lequel le faisceau principal est toujours dans la même direction, la phase du coefficient de réflexion sur chaque élément est fixée lors de la conception et ne varie plus par la suite. Pour pouvoir obtenir la phase progressive désirée sur les éléments du réseau, la plage de phase disponible pour le coefficient de réflexion de l'élément utilisé doit être idéalement de 360° . Toute plage de phase non disponible, ou inatteignable, se traduit en une erreur de phase sur quelques éléments du réseau. Par exemple, si la plage de phase disponible est de 0° à 340° , et que selon l'équation (1-6), une phase de 350° est requise sur l'élément n , alors la phase du coefficient de réflexion de cet élément doit être fixée à la valeur de phase disponible la plus rapprochée de celle désirée. Dans ce cas ci, les phases 340° ou 0° sont également rapprochées du 350° désiré. Ces deux choix se traduisent par une erreur de phase de 10° sur cet élément.

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour varier la phase du coefficient de réflexion de l'élément sur une plage de près de 360° . Une première méthode consiste à utiliser des patches microrubans identiques et à ajouter à ces patches des tronçons de lignes de transmission de longueur variable et terminés par un circuit ouvert ((Huang 1991) et (Chang et Huang 1995)). Cette méthode est illustrée à la Figure 1-8. Le principe de cette méthode est que la patch reçoit l'onde incidente et la transmet à la ligne de transmission. L'onde se propage dans la ligne, est réfléchi complètement par le circuit ouvert et continue son chemin pour être retransmise par la patch. La ligne

de transmission sert seulement à introduire un délai à l'onde. Ainsi, en variant la longueur de la ligne, le délai varie également. Avec cette méthode, il est possible d'obtenir une plage de phase du coefficient de réflexion de 360° si la plage des longueurs de ligne utilisée est assez grande.

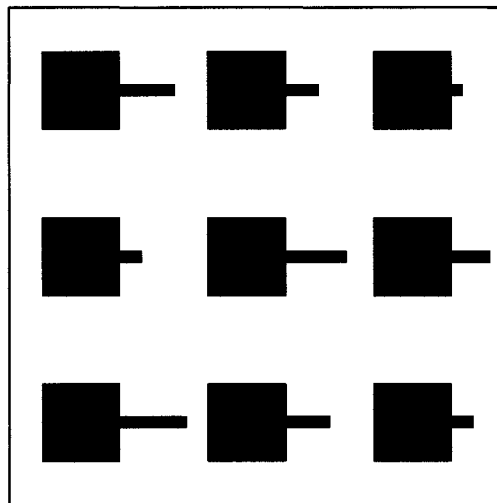


Figure 1-8 Illustration d'un réseau d'éléments de RRM (vue de haut) utilisant des patches identiques et des lignes de transmission de longueur variable

Une autre méthode est d'utiliser des patches rectangulaires de dimensions variables (Pozar, Targonski, et Syrigos 1997). Cette méthode est illustrée à la Figure 1-9. Dans cette méthode, le fait de varier la dimension de la patch fait varier la fréquence de résonance de l'élément. Pour une fréquence fixe d'observation, ceci se traduit par une variation de la phase du coefficient de réflexion. Des courbes typiques de phase et d'amplitude du coefficient de réflexion en fonction de la dimension de la patch sont présentées à la Figure 1-10 et à la Figure 1-11 respectivement.

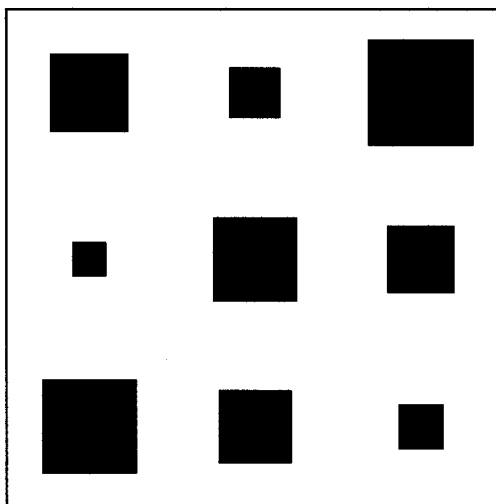


Figure 1-9 Illustration d'un réseau d'éléments de RRM (vue de haut) utilisant des patches de dimensions variables

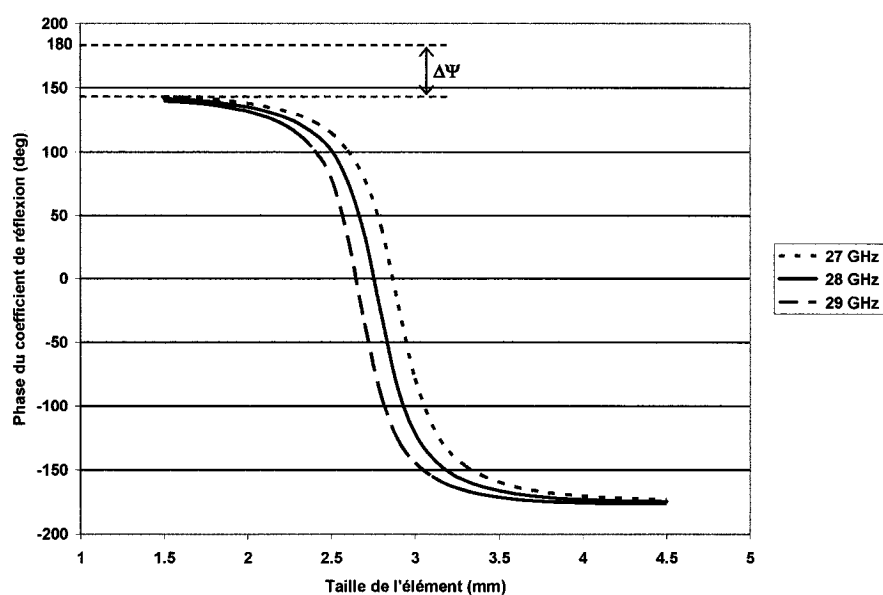


Figure 1-10 Exemple de courbes de phase du coefficient de réflexion pour un élément d'un RRM utilisant des patches de dimensions variables

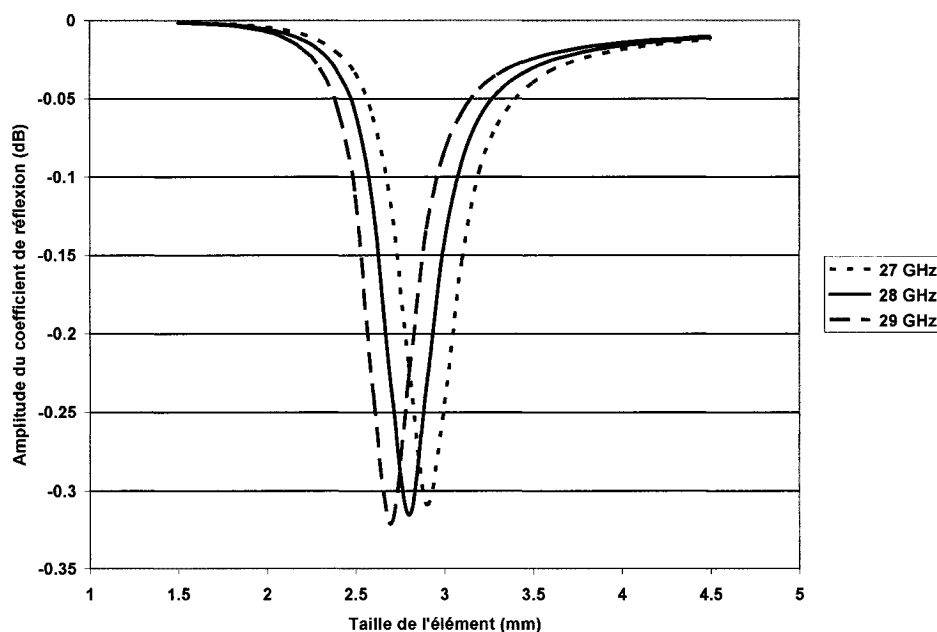


Figure 1-11 Exemple de courbes d'amplitude du coefficient de réflexion pour un élément d'un RRM utilisant des patches de dimensions variables

La dimension résonante de la patch pour une fréquence donnée correspond au point sur la Figure 1-11 où l'amplitude de Γ est la plus faible. Ainsi, les pertes de l'élément sont les plus élevées près de la dimension résonante. Selon la Figure 1-10, pour une fréquence donnée, la courbe de phase est très non linéaire et possède une pente abrupte près de la dimension résonante de la patch. Ceci implique qu'une légère variation de la dimension de la patch entraîne une variation appréciable de la phase du coefficient de réflexion (Ψ). Le réseau-rélecteur est donc sensible aux tolérances mécaniques de fabrication des patches. De plus, comme il est illustré à la Figure 1-10, Ψ varie beaucoup en fonction de la fréquence pour des dimensions de patches près de la résonance tandis qu'elle ne varie pas beaucoup pour des dimensions plus éloignées de la

résonance. Ainsi, puisque les éléments d'un réseau fabriqué avec cette méthode ont des dimensions différentes, la phase varie différemment sur chacun des éléments en fonction de la fréquence. Cette caractéristique de l'élément a comme effet que le réseau-rélecteur possède une faible largeur de bande, généralement de quelques pourcents seulement. Une autre caractéristique importante de la courbe de phase est illustrée à la Figure 1-10 : il existe toujours une plage de phase inatteignable $\Delta\Psi$ pour un élément de RRM utilisant des patches de dimensions variables.

Plusieurs travaux ont été effectués pour augmenter la largeur de bande des réseaux-rélecteurs utilisant des patches de dimensions variables. L'effet de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de l'élément a été étudié par quelques chercheurs ((Pozar, Targonski, et Syrigos 1997) et (Sze et Shafai 2002)). Lorsque le substrat est plus épais, la courbe de phase devient plus linéaire, c'est-à-dire que la pente de la courbe devient moins abrupte près de la résonance de la patch. Cette meilleure linéarité de la courbe de phase fait en sorte que les variations de phase en fonction de la fréquence deviennent plus semblables pour les différents éléments. Ceci se traduit par une meilleure largeur de bande pour le RRM fabriqué à partir d'un élément ayant un substrat plus épais. Cependant, l'augmentation de l'épaisseur du substrat augmente également la plage de phase inatteignable pour l'élément. Ainsi, l'épaisseur du substrat choisie est un compromis entre la largeur de bande et la plage de phase inatteignable.

Une meilleure méthode pour augmenter la largeur de bande d'un RRM ayant des patches de différentes dimensions est d'utiliser une structure à plusieurs couches empilées de patches. Des RRM à deux couches (Encinar 2001) et à trois couches (Encinar et

Zornoza 2003) ont été conçus et d'excellentes performances ont été rapportées. Par exemple, le prototype à 2 couches conçu pour opérer à 11.95 GHz possède une largeur de bande de 16.7 % pour des variations de gain de 1.5 dB.

Dans le cas d'un RRM à polarisation circulaire, une autre méthode permettant de varier la phase du coefficient de réflexion a été proposée. La méthode consiste à utiliser des patches identiques, mais ayant des angles de rotation différents (Huang et Pogorzelski 1998).

Une dernière méthode intéressante pour effectuer le déphasage du coefficient de réflexion de chaque élément est d'utiliser une patch couplée à une ligne de transmission de longueur variable par une fente dans un plan de masse. Un RRM à double polarisation linéaire a été conçu en utilisant cette méthode pour opérer à 10 GHz (Bialkowski et Song 2001).

1.3.2.2 Réseau-rélecteur microruban à balayage du faisceau

Il y a eu beaucoup moins de publications concernant les réseaux-rélecteurs à balayage de faisceau que les réseaux-rélecteurs à faisceau fixe.

Tout d'abord, dans le milieu des années 1970, un concept très intéressant de réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau et ayant une polarisation circulaire a été développé (Phelan 1976). L'élément reconfigurable proposé utilise le principe que la rotation d'une antenne à polarisation circulaire entraîne une variation de la phase du champ rayonné par celle-ci. Cet élément est constitué d'une cavité et de plusieurs bras en forme de spirale logarithmique. Au centre de l'élément, des diodes PIN sont utilisées

comme interrupteurs pour effectuer la rotation effective de l'élément de manière électronique et ainsi varier la phase de son coefficient de réflexion. Un réseau-réflecteur de 91 éléments à 1.6 GHz a été réalisé en utilisant un élément ayant 2 bits de résolution de phase (4 phases différentes possibles pour le coefficient de réflexion) et comprenant 6 diodes (Phelan 1977a). Les pertes mesurées sur l'élément sont de 0.7 ± 0.3 dB dans la plage de fréquences 1.55 à 1.65 GHz, ce qui est excellent. De plus, les diagrammes de rayonnement mesurés du réseau-réflecteur démontrent un balayage électronique du faisceau à l'intérieur d'un cône de $\pm 60^\circ$, ce qui représente une très grande plage d'angles. Puis, un réseau-réflecteur de 216 éléments à 5.65 GHz a été réalisé et un balayage du faisceau dans un cône de $\pm 45^\circ$ a été démontré (Phelan 1977b). Dans ce cas, l'élément utilisé possède 2 bits de résolution de phase et contient 8 diodes. Les pertes moyennes mesurées de cet élément sont de 0.9 dB. Cet élément possède également d'excellentes performances en puissance puisqu'il peut être utilisé sans problème jusqu'à une puissance crête de 1 kW et une puissance moyenne de 1 W. Cependant, les réseaux-réflecteurs conçus étaient relativement volumineux et massifs, dû à la cavité épaisse des éléments et aux gros composants électroniques utilisés.

Puis, à partir du milieu des années 1990, de nouveaux développements ont été effectués sur les réseaux-réflecteurs à balayage du faisceau utilisant la technologie microruban. Cette technologie permet de créer des réflecteurs très minces et ayant une faible masse. En 1995, un concept de balayage du faisceau avec actionneur mécanique a été proposé pour un RRM à polarisation circulaire (Huang 1995). Dans le concept

proposé, tous les éléments sont identiques et un moteur miniature est placé en dessous de chaque élément pour varier son angle de rotation. Un RRM à faisceau fixe a été fabriqué et mesuré en utilisant des éléments ayant des angles de rotation variables (Huang et Pogorzelski 1998). Cependant, un RRM à balayage de faisceau utilisant ce concept n'a pas été réalisé.

Toujours en 1995, la possibilité de pouvoir effectuer un balayage électronique du faisceau pour un RRM a été prouvée expérimentalement (Javor, Wu, et Chang 1995). En effet, un RRM à faisceau fixe de douze éléments (trois rangées de quatre éléments) utilisant des patches identiques ainsi que des lignes de transmission de longueurs variables a tout d'abord été réalisé. Puis, pour effectuer une commutation de faisceau, les auteurs ont utilisés un déphaseur à un bit, c'est-à-dire un simple commutateur. Malgré qu'ils ont énoncé l'idée d'utiliser une diode PIN pour la commutation, un microfil (*wire bond*) reliant la ligne de transmission à la masse a été utilisé en pratique pour prouver le concept. Les résultats mesurés ont démontré la possibilité de commuter entre deux directions de faisceau différentes.

En 1996, un RRM à balayage électronique du faisceau de 3000 éléments à 94 GHz a été réalisé (Colin 1996). Le RRM est construit sur une tranche de silicium de 4 pouces. L'élément reconfigurable est constitué d'un dipôle imprimé et d'une diode PIN intégrée pour créer une résolution de phase de 1 bit. Un balayage électronique du faisceau sur une plage de $\pm 45^\circ$ a été rapporté. Cependant, aucun autre résultat mesuré a été présenté pour ce RRM.

En 1999, un projet nommé ARRESAT pour Antennes à Réseau RÉflecteur pour SATellite a débuté en France. Ce projet vise à réaliser un réseau-réflecteur à balayage électronique du faisceau pouvant être utilisé sur certains satellites de télécommunications (Legay, Pinte, Charrier, Ziaei, Girard et Gillard 2003). Plusieurs partenaires universitaires et industriels de France participent à ce projet. La bande de fréquence 17.8 à 19.3 GHz est utilisée et la polarisation est circulaire. Le concept proposé utilise encore une fois le principe d'appliquer une rotation variable à l'élément pour effectuer le déphasage de son coefficient de réflexion. Les éléments utilisés dans le projet ARRESAT sont des dipôles. En tout, six dipôles sont imprimés sur chaque élément et des commutateurs MEMS sont utilisés pour activer un seul de ces dipôles à la fois. Ainsi, six phases différentes peuvent être obtenues dans la plage de 360° , ce qui correspond à 2.5 bits de résolution de phase. Cette méthode de déphasage ne pourrait pas être utilisée pour une résolution beaucoup plus grande que 2.5 bits puisque l'augmentation du nombre de dipôles ferait en sorte qu'ils seraient trop rapprochés les uns des autres. Un désavantage de cette méthode est que chaque élément est inséré dans une cavité métallique pour diminuer l'effet du couplage mutuel. Une grille métallique est posée sur le circuit contenant les éléments pour que des murs métalliques s'élèvent au dessus des éléments. L'élément opère donc en mode guidé. L'ajout de cette grille métallique ajoute inévitablement du poids à la structure et augmente la complexité et le coût de fabrication du réseau. Cependant, le grand avantage de cette méthode de déphasage se situe au niveau des faibles pertes grâce à la configuration de l'élément et à l'utilisation des MEMS à faibles pertes. En effet, un élément actif a été mesuré et des

pertes entre 0.6 et 1 dB ont été obtenues pour le coefficient de réflexion parallèle au dipôle tandis que des pertes entre 0.2 et 0.4 dB ont été obtenues pour le coefficient de réflexion perpendiculaire au dipôle (Pinte, Legay, Girard, Gillard, Charrier et Ziaei 2004). De plus, un réseau-rélecteur à faisceau fixe a été réalisé avec une efficacité d'environ 60 % en utilisant la même méthode de déphasage. Des résultats pour un réseau-rélecteur à balayage du faisceau n'ont pas encore été présentés.

Les réseaux-rélecteurs à balayage électronique du faisceau mentionnés précédemment utilisent des éléments à variation de phase discrète, c'est-à-dire des éléments pouvant atteindre seulement quelques phases possibles du coefficient de réflexion dans la plage de 360° . Par exemple, l'élément du projet ARRESAT possède 2.5 bits de résolution de phase. Cette quantification, à elle seule, entraîne des erreurs de phase pouvant aller jusqu'à 30 degrés sur certains éléments du réseau. Ces erreurs de phase sur les éléments du réseau-rélecteur entraînent une diminution de l'efficacité de l'antenne.

Très récemment, quelques travaux ont été effectués sur des éléments reconfigurables à variation de phase continue, permettant d'augmenter la résolution de phase du coefficient de réflexion. En 2003, une surface dont l'impédance est reconfigurable électroniquement a été réalisée (Sievenpiper, Schaffner, Song, Loo, et Tangonan 2003). Des éléments non résonants ayant des dimensions beaucoup plus petites que la longueur d'onde sont utilisés pour créer une surface équivalente dont l'impédance est variable grâce à des diodes varactors. Cette surface, lorsque mesurée à

4.5 GHz en configuration de réseau-rélecteur, a permis d'atteindre un balayage électronique du faisceau sur une plage d'angles de $\pm 40^\circ$. Des pertes de réflexion sur la surface de 1.9 dB et des pertes dues aux erreurs de phase de 1.7 dB ont été estimées. Le désavantage de ce réflecteur est qu'un très grand nombre d'éléments et de diodes sont nécessaires pour une surface donnée du réflecteur puisque les éléments sont petits par rapport à la longueur d'onde. En effet, à 4.5 GHz, les éléments utilisés sont des carrés de 0.15λ de côté. Pour le réflecteur carré réalisé de 25 cm (3.75λ à 4.5 GHz) de côté, 625 éléments ainsi que 1152 varactors sont nécessaires.

Quelques éléments reconfigurables résonants à variation de phase continue pouvant être utilisés dans un RRM à balayage du faisceau ont également été proposés. En 2002, un élément composé d'une patch rectangulaire chargée avec une diode varactor a été proposé (Boccia, Venneri, Amendola et Di Massa 2002). Cependant, cet élément peut fournir seulement 180° de variation de phase, ce qui n'est pas suffisant pour un RRM à balayage de faisceau. Le même groupe de chercheurs a ensuite proposé un élément composé d'un oscillateur qui est intégré à une patch chargée par une diode varactor (Boccia, Amendola et Di Massa 2004). Cet élément permet d'atteindre une variation de phase de 360° en simulation. Cependant, aucun résultat de mesure n'a été présenté pour cet élément. De plus, les performances de cet élément au niveau des pertes n'ont pas été présentées.

Finalement, une configuration intéressante d'élément a été proposée très récemment par des chercheurs de l'université de Calgary (Hum et Okoniewski 2004). Dans cette configuration, une patch de dimensions L et W est coupée pour former deux

moitiés de patch ayant des dimensions $L/2$ et W . Puis, deux diodes varactors sont insérées dans la structure pour relier les moitiés de patch. Les premiers résultats mesurés de cet élément ont démontré une plage de phase atteignable de 328° ainsi que des pertes maximales de 5 dB à la fréquence centrale de mesure de 5.25 GHz (Hum et Okoniewski 2004). Puis, d'autres résultats mesurés ont été présentés sur un élément similaire: 325° de plage de phase avec des pertes maximales de 3.5 dB à la fréquence centrale de mesure de 5.8 GHz (Hum, Okoniewski, et Davies 2005). Un réseau de 7×10 éléments reconfigurables a été construit. Des mesures de RCS ont été effectuées sur le réseau d'éléments, démontrant que le faisceau principal du réseau peut être balayé sur de grands angles. Cependant, le réseau n'a pas encore été intégré avec une source primaire près du réseau. Ainsi, un RRM à balayage du faisceau dans sa forme finale n'a pas été réalisé.

CHAPITRE 2

CONCEPTION DE L'ÉLÉMENT RECONFIGURABLE

Ce chapitre porte sur la conception de l'élément reconfigurable pouvant être utilisé dans un RRM à balayage du faisceau. Le choix du composant actif est tout d'abord discuté. Ensuite, la nouvelle configuration d'élément est présentée et son fonctionnement est expliqué. Suite à la conception de l'élément, la structure de test de l'élément est présentée et les méthodes de simulation et de mesure sont expliquées. Les résultats mesurés de l'élément sont ensuite présentés. Ce chapitre se termine par une discussion des résultats obtenus.

2.1 Choix du type de composant actif et ses caractéristiques

2.1.1 Choix du type de composant actif : diode varactor

Il existe deux méthodes permettant d'obtenir la plage de phase désirée de 360 degrés sur un élément de réseau-réflexeur. Une première méthode consiste à utiliser des déphaseurs numériques. Avec cette méthode, la plage de phase de 360° est discrétisée en N valeurs différentes de phase possibles, où N est souvent une puissance de 2. En utilisant un déphaseur numérique de n bits, le nombre de phases possibles N est égal à 2^n . Les déphaseurs numériques sont habituellement construits à partir de plusieurs commutateurs. Les dispositifs actifs pouvant effectuer cette commutation sont les diodes PIN, les transistors MESFETs et les commutateurs MEMS.

La deuxième méthode consiste à utiliser un déphasage avec commande analogique. Une tension analogique est habituellement utilisée dans cette méthode pour contrôler la phase à l'intérieur de la plage de 360° . En théorie, n'importe quelle phase à l'intérieur de la plage peut être obtenue avec cette méthode. Évidemment, la résolution de la phase est limitée par la résolution avec laquelle on peut ajuster la tension analogique. Le déphasage analogique peut être effectué en utilisant les composants actifs suivants : diodes varactors ou MEMS varactors. Une varactor est un composant pour lequel la capacité entre ses deux bornes varie lorsqu'une tension continue de contrôle varie.

Le problème principal avec la méthode de déphasage numérique est que plusieurs composants actifs sont nécessaires s'il est désiré d'avoir une bonne résolution de phase. Par exemple, pour obtenir une résolution de phase de 2 bits seulement, 3 diodes PIN ou 3 transistors MESFETs sont nécessaires pour chacun des éléments du réseau (McSpadden, Fan, Chang et Huang 1999). Cette grande quantité de composants augmente la complexité de conception et de fabrication du réseau et augmente par le fait même le coût de celui-ci. Il peut également y avoir un problème d'espace sur le circuit imprimé pour pouvoir loger tous ces composants.

Ainsi, puisqu'il est désiré d'avoir une bonne résolution de phase sur les éléments du réseau-rélecteur pour diminuer le plus possible les erreurs de phase sur ceux-ci, la méthode de déphasage analogique est retenue dans ce projet pour la conception de l'élément reconfigurable. Finalement, les diodes varactors ont été choisies comme composants actifs puisque les composants MEMS (commutateurs ou varactors) n'étaient

pas disponibles commercialement lors du choix des composants actifs. Quelques compagnies fabriquaient déjà des commutateurs MEMS, mais ils étaient destinés exclusivement au domaine militaire ou pour les rares compagnies ayant un grand volume de commande.

2.1.2 Survol des caractéristiques d'une diode varactor

Avant de s'attaquer à la conception d'un élément reconfigurable à l'aide de diodes varactors, il est utile de faire un survol rapide des caractéristiques d'une diode varactor. Lorsqu'elle est polarisée en inverse, la diode varactor peut être représentée par un modèle petit signal simplifié comprenant une résistance série R_d , une inductance L_d et la capacité totale de la diode C_T (Figure 2-1). La résistance R_d représente les pertes dans la diode et est variable en fonction de la tension inverse de polarisation V_R de la diode. L_d est une inductance parasite fixe qui est ajoutée par le boîtier de la diode. Finalement, la capacité C_T est la combinaison de la capacité de jonction C_j de la diode, qui est variable en fonction de V_R , et de la capacité parasite fixe C_p du boîtier. Une caractéristique importante d'une diode varactor est justement la variation de la capacité C_T lorsque V_R varie. Un exemple de courbe de C_T vs V_R est présenté à la Figure 2-2. Il est clairement indiqué sur cette figure que lorsque V_R varie de 0 à V_{Rmax} , alors C_T varie de C_{Tmax} à C_{Tmin} . Finalement, l'impédance d'une diode varactor peut être définie comme :

$$Z_d = R_d + jX_d \quad (2-1)$$

où

$$X_d = -1/(\omega C_T) + \omega L_d \quad (2-2)$$

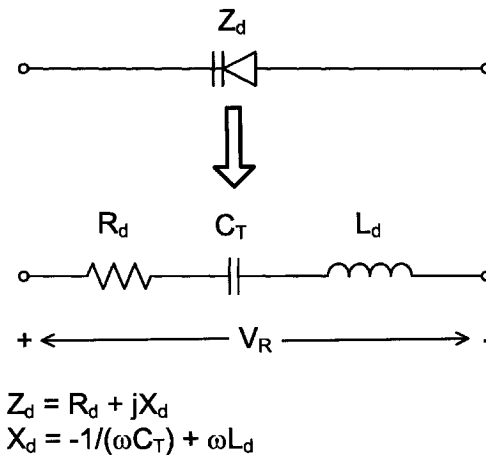


Figure 2-1 Modèle petit signal simplifié d'une diode varactor en polarisation inverse

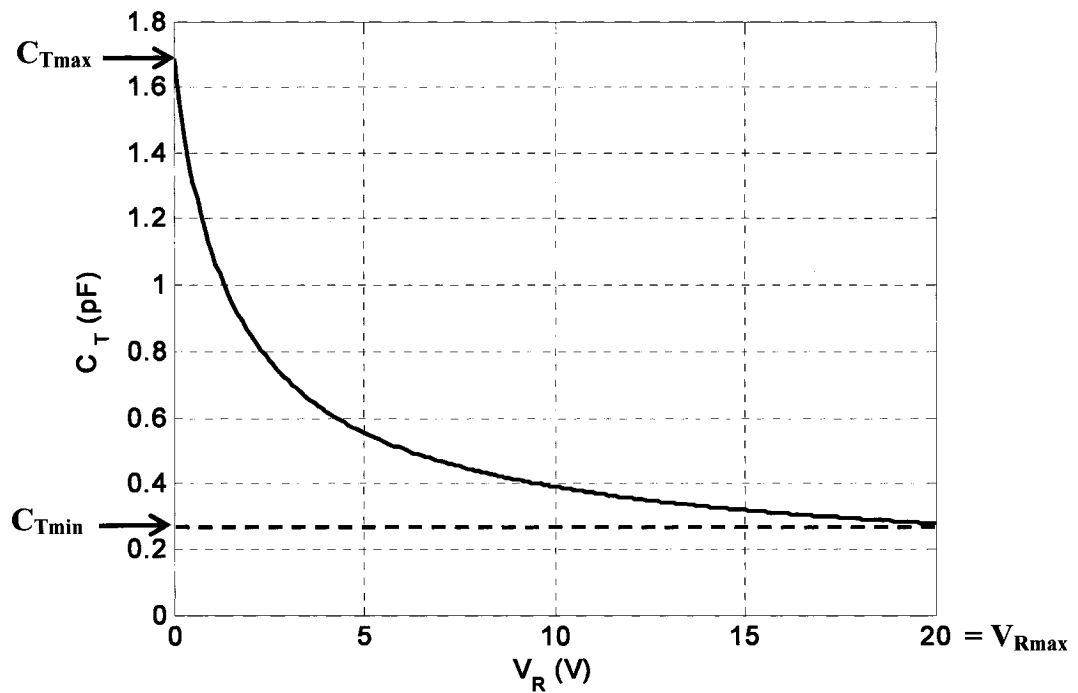


Figure 2-2 Exemple de courbe de capacité totale C_T en fonction de la tension inverse de polarisation V_R pour une diode varactor

2.2 Conception de l'élément reconfigurable

2.2.1 Structure d'antenne couplée par fente

La méthode la plus intuitive pour effectuer le déphasage d'un élément de RRM à faisceau fixe est d'utiliser une patch avec une ligne de transmission de longueur variable (voir Figure 1-8). Pour obtenir un élément reconfigurable à partir de cette configuration, il est possible de garder une longueur de ligne de transmission fixe, mais d'ajouter un déphaseur sur cette ligne pour pouvoir obtenir les phases requises dans la plage de 360° . Le problème avec cette méthode est que le circuit de déphasage se trouve au même niveau que la patch rayonnante. Ceci entraîne un manque d'espace pour insérer le circuit de déphasage sans créer trop de couplage avec la patch ou avec les cellules voisines. De plus, les circuits de déphasage peuvent introduire de la contrapolarisation. Finalement, dans cette configuration, le substrat utilisé est le résultat d'un compromis entre de bonnes performances de rayonnement de la patch et de bonnes caractéristiques pour les lignes de transmission utilisées.

Une façon de régler ces problèmes est d'utiliser la structure d'une antenne couplée par fente illustrée à la Figure 2-3. Cette structure a déjà été analysée en détail dans la littérature (Sullivan et Schaubert 1986). Elle comprend trois niveaux de métal. Une patch métallique est située sur le niveau du dessus. Le niveau du milieu constitue le plan de masse dans lequel une fente est présente. Finalement, la ligne de transmission est située sur le niveau du dessous. Dans cette structure, la patch est couplée à la ligne de transmission grâce à la fente dans le plan de masse. De plus, les deux substrats

peuvent être choisis indépendamment pour optimiser les performances de la patch et des lignes de transmission. Ainsi, cette configuration offre le potentiel d'obtenir une largeur de bande plus grande en utilisant un substrat plus épais et ayant une constante diélectrique faible entre le plan de masse et la patch.

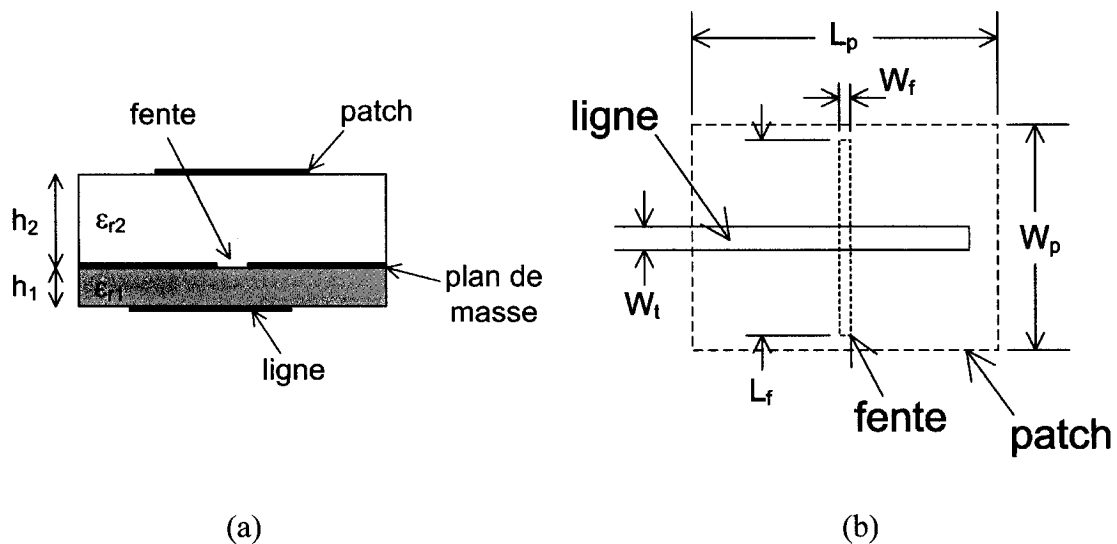


Figure 2-3 Structure d'une antenne couplée par fente (a) vue de côté (b) vue du dessous

Lorsque l'antenne couplée par fente est utilisée de manière conventionnelle, une porte d'alimentation et de réception est présente à un des deux bouts de la ligne de transmission, tandis que l'autre bout est terminé en circuit ouvert. Cependant, lorsque cette structure est utilisée comme élément de RRM, l'antenne couplée par fente n'est pas alimentée par une ligne de transmission. La structure est alimentée par l'onde incidente qui vient frapper la patch. L'onde est captée par la patch et est ensuite transférée à la ligne de transmission à l'aide de la fente dans le plan de masse. Puis, les circuits aux deux bouts de la ligne de transmission doivent être conçus pour réfléchir l'onde incidente avec la phase désirée. Après la réflexion, l'onde revient sur son chemin initial

et est finalement retransmise dans l'air à l'aide de la patch. Ainsi, le parcours de l'onde dans la structure sert seulement à déphaser celle-ci. Les pertes d'amplitude de l'onde dans la structure ne sont pas désirées.

2.2.2 Méthode de déphasage du coefficient de réflexion de l'élément

Pour mieux comprendre comment il est possible de déphaser l'onde incidente sur la structure sur une plage de 360° , il est intéressant de représenter une partie de l'antenne couplée par fente à l'aide d'une boîte de paramètres S à deux portes. Cette représentation est illustrée à la Figure 2-4.

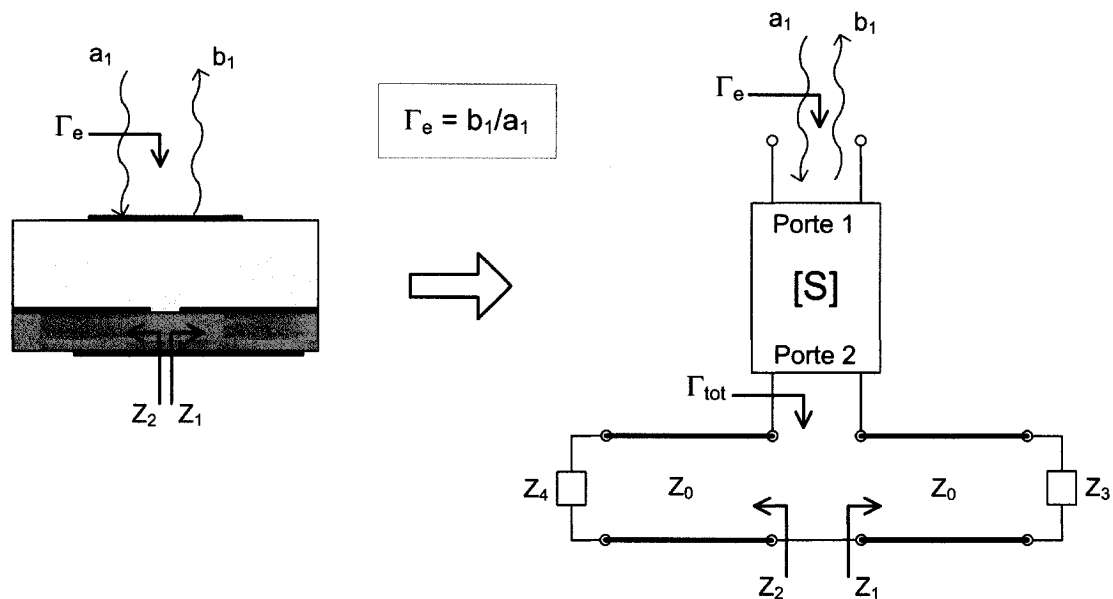


Figure 2-4 Représentation de l'antenne couplée par fente, à l'exception de la ligne de transmission, par une boîte de paramètres S à deux portes

La boîte de paramètres S englobe la patch, la fente ainsi que le couplage entre la patch et la fente et le couplage entre la fente et la ligne de transmission. La ligne de transmission et les circuits présents sur celle-ci ne sont pas inclus dans la boîte de paramètres S. À partir de la représentation de la Figure 2-4, il est possible de constater que l'impédance totale Z_{tot} de la ligne de transmission est la combinaison série des impédances Z_1 et Z_2 :

$$Z_{tot} = Z_1 + Z_2 \quad (2-3)$$

Le coefficient de réflexion associé à cette impédance est donnée par :

$$\Gamma_{tot} = \frac{Z_{tot} - Z_0}{Z_{tot} + Z_0} \quad (2-4)$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. De la même manière, les coefficients Γ_1 et Γ_2 associés respectivement aux impédances Z_1 et Z_2 peuvent être obtenus.

Le coefficient de réflexion de l'élément Γ_e peut être déterminé grâce à l'équation suivante (Pozar 1998) :

$$\Gamma_e = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{tot}}{1 - S_{22}\Gamma_{tot}} \quad (2-5)$$

où les paramètres S du bloc ont été utilisés.

Le bloc de paramètres S représente une structure passive, ce qui entraîne que $S_{12} = S_{21}$. Puis, si on considère une antenne couplée par fente idéale, alors l'onde incidente sur la patch est transférée complètement, c'est-à-dire sans pertes, vers la ligne de transmission. De la même manière, l'onde est transférée totalement sur le chemin de

retour de la ligne vers la patch. Ainsi, dans un cas idéal, on a : $S_{11} = S_{22} = 0$ et $S_{12} = S_{21} = 1 \angle \phi_1$ et le coefficient de réflexion de l'élément devient :

$$\Gamma_{e, \text{idéal}} = (1 \angle 2\phi_1) \cdot \Gamma_{\text{tot}} \quad (2-6)$$

De cette dernière équation, il est possible de constater que pour obtenir une variation de phase sur une plage de 360° pour Γ_e , il faut obtenir cette même variation de phase pour Γ_{tot} . Ainsi, un circuit microruban utilisant des diodes varactors est requis pour obtenir une variation de phase de 360° pour Γ_{tot} .

2.2.3 Circuit de déphasage à une diode varactor

Un circuit simple permettant d'obtenir un déphasage à l'aide d'une seule diode varactor est présenté à la Figure 2-5.

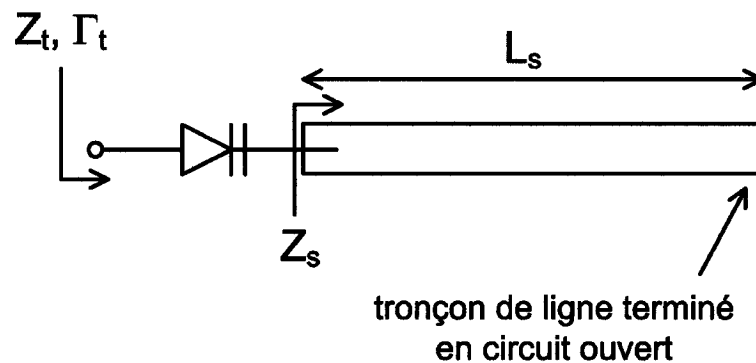


Figure 2-5 Circuit de déphasage utilisant une seule diode varactor (les circuits de polarisation de la diode ne sont pas montrés)

Ce circuit consiste en une diode varactor en série avec une ligne de transmission d'une longueur L_s terminée par un circuit ouvert. L'impédance totale Z_t du circuit de déphasage est donc :

$$Z_t = Z_d + Z_s \quad (2-7)$$

Si les pertes dans la ligne sont négligées, l'impédance Z_s du bout de ligne de transmission terminé en circuit ouvert est purement réactive. Lorsque V_R varie et que C_T varie également, alors une variation de X_d se produit. Puisque R_d est habituellement faible en comparaison avec l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne, alors la variation de X_d entraîne que Z_t se promène près du bord de l'abaque de Smith (voir Figure 2-6).

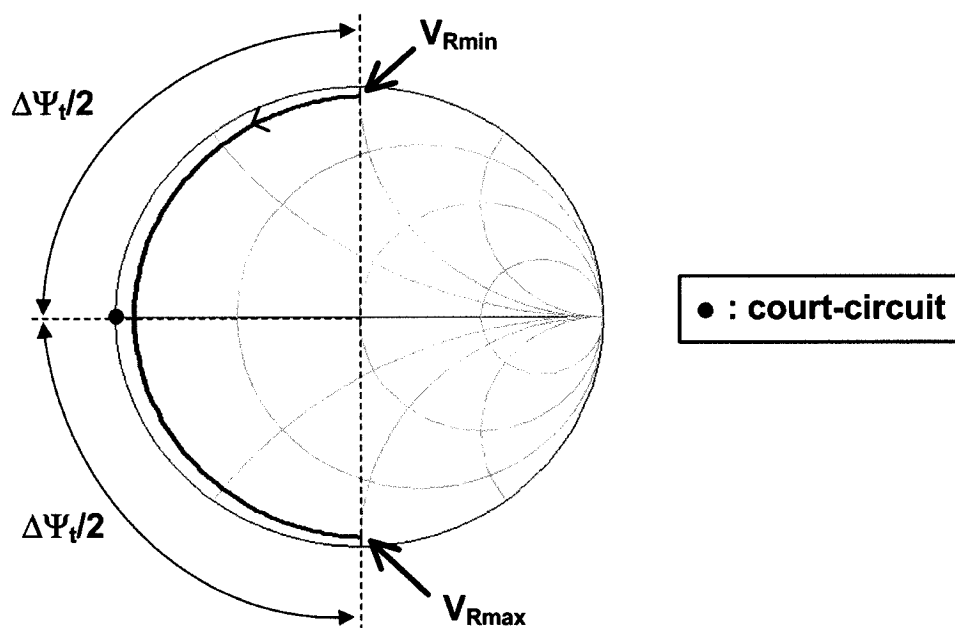


Figure 2-6 Exemple de courbe optimale de Z_t (ou Γ_t) vs V_R pour le circuit de déphasage à une diode

Ainsi, lorsque V_R est variée, une variation de phase est obtenue pour le coefficient de réflexion Γ_t associé à l'impédance Z_t . Pour simplifier l'analyse du circuit et en faire

ressortir quelques caractéristiques intéressantes, on peut considérer la résistance R_d constante en fonction de V_R . Dans ce cas, la courbe de Z_t vs V_R de la Figure 2-6 suit le cercle de résistance constante correspondant à R_d . Il est possible de déterminer une position optimale de la courbe pour produire un déphasage de Γ_t le plus grand possible. Comme il est illustré à la Figure 2-6, la courbe optimale s'obtient lorsque le déphasage total $\Delta\Psi_t$ du coefficient de réflexion Γ_t est réparti également des deux côtés du point du court-circuit. Cette condition optimale peut s'expliquer à partir d'une caractéristique intéressante de l'abaque de Smith. Dans l'abaque, les lignes de réactance constante partent toutes du point du circuit ouvert et aboutissent sur le cercle de $|\Gamma| = 1$. Plus ces lignes s'éloignent du point du circuit ouvert en se dirigeant vers le cercle de $|\Gamma| = 1$, plus elles se distancent les unes par rapport aux autres. Ainsi, c'est autour du point du court-circuit sur le cercle de $|\Gamma| = 1$ que les lignes de réactance constante sont les plus distantes entre elles. La conséquence de cette caractéristique de l'abaque est illustrée graphiquement sur la Figure 2-7. Pour cet exemple, supposons une variation constante de x_t égale à $\Delta x_t = 0.4$, où x_t est la réactance normalisée totale du circuit de déphasage. La Figure 2-7 illustre 5 positions différentes pour le centre x_{tc} de l'intervalle de réactance : $x_{tc1} = 0$, $x_{tc2} = 1$, $x_{tc3} = 5$, $x_{tc4} = -1$, $x_{tc5} = -5$. Cette figure prouve que, lorsqu'on regarde au niveau du cercle de $|\Gamma| = 1$, les deux extrémités de la courbe située autour de x_{tc1} , c'est-à-dire autour du point du court-circuit, sont bel et bien les plus distancées. En outre, les deux extrémités des courbes deviennent de plus en plus rapprochées lorsque les courbes sont centrées de plus en plus près du circuit ouvert. Ainsi, le déphasage de Γ_t obtenu par la variation de x_t est maximal lorsque la courbe de

Z_t vs V_R est centrée sur le point du court-circuit. Ce déphasage diminue progressivement lorsque le centre de la courbe se déplace vers le circuit ouvert. Avec le circuit de déphasage de la Figure 2-5, il suffit d'ajuster la longueur L_s de la ligne de transmission, ce qui entraîne une variation de X_s , pour effectuer un déplacement de la courbe de Z_t vs V_R et ainsi placer la courbe dans la position désirée de déphasage maximal.

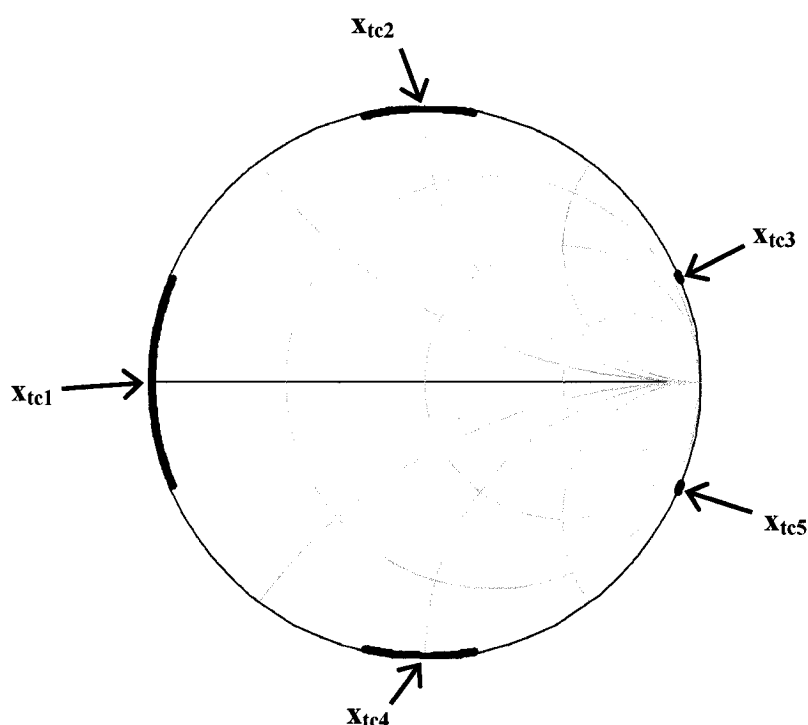


Figure 2-7 Courbes de Γ_t vs V_R lorsque $R_t = 0$ et que la réactance normalisée x_t varie d'une valeur constante de 0.4. Cinq positions différentes pour le centre de la plage de la réactance normalisée sont illustrées : $x_{tc1} = 0$, $x_{tc2} = 1$, $x_{tc3} = 5$, $x_{tc4} = -1$, $x_{tc5} = -5$.

La Figure 2-6 représente un exemple de courbe pouvant être obtenue à la fréquence de 5.4 GHz lorsqu'une bonne diode varactor disponible sur le marché est utilisée. Un déphasage d'environ 180° pour Γ_t est donc possible avec le circuit de

déphasage à une diode. Ce circuit de déphasage simple n'est donc pas suffisant pour obtenir le déphasage requis de 360° .

2.2.4 Configuration de l'élément reconfigurable complet

Il est possible d'obtenir un circuit ayant une variation de phase de 360° simplement en combinant en série deux circuits ayant une variation de phase de 180° . En effet, supposons des impédances Z_1 et Z_2 connectées en série pour former une impédance totale $Z_{\text{tot}} = Z_1 + Z_2$. Supposons également Z_1 et Z_2 ayant chacune une variation de phase de 180° avec une variation de V_R . Introduisons maintenant un déphasage de 180° entre les courbes Z_1 vs V_R et Z_2 vs V_R . Ces deux courbes sont représentées à la Figure 2-8 (a) et (b). L'addition de ces deux courbes résulte en une impédance Z_{tot} qui effectue un tour complet de l'abaque de Smith avec la variation de V_R (voir Figure 2-8(c)). Une variation de phase de 360° de Γ_{tot} est donc obtenue.

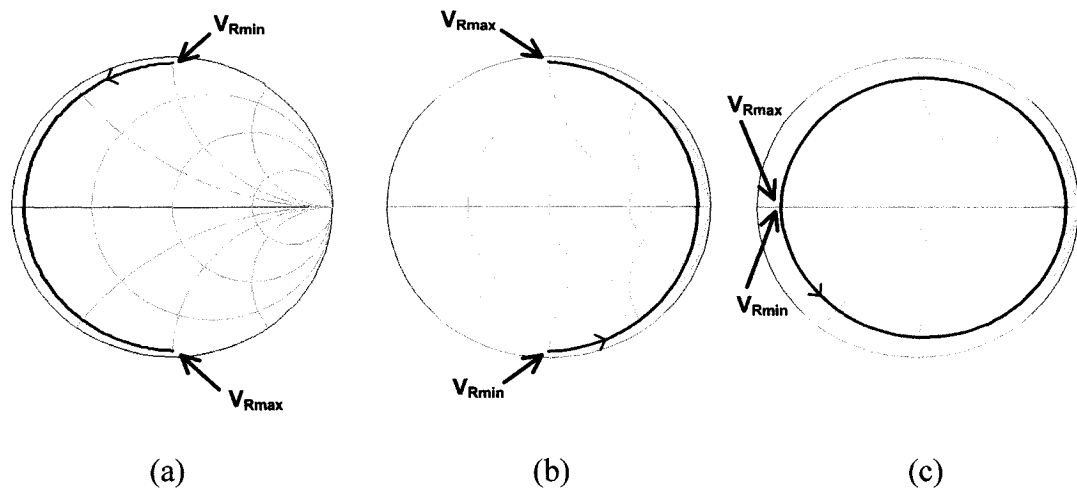


Figure 2-8 Courbes (a) Z_1 vs V_R (b) Z_2 vs V_R (c) Z_{tot} vs V_R

Cette observation peut être directement utilisée pour créer l'élément reconfigurable complet de RRM. En effet, la structure d'antenne couplée par fente apporte la mise en série de deux impédances (voir équation 2-3) et le circuit de déphasage à une diode vu plus haut permet d'obtenir le 180° de variation de phase nécessaire pour ces deux impédances. Ainsi, une configuration d'élément reconfigurable de RRM permettant d'obtenir une variation de phase de 360° pour Γ_{tot} est présentée à la Figure 2-9. Deux circuits de déphasage à une diode sont placés sur la ligne de transmission. Ces circuits servent à obtenir une variation de phase de 180° pour Z_1 et pour Z_2 . Puis, pour créer le déphasage nécessaire de 180° entre Z_1 et Z_2 , une ligne quart d'onde est ajoutée à Z_1 pour obtenir Z_2 .

Un aspect intéressant de cet élément est que les deux diodes varactors peuvent être contrôlées simultanément par une tension de polarisation unique. Ceci est important pour minimiser la complexité du circuit.

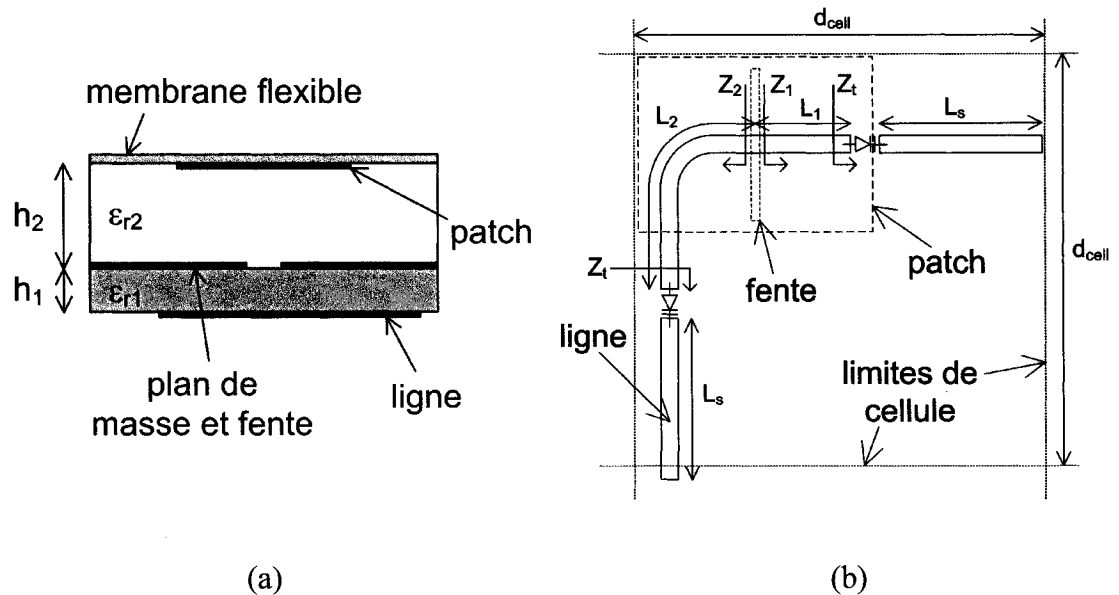


Figure 2-9 Configuration de l'élément reconfigurable de RRM (a) Vue de côté (pas à l'échelle) (b) Vue du dessous

2.2.5 Guides pour la conception du circuit de déphasage et pour le choix de la diode varactor

Pour guider le choix de la diode varactor pour cette application, des courbes de conception sont tracées à la Figure 2-10. Par exemple, la courbe identifiée par « 180 degrés » donne toutes les combinaisons possibles de capacités C_{Tmin} et C_{Tmax} normalisées par l'impédance caractéristique Z_0 pour obtenir une variation de phase pour Γ_t d'exactly 180 degrés. Une diode varactor donnée représente un seul point dans cet espace en deux dimensions. Si ce point se situe au-dessus de la courbe « 180 degrés », ceci implique que la diode permet d'obtenir une variation de phase de plus de 180°. Évidemment, elle permet d'obtenir moins de 180° si le point est sous la courbe.

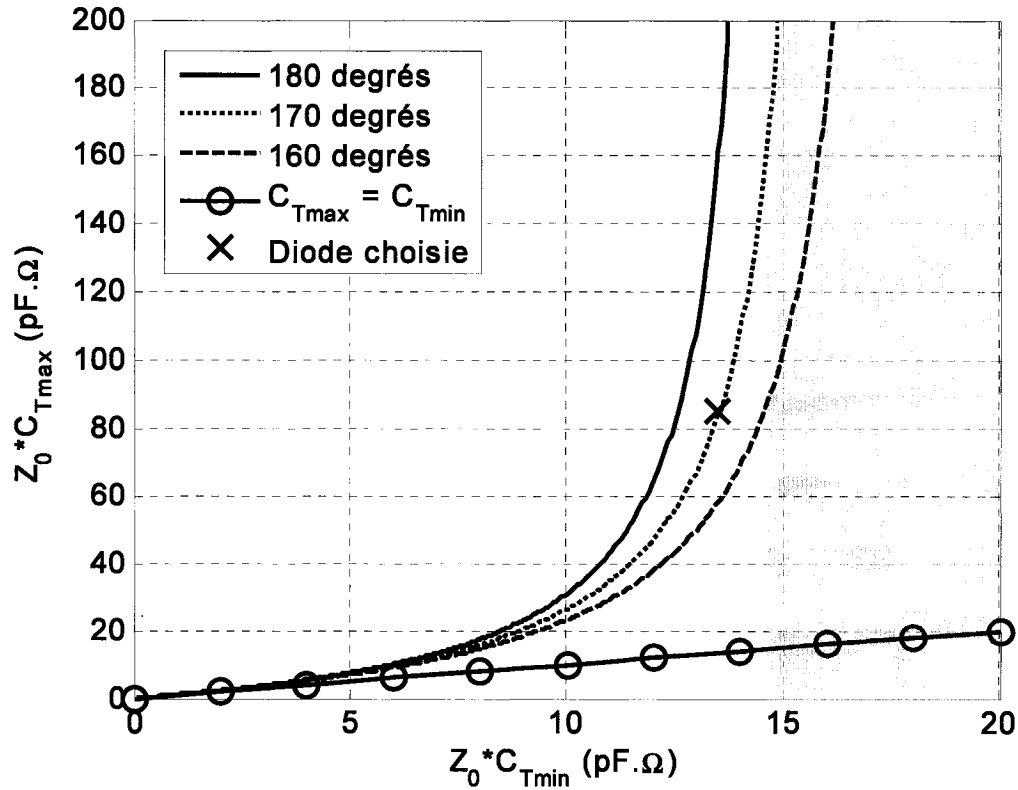


Figure 2-10 Courbes normalisées de C_{Tmax} vs C_{Tmin} pour obtenir une variation de phase pour Γ_t de 160° , 170° ou 180° . Ces courbes supposent une fréquence de 5.4 GHz, une courbe de Z_t vs V_R optimale, et $R_d = 0$.

Les courbes de la Figure 2-10 sont tracées en utilisant quelques hypothèses. Tout d'abord, la fréquence est fixée à 5.4 GHz. De plus, les variations de phase sont calculées en supposant des courbes optimales pour Z_t vs V_R . Finalement, la résistance R_d de la diode est supposée égale à zéro. Cependant, il est important de noter que les courbes de la Figure 2-10 ne varient pas beaucoup lorsqu'une faible valeur pour R_d est utilisée plutôt que R_d nulle. De plus, l'ajout d'une valeur non-nulle de R_d ne réduit pas

la plage de variation de phase, mais au contraire l'augmente. Ainsi, le fait d'utiliser $R_d = 0$ correspond en fait à tracer les courbes pour le pire cas de plage de phase.

Les courbes de la Figure 2-10 permettent de conclure que la caractéristique la plus importante de la diode pour obtenir une variation de phase de 180° à 5.4 GHz est de posséder une faible capacité C_{Tmin} , plutôt que de posséder un grand rapport C_{Tmax}/C_{Tmin} . Effectivement, lorsque C_{Tmin} devient trop élevée, les courbes montrent qu'il est impossible d'atteindre la plage de phase désirée, même si C_{Tmax} est infiniment grande. Donc, même un rapport infini de capacités n'assure pas l'atteinte de l'objectif visé de 180° de plage de phase. Par exemple, la zone ombragée de la Figure 2-10 illustre la région pour laquelle aucune combinaison de $Z_0 * C_{Tmin}$ et $Z_0 * C_{Tmax}$ permet d'obtenir 180° de plage de phase. Une telle région existe également pour les courbes de 160° et 170° , mais n'est pas illustrée sur la figure pour celles-ci.

La Figure 2-10 est un bon outil pour choisir une diode varactor puisqu'elle permet de positionner rapidement une diode par rapport aux courbes de phase et estimer la plage de phase pouvant être obtenue par cette dernière pour une impédance caractéristique Z_0 donnée.

Mis à part les capacités C_{Tmax} et C_{Tmin} pour la phase, la résistance série R_d est également une caractéristique très importante de la diode puisqu'elle introduit des pertes. Un bon indicateur de performance au niveau des pertes d'une diode est de calculer la perte maximale introduite par celle-ci dans le circuit de déphasage à une diode. En supposant encore une fois R_d constante en fonction de V_R , la perte maximale L_{max} pour l'impédance Z_t s'obtient au point du cercle $\text{Re}\{Z_t/Z_0\}$ qui est le plus éloigné

du bord de l'abaque, c'est-à-dire lorsque la phase de Γ_t est de 180° . La perte maximale se calcule par l'équation :

$$L_{\max} \text{ (dB)} = -20 \log \left(\left| (r_d - 1) / (r_d + 1) \right| \right) \quad (2-8)$$

où $r_d = R_d / Z_0$.

À partir de cette dernière équation, il peut être noté que le choix de Z_0 affecte les pertes dans le circuit. En effet, l'augmentation de Z_0 fait diminuer les pertes. Le choix de Z_0 affecte également la plage de phase de Γ_t pouvant être atteinte par une diode. La variation de Z_0 n'affecte pas les courbes de la Figure 2-10 puisqu'elles sont normalisées par rapport à Z_0 . Cependant, pour une diode donnée ayant $C_{T\min}$ et $C_{T\max}$ fixées, le fait de varier Z_0 modifie la position du point correspondant à la diode sur le graphique. En fait, le point $(Z_0 C_{T\min}, Z_0 C_{T\max})$ de la diode se déplace sur une droite passant par l'origine et ayant une pente $m = C_{T\max} / C_{T\min}$ lorsque Z_0 varie. Lorsque Z_0 augmente, le point de la diode se dirige vers la région de plus faible variation de phase, tandis que lorsque Z_0 diminue, la variation de phase de Γ_t augmente. Ainsi, le choix de Z_0 est un compromis entre obtenir de faibles pertes et obtenir une bonne plage de variation de phase.

2.2.6 Conception de l'élément reconfigurable

La fréquence de conception de l'élément reconfigurable est $f_0 = 5.4$ GHz. À cette fréquence, une bonne diode varactor pour l'élément reconfigurable est la diode hyperabrupte MGW-100-20 de la compagnie *Aeroflex-Metelics*. Cette diode est fabriquée en GaAs et est choisie dans un boîtier en technologie de montage en surface.

D'après les fiches techniques de la diode, la résistance R_d est égale à 1.45Ω lorsque $V_R = 4 \text{ V}$. De plus, d'après des mesures effectuées par le manufacturier sur les diodes, $C_{T\max} = 1.7 \text{ pF}$ à $V_R = 0 \text{ V}$ et $C_{T\min} = 0.27 \text{ pF}$ à $V_R = 20 \text{ V}$. L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne de transmission est choisie à 50Ω . Le point correspondant à la diode choisie est illustré par un 'x' sur la Figure 2-10. Ainsi, en théorie, la variation de phase possible pour Γ_t avec la diode choisie et $Z_0 = 50 \Omega$ est de $\Delta\Psi_{t, \text{théorie}} = 170^\circ$. Puis, en supposant R_d constante à 1.45Ω , la perte maximale théorique s'obtient de l'équation (2-8) : **$L_{\max, \text{théorie}} = 0.50 \text{ dB}$** .

Deux cellules légèrement différentes sont conçues à partir de la configuration de la Figure 2-9. Le substrat #1 utilisé entre le plan de masse et les lignes de transmission est le Duroid 5880 de la compagnie *Rogers* d'une épaisseur de 0.508 mm (20 mils) et ayant une constante diélectrique de $\epsilon_{r1} = 2.2$ et une tangente de pertes $\tan\delta_1 = 0.0009$. La faible tangente de pertes de ce substrat permet de minimiser les pertes dans les lignes de transmissions. Le substrat #2 entre le plan de masse et la patch est du Rohacell de type IG (industrial grade) de la compagnie *Rohm*. Ce substrat possède une constante diélectrique très près de celle de l'air et possède de faibles pertes diélectriques. La cellule #1 utilise le Rohacell 51 IG ($\epsilon_{r2} = 1.09$ et $\tan\delta_2 = 0.0004$ à 5 GHz) d'épaisseur 2 mm tandis que la cellule #2 utilise du Rohacell 71 IG ($\epsilon_{r2} = 1.106$ et $\tan\delta_2 = 0.0016$ à 5 GHz) d'épaisseur 3 mm . Le choix du Rohacell permet d'avoir un substrat épais pour les patchs sans trop augmenter la masse de la structure, puisque le Rohacell est extrêmement léger. Le fait d'avoir une grande épaisseur pour le substrat des patchs contribue à obtenir une plus grande largeur de bande de l'élément. Finalement, il est

préférable d'utiliser un substrat à faible constante diélectrique comme le Rohacell pour les patches pour augmenter la largeur de bande et l'efficacité de radiation (Sullivan et Schaubert 1986). Sur le substrat Duroid, les lignes de transmission sont imprimées d'un côté tandis que le plan de masse et la fente se trouvent sur l'autre côté du substrat. Un troisième substrat est nécessaire pour imprimer la patch puisque le substrat Rohacell ne possède pas de côté métallisé. Le Rohacell sert seulement à créer un espacement entre le plan de masse et la patch. Le substrat #3 utilisé est une membrane flexible de polyimide de $25.4\text{ }\mu\text{m}$ (1 mil) d'épaisseur : le Pyralux AP8515R de *Dupont* ($\epsilon_{r3} = 3.4$ et $\tan\delta_3 = 0.003$). Deux adhésifs 3M9458 de la compagnie *3M* ($\epsilon_r \approx 3.21$ et $\tan\delta \approx 0.04$) de $25.4\text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur sont utilisés pour relier ensemble les trois substrats de façon permanente.

Les différentes dimensions choisies (voir Figure 2-9 et Figure 2-3) pour les deux cellules sont présentées dans le Tableau 2-1. Il est à noter que la cellule #1 a été conçue pour démontrer le concept d'un élément reconfigurable. Par la suite, la cellule #2 a été conçue dans le but d'être utilisée dans un réseau-rélecteur complet.

Tableau 2-1 Dimensions et caractéristiques de substrat pour l'élément reconfigurable

Paramètre	Dimensions pour cellule #1 en mm (mils)	Dimensions pour cellule #2 en mm (mils)
L_s	14.25 (561)	10.55 (415)
L_1	8.38 (330)	6.35 (250)
L_2	18.59 (732)	16.57 (652)
W_t	1.54 (60.7)	1.54 (60.7)
L_p	20.65 (813)	19.53 (769)
W_p	15.24 (600)	15.24 (600)
L_f	13.21 (520)	15.37 (605)
W_f	0.762 (30)	0.762 (30)
d_{cell}	36.11 (1422)	36.11 (1422)
h_1	0.508 (20)	0.508 (20)
ϵ_{r1}	2.2	2.2
$\tan\delta_1$	0.0009	0.0009
h_2	2 (78.7)	3 (118)
ϵ_{r2}	1.09	1.106
$\tan\delta_2$	0.0004	0.0016

La largeur W_t de la ligne de transmission sur le substrat Duroid est déterminée dans le but d'obtenir $Z_0 = 50 \Omega$. La longueur d'onde guidée λ_g dans cette ligne de transmission est de 40.5 mm (1594 mils). On remarque bien du tableau précédent que L_1 et L_2 sont différentes d'environ $\lambda_g/4$. De plus, la dimension de la cellule d_{cell} de l'élément reconfigurable est choisie en fonction des caractéristiques désirées du RRM à balayage électronique de faisceau. En effet, la dimension de la cellule est équivalente à la distance entre les éléments du réseau. Ainsi, pour éviter le plus possible les lobes discordants (« grating lobes ») lorsque le faisceau d'antenne est balayé à de grands angles par rapport à la normale du réseau, il est désiré de choisir une faible distance entre les éléments. Par exemple, une distance entre les éléments inférieure à une demi longueur d'onde dans le vide à la fréquence de design f_0 ($0.5 \lambda_0$) assure de ne pas avoir

de lobes discordants peu importe l'angle de balayage. Cependant, le fait de diminuer la distance entre les éléments entraîne que l'espace disponible aux lignes de transmission de l'élément diminue et que le couplage entre les éléments augmente. La diminution de d_{cell} entraîne aussi que plus d'éléments doivent être placés dans le réseau pour former une antenne ayant la même surface (et donc le même gain) qu'une antenne dont les éléments sont plus distancés. Ceci peut être désiré si on veut avoir une puissance plus faible par élément, mais ceci entraîne plusieurs désavantages comme une augmentation du nombre de diodes, du nombre de lignes de contrôle, et donc du coût et de la complexité de l'antenne. Ainsi, d_{cell} est choisi à $0.65 \lambda_0$, où $\lambda_0 = 55.56 \text{ mm}$ à $f_0 = 5.4 \text{ GHz}$. Cette distance assure que pour un balayage maximal du faisceau de 32.5° par rapport à la normale du réseau, aucun pic de lobe discordant va apparaître dans le région visible (Stutzman et Thiele 1998). La distance d_{cell} spécifiée dans le cahier de charges du Tableau 0-1 est de $0.7 \lambda_0$, ce qui assure un balayage maximal du faisceau de 25.3° sans obtenir de lobes discordants. Ceci est suffisant pour balayer de $\pm 20^\circ$ autour de la normale du réseau. Cependant, dans notre cas, puisque l'antenne conçue est petite et que le blocage par la source primaire va devoir être minimisé, le faisceau ne sera pas balayé autour de cette normale. Par exemple, on peut vouloir balayer le faisceau de -10° à $+30^\circ$ par rapport à la normale du réseau, ce qui représente une variation de $\pm 20^\circ$ autour de 10° . Il est donc utile dans notre cas de diminuer la distance entre les éléments par rapport à celle spécifiée dans le cahier de charges.

2.3 Structure de test de l'élément : simulateur guide d'ondes

2.3.1 Théorie

Les performances d'un réseau d'éléments dépendent beaucoup des performances d'un élément rayonnant. Il est donc important de pouvoir mesurer les caractéristiques d'un élément de manière efficace. La seule méthode exacte pour mesurer les performances d'un élément de réseau est de le placer dans les conditions exactes dans lesquelles il va opérer dans la réalité, c'est-à-dire dans le réseau complet d'éléments. Cependant, la mesure des performances d'un élément à l'intérieur d'un réseau complet est difficile à effectuer. De plus, puisque le processus de conception d'un réseau implique habituellement de modifier l'élément plusieurs fois, il n'est pas pratique de construire un réseau complet pour chacune des configurations d'élément à évaluer. Cette méthode de conception serait beaucoup trop coûteuse et prendrait beaucoup trop de temps.

Une méthode efficace pour mesurer les performances d'un élément de réseau est d'utiliser un simulateur guide d'ondes (Hannan et Balfour 1965). Cette méthode consiste à fabriquer un seul ou très peu d'éléments de réseau et de les placer à l'intérieur d'un guide d'ondes. Les images créées par les murs du guide d'ondes permettent de simuler avec précision un réseau infini d'éléments identiques. Ainsi, les performances de l'élément sont mesurées lorsque celui-ci est entouré d'une infinité d'éléments identiques. Ceci représente très bien la plupart des éléments présents dans un grand réseau, puisqu'ils sont entourés d'un grand nombre d'éléments. Les éléments placés près des bords du réseau d'antenne sont moins bien représentés puisqu'ils possèdent peu

ou pas de voisins en réalité dans certaines directions. Cependant, dans le cas d'un réseau de patches microrubans, le couplage mutuel entre les éléments est très faible lorsque le substrat est mince (Pozar, Targonski, et Syrigos 1997). L'effet des éléments voisins est donc négligeable dans ce cas et tous les éléments d'un réseau fini peuvent être représentés avec une bonne précision par un élément d'un réseau infini d'éléments.

Un exemple de simulateur guide d'ondes utilisant un seul élément est présenté à la Figure 2-11. Le réseau infini d'éléments simulé par ce simulateur est également illustré sur cette figure. Les murs métalliques du simulateur guide d'ondes constituent des plans de symétrie dans le réseau infini d'éléments. Les flèches sur les éléments représentent la direction du courant excité sur chaque élément. La direction des flèches est déterminée grâce à la théorie des images. Ainsi, dans le plan H du réseau, les excitations sont déphasées de 180° entre les différents éléments. Au contraire, les excitations des éléments sont en phase dans le plan E du réseau. Selon ces excitations d'élément et la théorie des réseaux, le réseau infini possède deux faisceaux identiques situés à des angles de $\theta_{0H} = \pm \sin^{-1}(\lambda/2a)$ et $\theta_{0E} = 0$, où θ_{0H} est l'angle par rapport à la normale du réseau dans le plan H, θ_{0E} est l'angle par rapport à la normale du réseau dans le plan E, a est la grande dimension du guide d'ondes et λ est la longueur d'ondes dans l'espace libre.

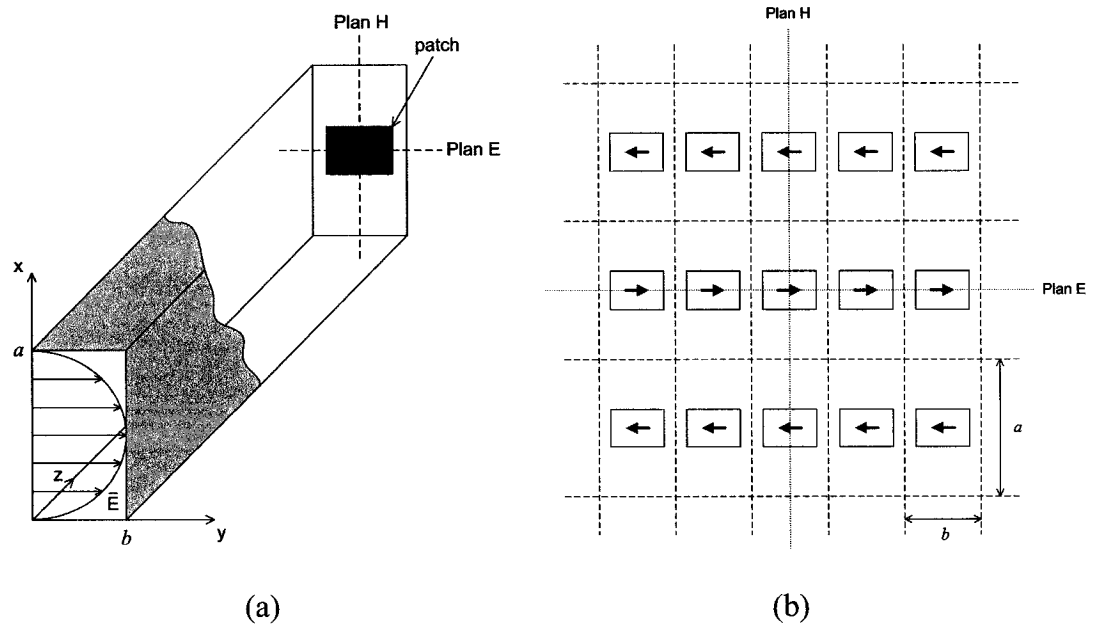


Figure 2-11 (a) Simulateur guide d'ondes utilisant une seule patch rectangulaire (b) Réseau infini simulé.

Le mode TE_{10} d'un guide d'ondes rectangulaire peut être décrit complètement par une superposition de deux ondes planes qui se propagent dans le guide et rebondissent sur les murs de ce dernier, comme illustré à la Figure 2-12. Ces deux ondes planes arrivent sur l'élément inséré au bout du guide avec un angle d'incidence de θ_i et $-\theta_i$ par rapport à la normale de l'élément, dans le plan H de celui-ci. L'angle d'incidence θ_i peut être déterminé grâce à l'équation suivante (Pozar 1998) :

$$\theta_i = \sin^{-1}(\lambda/2a) \quad (2-9)$$

Ainsi, le mode TE_{10} du guide d'ondes permet de simuler une onde plane incidente sur le réseau infini d'éléments, avec un angle d'incidence de θ_i dans le plan H du réseau. Cet angle d'incidence de l'onde plane correspond à la direction du faisceau principal du

réseau infini. Lorsque la dimension du guide d'ondes est fixée, l'équation précédente montre que θ_i dépend seulement de la fréquence.

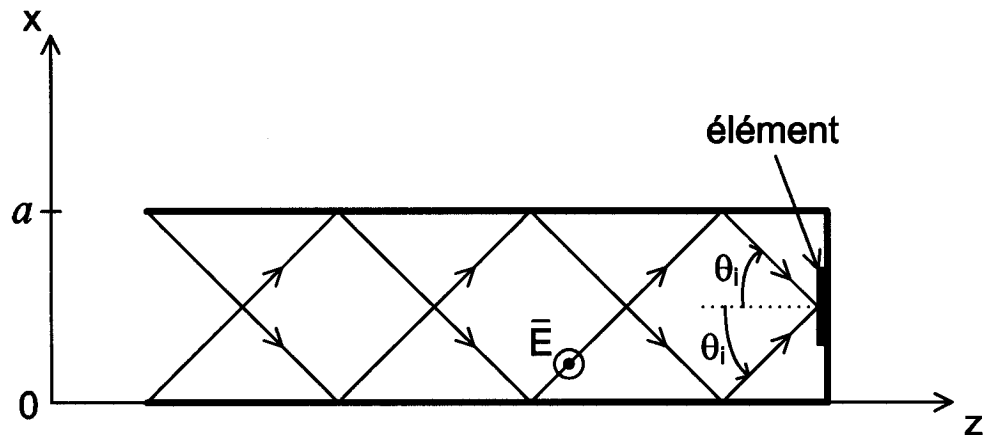


Figure 2-12 Décomposition du mode TE_{10} d'un guide rectangulaire en deux ondes planes

2.3.2 Conception

Le simulateur guide d'ondes choisi est conçu pour contenir un seul élément de RRM, comme celui à la Figure 2-11. Le guide d'ondes choisi est de la même dimension qu'un élément du réseau. Il possède donc les dimensions suivantes :

$$a = b = 0.65 \lambda_0 = 36.11 \text{ mm}$$

Selon l'équation (2-9), l'angle d'incidence de l'onde plane sur l'élément est de $\theta_{i0} = 50.3^\circ$ à la fréquence de conception de $f_0 = 5.4 \text{ GHz}$. De plus, avec ces dimensions, les premiers modes à se propager dans le guide sont les modes TE_{10} et TE_{01} . Ces modes ont une fréquence de coupure de 4.15 GHz. Les prochains modes à se propager dans le guide sont les modes TE_{11} et TM_{11} , ayant une fréquence de coupure de 5.87 GHz. Ainsi,

seulement les modes TE_{10} et TE_{01} se propagent dans le guide autour de la fréquence de conception de 5.4 GHz.

Puisque les dimensions du guide d'ondes ne sont pas standards, un adaptateur est conçu pour passer d'un guide standard WR187 de 47.55 mm par 22.15 mm (1872 mils par 872 mils) à un guide carré de 36.11 mm de côté. La transition entre les deux sections de guide s'effectue de façon linéaire. La longueur du guide permettant la transition entre les deux sections est de 79.8 mm, ce qui crée une pente assez faible pour ne pas produire trop de réflexions dues à la transition. À chaque bout de la transition, une longueur de guide de 60 mm ayant une section constante est ajoutée pour laisser suffisamment de distance pour permettre aux modes évanescents introduits par la transition de disparaître.

L'adaptateur complet est simulé à l'aide du logiciel *Ansoft* HFSS. Les paramètres S simulés de l'adaptateur à 5.4 GHz sont présentés dans le Tableau 2-2. Tous les modes se propageant dans les sections de guide sont présents dans ce tableau. La porte 1 se situe du côté du guide carré tandis que la porte 2 se situe du côté du guide WR187. Ces simulations montrent que le mode TE_{01} de la porte 1, pouvant se propager seulement dans le guide carré et non dans le guide WR187, est réfléchi complètement (ou presque) et n'est pas du tout transféré aux modes TE_{10} des portes 1 ou 2. Cette situation n'est pas unique à la fréquence 5.4 GHz. Cette réflexion quasi-complète du mode TE_{01} de la porte 1 se produit également sur toute la bande de fréquences de 4.3 à 5.7 GHz, qui constitue approximativement la bande de fréquences utilisable pour le simulateur conçu. De plus, ce tableau montre la bonne transmission du mode TE_{10} de la porte 1 à la porte 2 et vice

versa. En effet, il y a seulement 0.0044 dB de pertes dans le passage de la porte 1 à la porte 2.

Tableau 2-2 Paramètres S de l'adaptateur à 5.4 GHz (amplitude en dB et phase en degrés)

	Porte 1, Mode TE ₁₀	Porte 1, Mode TE ₀₁	Porte 2, Mode TE ₁₀
Porte 1, Mode TE ₁₀	-30∠3.94	-58∠-167	-0.0044∠-48.1
Porte 1, Mode TE ₀₁	-58∠-167	-1.4x10 ⁻⁵ ∠33.6	-58∠-27.8
Porte 2, Mode TE ₁₀	-0.0044∠-48.1	-58∠-27.8	-30∠79.9

Puisque le mode TE₀₁ de la porte 1 n'affecte pas du tout le mode fondamental désiré TE₁₀ des portes 1 et 2, ce mode TE₀₁ est ignoré ici. Ainsi, un seul mode est présent à chacune des portes et les paramètres S entre ces deux portes peuvent être définis avec une matrice 2x2, comme à l'habitude. Quelques simulations de paramètres S de l'adaptateur sont présentées à la Figure 2-13 en fonction de la fréquence. Ces simulations montrent que le mode TE₁₀ est transmis d'une porte à l'autre avec peu de pertes. En effet, les pertes de transmission sont plus faibles que 0.37 dB pour toute la bande de fréquence de 4.3 à 5.7 GHz.

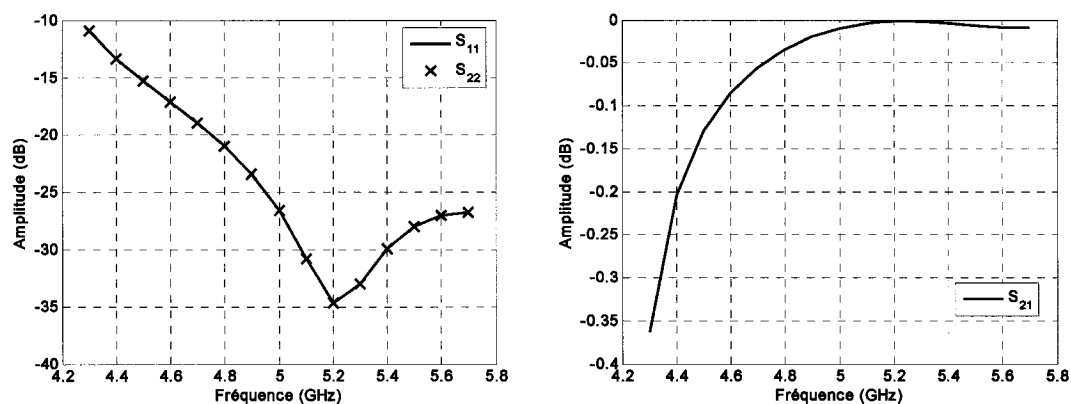


Figure 2-13 Paramètres S simulés de l'adaptateur (a) S_{11} et S_{22} (b) $S_{21} = S_{12}$

L'adaptateur est fabriqué en aluminium. Deux photographies de l'adaptateur sont présentées à la Figure 2-14.

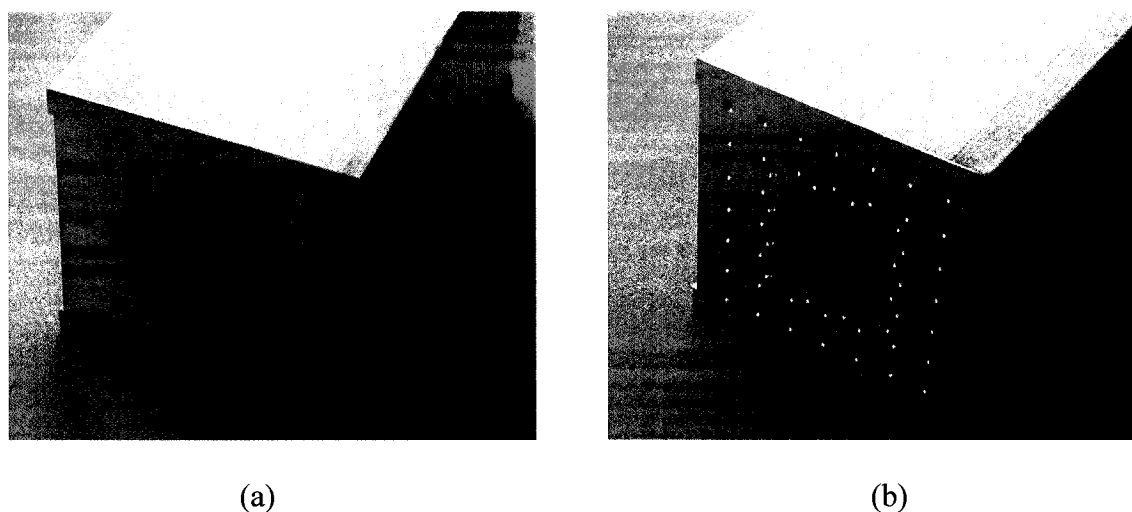


Figure 2-14 Photographies de l'adaptateur pour le simulateur guide d'ondes. (a) Vue du côté guide standard WR187 (b) Vue du côté guide carré

Lors des mesures de l'élément dans le simulateur guide d'ondes, l'effet de la transition ne doit pas être présent. Ainsi, il est nécessaire de calibrer les mesures à un

plan de référence situé dans la section de guide carrée de $0.65 \lambda_0$ de largeur. Pour effectuer la calibration, des étalons de calibration doivent être fabriqués. Puisque des mesures en réflexion à une porte seulement sont effectuées avec le simulateur guide d'ondes, une calibration à une porte seulement est requise. Puisqu'il est difficile de fabriquer une bonne charge adaptée pour une section de guide d'ondes, la calibration choisie est de type « trois court-circuits décalés » (ou « triple offset shorts » en anglais). Cette méthode de calibration requiert trois court-circuits ayant des décalages de phase différents. Ainsi, trois court-circuits positionnés à trois endroits différents à l'intérieur du guide sont nécessaires. Ces trois étalons de calibration sont illustrés à la Figure 2-15.

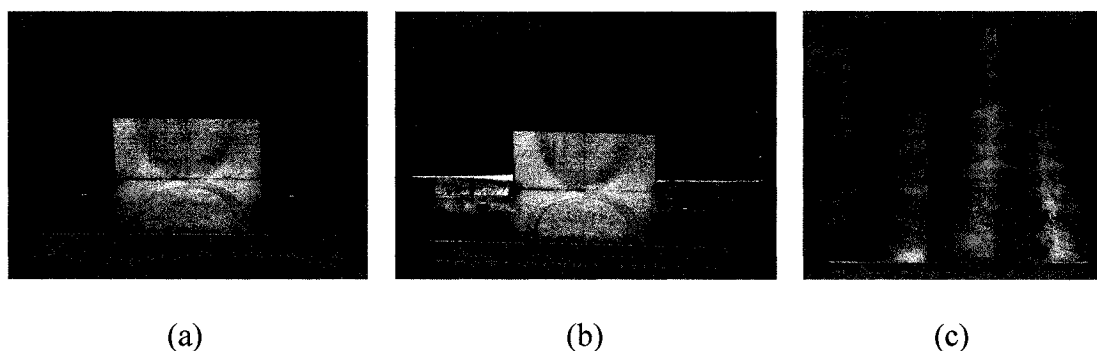


Figure 2-15 Photographies des étalons de calibration (a) court-circuit (b) court-circuit décalé de 250 mils (c) court-circuit décalé de 750 mils

Le premier étalon consiste en un bloc d'aluminium de dimension du guide d'ondes carré qui rentre dans le guide d'ondes sur une distance de 19.05 mm (750 mils). Cet étalon fixe le plan de référence de la calibration à 750 mils à l'intérieur du guide, ce qui implique que ce court-circuit n'est pas décalé par rapport au plan de référence. Le deuxième étalon consiste à utiliser le même bloc d'aluminium ainsi que deux pièces

d'aluminium de 6.35 mm (250 mils) d'épaisseur dans le but de décaler ce deuxième court-circuit de 6.35 mm par rapport au plan de référence. Finalement, le troisième étalon est une simple plaque d'aluminium placée au bout du guide, et qui est donc décalé de 19.05 mm par rapport au plan de référence. Il est possible de modifier le plan de référence des mesures du S_{11} à l'intérieur du guide en modifiant seulement la phase du S_{11} en utilisant la constante de propagation $\beta_{TE_{10}}$ du guide. Les faibles pertes introduites par une petite longueur de guide d'ondes peuvent être ignorées.

2.3.3 Validation

Dans le but de valider le bon fonctionnement de l'adaptateur construit et de la méthode de calibration, il est important d'effectuer une calibration et de mesurer un quatrième étalon indépendant des trois étalons ayant servis à la calibration. En effet, puisque les calculs de calibration sont effectués avec les mesures effectuées sur les trois premiers étalons, une mesure après calibration d'un de ces trois étalons donne forcément des résultats exacts. Cependant, une mesure sur un quatrième étalon indépendant révèle vraiment si la calibration est valide. Ainsi, un quatrième court-circuit est construit à partir de l'étalon #1 et de deux espaceurs de 12.7 mm (500 mils), pour créer un court-circuit décalé de 12.7 mm du plan de référence. Plusieurs calibrations différentes sont effectuées. Après chaque calibration, le quatrième étalon est mesuré. Les résultats de mesures du coefficient de réflexion pour cinq essais différents sont présentés à la Figure 2-16. Dans ces résultats, le plan de référence des mesures a été déplacé au niveau de la surface du court-circuit du quatrième étalon. Le coefficient de réflexion Γ du court-

circuit devrait donc être égal à $1\angle 180^\circ$ (ou 0 dB et 180°) dans les mesures, et ce pour toute la plage de fréquences. Comme il est illustré à la Figure 2-16, l'amplitude du Γ mesuré se situe près de 0 dB pour les cinq essais. Il y a une erreur d'amplitude de moins de 0.15 dB sur la plage de 5.1 à 5.7 GHz, ce qui est acceptable. De plus, la phase du Γ mesuré se situe à moins de 1.6° de la phase théorique de 180° , ce qui est également acceptable. La concordance de ces mesures avec les résultats prédits par la théorie pour ce quatrième étalon confirme le bon fonctionnement de l'adaptateur et la validité de la calibration.

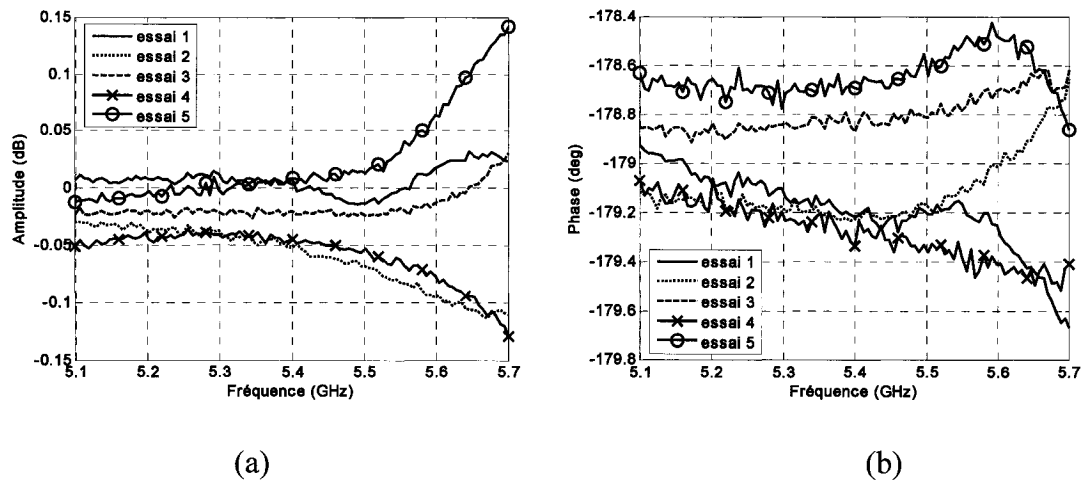


Figure 2-16 Coefficient de réflexion mesuré du quatrième étalon pour 5 essais différents (a) Amplitude (b) Phase

2.4 Méthodes de simulation et de fabrication de l'élément

Tout d'abord, les caractéristiques des diodes ne sont pas connues avec une très grande précision. Le fabricant fournit seulement une plage dans laquelle peut se situer le C_{Tmax} et le C_{Tmin} des diodes. Ainsi, les diodes doivent être caractérisées expérimentalement. Un circuit de déphasage à une diode est donc fabriqué et la longueur du tronçon de ligne de transmission L_s est ajustée pour obtenir la plage de phase optimale en fonction de la tension inverse de polarisation. Ensuite, la structure passive de l'élément reconfigurable, c'est-à-dire tout sauf les deux circuits de déphasage, est simulée à l'intérieur d'un simulateur guide d'ondes à l'aide du logiciel HFSS de *Ansoft*. Les deux circuits de déphasage sont remplacés par deux portes dans HFSS, ce qui crée une structure passive à trois portes. Dans cette étape de simulation, les dimensions de la patch et de la fente sont optimisées pour obtenir un transfert maximal de la puissance provenant du mode TE_{10} du guide d'ondes vers les deux portes sur la ligne de transmission. Puis, les paramètres S de la structure passive simulée ainsi que les mesures du circuit de déphasage sont importés dans le logiciel ADS de *Agilent*. Ces simulations au niveau système dans ADS permettent d'ajuster les longueurs de ligne L_1 et L_2 dans le but d'obtenir les meilleures performances possibles pour le coefficient de réflexion de l'élément reconfigurable. Finalement, lorsque les dimensions sont fixées, les courbes simulées de phase et d'amplitude du coefficient de réflexion de l'élément conçu sont obtenues en fonction de la tension de polarisation des diodes.

Suite à ces simulations, l'élément reconfigurable est fabriqué selon une procédure précise. Les circuits sont premièrement imprimés sur le substrat Duroid et sur

la membrane flexible à l'aide d'un procédé photolithographique. Des marques servant à l'alignement sont également imprimées sur ces deux circuits. Puis, une couche d'adhésif est appliquée sur le substrat de Rohacell. La membrane peut ensuite être collée sur le Rohacell. La prochaine étape consiste à percer les trous d'alignement dans le substrat Duroid et également dans la structure composée de la membrane flexible collée sur le Rohacell. Les trous dans le Duroid permettant de visser l'élément reconfigurable au simulateur guide d'ondes sont également percés à cette étape. Ensuite, une couche d'adhésif est appliquée sur le côté du Duroid comprenant le plan de masse et la fente. Dans la dernière étape de fabrication, une structure rigide comprenant des poteaux d'alignement est utilisée. Ces poteaux d'alignement sont positionnés pour pouvoir être insérés dans les trous d'alignement des deux circuits. Le circuit Duroid est donc inséré dans la structure d'alignement comprenant les poteaux. Finalement, la structure « Rohacell + membrane » est également insérée dans la structure d'alignement et est collée sur le circuit Duroid. Cette procédure de fabrication permet d'obtenir un bon niveau d'alignement. Cependant, il demeure tout de même quelques sources d'erreurs pour l'alignement dont : l'imprécision sur les dimensions dans la fabrication des circuits imprimés et l'imprécision lors du perçage des trous d'alignement. Il est à noter que la procédure d'alignement des circuits n'était pas mise en place lors de la fabrication de la cellule #1. Dans ce cas particulier, la structure d'alignement utilisant des poteaux n'était pas disponible et la structure « Rohacell + membrane » a dû être alignée « à l'oeil » en utilisant des marques d'alignement imprimées sur les circuits.

2.5 Résultats et discussions

2.5.1 Résultats du circuit de déphasage à une diode varactor

Le circuit de déphasage de la Figure 2-5 est fabriqué sur le substrat Duroid 5880 de 0.508 mm d'épaisseur pour les deux cellules. Pour les mesures, le circuit est installé dans un montage de test de la compagnie *Anritsu*. Une photographie du circuit de déphasage inséré dans le montage de test d'*Anritsu* est présentée à la Figure 2-17. Une calibration TRL (« Thru-Reflect-Line ») est effectuée, utilisant trois étalons fabriqués dans le même substrat que le circuit de déphasage à mesurer. Les étalons consistent en un circuit-ouvert et deux lignes à délai ayant des longueurs différentes. La plan de référence des mesures de Γ_t est choisi directement au niveau de la diode, comme illustré à la Figure 2-5.

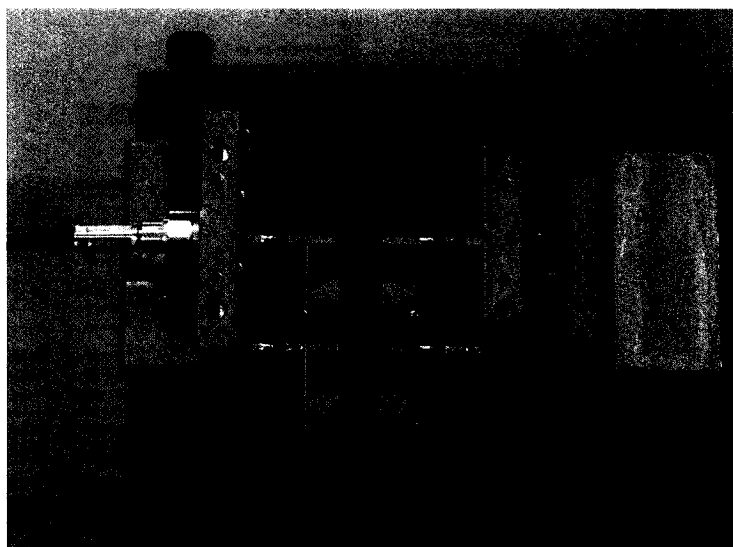


Figure 2-17 Photographie de quatre circuits de déphasage à une diode varactor, dont un seul est inséré dans le montage de test d'*Anritsu*

Les mesures de Γ_t à 5.4 GHz en fonction de la tension de polarisation V_R sont présentées à la Figure 2-18 pour les deux cellules. Pour les mesures de Γ_t présentées dans cette figure, une seule diode est mesurée dans le cas de la cellule #1 tandis qu'une moyenne des mesures sur 10 diodes différentes est effectuée dans le cas de la cellule #2. Une moyenne sur plusieurs diodes est effectuée puisque les caractéristiques des différentes diodes sont légèrement différentes. Puisque tous les éléments du réseau réflecteur vont être conçus de façon identique, il est plus intéressant de concevoir l'élément en utilisant les mesures du circuit de déphasage pour une diode moyenne.

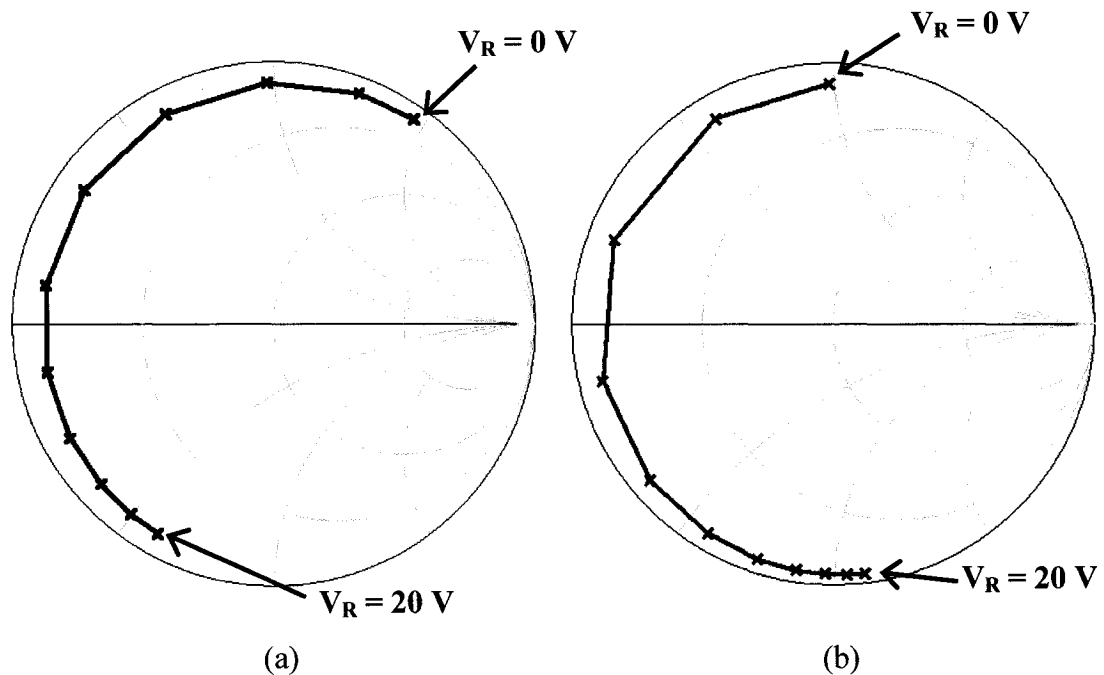


Figure 2-18 Mesures de Γ_t du circuit de déphasage à une diode à 5.4 GHz pour différentes tensions V_R de 0 à 20 V, avec intervalles de 2 V (a) Cellule #1 (b) Cellule #2

La Figure 2-18 montre que la courbe de Γ_t pour la cellule #2 ressemble plus à la courbe optimale (voir Figure 2-6) que la courbe de la cellule #1. Ceci s'explique par le

fait que la longueur de ligne L_s a été mieux ajustée dans le cas de la cellule #2 pour obtenir cette courbe presque optimale.

La plage de phase et la perte maximale des circuits de déphasage mesurés sont présentées dans le Tableau 2-3. Les deux circuits de déphasage mesurés atteignent une plage de phase supérieure à 180° , ce qui est excellent. Les plages de phase des deux circuits mesurés sont plus élevées que la plage de phase théorique pour un circuit optimal. Cette différence entre les mesures et la théorie peut s'expliquer par le fait que la plage de capacité des diodes n'est pas exactement égale à celle fournie par le fabricant. Par exemple, la valeur du C_{Tmin} de la diode influence beaucoup la plage de phase. Ainsi, si le C_{Tmin} est légèrement plus faible en réalité que celui spécifié par le fabricant, la plage de phase peut augmenter de façon significative. De plus, le Tableau 2-3 montre que les pertes maximales dans les mesures sont beaucoup plus élevées qu'en théorie. Ceci peut s'expliquer par le fait que la résistance R_d n'est pas constante en réalité en fonction de V_R et qu'elle est beaucoup plus élevée que 1.45Ω pour certaines tensions de polarisation.

Tableau 2-3 Caractéristiques principales des circuits de déphasage à une diode mesurés comparativement à la théorie

	Circuit optimal théorique (voir section 2.2.6)	Mesures cellule #1	Mesures cellule #2
Plage de phase (deg)	170	186	187
Perte maximale (dB)	0.50	1.10	0.94

Finalement, pour avoir une idée du comportement du circuit de déphasage en fonction de la fréquence, la Figure 2-19 illustre des mesures des deux circuits de

déphasage pour $V_R = 8$ V et pour une plage de fréquences s'étendant de 5.1 à 5.7 GHz. Cette figure montre que la dépendance de Γ_t en fonction de la fréquence est moins importante pour le circuit de la cellule #2. Ceci s'explique par le fait que la longueur de ligne L_s a été diminuée pour le circuit de la cellule #2, comparativement au circuit de la cellule #1. Cette moins grande variation de Γ_t en fonction de la fréquence va améliorer la largeur de bande de l'élément de réseau-réflexeur. De plus, puisque L_s de la cellule #2 est environ égale à $\lambda_g/4$, il serait possible de remplacer le tronçon de ligne terminé en circuit-ouvert par un simple court-circuit. Ceci améliorerait encore plus la largeur de bande de l'élément et réduirait considérablement la taille du circuit. En effet, le court-circuit polarise directement un côté de la diode à 0 V en DC, ce qui permet d'éliminer un circuit de polarisation de diode qui est nécessaire avec le circuit-ouvert. Pour l'élément reconfigurable complet, ceci permet d'éliminer deux des trois circuits de polarisation de diode.

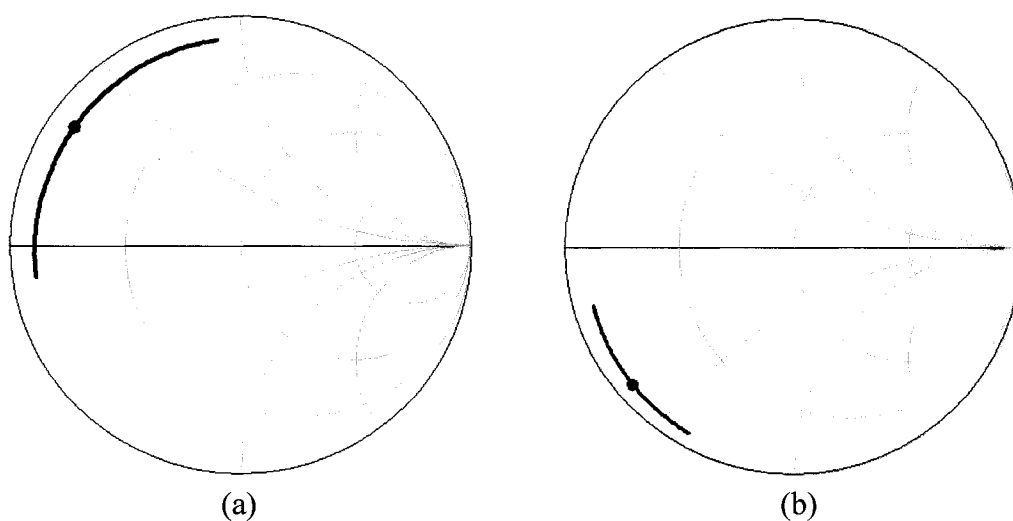


Figure 2-19 Mesures de Γ_t du circuit de déphasage à une diode pour $V_R = 8$ V et pour une plage de fréquences de 5.1 à 5.7 GHz (a) Cellule #1 (b) Cellule #2. Le point correspond à la fréquence de 5.4 GHz.

2.5.2 Résultats de l'élément reconfigurable complet

2.5.2.1 Cellule #1

Des photographies du premier élément reconfigurable complet fabriqué, la cellule #1, sont présentées à la Figure 2-20.

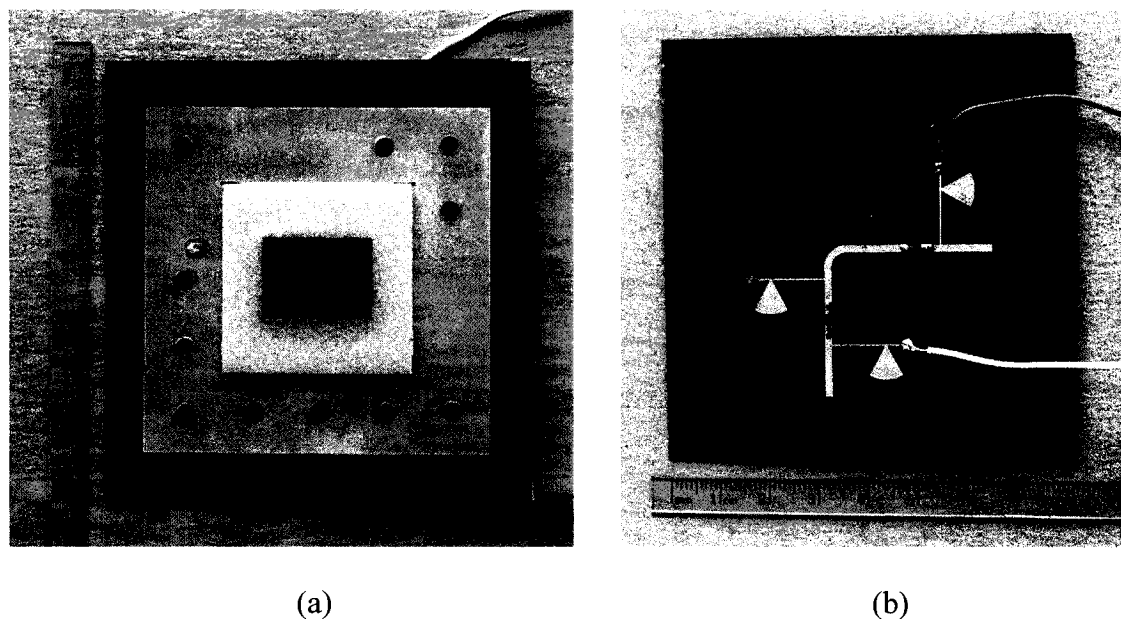


Figure 2-20 Photographies de la cellule #1 (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous

Dans la vue de dessous, on peut remarquer les trois circuits de polarisation des diodes. Deux des circuits de polarisation sont branchés à la même tension inverse V_R grâce aux fils bleu et blanc, tandis que le troisième permet d'appliquer le 0 V DC aux diodes grâce à un via vers le plan de masse. Deux fils sont utilisés dans cette première cellule pour permettre d'appliquer des tensions différentes sur les diodes au cas où la cellule n'atteindrait pas de bonnes performances avec une tension identique. Cependant, cette précaution n'a pas eu à être utilisée et les deux fils ont toujours été branchés à la

même tension. Pour les autres éléments fabriqués par la suite, un seul fil est utilisé pour appliquer la tension V_R et deux vias sont utilisés pour appliquer le 0 V. Dans ce cas, les bornes des diodes sont inversées sur le circuit imprimé.

Les mesures de l'élément reconfigurable (DUT) sont prises dans le simulateur guide d'ondes fabriqué, selon le montage de la Figure 2-21.

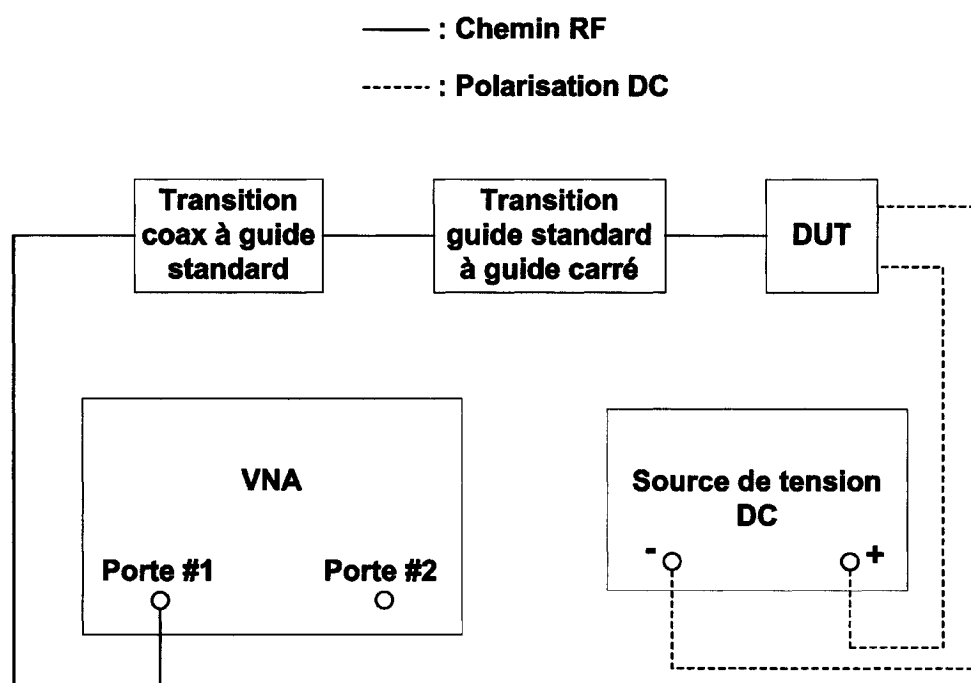


Figure 2-21 Schéma-bloc du montage pour les mesures d'un élément reconfigurable

Les mesures et les simulations du coefficient de réflexion de la cellule #1 sont présentées à la Figure 2-22. Dans cette figure, trois fréquences différentes sont représentées. Tout d'abord, un décalage en fréquence de 50 MHz est observé entre les mesures et les simulations, ce qui correspond à un décalage de 0.1 % par rapport à la fréquence centrale de 5.4 GHz. Ce décalage de fréquence est fréquent lors d'une

première conception d'une antenne microruban et peut aisément être corrigé lors d'une seconde conception. Mis à part ce décalage de fréquence, il y a un excellent accord entre les mesures et les simulations, autant pour la phase que pour l'amplitude du coefficient de réflexion. Ces résultats permettent ainsi de valider la méthode de simulation utilisée.

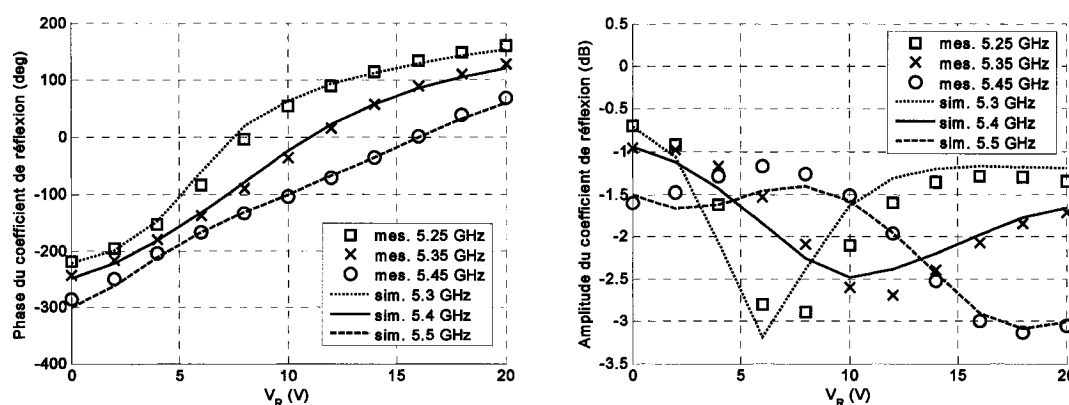


Figure 2-22 Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'élément reconfigurable complet (cellule #1)

En ce qui concerne la phase du coefficient de réflexion, la cellule #1 permet une variation de phase sur une plage de 371° dans les mesures à 5.35 GHz. Une deuxième caractéristique importante des courbes de phase mesurées est leur bonne linéarité. Cette linéarité est excellente à 5.45 GHz et se détériore lorsque la fréquence diminue. Cette linéarité des courbes de phase est importante puisqu'elle réduit la nécessité d'utiliser une tension de contrôle très précise pour polariser les diodes. En effet, plus la courbe est linéaire et ne possède pas de pente abrupte, moins la précision sur la tension doit être élevée pour pouvoir obtenir une précision donnée sur la phase. De plus, pour pouvoir

évaluer la largeur de bande de l'élément, il est intéressant d'étudier la variation de la phase en fonction de la fréquence pour les différentes tensions de polarisation. Considérons la fréquence centrale de conception f_0 ainsi que la courbe de phase $\psi_0(V_R)$ associée à cette fréquence. Considérons également une fréquence $f_1 \neq f_0$ ainsi que sa courbe de phase $\psi_1(V_R)$. La variation de phase entre les deux courbes est donnée par :

$$\Delta\psi(V_R) = |\psi_1(V_R) - \psi_0(V_R)| \quad (2-10)$$

Puisque cette variation de phase dépend de la tension V_R , il est possible de trouver une variation maximale $\Delta\psi_{\max}$ et une variation minimale $\Delta\psi_{\min}$ de la phase. Finalement, la différence entre $\Delta\psi_{\max}$ et $\Delta\psi_{\min}$ permet de calculer l'erreur de phase relative maximale ($e_{\max}$) qui peut se produire entre deux éléments du réseau, lorsqu'on tient compte seulement de l'effet de la variation des courbes de phase de réflexion des éléments avec la fréquence. En faisant cela, on suppose que les éléments sont phasés parfaitement à la fréquence centrale selon la phase progressive dictée par la théorie des réseaux, dans le but de produire un faisceau dans une direction désirée. De plus, on néglige la variation de la phase progressive désirée sur le réseau en fonction de la fréquence. On suppose également que les éléments sont situés à égale distance de la source primaire du RRM. Donc, lorsque la fréquence change, il n'y a pas de déphasage entre les éléments qui est causé par leur distance à la source primaire. Par exemple, considérons que deux éléments du réseau-rélecteur sont déphasés de 80° à f_0 pour obtenir un faisceau dans une direction donnée. Pour ce faire, la tension sur le premier élément est de 5 V et la tension sur le deuxième élément est 10 V. Puisque la direction du faisceau doit être la même à f_1 , on désire avoir 80° de déphasage entre les deux éléments à f_1 également.

Cependant, puisque $\Delta\psi(5 \text{ V})$ n'est pas identique à $\Delta\psi(10 \text{ V})$, le déphasage entre les deux éléments à f_1 va être de : $80^\circ + (\Delta\psi(10 \text{ V}) - \Delta\psi(5 \text{ V}))$. L'erreur de déphasage pour cet exemple est donc de $\Delta\psi(10 \text{ V}) - \Delta\psi(5 \text{ V})$. L'erreur de déphasage maximale entre deux éléments peut donc s'écrire ainsi :

$$e_{\max} = \Delta\psi_{\max} - \Delta\psi_{\min} \quad (2-11)$$

Il est maintenant possible de se fixer un critère permettant d'évaluer la performance d'un élément en termes de largeur de bande. Un critère utilisé dans la littérature (Hum et Okoniewski 2004) est de trouver la largeur de bande pour laquelle $e_{\max} < 22.5^\circ$. Pour fins de comparaison avec la littérature, ce même critère est utilisé. Pour les mesures effectuées sur la cellule #1, la courbe de $e_{\max}$ en fonction de la fréquence est calculée et tracée à la Figure 2-23. Plus la fréquence s'éloigne de $f_0 = 5.35 \text{ GHz}$, il est évident que l'erreur maximale augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne une valeur élevée. Puis, l'erreur maximale varie beaucoup lorsque la fréquence est assez éloignée de f_0 , mais reste toujours élevée. La largeur de bande pour laquelle $e_{\max} < 22.5^\circ$ est égale à 60 MHz pour la cellule #1, c'est-à-dire environ $\pm 30 \text{ MHz}$ autour de $f_0 = 5.35 \text{ GHz}$.

En ce qui concerne l'amplitude du coefficient de réflexion, la Figure 2-22 montre que les pertes maximales mesurées sont de 2.7 dB à la fréquence centrale de 5.35 GHz pour une tension $V_R = 12 \text{ V}$ tandis que les pertes minimales sont de 0.96 dB pour $V_R = 0 \text{ V}$. Sur la plage de fréquence de 200 MHz, les pertes maximales mesurées sont de 3.2 dB.

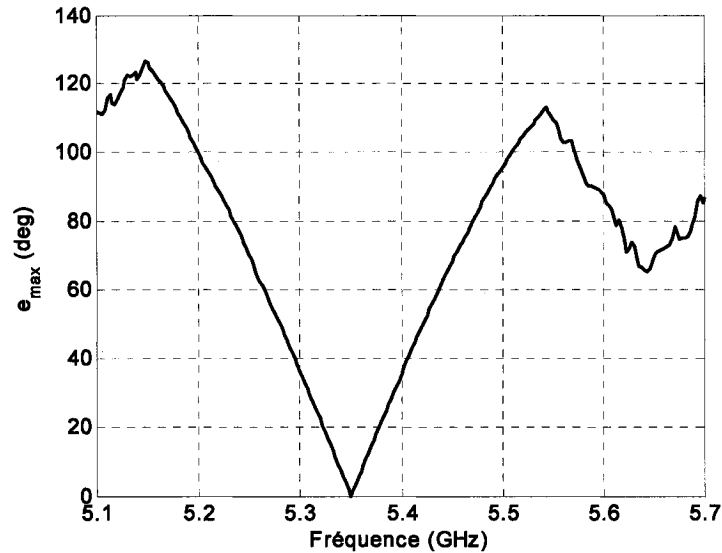


Figure 2-23 Erreur de déphasage maximale entre deux éléments pour la cellule #1 calculée à partir des mesures

2.5.2.2 Cellule #2

La cellule #2 est conçue pour être utilisée dans le réseau-réflecteur actif. Ainsi, deux échantillons de la cellule #2 sont fabriqués et mesurés dans le but de donner une idée de la répétabilité des performances de la cellule. Évidemment, deux échantillons ne sont pas suffisants pour effectuer une bonne analyse de répétabilité, mais le temps et les ressources disponibles ne permettaient pas de fabriquer plusieurs autres échantillons. Les résultats mesurés et simulés du coefficient de réflexion de la cellule #2 sont présentés à la Figure 2-24 pour l'échantillon #1 et à la Figure 2-25 pour l'échantillon #2.

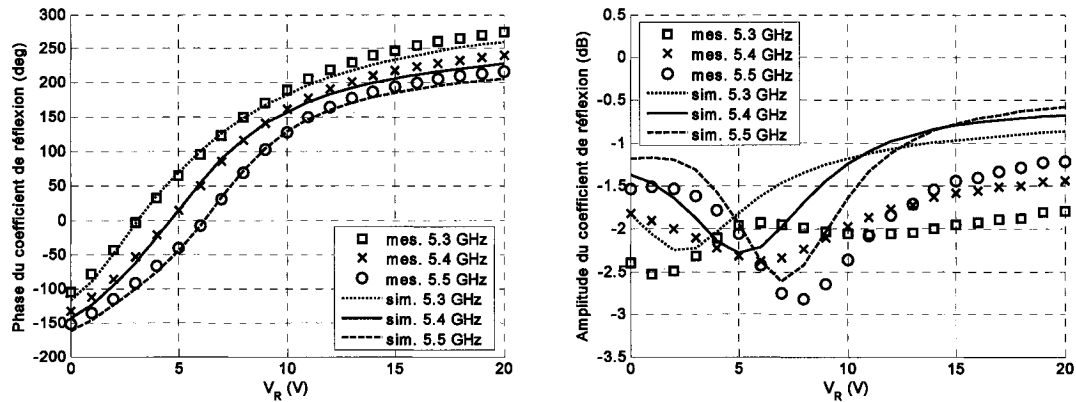


Figure 2-24 Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'élément reconfigurable complet (cellule #2, échantillon #1)

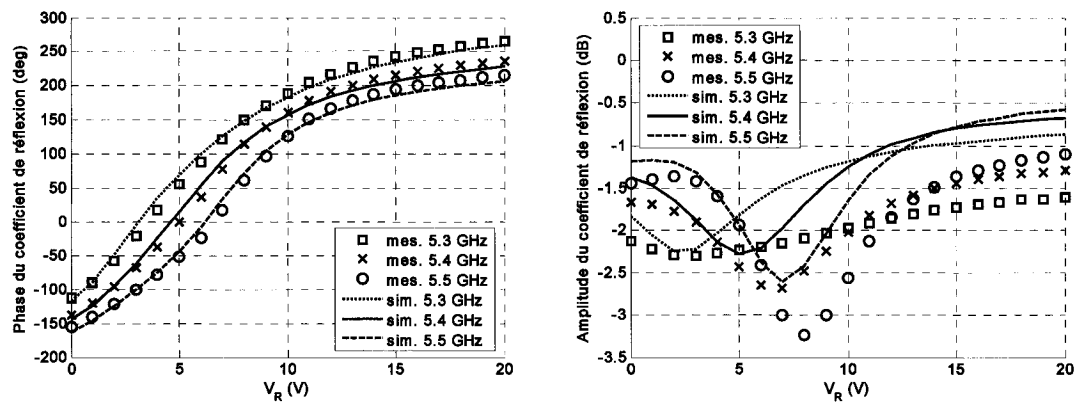


Figure 2-25 Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'élément reconfigurable complet (cellule #2, échantillon #2)

Les phases mesurées concordent bien avec les phases simulées pour les deux échantillons. Cependant, les amplitudes mesurées et simulées concordent moins bien pour la cellule #2 que pour la cellule #1. En effet, les pertes mesurées de la cellule #2 sont en général plus élevées que celles simulées. Ces pertes additionnelles peuvent être causées par des erreurs de fabrication des circuits imprimés plus élevées puisque les dessins de masque ont été imprimés à une échelle de 150 % pour la cellule #2 plutôt que

300 % pour la cellule #1, en prévision du fait que le réseau d'éléments du RRM ne pourrait pas être imprimé à 300 % à cause de sa grande taille. Les deux échantillons atteignent une plage de variation de phase de 373° à $f_0 = 5.4$ GHz dans les mesures. La linéarité des courbes de phase des deux échantillons de la cellule #2 est moins bonne que celle de la cellule #1. Les pertes maximales mesurées à 5.4 GHz sont de 2.4 dB et de 2.7 dB pour les échantillons #1 et #2 respectivement, tandis que les pertes maximales dans la plage de 200 MHz sont de 2.8 dB et 3.2 dB respectivement. L'erreur de déphasage maximale entre deux éléments due à la variation de la fréquence autour de $f_0 = 5.4$ GHz est présentée à la Figure 2-26 pour les deux échantillons. La largeur de bande pour laquelle $e_{\max} < 22.5^\circ$ est égale à 144 MHz pour l'échantillon #1 et 119 MHz pour l'échantillon #2.

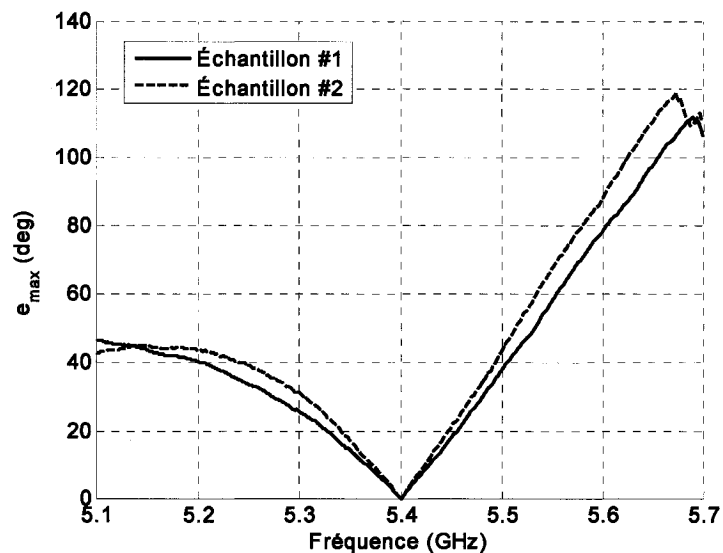


Figure 2-26 Erreur de déphasage maximale entre deux éléments pour les deux échantillons de la cellule #2. L'erreur est calculée à partir des mesures.

Finalement, la comparaison entre les mesures à 5.4 GHz des deux échantillons de la cellule #2 est présentée à la Figure 2-27. Une bonne ressemblance entre les mesures de phase et d'amplitude est observée. La différence de phase maximale entre les deux courbes est de 15° tandis que la différence de perte maximale est de 0.34 dB.

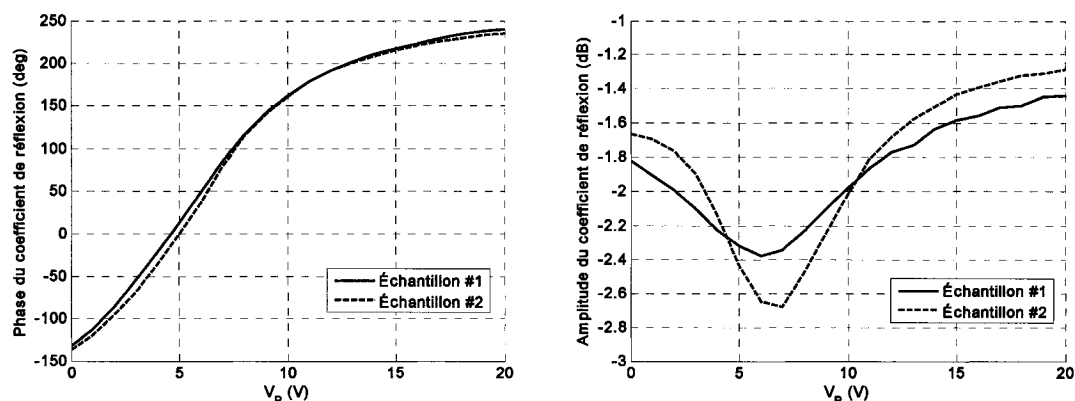


Figure 2-27 Comparaison entre les mesures des deux échantillons de la cellule #2 à 5.4 GHz

2.5.2.3 Mesures en puissance

Puisque le réseau-réflecteur peut être utilisé dans des applications à haute puissance, il est important d'évaluer les performances de l'élément reconfigurable en fonction de la puissance. Pour ce faire, l'échantillon #1 de la cellule #2 est mesuré en puissance. Le schéma-bloc du montage utilisé pour effectuer ces mesures de puissance est illustré à la Figure 2-28. Un amplificateur ayant un gain d'environ 29 dB est utilisé pour augmenter la puissance à la sortie de l'analyseur de réseau (VNA). Un circulateur permet de diriger le signal incident vers le DUT, puis de diriger le signal réfléchi par le

DUT vers la porte #2 du VNA. Un atténuateur de 32.4 dB est placé avant la porte #2 du VNA pour ne pas l'endommager. Le $S_{21} = B/R$ est utilisé pour les mesures, où B est le signal incident à la porte #2 du VNA et R est le signal de référence du VNA.

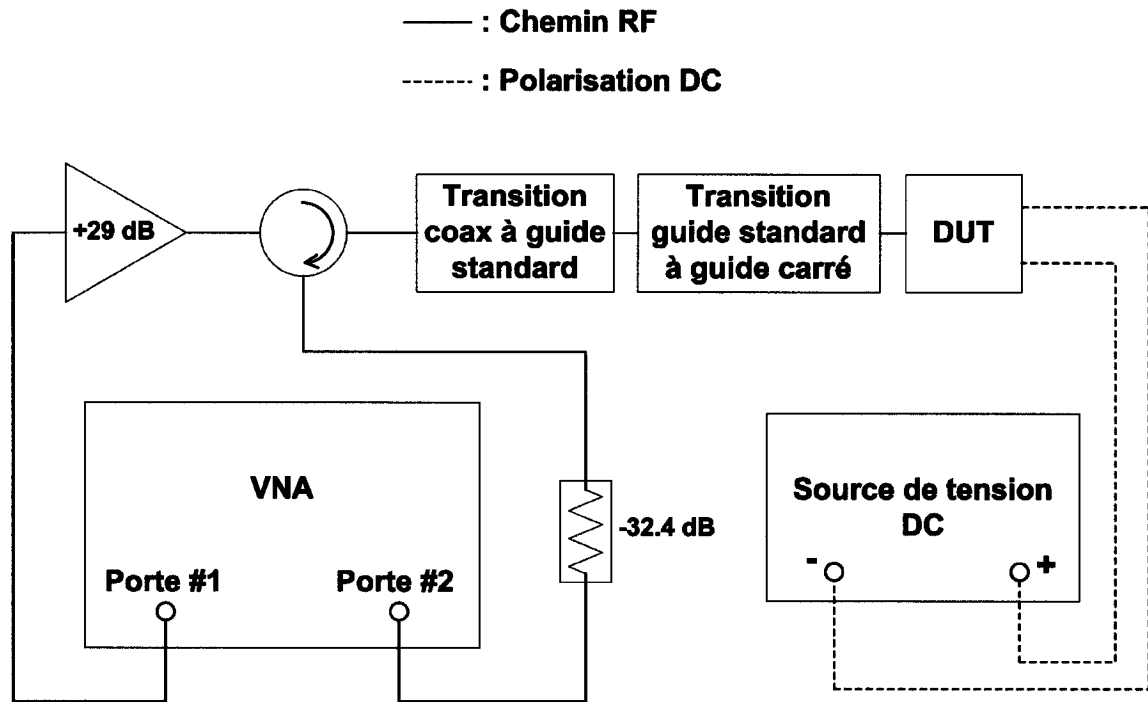


Figure 2-28 Schéma-bloc du montage pour les mesures en puissance d'un élément

Les trois étalons sont mesurés à chaque puissance pour effectuer la calibration des mesures du DUT. À la sortie du VNA, la puissance P_{VNA} est variée de -19 à 0 dBm. Sur cette plage de puissance, le gain de l'amplificateur G_{ampli} varie de 29.11 dB à 27.54 dB. Il y a donc une certaine compression du gain de l'amplificateur à haute puissance. Cependant, ceci n'affecte pas les mesures puisque la calibration enlève complètement l'effet de l'amplificateur. De plus, les pertes dans les deux câbles coaxiaux reliant l'amplificateur au DUT sont d'environ 2.5 dB. Les pertes combinées dans le circulateur,

la transition du câble coaxial au guide d'ondes standard et la transition du guide standard au guide carré sont estimées à 0.5 dB. Ainsi, dans le chemin total de la sortie de l'amplificateur au DUT, il y a des pertes d'environ 3 dB. La puissance incidente sur le DUT est :

$$P_{DUT} = P_{VNA} + G_{ampli} - Pertes \quad (2-12)$$

Le P_{DUT} est donc varié de 7.11 à 24.54 dBm dans les mesures.

Les différents résultats de mesures en puissance à 5.4 GHz sont présentés à la Figure 2-29 et à la Figure 2-30. La Figure 2-29 montre qu'à faible puissance, les courbes de phase et de pertes en fonction de V_R sont similaires à celles obtenues à la Figure 2-24 pour 5.4 GHz. Lorsque la puissance augmente, les courbes s'éloignent graduellement de celles obtenues à basse puissance. En effet, les pertes augmentent et les courbes de phase se déplacent vers le bas avec l'augmentation de la puissance. Cependant, la plage de variation de phase ne diminue pas beaucoup. Pour $P_{DUT} = 24.54$ dBm, la plage est de 340° , ce qui constitue une diminution de 33° par rapport à la plage de phase à basse puissance. Cette différence de plage est largement due à l'écrtage du signal RF par la diode à haute puissance lorsque la tension de polarisation V_R est près de 0 V. Lorsque $P_{DUT} = 24.54$ dBm, le signal RF possède des crêtes de tension de 5.33 V dans 50Ω . En supposant que le signal se dirige complètement vers une seule diode, il est évident que l'excursion positive du signal RF dépasse largement la tension de barrière de la diode (environ 1.2 V pour le GaAs) lorsque $V_R = 0$ V. L'excursion positive du signal est donc écrêtée à 1.2 V et la diode conduit durant cette portion écrêtée. Ce phénomène entraîne une augmentation du courant moyen dans les diodes et

la génération d'harmoniques, ce qui affecte le coefficient de réflexion à la fréquence fondamentale. Lorsque V_R augmente, la crête de tension du signal RF dans l'excursion positive diminue et la portion du signal qui est échantillonnée diminue également. Pour V_R assez élevée, par exemple plus grand que 4 V dans ce cas-ci, aucun écrêtage se produit même à la puissance maximale mesurée.

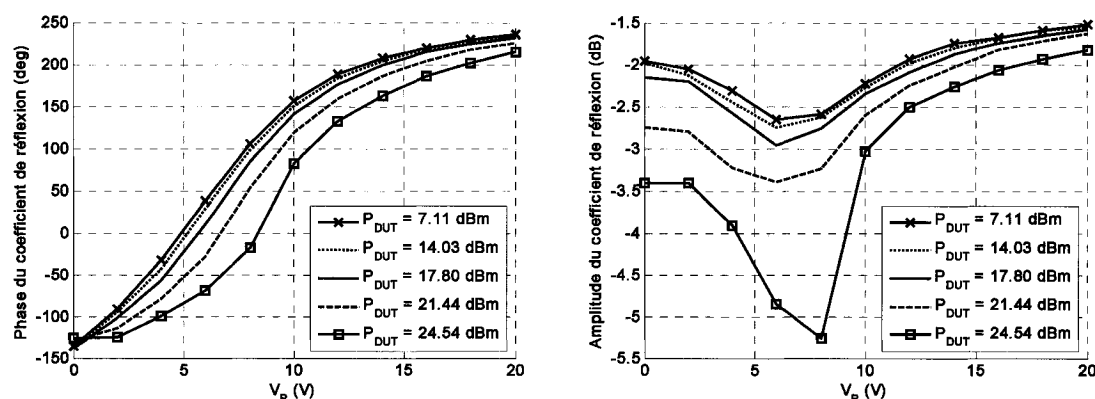


Figure 2-29 Mesures du coefficient de réflexion à 5.4 GHz de l'échantillon #1 de la cellule #2 en fonction de la tension de polarisation, pour plusieurs puissances incidentes sur le DUT

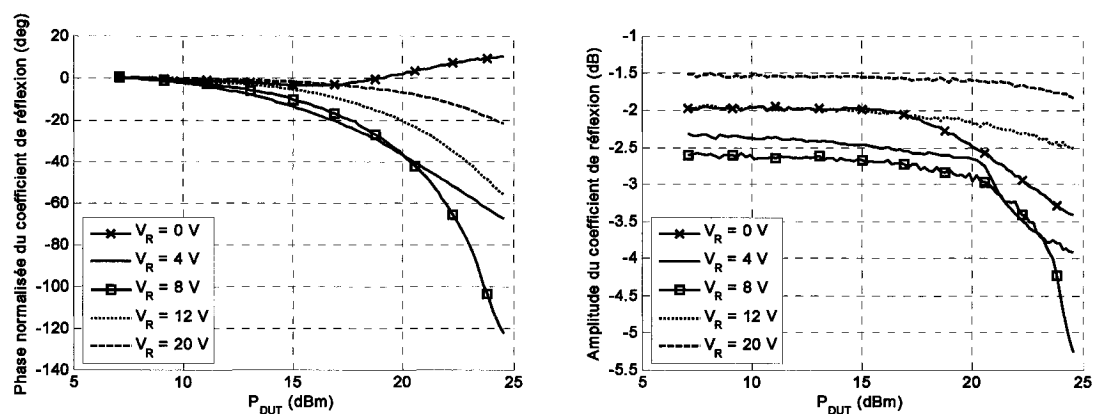


Figure 2-30 Mesures du coefficient de réflexion à 5.4 GHz de l'échantillon #1 de la cellule #2 en fonction de la puissance incidente sur le DUT, pour plusieurs tensions de polarisation. La phase est normalisée à 0° à la puissance minimale mesurée.

La Figure 2-30 montre la variation de la phase et des pertes avec la variation de P_{DUT} pour plusieurs V_R . La phase est normalisée à 0° à la puissance minimale mesurée pour mieux illustrer la variation de phase. La Figure 2-29 ainsi que la Figure 2-30 montrent que la phase varie beaucoup en fonction de P_{DUT} et que cette variation de phase n'est pas identique pour toutes les tensions V_R . Similairement au calcul effectué pour déterminer la largeur de bande de l'élément, il est possible de déterminer une puissance maximale pour laquelle l'erreur maximale de déphasage e_{max} entre deux éléments du réseau est inférieure à 22.5° . L'erreur e_{max} est calculée ici entre la puissance minimale fixe $P_{min} = 7.11$ dBm et une puissance donnée P_{DUT} . L'erreur de déphasage maximale en fonction de P_{DUT} est présentée à la Figure 2-31. Sur cette figure, on constate que e_{max} est inférieure à 22.5° jusqu'à 17.2 dBm. De plus, les pertes ne varient pas beaucoup jusqu'à $P_{DUT} = 17.2$ dBm, comparativement aux pertes à basse puissance (moins de 0.3 dB). Donc, l'élément conserve d'excellentes performances jusqu'à $P_{DUT} = 17.2$ dBm et peut être utilisé au moins jusqu'à ce point dans des applications où la puissance varie dans le temps, par exemple dans certaines applications de télécommunications. Cependant, dans des applications où la puissance est fixe, comme certaines applications radar, la limitation de e_{max} ne s'applique plus. Ce sont plus les pertes de l'élément qui vont limiter son utilisation à haute puissance. En effet, lorsque P_{DUT} augmente au dessus de 17.2 dBm, les pertes augmentent assez rapidement. Ces pertes élevées à haute puissance pour le coefficient de réflexion à la fréquence fondamentale sont probablement causées en bonne partie par les nonlinéarités des diodes qui entraînent la génération d'harmoniques. Si on se fixe une limite pour les pertes maximales à 3.5 dB peu importe

la tension V_R , alors le P_{DUTmax} de l'élément est 21.7 dBm. Pour cette puissance, la plage de phase du coefficient de réflexion de l'élément est de 355° , ce qui est très bon.

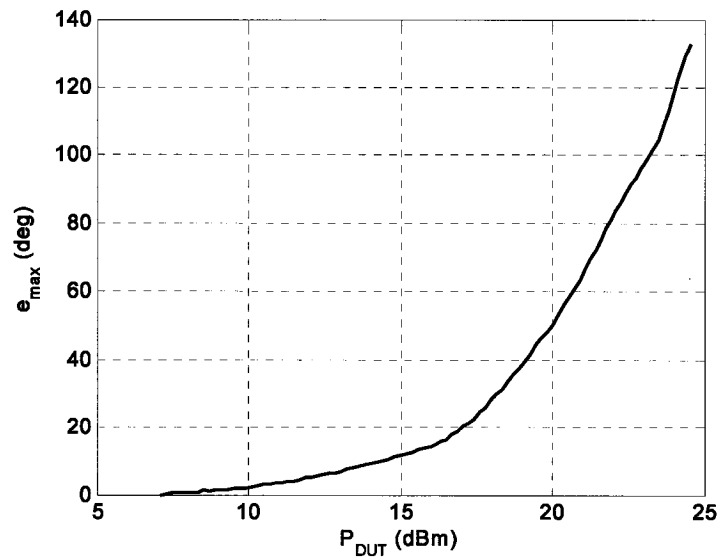


Figure 2-31 Erreur de déphasage maximale entre deux éléments en fonction de la puissance

2.5.2.4 Résumé des résultats

Le tableau suivant résume les résultats obtenus pour les différents éléments reconfigurables conçus et fabriqués. Ce tableau compare également les éléments conçus avec les deux seuls éléments complets mesurés en phase et en amplitude, publiés dans la littérature, et qui possèdent une variation de phase continue ((Hum et Okoniewski 2004) et (Hum, Okoniewski, et Davies 2005)).

Tableau 2-4 Tableau résumant les performances mesurées des éléments conçus et comparant ces derniers aux éléments de la littérature possédant une variation de phase continue

	Cellule #1	Cellule #2 échantillon #1	Cellule #2 échantillon #2	Hum 2004	Hum 2005
Fréquence centrale f_0 (GHz)	5.35	5.4	5.4	5.25	5.8
Décalage de fréquence vs. simulations (GHz)	0.05	0	0	?	?
Plage de variation de phase à f_0 (deg)	371	373	373	328	325
Linéarité des courbes de phase	très bonne	bonne	bonne	faible	bonne
Largeur de bande autour de f_0 où $e_{\max} < 22.5^\circ$ (MHz)	60	144	119	50	93
Pertes maximales à f_0 (dB)	2.7	2.4	2.7	5	3.5
Pertes maximales dans une largeur de bande de 200 MHz (dB)	3.2	2.8	3.2	?	?
Puissance maximale à f_0 où $e_{\max} < 22.5^\circ$ (dBm)	?	17.2	?	?	?
Puissance maximale à f_0 où les pertes sont < 3.5 dB (dBm)	?	21.7	?	?	?

2.5.3 Discussions sur l'élément reconfigurable complet

Le Tableau 2-4 montre que les trois éléments fabriqués atteignent des plages de variation de phase du coefficient de réflexion supérieures à 360° à la fréquence centrale. Cette performance est excellente puisqu'elle permet d'obtenir n'importe quelle phase désirée sur l'élément reconfigurable, sans erreur due à une plage de phase inatteignable. À notre connaissance, cette performance mesurée n'avait jamais été obtenue auparavant dans la littérature pour un élément reconfigurable de réseau-rélecteur. En effet, pour les éléments de Hum, une plage de phase maximale de 328° a été atteinte à la fréquence centrale. Ainsi, l'élément proposé apporte une amélioration importante au niveau de la

plage de phase atteignable de l'élément reconfigurable. De plus, la linéarité des courbes de phase des éléments conçus est aussi bonne ou meilleure que celle obtenue par les autres éléments à variation de phase continue présents dans la littérature.

La largeur de bande pour laquelle $e_{\max} < 22.5^\circ$ est relativement faible (60 MHz ou 1.1 %) pour la cellule #1. Cependant, la cellule #2 a été conçue pour améliorer cette largeur de bande en diminuant les longueurs de ligne de transmission et en augmentant l'épaisseur du substrat supportant la patch de 2 à 3 mm. Ceci a permis de doubler la largeur de bande de la cellule #2. Les largeurs de bande obtenues pour la cellule #2 sont supérieures à celles obtenues pour les éléments de Hum.

L'élément proposé possède également un avantage au niveau des pertes comparativement aux éléments de Hum. En effet, les pertes maximales de l'élément proposé sont de 2.7 dB ou mieux tandis que les meilleures pertes maximales des éléments de Hum sont de 3.5 dB. Cette diminution des pertes est très importante puisque ceci se traduit directement en une augmentation de l'efficacité de l'antenne construite à partir de cet élément. Les éléments conçus possèdent toutefois plus de pertes que l'élément du projet ARRESAT qui possède des pertes maximales de 1 dB (Pinte, Legay, Girard, Gillard, Charrier et Ziaei 2004). Cependant, cet élément possède plusieurs autres désavantages comparativement aux éléments conçus : seulement 6 phases différentes atteignables, complexité et coût de fabrication.

Ceci-dit, les performances électriques de l'élément reconfigurable proposé sont supérieures aux éléments présents dans la littérature sous plusieurs points de vue. Le seul désavantage de l'élément proposé par rapport aux éléments de Hum se situe au

niveau de la complexité de fabrication puisqu'il nécessite une structure à plusieurs couches et un alignement entre les couches. Finalement, les performances de la phase du coefficient de réflexion et de la largeur de bande semblent satisfaisantes pour plusieurs applications dans le cas de la cellule #2. Cependant, malgré le fait que les pertes ont été diminuées, il y a encore place à amélioration à ce niveau dans le but d'augmenter l'efficacité du réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau. Puisque la plage de phase obtenue est supérieure à 360° , les pertes pourraient potentiellement être diminuées davantage en diminuant la plage de phase, par exemple en augmentant l'impédance caractéristique Z_0 des lignes ou en choisissant une diode varactor produisant une variation de phase un peu plus faible, mais ayant une résistance série plus faible.

Finalement, les caractéristiques de la cellule #2 ont été mesurées en fonction de la puissance. Cette caractérisation est importante pour connaître les limites de l'élément en puissance. Ces limites n'étaient pas très bien connues auparavant puisque les performances en puissance des éléments reconfigurables de réseaux-rélecteurs présents dans la littérature ont très rarement été publiées. D'après les mesures effectuées, les performances de l'élément en puissance sont acceptables pour certaines applications. Cependant, pour des applications à très haute puissance comme celle spécifiée dans le cahier de charges du Tableau 0-1, ces performances devraient être améliorées. L'utilisation de varactors ayant des caractéristiques plus linéaires, par exemple des diodes abruptes plutôt que hyperabruptes, pourrait possiblement améliorer les performances en puissance.

CHAPITRE 3

RÉALISATION D'UN RÉSEAU-RÉFLECTEUR À BALAYAGE

ÉLECTRONIQUE DU FAISCEAU

Ce chapitre porte sur la conception du réseau-réflecteur à balayage électronique du faisceau. La structure de l'antenne ainsi que ses composants, comme la source primaire et la carte de contrôle des tensions analogiques, sont tout d'abord discutés. La méthode de conception du réseau d'éléments est ensuite abordée. Pour valider cette méthode de conception, un RRM à faisceau fixe est tout d'abord réalisé et ses résultats sont présentés. Par la suite, le RRM à balayage du faisceau est réalisé et ses résultats sont également présentés. Ce chapitre se termine par une analyse des résultats obtenus et une discussion.

3.1 Banc de mesures en champ lointain

Les diagrammes de rayonnement des différentes antennes conçues dans ce chapitre sont mesurés à l'aide du banc de mesures en champ lointain disponible au centre de recherche Poly-Grames. Ce banc de mesures est constitué d'une base compacte de caractérisation en champ lointain construite par *MI Technologies*, qui est installée dans une chambre anéchoïde. Avec ce système, il est possible d'obtenir le gain isotrope de l'antenne sous test (en dBi) en effectuant des mesures dans la même bande de fréquences sur un cornet à gain standard dont le gain est connu. Le cornet à gain

standard utilisé lors des mesures est le *ETS Lindgren 3160-05*, fonctionnant en bande C de 3.95 à 5.85 GHz. Pour les différentes figures de diagrammes de rayonnement présentées dans ce chapitre, le système de coordonnées sphériques de la Figure 3-1 est utilisé.

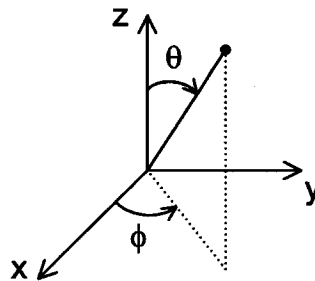


Figure 3-1 Système de coordonnées sphériques utilisé pour les diagrammes de rayonnement

3.2 Structure et composants de l'antenne

3.2.1 Structure de l'antenne

La dimension du réseau d'éléments est limitée par les techniques de fabrication utilisées au laboratoire. Un réseau rectangulaire de 6 par 5 éléments est choisi pour respecter ces limitations. La longueur du réseau est donc de $L_R = 21.7$ cm et la largeur est de $W_R = 18.1$ cm. La structure de l'antenne est illustrée à la Figure 3-2. La hauteur de la source primaire h_R et l'angle θ_d sont choisis pour diminuer le blocage par la source primaire, sans pour autant créer des ondes atteignant le réseau avec des angles d'incidence trop élevés. Dans le plan H du réseau (plan XZ), l'onde provenant de la source frappe le réseau avec un angle maximal de $2\theta_d = 42.2^\circ$ à l'extrémité du réseau.

Dans le plan E, les angles sont encore moins sévères. Le support du réseau est un anneau rectangulaire et non un rectangle plein. De cette façon, le contour du réseau d'éléments peut être vissé sur le support et le dessous du réseau est à l'air libre. Ceci est très important puisque le dessous du réseau contient les 60 diodes varactors nécessaires pour les 30 éléments et que 30 fils doivent être soudés sur le circuit pour fournir les tensions analogiques aux différents éléments. Une carte de convertisseurs numérique à analogique (DACs) est utilisée pour fixer les 30 tensions analogiques à partir d'un ordinateur (CPU).

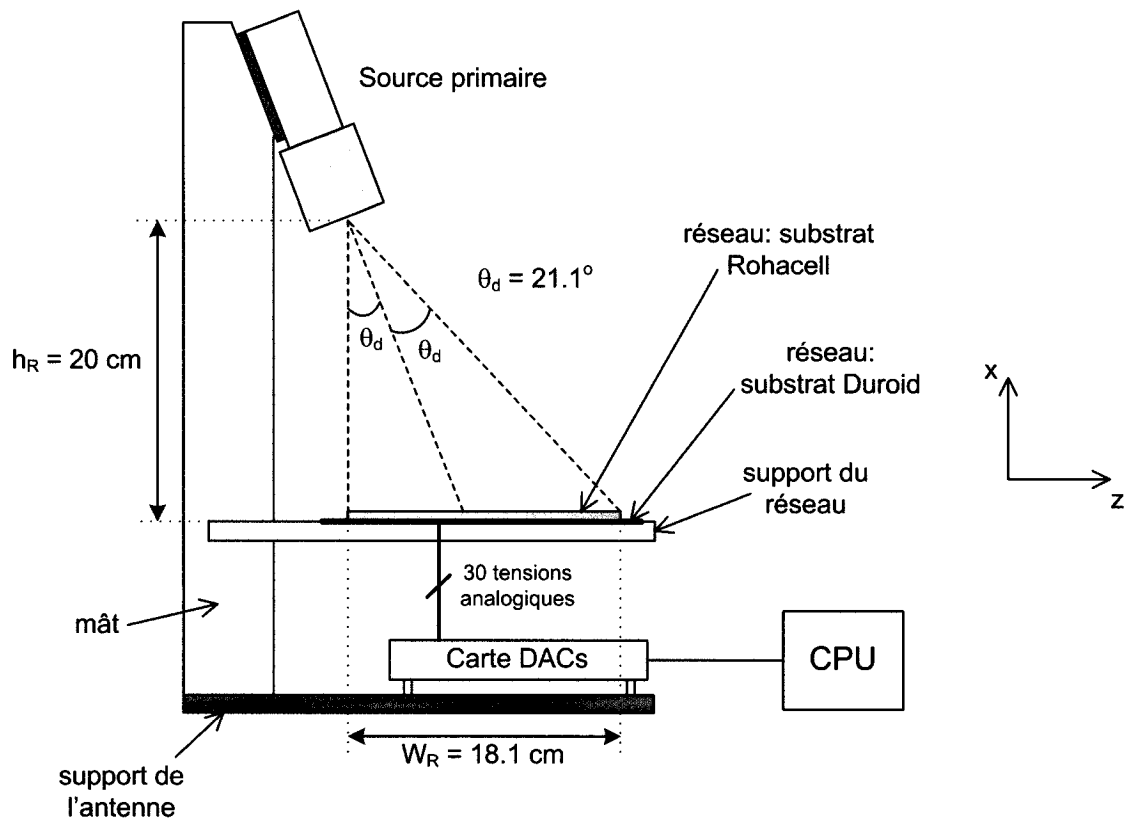


Figure 3-2 Structure de l'antenne réseau-réflecteur (vue du plan H de l'antenne)

3.2.2 Source primaire

3.2.2.1 Conception

Un cornet à gain standard *ETS Lindgren 3160-05* était disponible au laboratoire pour la bande C de 3.95 à 5.85 GHz. Selon les dimensions de la Figure 3-2, ce cornet aurait produit une atténuation aux bords du réseau de près de 10 dB, ce qui est l'idéal pour obtenir une efficacité d'illumination presque optimale du réseau-réflecteur. Le problème avec ce cornet est qu'il est très gros, ayant des dimensions à l'ouverture de 15.7 cm par 11.6 cm. Ces dimensions sont comparables à la dimension du réseau d'éléments. Il y aurait donc eu un blocage excessif des ondes avec ce cornet. Ainsi, une source primaire mieux adaptée à la structure du réseau-réflecteur a dû être construite. L'ouverture de cette source doit être beaucoup plus petite que celle du cornet à gain standard. Le faisceau de cette source va donc être beaucoup plus large, ce qui va entraîner que l'atténuation aux bords du réseau va être beaucoup plus petite que 10 dB et ne sera pas du tout optimale. Donc, l'efficacité de l'antenne ne sera pas bonne. Cependant, le but premier de la conception du réseau-réflecteur est de prouver le concept qu'il est possible de balayer le faisceau de façon électronique. Donc, l'efficacité globale de l'antenne n'est pas cruciale pour cette preuve de concept et elle pourrait facilement être améliorée en construisant un réseau-réflecteur ayant une ouverture plus grande.

La source primaire conçue est présentée à la Figure 3-3. Cette source est composée d'un câble coaxial et de deux sections de guide d'ondes circulaire ayant des diamètres différents. Le conducteur extérieur du câble coaxial est soudé sur l'extérieur

du premier guide circulaire, tandis que le conducteur central se poursuit à l'intérieur du guide sur une distance de 12.1 mm. Ce premier guide possède un diamètre de 38.1 mm ($0.69 \lambda_0$) et une longueur de 83.1 mm (environ $1.5 \lambda_0$). Un côté de ce guide est terminé par un court-circuit, qui se situe à une distance de 21.2 mm du centre du câble coaxial, ce qui correspond à environ 0.16 longueur d'onde guidée. De l'autre côté, il y a une transition abrupte vers un deuxième guide d'ondes de 52.3 mm ($0.94 \lambda_0$) de diamètre et 55.5 mm ($1 \lambda_0$) de longueur. Ce deuxième guide sert à augmenter la surface de l'ouverture et ainsi produire un faisceau plus étroit pour la source primaire. De plus, le diamètre de l'ouverture est ainsi de $0.94 \lambda_0$, ce qui se rapproche du diamètre de $0.96 \lambda_0$ qui permet d'obtenir des diagrammes de rayonnement presque identiques dans les plans E et H (Collin 1985). Avec $0.96 \lambda_0$, la largeur de faisceau théorique à -10 dB est de 118° dans les deux plans.

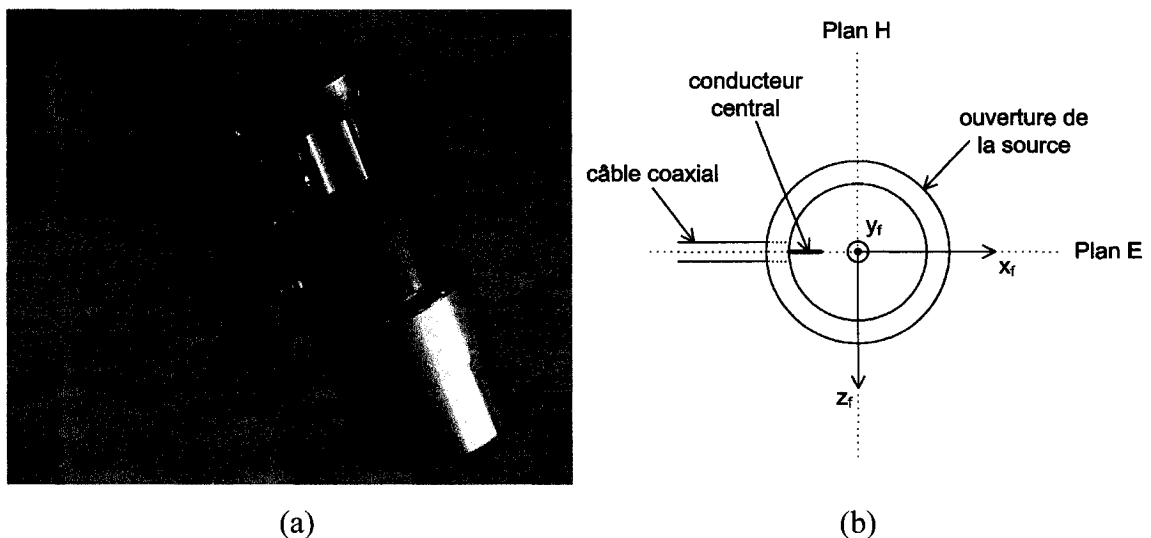


Figure 3-3 (a) Photographie de la source primaire vue de côté (b) Schéma de la source vue de face en montrant son système de coordonnées

Le conducteur central du câble coaxial permet d'exciter le mode TE_{11} dans le premier guide d'ondes. Le mode TE_{11} est le seul pouvant se propager dans celui-ci. Ce guide n'aurait pas pu avoir un diamètre de $0.94 \lambda_0$ puisque le mode indésiré TM_{01} peut se propager dans ce dernier et il aurait effectivement été excité par le conducteur central. Ainsi, pour avoir un diamètre de $0.94 \lambda_0$ à l'ouverture, il est nécessaire d'effectuer une transition du premier au deuxième guide d'ondes circulaire. Cette transition est abrupte et transforme complètement le mode TE_{11} du premier guide en le même mode dans le deuxième. Il ne se produit donc pas de transfert du mode TE_{11} au mode TM_{01} .

3.2.2.2 Résultats

Les résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion S_{11} au niveau du connecteur coaxial de la source primaire sont présentés à la Figure 3-4. Cette figure montre une adaptation de 20 dB ou mieux de 5.12 à 5.85 GHz dans les mesures. Les simulations de la source primaire sont effectuées à l'aide du logiciel *Ansoft HFSS*.

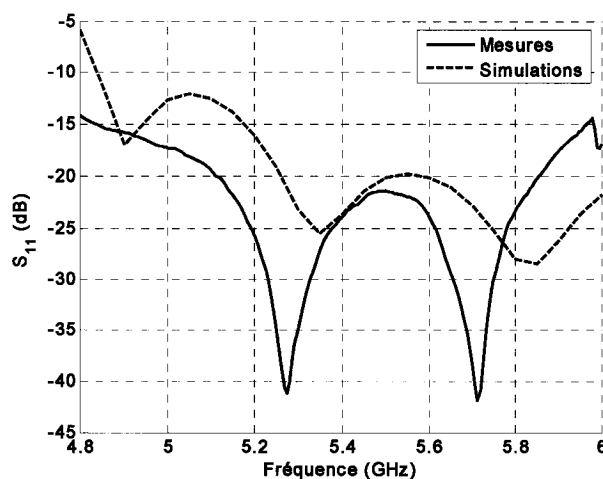


Figure 3-4 Paramètre S_{11} simulé et mesuré au niveau du connecteur coaxial de la source primaire

Les diagrammes de gain isotrope à 5.4 GHz de la source primaire dans les plans H et E sont présentés à la Figure 3-5 pour la copolarisation ainsi que la contrapolarisation. Le système de coordonnées utilisé pour les mesures et les simulations est illustré sur la Figure 3-3. Le champ copolarisé est E_ϕ tandis que le champ contrapolarisé est E_θ . Sur la Figure 3-5, on remarque que les mesures concordent bien avec les simulations, surtout pour le plan H. De plus, le gain mesuré en contrapolarisation est très faible comparativement au gain en copolarisation : plus de 25 dB plus faible sur presque toute la plage d'angles illustrée dans les deux plans. Dans les mesures, le gain maximal en copolarisation est de 9.48 dBi et les largeurs de faisceau à -10 dB dans les plans E et H sont de 113° et 115° respectivement, ce qui est près du 118° en théorie pour une antenne de $0.96\lambda_0$ de diamètre d'ouverture. Ainsi, selon la structure d'antenne présentée à la Figure 3-2 et les diagrammes de rayonnement mesurés, il est possible de déterminer l'atténuation sur les bords du réseau d'éléments. Dans le plan H de la source primaire, les atténuations sur les deux bords du réseau sont de 0.99 dB et 1.77 dB. L'asymétrie entre ces atténuations s'explique par l'asymétrie dans les mesures du diagramme de rayonnement dans le plan H. Dans le plan E de la source, les atténuations sur les bords sont de 2.33 dB et 2.48 dB.

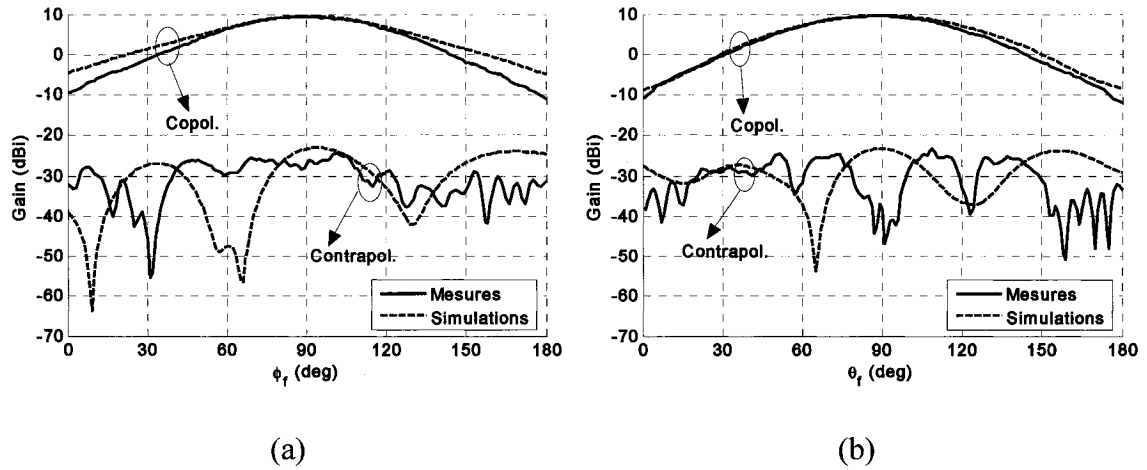


Figure 3-5 Diagrammes de gain mesurés et simulés à 5.4 GHz de la source primaire en copolarisation et contrapolarisation (a) Plan E ($\theta_f = 90^\circ$) (b) Plan H ($\phi_f = 90^\circ$)

Finalement, la Figure 3-6 montre le gain maximal dans le plan H de la source primaire en fonction de la fréquence. Le gain maximal se situe autour de 9.5 dBi de 5.1 à 5.7 GHz. La chute du gain pour les fréquences inférieures à 4.8 GHz peut s'expliquer par le fait que l'adaptation de l'antenne est moins bonne pour ces fréquences. De plus, le mode TE_{11} cesse de se propager dans la première section de guide de la source primaire pour des fréquences inférieures à environ 4.6 GHz.

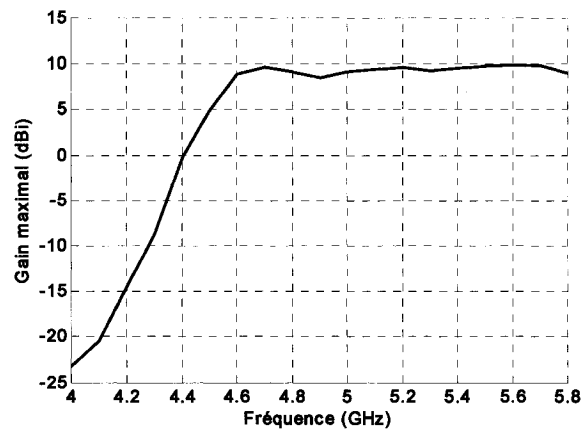


Figure 3-6 Gain maximal dans le plan H de la source primaire en fonction de la fréquence

3.2.3 Contrôle des tensions analogiques

Le contrôle des tensions analogiques s'effectue à l'aide de la carte de convertisseurs numérique à analogique (DACs) EVAL-AD5532EB de *Analog Devices*. Le EVAL-AD5532EB est une carte d'évaluation qui contient leur circuit intégré AD5532-1. Le AD5532-1 est un DAC à 32 sorties et ayant 14 bits de résolution. Les sorties analogiques ont une plage de tension de 10 V. Puisque la tension inverse V_R sur chacun des 30 éléments du réseau doit avoir une plage de 20 V, chaque sortie de la carte est amplifiée par un facteur 2 grâce à un amplificateur opérationnel. Pour ce faire, une plaquette d'amplification a été réalisée à l'aide de 30 amplificateurs opérationnels. La sortie de chacun des amplificateurs est ensuite dirigée vers un élément du réseau. Pour fournir les différentes entrées numériques au DAC, la carte est reliée à un ordinateur via le port parallèle d'imprimante de ce dernier. Un logiciel fourni avec la carte permet de fixer et modifier les sorties analogiques une à la fois. Une photographie de la carte est présentée à la Figure 3-7. Les connexions entre la carte et la plaquette d'amplification ainsi que celles entre cette dernière et le réseau d'éléments sont illustrées sur la photographie de la Figure 3-8.

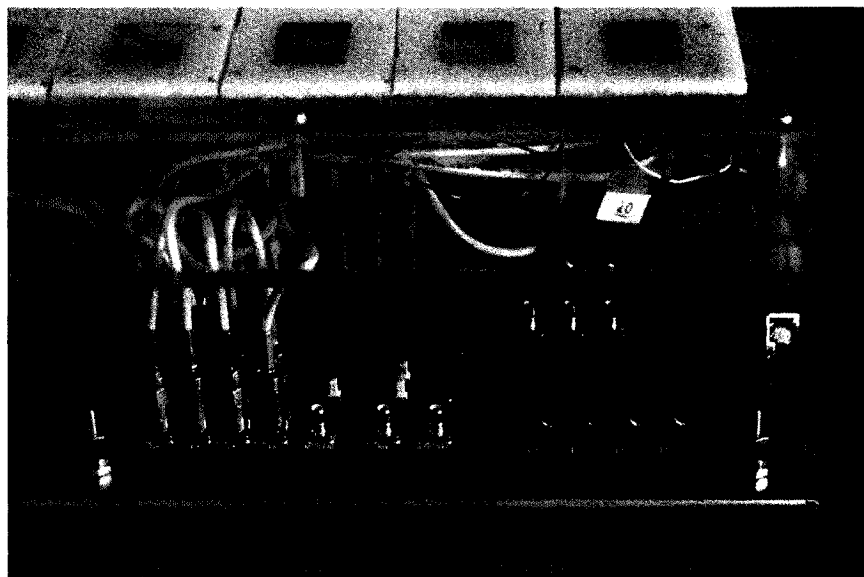


Figure 3-7 Photographie de la carte EVAL-AD5532EB installée dans le réseau-réflecteur complet.

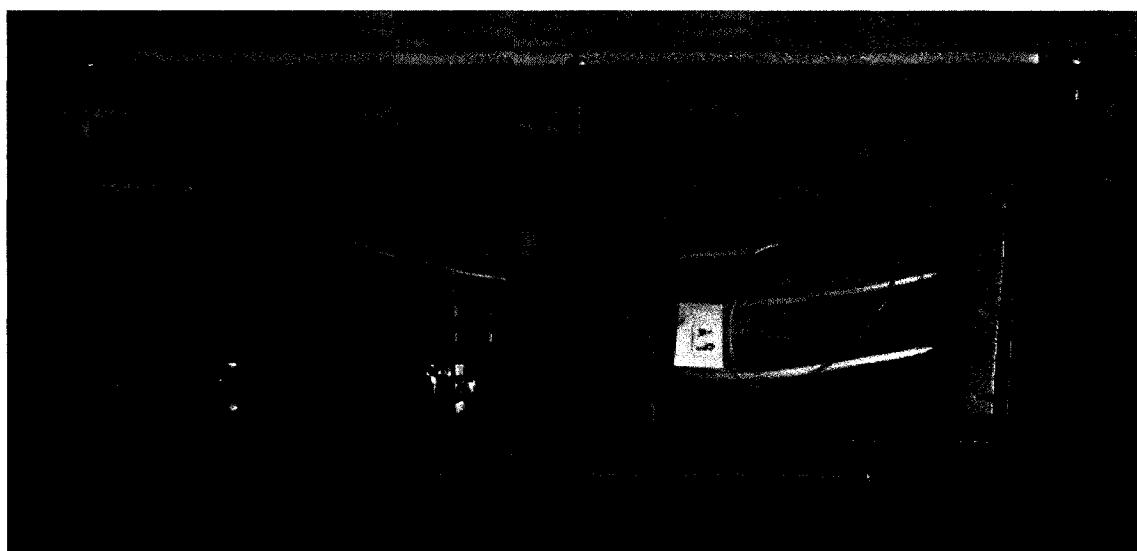


Figure 3-8 Photographie montrant la carte qui est reliée à la plaquette d'amplification par des câbles coaxiaux blancs. La plaquette d'amplification est ensuite reliée au réseau par des fils de couleur.

3.3 Conception du réseau-réflecteur complet

3.3.1 Méthode de conception

Avec la structure du RRM présentée à la Figure 3-2, l'onde provenant de la source primaire frappe le réseau d'éléments avec un angle d'incidence variant de 0° à 42.2° dans le plan H du réseau. Il a été démontré que, pour un élément formé d'une patch au dessus d'un plan de masse, les courbes de phase du coefficient de réflexion ne varient pas beaucoup en fonction de l'angle d'incidence à l'intérieur de la plage $\theta_i = 0^\circ$ à $\theta_i = 40^\circ$ (Targonski et Pozar 1994). Une différence plus appréciable apparaît pour des angles d'incidence supérieurs à 40° . Ceci suggère que les courbes de phase pour différents θ_i inférieurs à 40° peuvent être approximées par la courbe de phase dans le cas d'une onde à incidence normale ($\theta_i = 0^\circ$). Cette approximation a été utilisée à quelques reprises dans la littérature pour concevoir des RRM à faisceau fixe et a mené à de bons résultats pour différentes configurations de RRM ((Tsai et Bialkowski 2003) et (Lacasse 2004)). Ainsi, malgré qu'elle introduit inévitablement une erreur de phase sur les éléments, cette approximation est utilisée pour concevoir le RRM puisqu'elle simplifie beaucoup la conception.

Les courbes de phase et d'amplitude du coefficient de réflexion de l'élément doivent donc être déterminées pour une onde à incidence normale, plutôt que pour $\theta_i = 50.3^\circ$ (à 5.4 GHz) obtenu avec le simulateur guide d'ondes de la section 2.3. En simulation, ces courbes à $\theta_i = 0^\circ$ s'obtiennent en utilisant la même méthode que pour $\theta_i = 50.3^\circ$ utilisée à la section 2.4. La seule exception est qu'il est nécessaire d'utiliser un

guide d'ondes TEM dans HFSS formé de deux murs électriques parallèles et de deux murs magnétiques parallèles. Ce guide TEM fournit l'onde à incidence normale requise et remplace le simulateur guide d'ondes formé de 4 murs électriques. Ces courbes simulées pour $\theta_i = 0^\circ$ ne peuvent pas être validées facilement par des mesures puisqu'il est très difficile de réaliser en pratique des surfaces qui se comportent, sur une petite échelle géométrique, de façon similaire aux murs magnétiques du guide TEM. Cependant, les résultats obtenus pour les différentes cellules reconfigurables conçues ont démontré une excellente concordance entre les mesures et les simulations, surtout au niveau des courbes de phase du coefficient de réflexion (voir par exemple Figure 2-24). On peut donc avoir confiance en les résultats obtenus avec la méthode de simulation utilisée pour $\theta_i = 0^\circ$. Ainsi, les courbes simulées sont utilisées pour faire la conception du RRM.

Pour diriger le faisceau principal dans une direction désirée théorique (ϕ_{0t} , θ_{0t}) selon le système de coordonnées de la Figure 3-2, la phase du coefficient de réflexion nécessaire sur chacun des éléments du RRM est déterminée grâce à l'équation (1-6). Pour pouvoir déterminer d_n de cette équation, c'est-à-dire la distance entre la source primaire et l'élément n du réseau, on fait l'hypothèse que le centre de phase de la source primaire est situé au centre de son ouverture circulaire. Avec cette hypothèse, toutes les variables de l'équation sont connues et toutes les phases de coefficient de réflexion requises Ψ_n peuvent être calculées.

3.3.2 Réseau-rélecteur à faisceau fixe pour validation

3.3.2.1 Conception

Avant de s'aventurer dans la conception d'un réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau, il est utile de construire un RRM à faisceau fixe puisque ce dernier permet de vérifier la méthode de conception et parce qu'il est beaucoup plus simple et rapide à fabriquer et à mesurer. Le réseau-rélecteur à faisceau fixe conçu comporte 30 éléments passifs qui ne sont pas reconfigurables. Ces éléments ne comprennent pas de circuits de déphasage ni de diodes. Ils sont donc identiques à celui de la Figure 2-9, mais en enlevant les deux circuits Z_t présentés à la Figure 2-5. Ainsi, le dessous du circuit comprend une simple ligne de transmission de longueur L_1+L_2 terminée en circuit ouvert aux deux bouts. Le déphasage de l'élément s'effectue par la variation de la longueur de la ligne de transmission.

Cet élément à longueur de ligne variable est simulé d'une façon similaire à l'élément reconfigurable. La configuration utilisée pour l'élément est basée sur celle de la cellule #2 de l'élément reconfigurable (voir Tableau 2-1). Cependant, les longueurs de la fente L_f et de la patch L_p ont été ajustées durant les simulations pour obtenir un bon transfert de puissance entre l'onde incidente et les lignes de transmission, dû au fait que $\theta_i = 0^\circ$ ici plutôt que 50.3° . Les dimensions obtenues en simulation pour l'élément de RRM à faisceau fixe sont présentées au Tableau 3-1.

Tableau 3-1 Dimensions et caractéristiques de substrat pour l'élément de RRM à faisceau fixe

Paramètre	Dimensions en mm (mils)	Paramètre	Valeur
L_1	variable de 3.81 à 13.97 (150 à 550)	ϵ_{r1}	2.2
L_2	variable de 14.02 à 24.18 (552 à 952)	$\tan\delta_1$	0.0009
W_t	1.54 (60.7)	ϵ_{r2}	1.106
L_p	20.24 (797)	$\tan\delta_2$	0.0016
W_p	15.24 (600)		
L_f	15.80 (622)		
W_f	0.762 (30)		
d_{cell}	36.11 (1422)		
h_1	0.508 (20)		
h_2	3 (118)		

La longueur L_1 est variée de 3.81 mm (150 mils) à 13.97 mm (550 mils), c'est-à-dire une variation d'environ $\lambda_g/4$, pour obtenir une variation de phase de 360° . La longueur L_2 varie en même temps que L_1 et est toujours égale à $L_1 + \lambda_g/4$. Les courbes simulées de phase et d'amplitude du coefficient de réflexion de l'élément en fonction de la longueur L_1 sont présentées à la Figure 3-9. Cette figure illustre la bonne linéarité de la courbe de phase.

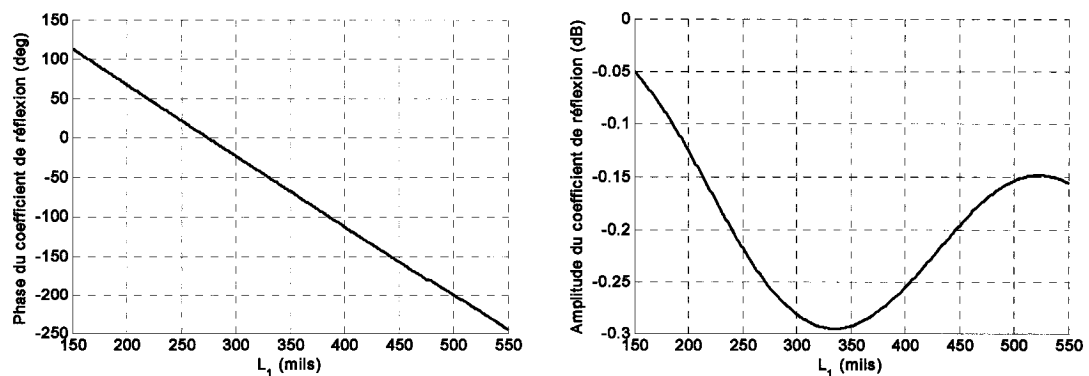


Figure 3-9 Coefficient de réflexion de l'élément du RRM à faisceau fixe simulé à incidence normale à 5.4 GHz en fonction de la longueur L_1 de la ligne de transmission

Le réseau-rélecteur est conçu pour diriger le faisceau principal dans la direction ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 65^\circ$), soit à 25° de la normale au réseau dans le plan H. Pour ce faire, la longueur de ligne L_1 de chacun des éléments est calculée en utilisant les données de la Figure 3-9 et la phase du coefficient de réflexion requise sur l'élément, obtenue grâce à l'équation (1-6).

Une photographie de la vue de dessous du réseau d'éléments conçu est présentée à la Figure 3-10. Cette photographie montre les lignes de transmission de longueurs variables présentes sur les éléments du réseau.

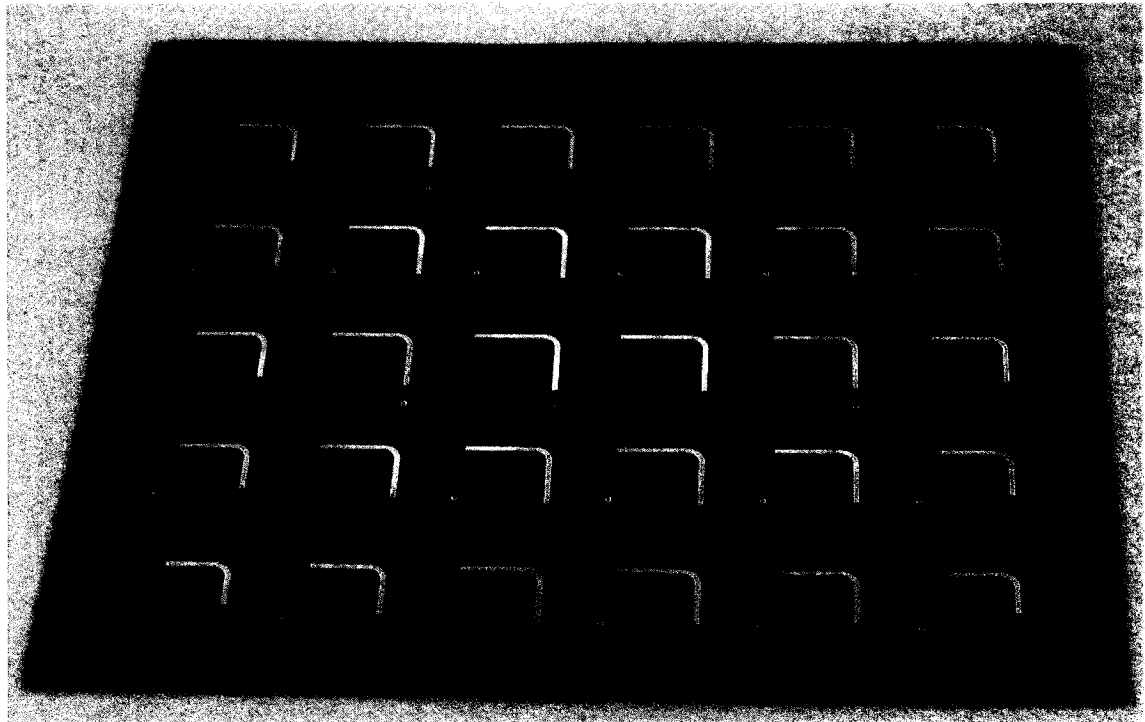


Figure 3-10 Photographie de la vue de dessous du réseau d'éléments du RRM à faisceau fixe

3.3.2.2 Résultats

Dans les résultats présentés dans cette section, E_ϕ correspond au champ copolarisé (copol.) tandis que E_θ correspond au champ contrapolarisé (Xpol.), et ce seulement dans les deux plans principaux du réseau, c'est-à-dire le plan $\phi = 0^\circ$ et le plan $\theta = 90^\circ$.

Le gain maximal dans le plan H ($\phi = 0^\circ$) du RRM à faisceau fixe en fonction de la fréquence est présenté à la Figure 3-11. L'allure de cette courbe ressemble à celle pour la source primaire de la Figure 3-6. De 5.2 à 5.6 GHz, le gain se situe autour de 15 dBi. La chute du gain maximal du RRM pour les fréquences inférieures à 4.8 GHz est causée par la même chute dans le gain de la source primaire.

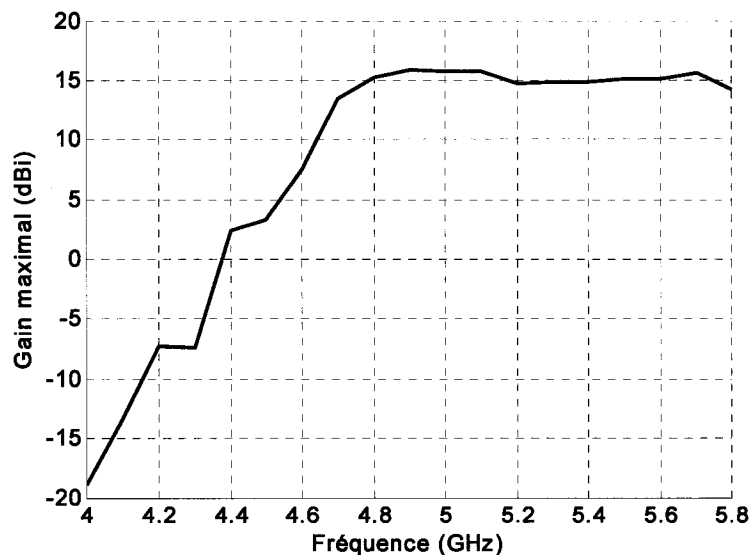


Figure 3-11 Gain maximal dans le plan H du RRM à faisceau fixe en fonction de la fréquence

Le diagramme de gain isotrope de E_ϕ mesuré à 5.4 GHz est présenté à la Figure 3-12 pour des angles de ϕ allant de -35° à 35° et de θ allant de 30° à 100° . Selon cette figure, le gain maximal du RRM conçu est de 14.90 dBi et se produit à $\phi_{0m} = 1^\circ$ et $\theta_{0m} = 68^\circ$. Cette direction mesurée du faisceau est donc très près de la direction désirée théorique de $\phi_{0t} = 0^\circ$ et $\theta_{0t} = 65^\circ$.

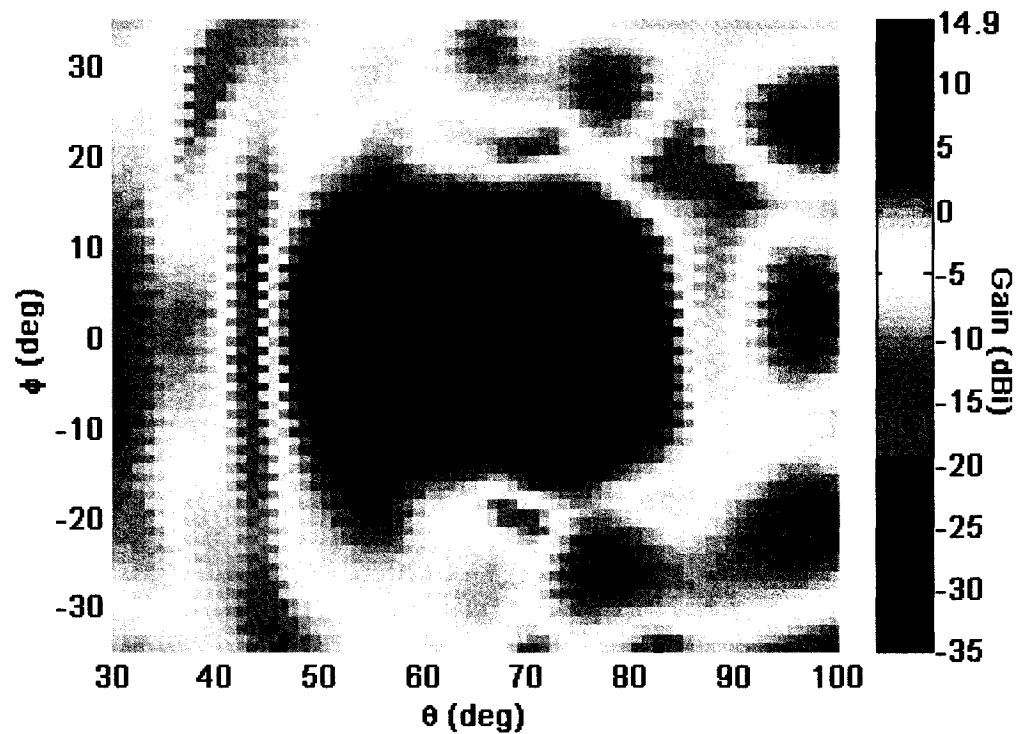


Figure 3-12 Diagramme de gain de E_ϕ du RRM à faisceau fixe mesuré à 5.4 GHz

Le diagramme de gain mesuré dans le plan H à 5.4 GHz est présenté à la Figure 3-13 pour les deux polarisations. Malgré le fait que le gain maximal est obtenu pour $\phi = 1^\circ$, le plan H à $\phi = 0^\circ$ est tout de même présenté, puisque cette faible différence d'angle

n'affecte pas de façon significative les résultats. Cependant, le plan E n'est pas présenté à $\theta = 90^\circ$ puisque ceci ne serait pas très utile. Le « plan E » est plutôt défini ici comme la surface ayant un θ fixe et passant par le gain maximal du faisceau. Malgré le fait que la surface ayant un θ fixe est conique et non plane lorsque $\theta \neq 90^\circ$, le terme « plan E » sera utilisé dans ce qui suit. Ainsi, le diagramme mesuré dans le plan E, qui est extrait des données de la Figure 3-12, est présenté pour $\theta = \theta_{0m} = 68^\circ$ à la Figure 3-14.

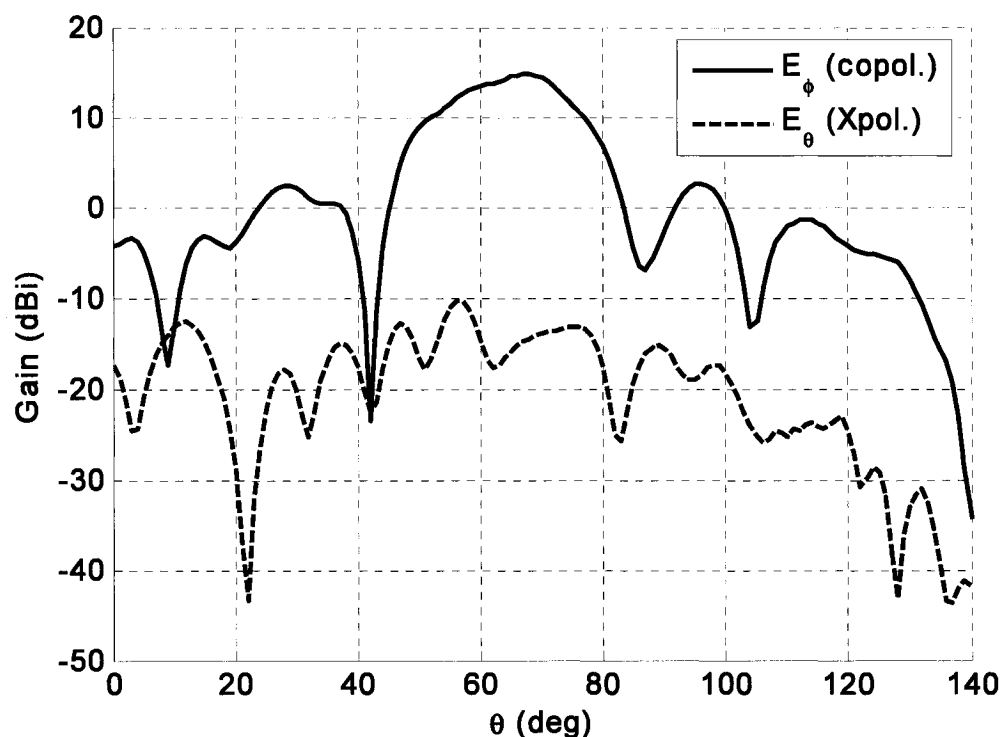


Figure 3-13 Plan H ($\phi = 0^\circ$) du diagramme de gain du RRM à faisceau fixe mesuré à 5.4 GHz

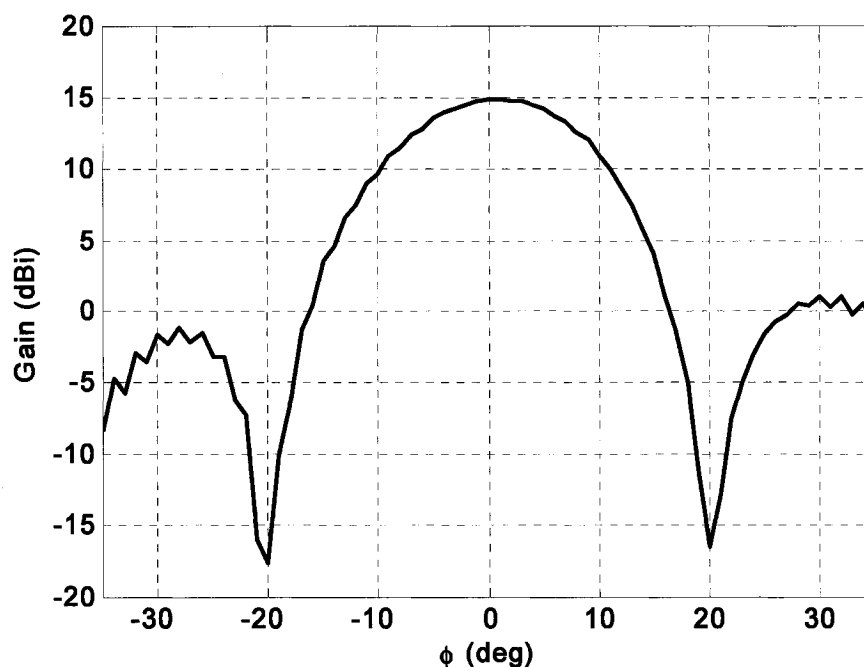


Figure 3-14 Plan E ($\theta = \theta_{0m} = 68^\circ$) du diagramme de gain de E_ϕ du RRM à faisceau fixe mesuré à 5.4 GHz

La Figure 3-13 montre que le niveau de contrapolarisation dans le plan H est faible comparativement au gain copolarisé. En effet, il est plus de 22 dB en dessous du niveau copolarisé pour θ allant de 49° à 83° , ce qui constitue une région appréciable autour de la direction principale. De plus, dans la direction principale du faisceau, le niveau de contrapolarisation (par rapport à celui en copolarisation) est de -29.5 dB.

En comparant les diagrammes dans les plans E et H, il est possible de constater que le faisceau est plus étroit dans le plan E que dans le plan H, ce qui concorde avec la théorie puisque la dimension du réseau est plus grande dans le plan E. Les largeurs de faisceau à -3 dB sont de 18° et 16° pour les plans H et E respectivement, tandis que les largeurs à -10 dB sont de 33° et 27° . De plus, le niveau maximal du premier lobe

secondaire comparativement au gain maximal est de -12.3 dB pour le plan H et de -13.9 dB pour le plan E.

Le diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H du RRM est comparé à celui obtenu grâce à la théorie des réseaux à la Figure 3-15. Pour obtenir la courbe théorique, un réseau planaire de 5 par 6 éléments est utilisé. Les phases d'excitation de ces éléments sont parfaitement fixées pour produire un facteur de réseau dans la direction désirée ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 65^\circ$). La distribution d'amplitude d'excitation est uniforme sur les éléments, ce qui représente bien la réalité puisque l'atténuation aux bords du RRM conçu est faible. Finalement, le facteur d'élément utilisé pour le plan H de la patch est décrit par l'équation (Stutzman et Thiele 1998):

$$F_H(\theta) = \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\beta W}{2} \cos \theta\right)}{\frac{\beta W}{2} \cos \theta} \quad (3-1)$$

La Figure 3-15 montre une très bonne concordance entre les mesures et la théorie. Le faisceau principal du diagramme théorique est un peu plus étroit que celui dans les mesures. De plus, les niveaux de lobes secondaires situés à des angles θ supérieurs à 68° sont plus élevés pour le diagramme théorique. Ces différences peuvent s'expliquer en partie par le fait d'avoir utilisé une distribution uniforme d'amplitude en théorie. Cependant, le lobe secondaire situé près de $\theta = 30^\circ$ est beaucoup plus élevé dans les mesures, ce qui peut être causé par des erreurs de phase sur les éléments en pratique.

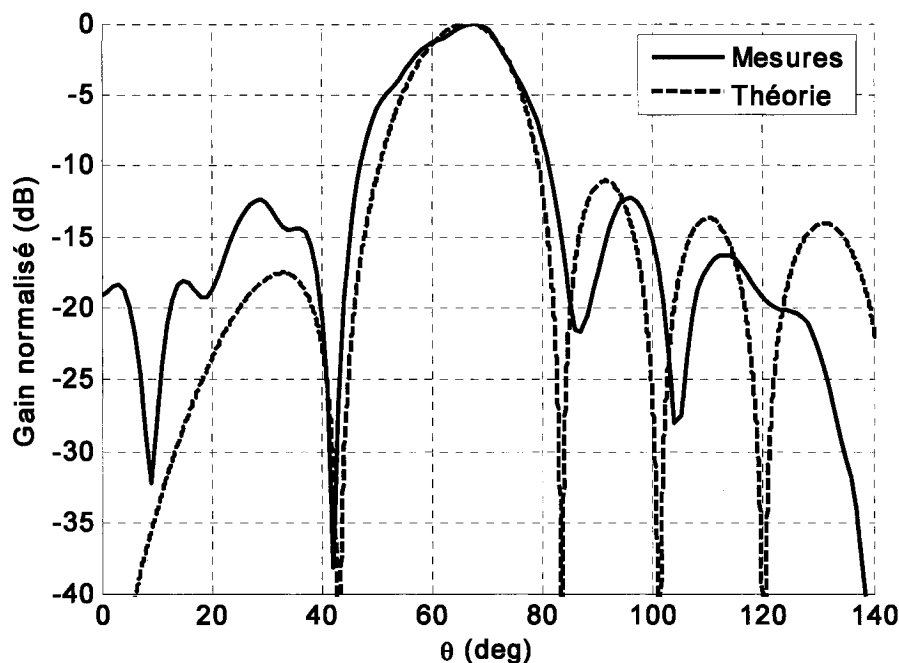


Figure 3-15 Comparaison des diagrammes de rayonnement de E_ϕ mesuré et théorique dans le plan H du RRM à faisceau fixe à 5.4 GHz

À des fins de comparaison, le réseau d'éléments du RRM est remplacé par une simple plaque métallique de dimension environ égale pour former une antenne nommée ici : réflecteur métallique plat (RMP). Les diagrammes de gain mesurés de ce RMP sont comparés à ceux du RRM à la Figure 3-16. Cette figure montre que la direction principale du RMP est de 69° , ce qui est normal puisque la source primaire est décalée de $\theta_d = 21.1^\circ$ par rapport à la normale du réseau et que la plaque métallique réfléchit les ondes incidentes dans la direction spéculaire. Ainsi, les faisceaux principaux du RRM et du RMP sont pratiquement dans la même direction. Ceci fait en sorte que les diagrammes de rayonnement des deux antennes se ressemblent. Cependant, le RMP possède un gain maximal de 11.89 dBi, ce qui est 3 dB plus faible que celui du RRM.

De plus, le faisceau principal du RRM est beaucoup mieux défini que celui du RMP, et son diagramme possède également des nuls beaucoup plus prononcés. Ces différences prouvent que la phase est beaucoup mieux ajustée sur l'ouverture du RRM que sur celle du RMP pour produire un faisceau dans la direction désirée. Ainsi, ces résultats confirment le bon fonctionnement du RRM et valide la méthode de conception du RRM. Du côté de la contrapolarisation, les diagrammes des deux antennes sont très similaires.

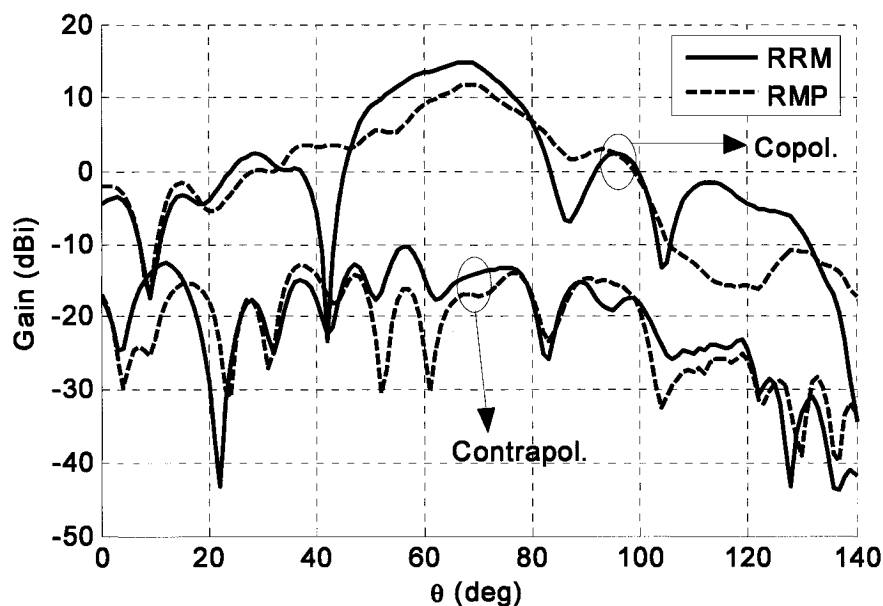


Figure 3-16 Plan H des diagrammes de gain mesurés à 5.4 GHz pour le RRM à faisceau fixe ainsi que pour le RMP

Pour pouvoir effectuer une comparaison plus détaillée entre le RRM et le RMP, il est intéressant de déterminer le diagramme de rayonnement théorique de ce dernier. Pour ce faire, l'optique géométrique est utilisée pour calculer le champ à l'ouverture de l'antenne. Puis, en utilisant la théorie des ouvertures, il est possible d'intégrer la

distribution de champ à l'ouverture pour obtenir le diagramme de rayonnement de l'antenne en champs lointains.

La méthode de calcul est expliquée dans ce qui suit. Tout d'abord, l'ouverture est définie comme étant la surface du réflecteur rectangulaire tandis que le champ à l'ouverture est défini comme le champ après réflexion sur le réflecteur métallique. De plus, le système de coordonnées de la source primaire utilisé ici est (x_{f2}, y_{f2}, z_{f2}) , qui est relié à celui de la Figure 3-3 par $(x_{f2}, y_{f2}, z_{f2}) = (z_f, x_f, y_f)$. Le réflecteur métallique possède également son système de coordonnées (x, y, z) dont l'origine est située au centre de l'ouverture. Cette ouverture est située dans le plan XY et est discrétisée en une grille de points à intervalles réguliers. Le champ incident E_i sur chacun de ces points est calculé grâce à l'équation suivante (Stutzman et Thiele 1998) :

$$\bar{E}_i = V_o \frac{e^{-j\beta r_{f2}}}{r_{f2}} \left[C_E(\theta_{f2}) \sin \phi_{f2} \hat{\theta}_{f2} + C_H(\theta_{f2}) \cos \phi_{f2} \hat{\phi}_{f2} \right] \quad (3-2)$$

Cette équation est une approximation du champ produit par la source primaire dans toutes les directions à partir des mesures effectuées seulement dans les plans E et H. En supposant que le réflecteur est parfaitement conducteur et qu'il y a donc réflexion totale sur celui-ci ($\Gamma = -1$), l'amplitude du champ réfléchi est égale à celle du champ incident. Ainsi, le champ à l'ouverture $\bar{E}_a$, qui est égal au champ réfléchi $\bar{E}_r$, peut se calculer par l'équation :

$$\bar{E}_a = \bar{E}_r = |\bar{E}_r| \hat{u}_r = |\bar{E}_i| \hat{u}_r = |\bar{E}_i| [2(\hat{n} \cdot \hat{u}_i) \hat{n} - \hat{u}_i] \quad (3-3)$$

où $\hat{u}_r$ est le vecteur de polarisation de l'onde réfléchie, $\hat{u}_i$ est le vecteur de polarisation de l'onde incidente et $\hat{n}$ est le vecteur unitaire normal à la surface métallique. Finalement,

à partir du champ connu à tous les points de l'ouverture, les composantes E_θ et E_ϕ des champs lointains sont calculées à l'aide des équations suivantes (Stutzman et Thiele 1998) :

$$E_\theta = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) [P_x \cos \phi + P_y \sin \phi] \quad (3-4)$$

$$E_\phi = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) [P_y \cos \phi - P_x \sin \phi] \quad (3-5)$$

où P_x et P_y sont les intégrales sur l'ouverture S_a suivantes :

$$P_x = \iint_{S_a} E_{ax}(x, y) e^{j\beta(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi)} dx dy \quad (3-6)$$

$$P_y = \iint_{S_a} E_{ay}(x, y) e^{j\beta(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi)} dx dy \quad (3-7)$$

Cette méthode de calcul des champs lointains procure une bonne précision des résultats pour les angles qui ne sont pas trop éloignés du faisceau principal. Le diagramme de rayonnement théorique dans le plan H du RMP obtenu avec cette méthode de calcul est présenté à la Figure 3-17 et est comparé à son diagramme mesuré ainsi qu'aux diagrammes mesuré et théorique du RRM. Cette figure montre que le diagramme mesuré du RMP concorde bien avec le diagramme théorique. De plus, elle illustre que les différences entre les diagrammes du RRM et du RMP observées dans les mesures à la Figure 3-16 se retrouvent également dans les diagrammes théoriques. Finalement, ce résultat montre que le diagramme mesuré du RRM ressemble beaucoup plus au diagramme théorique d'un RRM qu'à celui d'un RMP. Ceci prouve donc que le RRM à faisceau fixe conçu fonctionne bien et valide la méthode de conception utilisée.

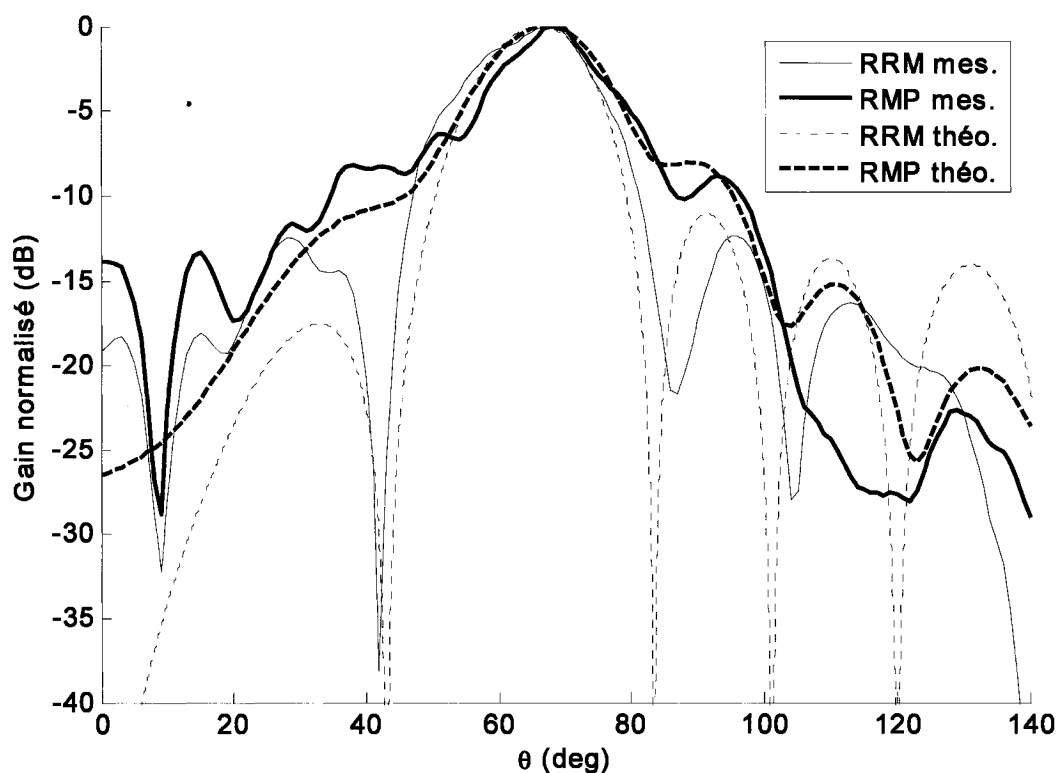


Figure 3-17 Plan H des diagrammes de rayonnement mesurés et théoriques à 5.4 GHz pour le RRM à faisceau fixe ainsi que pour le RMP

3.3.3 Réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau

3.3.3.1 Conception

Les bons résultats mesurés du RRM à faisceau fixe ont démontré la validité de la méthode de conception utilisée. Ainsi, le RRM à balayage électronique du faisceau peut maintenant être conçu en suivant la même méthode. L'élément reconfigurable utilisé pour ce RRM est identique à la cellule #2 (voir Tableau 2-1), à l'exception de $L_f = 622$

mils et $L_p = 797$ mils qui ont été trouvées pour $\theta_i = 0^\circ$. Les courbes simulées du coefficient de réflexion de cet élément en fonction de la tension inverse sur les diodes sont présentées à la Figure 3-18.

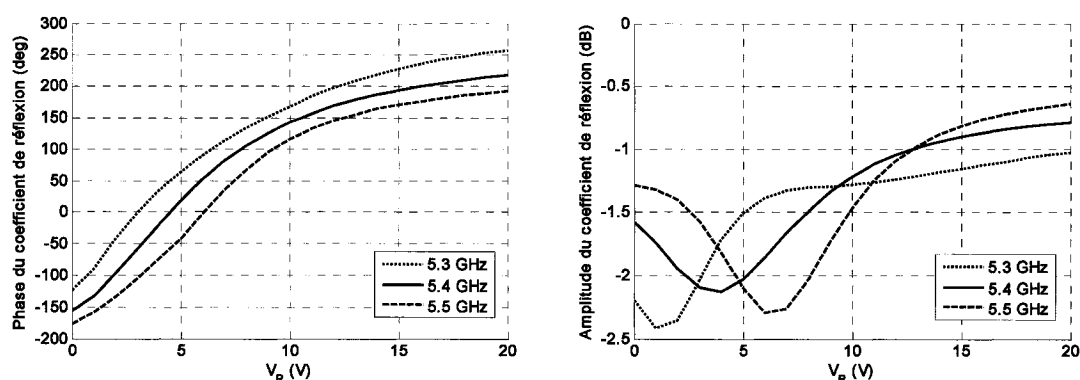


Figure 3-18 Coefficient de réflexion de l'élément du RRM à balayage du faisceau simulé à incidence normale en fonction de la tension inverse sur les diodes

Plusieurs directions désirées du faisceau vont être mesurées pour ce RRM pour démontrer le balayage électronique du faisceau. Pour chacune des directions désirées, la courbe de phase à 5.4 GHz est utilisée pour déterminer les tensions V_R nécessaires sur chaque élément. Une photographie du RRM à balayage électronique du faisceau complet est présentée à la Figure 3-19 tandis qu'une photographie de la vue de dessous du réseau d'éléments sans les diodes est présentée à la Figure 3-20.

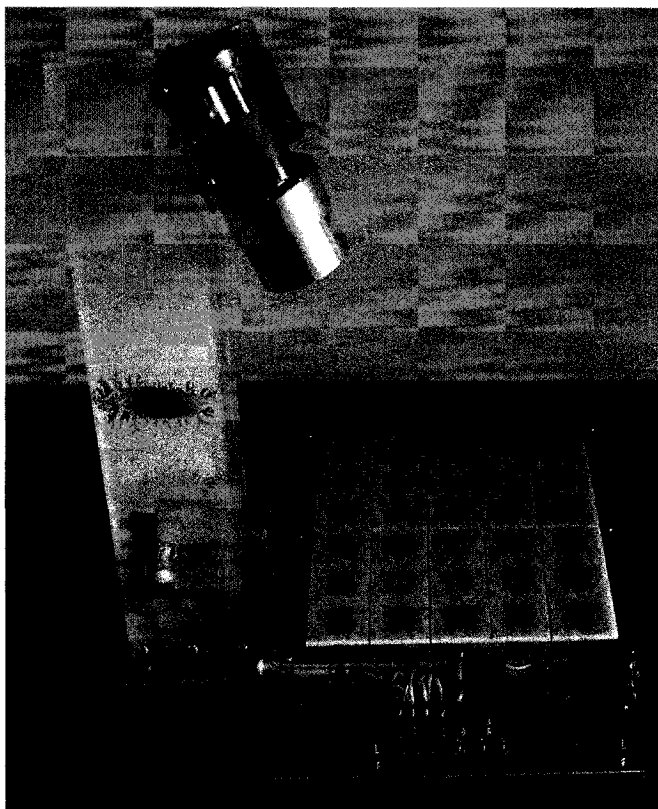


Figure 3-19 Photographie du RRM à balayage électronique du faisceau

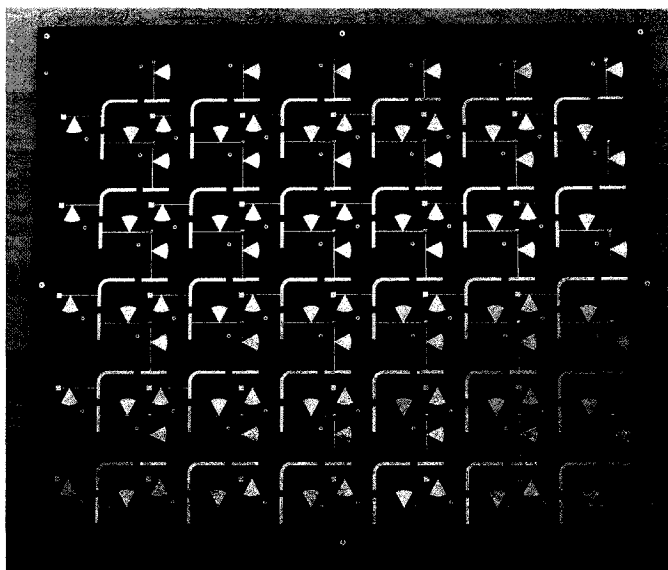


Figure 3-20 Photographie de la vue de dessous du réseau d'éléments du RRM à balayage du faisceau (sans la présence des diodes)

3.3.3.2 Résultats

Tout d'abord, le gain maximal mesuré dans le plan H du réseau est présenté à la Figure 3-21 pour quelques directions désirées du faisceau ayant $\phi_{0t} = 0^\circ$ et θ_{0t} variant de 50° à 80° . Sur cette figure, les gains sont mesurés à des intervalles de 100 MHz sur la plage de 4 à 5.8 GHz. Cependant, en observant le gain à chaque 20 MHz sur l'intervalle de 5.2 à 5.6 GHz, des oscillations se répétant à chaque 60 MHz et pouvant atteindre jusqu'à ± 1.5 dB ont été observées. Les causes de ces fluctuations de gain ne sont pas connues avec certitude pour l'instant. Elles pourraient être dues à des interférences provenant de l'ordinateur portable et de la carte de DACs situés dans la chambre anéchoïde lors des mesures. Cependant, il est important de mentionner que les pics et les creux de ces fluctuations se produisent aux mêmes fréquences pour toutes les directions de faisceau mesurées. De plus, les mesures des diagrammes de gain ont été effectuées plus d'une fois et elles se sont avérées répétables. Ainsi, une comparaison à fréquence fixe des diagrammes dans différentes directions n'est pas affectée par ces fluctuations de ± 1.5 dB. En outre, les diagrammes de rayonnement normalisés varient graduellement en fonction de la fréquence et ne possèdent donc pas ces fluctuations.

Malgré les fluctuations de gain observées, il est possible de remarquer sur la Figure 3-21 que les courbes de gain maximal se ressemblent pour les quatre directions du faisceau principal. De plus, pour toutes les courbes, il se produit un minimum local du gain à 5.3 GHz tandis qu'un maximum local est observé à 5.5 GHz, ce qui correspond à un décalage de 2 % par rapport à la fréquence de conception de 5.4 GHz.

Ainsi, dans ce qui suit, les différents diagrammes de rayonnement mesurés sont présentés à 5.5 GHz.

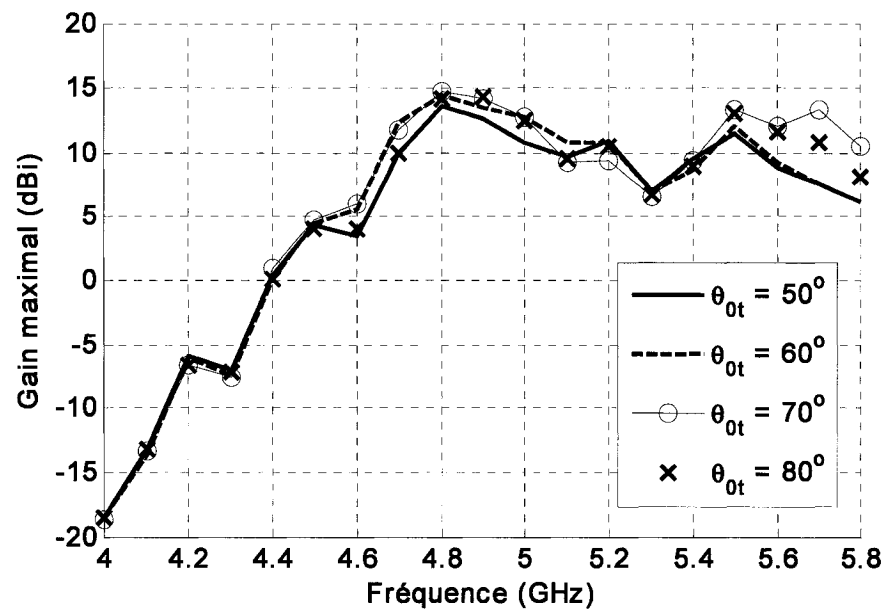


Figure 3-21 Gain maximal dans le plan H du RRM à balayage du faisceau en fonction de la fréquence pour quelques directions de faisceau ayant $\phi_{0t} = 0^\circ$ et différents θ_{0t} : 50, 60, 70 et 80°

Les figures suivantes illustrent les diagrammes de gain à 5.5 GHz pour cinq directions de faisceau principal désirées différentes. Dans ces figures, les plans H et E sont définis respectivement comme les plans $\phi = \phi_{0m}$ et $\theta = \theta_{0m}$ qui passent par la direction mesurée (ϕ_{0m}, θ_{0m}) de gain maximal. Comme pour les résultats du RRM à faisceau fixe, E_ϕ correspond au champ copolarisé (copol.) tandis que E_θ correspond au champ contrapolarisé (Xpol.) dans les deux plans principaux du réseau, c'est-à-dire le plan $\phi = 0^\circ$ et le plan $\theta = 90^\circ$.

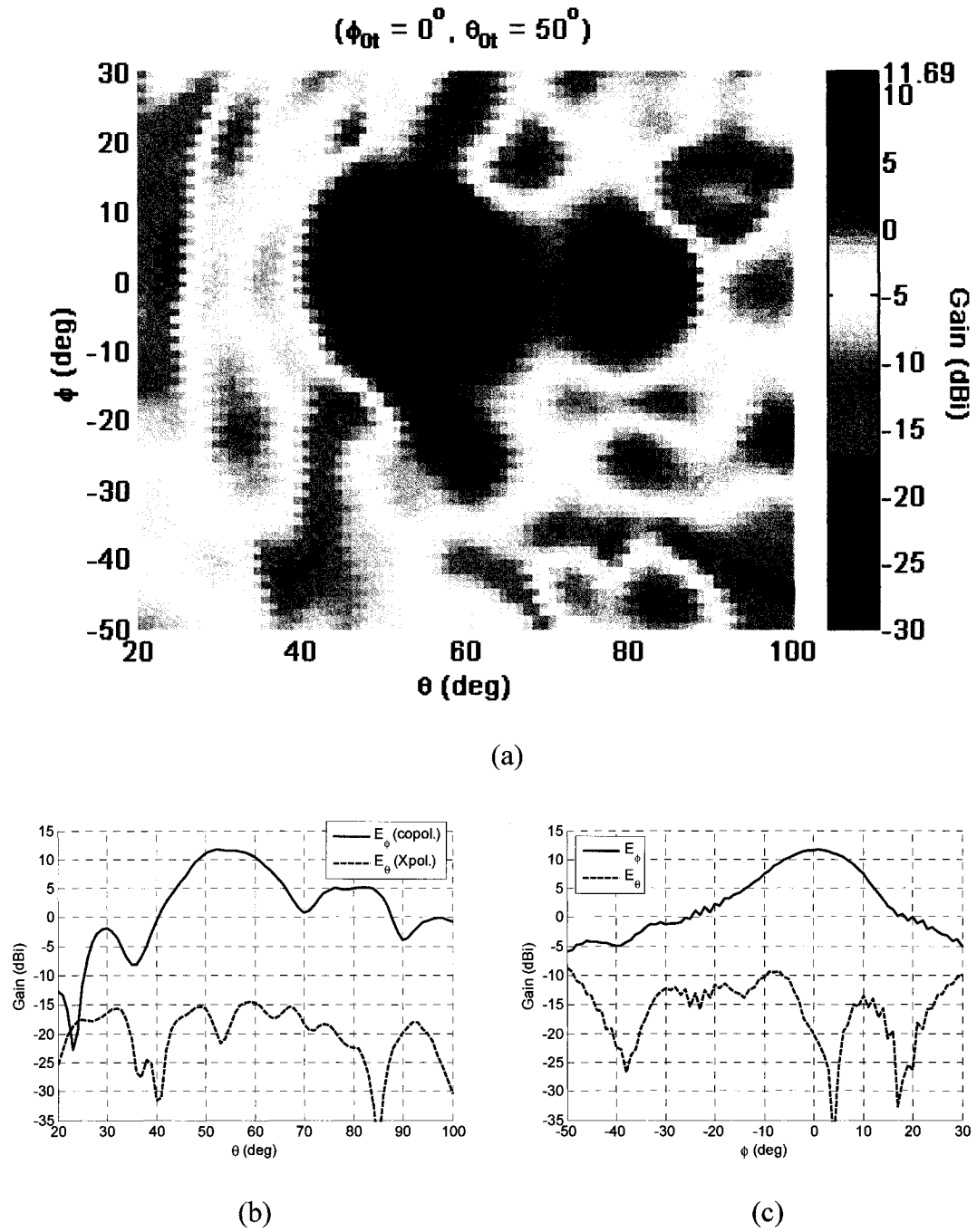


Figure 3-22 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : $(\phi_{0t} = 0^\circ, \theta_{0t} = 50^\circ)$. (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E

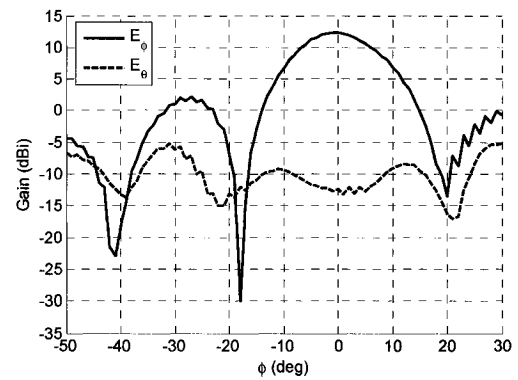
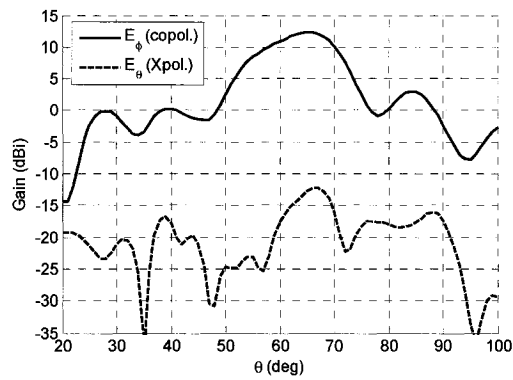
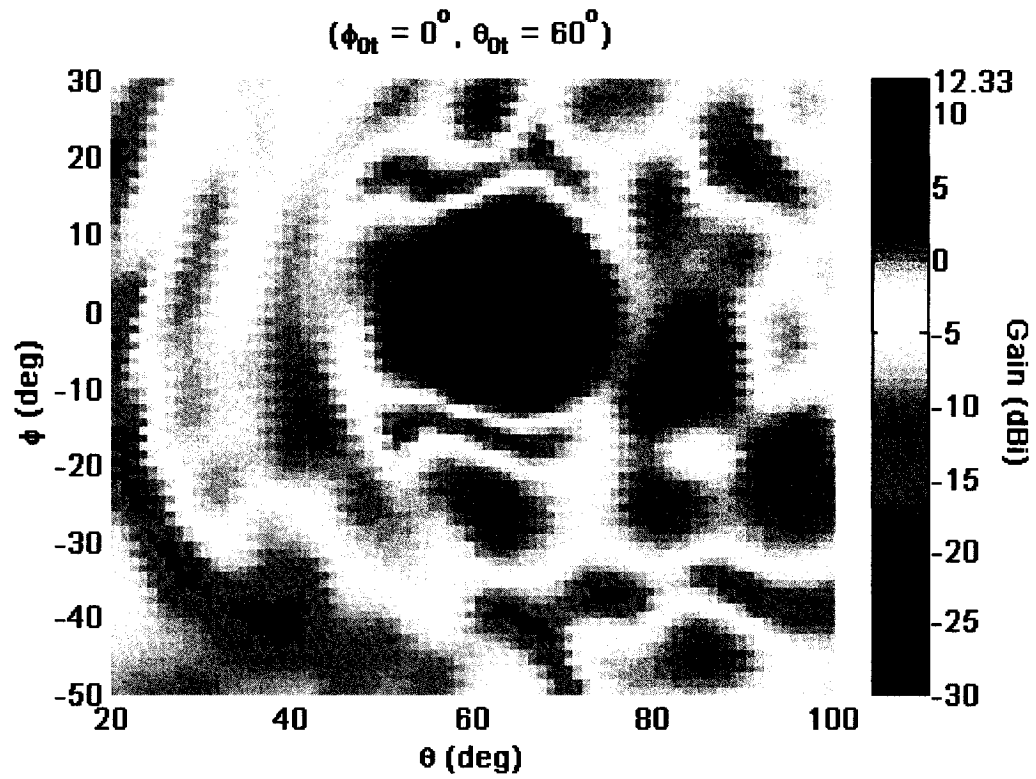


Figure 3-23 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : $(\phi_{0t} = 0^\circ, \theta_{0t} = 60^\circ)$. (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E

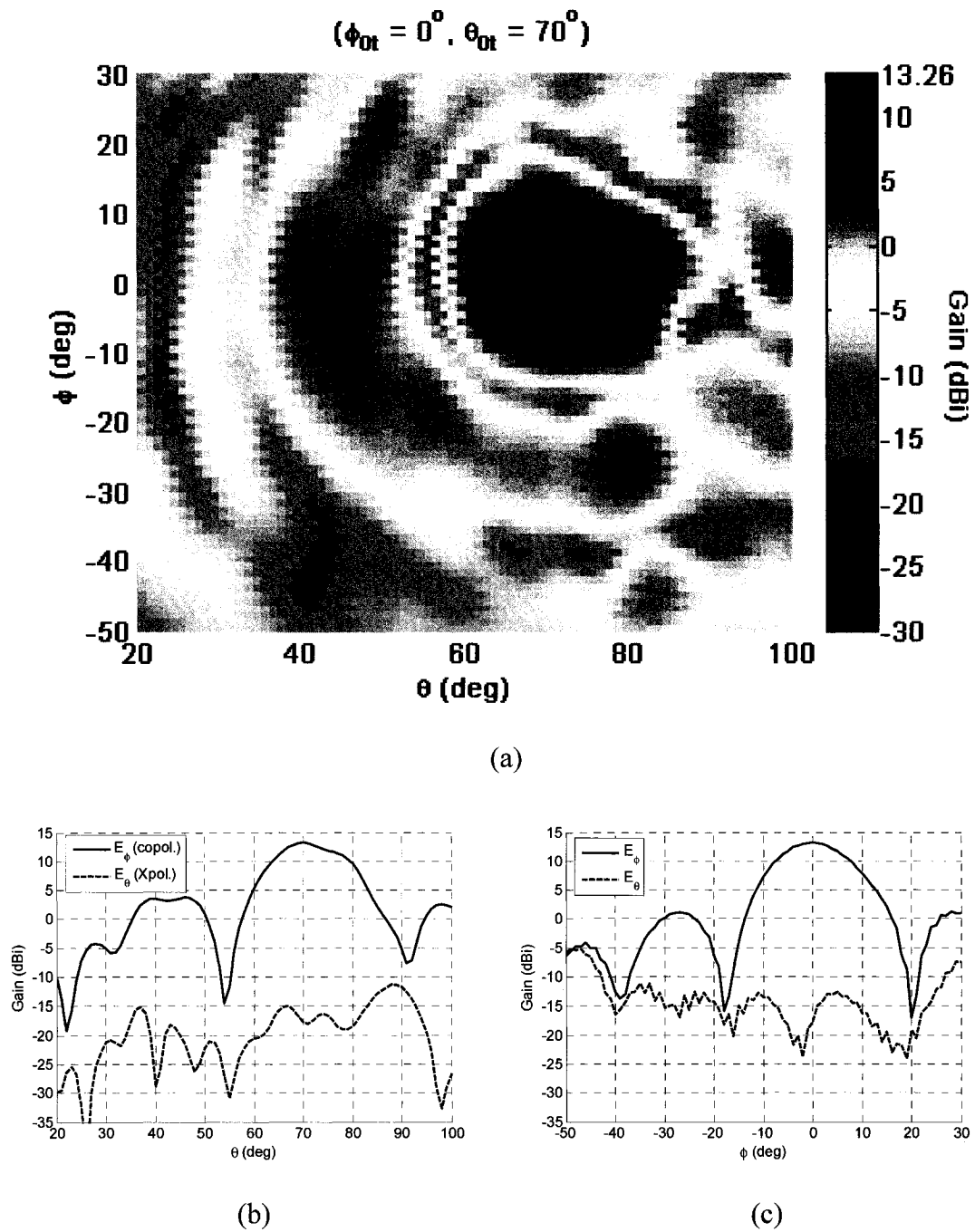


Figure 3-24 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : $(\phi_{0t} = 0^\circ, \theta_{0t} = 70^\circ)$. (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E

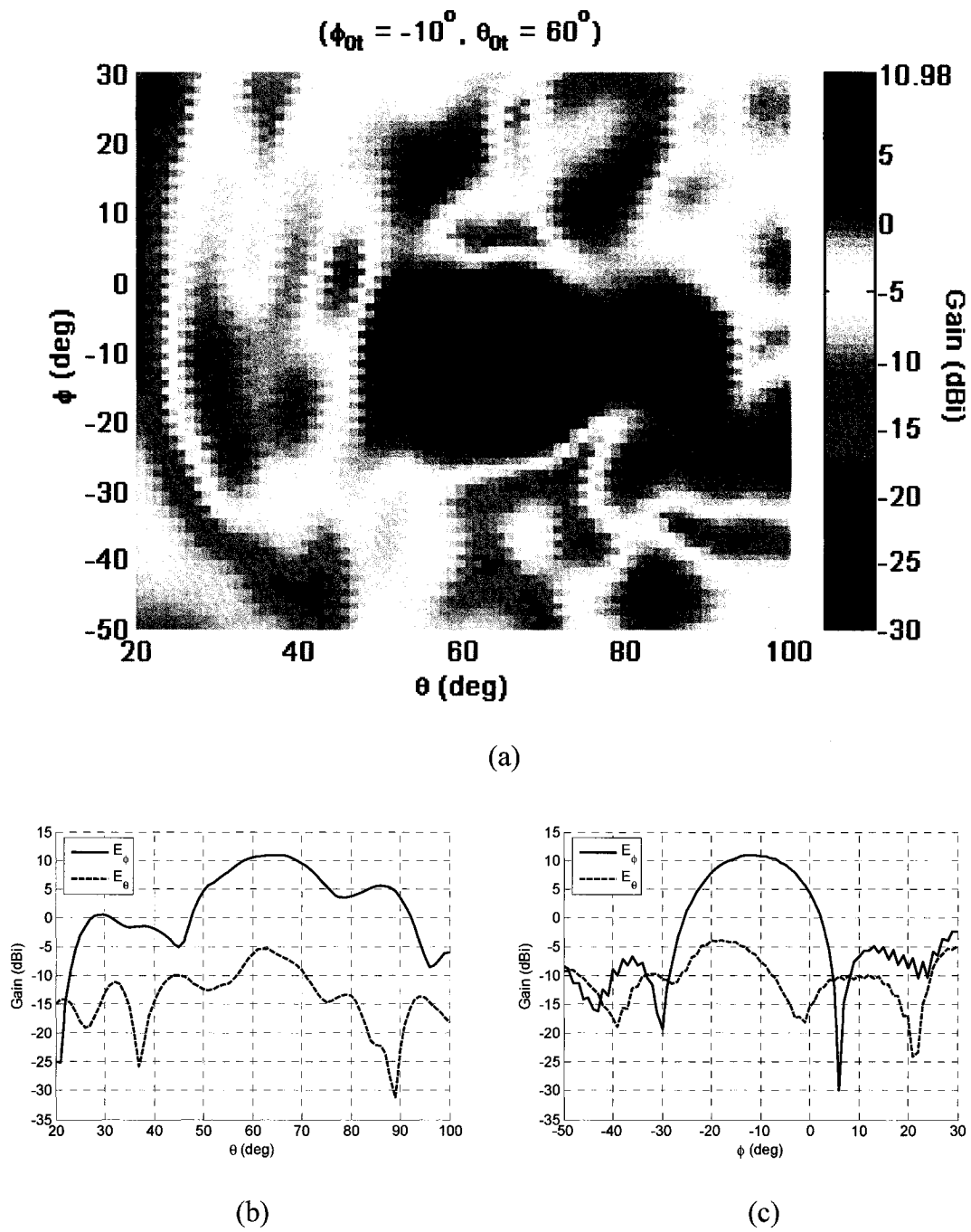


Figure 3-25 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : $(\phi_{0t} = -10^\circ, \theta_{0t} = 60^\circ)$. (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E

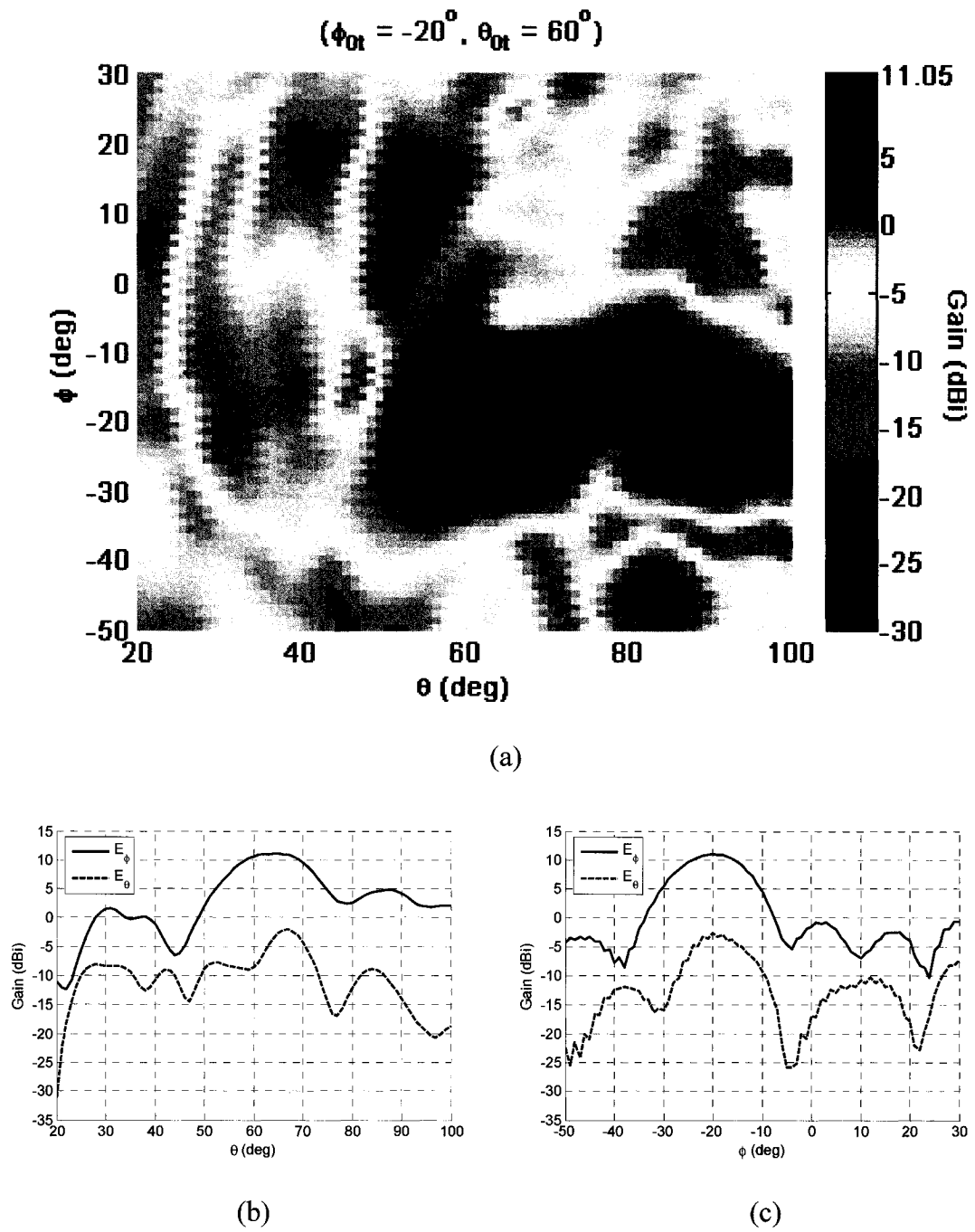


Figure 3-26 Diagrammes de gain du RRM à balayage du faisceau mesurés à 5.5 GHz pour la direction de faisceau désirée : $(\phi_{0t} = -20^\circ, \theta_{0t} = 60^\circ)$. (a) Diagramme de E_ϕ (b) Plan H (c) Plan E

Les figures précédentes illustrent le bon fonctionnement du RRM au niveau du balayage électronique du faisceau. En effet, les directions mesurées des faisceaux principaux s'approchent de celles désirées en théorie. Les différents résultats pouvant être tirés des figures précédentes sont résumés dans le Tableau 3-2.

Tableau 3-2 Résultats mesurés des RRM conçus

Réseau		RRM à balayage du faisceau					RRM fixe
Numéro de faisceau		1	2	3	4	5	1
Direction du faisceau désirée (ϕ_{0t}, θ_{0t}) ($^{\circ}, ^{\circ}$)		0, 50	0, 60	0, 70	-10, 60	-20, 60	0, 65
Fréquence de conception (GHz)		5.4	5.4	5.4	5.4	5.4	5.4
Fréquence centrale d'opération f_c (GHz)		5.5	5.5	5.5	5.5	5.5	5.4
Gain maximal à f_c (dBi)		11.7	12.3	13.3	11.0	11.1	14.9
Incertitude sur le gain maximal (dB)		± 1.5	± 1.5	± 1.5	± 1.5	± 1.5	± 0.5
Direction du gain maximal (ϕ_{0m}, θ_{0m}) ($^{\circ}, ^{\circ}$)		1, 53	-1, 65	0, 70	-11, 65	-20, 65	1, 68
$D_{\max, \text{eff}}$ (dBi)		21.04	21.59	21.75	21.51	21.32	21.69
Rendement calculé (%)		12	12	14	9	10	21
Niveau de contrapolarisation (E_{θ}) à (ϕ_{0m}, θ_{0m}) (dB)		-33.3	-25.1	-31.0	-17.3	-13.7	-29.5
Plan H ($\phi = \phi_{0m}$)	Niveau de lobe secondaire (dB)	-6.5	-9.4	-9.4	-5.4	-6.2	-12.3
	Largeur de faisceau à -3 dB ($^{\circ}$)	14	13	15	17	15	18
	Largeur de faisceau à -10 dB ($^{\circ}$)	26	25	25	43	>50	33
Plan E ($\theta = \theta_{0m}$)	Niveau de lobe secondaire (dB)	-9.3	-10.2	-11.9	-15.6	-11.8	-13.9
	Largeur de faisceau à -3 dB ($^{\circ}$)	16	14	14	15	14	16
	Largeur de faisceau à -10 dB ($^{\circ}$)	35	25	26	26	24	27

La Figure 3-27 suivante montre le plan H du diagramme de gain copolarisé à 5.5 GHz pour cinq directions désirées différentes ayant $\phi_{0t} = 0^\circ$. Ces cinq diagrammes regroupés sur une même figure illustrent encore mieux le balayage du faisceau réalisé par le RRM. Il est aussi possible de constater que les directions mesurées du faisceau principal se distancent de celles désirées en théorie au fur et à mesure qu'on s'éloigne de la normale du réseau.

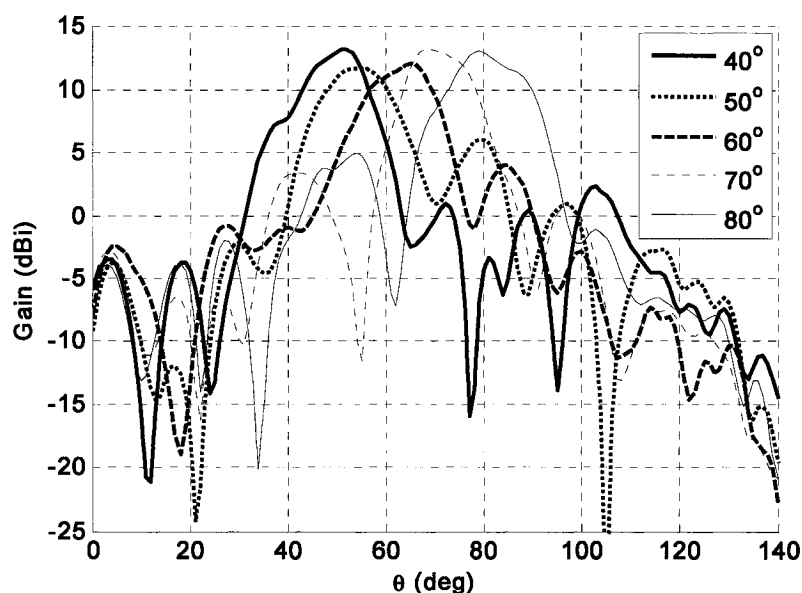


Figure 3-27 Plan H ($\phi = 0$) du diagramme de gain de E_ϕ du RRM à balayage du faisceau mesuré à 5.5 GHz, pour quelques directions de faisceau ayant $\phi_{0t} = 0^\circ$ et différents θ_{0t} : 40, 50, 60, 70 et 80°

Finalement, le diagramme mesuré dans le plan H du RRM pour la direction de faisceau ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 70^\circ$) est comparé à celui obtenu par la théorie des réseaux à la Figure 3-28. Le diagramme mesuré concorde relativement bien avec celui en théorie pour le faisceau principal et pour le lobe secondaire situé autour de $\theta = 95^\circ$. Cependant,

son lobe secondaire situé autour de $\theta = 40^\circ$ est beaucoup plus élevé que le lobe correspondant sur le diagramme théorique, ce qui est probablement causé par des erreurs de phase sur les éléments du réseau.

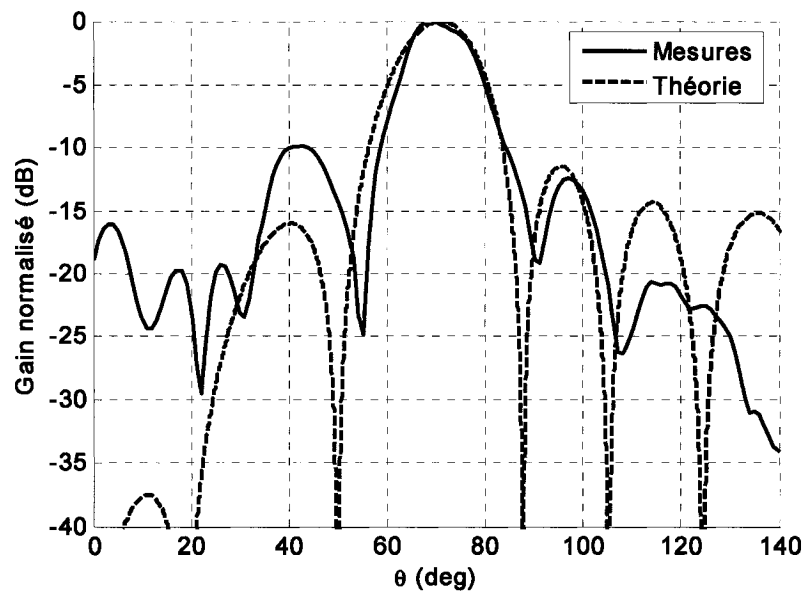


Figure 3-28 Comparaison des diagrammes de rayonnement de E_ϕ mesuré et théorique dans le plan H du RRM à balayage du faisceau à 5.5 GHz pour la direction de faisceau ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 70^\circ$)

3.3.4 Analyse des résultats et discussion

3.3.4.1 Balayage du faisceau

Tout d'abord, les résultats obtenus dans la section précédente démontrent que l'objectif principal du projet de recherche est atteint, c'est-à-dire de concevoir un RRM dont le faisceau peut être balayé de façon électronique. En effet, la Figure 3-27 montre que le faisceau est balayé sur une plage de 30 degrés dans le plan H du réseau, de $\theta =$

50° à $\theta = 80^\circ$. Donc, le faisceau peut être balayé jusqu'à 40° par rapport à la normale du réseau dans le plan H. Dans le plan E du réseau, un balayage de $\phi = 0^\circ$ à $\phi = -20^\circ$ est démontré. Puisque l'antenne est symétrique dans le plan E, le balayage devrait pouvoir s'effectuer sur une plage d'au moins 40° dans le plan E, soit de -20° à $+20^\circ$. Donc, la plage d'angles pouvant être balayée par l'antenne est excellente. De plus, dans cette plage d'angles, la direction mesurée du faisceau concorde bien avec celle désirée en théorie.

3.3.4.2 Analyse de pertes

Malgré le fait que le RRM n'a pas été conçu en fonction d'obtenir une bonne efficacité, il est tout de même important d'estimer les différentes sources de pertes pour être en mesure d'estimer l'efficacité qui pourrait être atteinte par cette antenne. Tout d'abord, la directivité maximale du RRM peut être obtenue par l'équation :

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{\text{ouv}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot 30(0.65\lambda)^2 = 22.02 \text{ dBi} \quad (3-8)$$

où A_{ouv} est l'aire de l'ouverture physique, c'est-à-dire l'aire du réseau d'éléments du RRM. Cette directivité maximale s'obtient seulement dans le cas idéal où l'amplitude et la phase sont uniformes sur l'ouverture et qu'il n'y a pas de pertes de débordement, de contrapolarisation, ohmiques ou diélectriques. De plus, cette directivité maximale suppose un faisceau dans la direction normale au réseau. Lorsque le faisceau est balayé dans la direction (ϕ_0, θ_0) , la surface efficace de l'ouverture est réduite et la directivité maximale efficace devient :

$$D_{\max,eff} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff} = \frac{4\pi}{\lambda^2} (A_{ouv} \sin \theta_0 \cos \phi_0) = D_{\max} F_b \quad (3-9)$$

où $F_b = \sin \theta_0 \cos \phi_0$ est un facteur de réduction de la directivité inévitable dû au balayage du faisceau. L'efficacité d'ouverture ϵ_{ouv} de l'antenne relie le gain mesuré et la directivité maximale efficace par :

$$G = \epsilon_{ouv} D_{\max,eff} \quad (3-10)$$

L'efficacité d'ouverture comprend tous les mécanismes de pertes présents dans l'antenne, dont les principaux sont : débordement, atténuation sur les bords, erreurs de phase sur les éléments, pertes de l'élément (ohmique, diélectrique et dans les diodes), contrapolarisation.

L'efficacité de débordement ϵ_s est définie comme étant le rapport entre la puissance de la source primaire qui atteint l'ouverture et la puissance totale de la source primaire. Elle se calcule par l'équation (Stutzman et Thiele 1998) :

$$\epsilon_s = \frac{\int \int_{S_s} |F_f(\theta_f, \phi_f)|^2 \sin \theta_f d\theta_f d\phi_f}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_f(\theta_f, \phi_f)|^2 \sin \theta_f d\theta_f d\phi_f} \quad (3-11)$$

où S_s est la portion de la sphère autour de la source primaire qui atteint l'ouverture du réseau d'éléments, et $F_f(\theta_f, \phi_f)$ est le diagramme de rayonnement de la source primaire. Le diagramme utilisé est le même que celui utilisé à l'équation (3-2). De plus, le rayonnement de la source primaire dans la demi-sphère arrière est considéré nul. Le diagramme de la source est donc approximé par :

$$F_f(\theta_f, \phi_f) = \begin{cases} C_E(\theta_f) \sin \phi_f \hat{\theta}_f + C_H(\theta_f) \cos \phi_f \hat{\phi}_f & \theta_f \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \theta_f > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3-12)$$

En calculant ϵ_s de façon numérique avec notre structure d'antenne, on obtient $\epsilon_s = 0.41$.

Ceci équivaut à des pertes de débordement de 3.87 dB.

Pour calculer l'efficacité reliée à l'atténuation sur les bords de l'antenne, l'équation suivante adaptée de (Stutzman et Thiele 1998) peut être utilisée :

$$\epsilon_t = \frac{1}{A_{ouv}} \frac{\left| \iint_{S_a} E_{ax} dx dy \right|^2 + \left| \iint_{S_a} E_{ay} dx dy \right|^2}{\iint_{S_a} |E_{ax}|^2 + |E_{ay}|^2 dx dy} \quad (3-13)$$

où S_a est la surface de l'ouverture ayant une aire égale à A_{ouv} . Dans le calcul de ϵ_t , il est important de mentionner que la phase est supposée uniforme sur l'ouverture. On considère seulement les pertes dues au fait que l'amplitude n'est pas uniforme. Ceci explique l'utilisation de l'amplitude de E_{ax} et E_{ay} dans les intégrales du numérateur de l'équation (3-13). Le champ à l'ouverture $\bar{E}_a$ a déjà été calculé par l'équation (3-3) dans les calculs pour le RMP. Il suffit donc d'effectuer les intégrales de façon numérique pour obtenir $\epsilon_t = 0.968$, ce qui correspond à des pertes de 0.14 dB.

En ce qui concerne les pertes engendrées dans les éléments du réseau, elles sont estimées grâce à la courbe de l'amplitude du coefficient de réflexion simulée à 5.4 GHz et à incidence normale. En fait, la valeur maximale des pertes simulées est utilisée, ce qui correspond à 0.3 dB pour le RRM à faisceau fixe (voir Figure 3-9) et à 2.1 dB pour le RRM à balayage du faisceau (voir Figure 3-18). Cette estimation peut sembler

conservatrice à première vue puisque les pertes maximales sont choisies plutôt que les pertes moyennes. Cependant, ce choix peut compenser le fait que les pertes mesurées de l'élément sont souvent un peu plus élevées que celles simulées, comme il a été observé pour la cellule reconfigurable #2 (voir la Figure 2-24 et la Figure 2-25). De plus, dans le cas de la cellule reconfigurable, la majorité des phases possibles se situent autour du point de pertes maximales, ce qui fait que les pertes moyennes ne seraient pas si éloignées des pertes maximales.

Dans le cas du RRM à faisceau fixe et pour les faisceaux dirigés dans le plan H ayant $\phi_{0t} = 0^\circ$ du RRM à balayage du faisceau, le niveau de contrapolarisation est très faible (voir Tableau 3-2). En effet, ce niveau est inférieur à -25 dB par rapport au niveau de copolarisation dans tous les cas. Ainsi, les pertes causées par la contrapolarisation peuvent être négligées.

Le budget de pertes détaillé est réalisé pour le faisceau désiré à ($\phi_{0t} = 0^\circ$, $\theta_{0t} = 60^\circ$) du RRM à balayage du faisceau et pour le RRM à faisceau fixe dans le Tableau 3-3.

Tableau 3-3 Budget de pertes pour les RRM_s conçus

	RRM à balayage du faisceau	RRM à faisceau fixe
$D_{\max}$	22.02 dBi	22.02 dBi
Direction désirée du faisceau	$(\phi_{0t} = 0^\circ, \theta_{0t} = 60^\circ)$	$(\phi_{0t} = 0^\circ, \theta_{0t} = 65^\circ)$
Direction mesurée du faisceau	$(\phi_{0m} = -1^\circ, \theta_{0m} = 65^\circ)$	$(\phi_{0m} = 1^\circ, \theta_{0m} = 68^\circ)$
F_b (de la direction mesurée)	-0.43 dB	-0.33 dB
$D_{\max, \text{eff}}$	21.59 dBi	21.69 dBi
$G_{\max}$ mesuré	12.3 dBi	14.9 dBi
Efficacité d'ouverture ϵ_{ouv}	12 %	21 %
Pertes totales	9.29 dB	6.79 dB
Pertes de débordement	3.87 dB	3.87 dB
Pertes d'atténuation sur les bords	0.14 dB	0.14 dB
Pertes dans les éléments	2.1 dB	0.3 dB
Pertes de contrapolarisation	négligeables	négligeables
Autres pertes	3.18 dB	2.48 dB

On estime que les autres pertes présentes dans ce budget de pertes sont causées principalement par des erreurs de phase sur les éléments du réseau. Il y a donc des pertes importantes qui sont dues aux erreurs de phase. Ces erreurs peuvent être causées par plusieurs facteurs. Tout d'abord, les imprécisions dans le processus de fabrication du RRM peuvent entraîner des erreurs de phase sur les éléments. Par exemple, il y a une imprécision dans la position de la source primaire par rapport au réseau. De plus, le réflecteur n'est pas parfaitement perpendiculaire au mat de l'antenne. Un facteur important d'imprécision se situe dans la fabrication des circuits imprimés. En effet, le processus de fabrication des circuits imprimés à Poly-Grames est conçu pour être précis pour des circuits de petite taille. Cependant, pour un circuit de la taille du réseau conçu, quelques problèmes surviennent. Le dessin de masque du circuit n'a pas pu être agrandi par un facteur 3 comme à l'habitude et a dû être agrandi par un facteur 1.25. De plus, le processus de création du masque, qui consiste à prendre une photographie du dessin de

masque, introduit des distorsions importantes dans les dimensions du circuit puisque la lentille utilisée n'est pas parfaite. Les erreurs de dimensions mesurées sur les circuits atteignent parfois plus de 60 mils par rapport à une longueur désirée de 6 pouces, soit 1 %. Cette distorsion affecte toutes les dimensions des éléments, et est plus importante pour les éléments les plus éloignés du centre du réseau. En outre, elle affecte beaucoup l'alignement entre les différentes couches du réseau. Ce désalignement des différentes couches, qui est différent pour chaque élément, peut entraîner d'importantes différences dans les courbes de phase et d'amplitude du coefficient de réflexion des éléments.

Les différentes approximations utilisées lors de la conception du RRM peuvent également introduire des erreurs de phase sur les éléments. Par exemple, le centre de phase de la source primaire n'est probablement pas situé exactement au centre de son ouverture. De plus, les courbes de phase du coefficient de réflexion pour les différents angles d'incidence présents sur le réseau ont été approximées par la courbe de phase dans le cas d'une onde à incidence normale ($\theta_i = 0^\circ$). Cependant, des simulations ont été effectuées pour différents angles d'incidence et les courbes de phase et d'amplitude sont présentées à la Figure 3-29. Les courbes simulées pour les angles d'incidence de 50.3° , 22.6° et 11.1° ont été obtenues en utilisant des simulateurs guide d'ondes comprenant 1, 2 et 4 éléments identiques respectivement. Cette figure illustre que les courbes de phase pour des angles d'incidence aussi petits que 11.1° ou 22.6° comportent des différences de phase importantes par rapport à la courbe à incidence normale. La différence de phase se situe surtout pour les tensions inverses de 1 à 6 V, qui couvrent la majorité de la plage de phase atteignable, et peut atteindre jusqu'à 27° et 45° pour les courbes à

incidence de 11.1° et 22.6° respectivement. Ainsi, l'approximation utilisée ne semble pas tout à fait valide pour la configuration d'élément reconfigurable conçue. D'autre part, les pertes de l'élément augmentent lorsque l'angle d'incidence augmente. Ce facteur n'affecte donc pas seulement les pertes dues aux erreurs de phase, mais augmente également les pertes de l'élément. Les pertes de l'élément actif du Tableau 3-3 sont peut-être donc sous-estimées à cause de ce facteur.

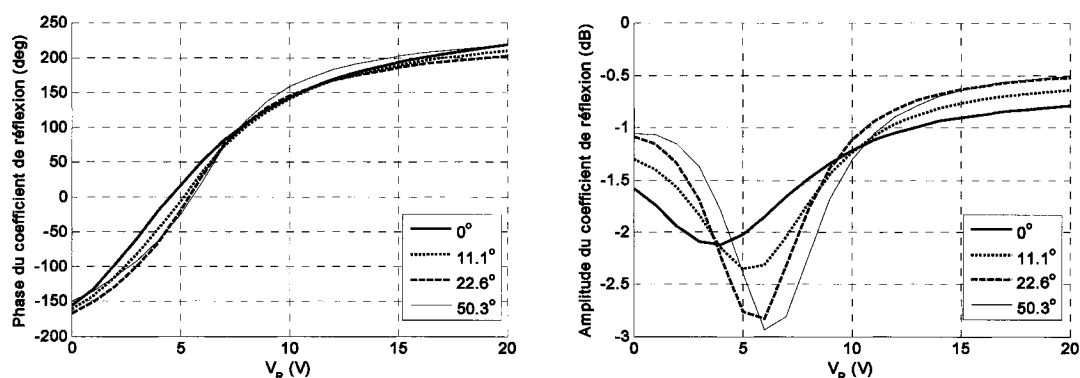


Figure 3-29 Coefficient de réflexion de l'élément du RRM à balayage du faisceau simulé à 5.4 GHz en fonction de la tension inverse sur les diodes, pour différents angles d'incidence : 0° , 11.1° , 22.6° et 50.3°

Finalement, des erreurs de phase peuvent également être introduites par le fait que les différentes diodes ne sont pas identiques.

Tous ces facteurs ont entraîné des pertes élevées dues aux erreurs de phase pour les RRM. Cependant, dans une conception future, ces pertes peuvent être grandement améliorées par un processus de fabrication ayant des tolérances sur les dimensions plus faibles et par une conception qui tient compte du centre de phase réel de la source

primaire ainsi que de l'angle d'incidence de l'onde sur chacun des éléments. De plus, même avec la conception actuelle comportant toutes les erreurs mentionnées plus haut, un montage pourrait être effectué dans lequel les tensions sur les éléments pourraient être optimisées pour obtenir un gain maximal dans la direction principale désirée. Ainsi, les tensions optimisées compenseraient pour les erreurs de phase présentes. En utilisant ces techniques améliorées de conception et/ou d'optimisation, il est estimé que l'erreur de phase rms sur un RRM à grand gain pourrait être diminuée jusqu'à 25° ou moins, où une erreur de 25° correspond à des pertes de 0.75 dB (Pozar, Targonski, et Syrigos 1997).

La preuve que les pertes dues aux erreurs de phase peuvent être réduites de beaucoup peut être observée à partir de la Figure 3-27. En effet, lorsque la direction du faisceau est variée dans le plan H, seulement les pertes dues aux erreurs de phase varient, tandis que les autres pertes peuvent être considérées fixes. Par exemple, en comparant le faisceau mesuré à 51° (40° désiré) et celui à 54° (50° désiré), une différence de gain de 1.5 dB est observée dans la direction principale (13.2 dBi dans le premier faisceau comparé à 11.7 dBi dans le deuxième). En considérant la variation de $D_{\max, \text{eff}}$ pour ces deux faisceaux, ceci implique des pertes dues aux erreurs de phase de 1.62 dB pour le premier faisceau et de 3.29 dB pour le deuxième. Donc, en modifiant les tensions sur les éléments, une réduction des pertes de phase de 1.67 dB s'est produite entre deux faisceaux situés presque dans la même direction dans les mesures.

D'autre part, le Tableau 3-3 indique des pertes d'illumination, qui correspond à la somme des pertes de débordement et d'atténuation sur les bords, de 4 dB. Ces pertes sont seulement dues au fait que le RRM conçu est de très petite taille et que la source primaire ne permet pas une illumination efficace du réflecteur. Pour un RRM à grand gain, une efficacité d'illumination de près de 80 % est atteignable (Huang 1995), ce qui correspond à des pertes de 1.0 dB. Ainsi, avec les améliorations réalistes mentionnées pour les pertes d'illumination et les pertes dues aux erreurs de phase, l'efficacité d'ouverture d'un RRM à balayage du faisceau à grand gain construit avec l'élément reconfigurable proposé pourrait atteindre 41 % plutôt que le 12 % obtenu dans le Tableau 3-3.

3.3.4.3 Autres caractéristiques de rayonnement

Pour les faisceaux balayés dans le plan H du réseau ($\phi_{0t} = 0^\circ$), la Figure 3-22 à la Figure 3-24 montrent que le faisceau principal est très bien défini lorsque sa direction se rapproche de la normale au réseau. En effet, les premiers nuls autour du lobe principal sont très bien définis pour le faisceau à $\theta_{0t} = 70^\circ$, tandis qu'ils se détériorent pour $\theta_{0t} = 60^\circ$ et 50° . Les niveaux de lobes secondaires se détériorent également, surtout pour $\theta_{0t} = 50^\circ$. Cette détérioration est probablement due en grande partie aux erreurs de phase sur les éléments et non au balayage du faisceau, puisque le faisceau à $\theta_{0t} = 40^\circ$ possède un très bon niveau de lobe secondaire (voir Figure 3-27).

En ce qui concerne la largeur de bande du RRM à balayage du faisceau conçu, il est difficile d'effectuer une mesure précise de la largeur de bande pour laquelle le gain

maximal diminue de 3 dB puisque le réseau conçu possède un faible gain et que des fluctuations de gain importantes ont été observées en fréquence. En effectuant tout de même l'exercice à partir de la Figure 3-21 et en choisissant le pire cas de largeur de bande à -3 dB pour les différents faisceau, une valeur de 200 MHz est trouvée, ce qui correspond à 3.6 % par rapport à 5.5 GHz. Puisque cette mesure est difficile, la largeur de bande pourrait également être définie comme étant la bande de fréquences pour laquelle les diagrammes de rayonnement normalisés restent acceptables tout en permettant le même balayage du faisceau observé à 5.5 GHz. Malgré le fait que cette mesure est relativement subjective, la largeur de bande estimée selon cette définition est légèrement supérieure à 200 MHz. Malgré l'imprécision de cette mesure, il est estimé que la largeur de bande de 100 MHz spécifiée dans le cahier de charges du Tableau 0-1 pour une application de radar à synthèse d'ouverture pourrait largement être atteinte avec la configuration de RRM utilisée.

CHAPITRE 4

CONCLUSIONS

4.1 Contributions

Tout d'abord, ce mémoire apporte des contributions importantes au niveau des éléments reconfigurables destinés à être utilisés dans un réseau-rélecteur microruban à balayage électronique du faisceau. En effet, une nouvelle configuration d'élément reconfigurable a été proposée et son fonctionnement a été expliqué. Cet élément a été fabriqué et ses performances en réflexion ont été mesurées à l'aide d'un simulateur guide d'ondes qui a également été fabriqué au laboratoire. Les performances atteintes par l'élément proposé sont excellentes et dépassent celles obtenues par les autres éléments de la littérature sous plusieurs points de vue. En effet, en variant une tension analogique, il permet d'atteindre une plage de phase du coefficient de réflexion supérieure à 360° de façon continue. À notre connaissance, aucun autre élément reconfigurable présenté dans la littérature atteint cette performance. En effet, avant l'élément proposé, la meilleure plage de phase continue et mesurée était de 328° (Hum et Okoniewski 2004). Ainsi, l'élément proposé apporte une amélioration importante au niveau de la plage de phase atteignable d'un élément reconfigurable. De plus, il comporte moins de pertes que les autres éléments reconfigurables de RRM à variation de phase continue. En effet, ses pertes maximales sont de 2.7 dB tandis que celles obtenues par les autres éléments à variation de phase continue sont de 5 dB (Hum et Okoniewski 2004) et 3.5 dB (Hum, Okoniewski, et Davies 2005). Cette diminution des pertes est

très importante pour améliorer l'efficacité du RRM fabriqué à partir de l'élément reconfigurable.

Deux échantillons identiques de l'élément proposé ont été fabriqués. Les mesures effectuées sur ces échantillons ont démontré une bonne répétabilité des résultats. De plus, une excellente concordance entre les simulations et les mesures a été obtenue. Finalement, les performances de l'élément en fonction de la puissance de l'onde incidente ont été mesurées. Ces mesures ont permis de déterminer les limites de l'élément en puissance. Ceci constitue une contribution importante puisque, à notre connaissance, ces limites n'avaient jamais été présentées auparavant pour un élément reconfigurable de RRM à variation de phase continue. De plus, elles avaient été présentées très rarement pour les autres éléments reconfigurables.

À partir de l'élément reconfigurable conçu, un réseau-réflecteur à balayage électronique du faisceau complet de 30 éléments a été réalisé et mesuré. Cette réalisation constitue une contribution importante puisqu'elle permet d'évaluer les performances pouvant être atteintes par ce type d'antenne. Les mesures effectuées sur le RRM conçu démontrent que le faisceau de l'antenne peut être balayé sur une plage d'au moins 30 degrés dans le plan H et 40 degrés dans le plan E. Sur cette plage d'angles, la direction mesurée du faisceau concorde bien avec celle désirée en théorie. Ainsi, un excellent balayage du faisceau a été observé pour le RRM conçu. De plus, malgré le fait que le RRM conçu est de très petite taille et qu'il n'a donc pas pu être conçu pour obtenir une bonne efficacité, les différentes sources de pertes ont été analysées et estimées dans le mémoire. Ceci a permis d'estimer à environ 40 % l'efficacité pouvant

être atteinte par un RRM à balayage électronique du faisceau à grand gain fabriqué à partir de l'élément reconfigurable proposé, ce qui est relativement bon pour une antenne à balayage du faisceau. Ainsi, cette technologie d'antenne pourrait potentiellement être très intéressante pour remplacer les antennes réseaux actives à grand gain dans certaines applications à faible coût.

Finalement, à la lumière des différents résultats présentés dans ce mémoire, on peut conclure que les objectifs fixés au départ ont été pleinement accomplis. En effet, l'élément reconfigurable réalisé possède une phase du coefficient de réflexion pouvant être variée de façon électronique sur une plage de plus de 360° . Il possède également des pertes relativement faibles et ses performances en puissance ont été déterminées expérimentalement. Puis, un RRM à balayage électronique du faisceau a été réalisé et les résultats mesurés ont démontré son bon fonctionnement. Effectivement, un balayage du faisceau sur une grande plage d'angles a été observé.

4.2 Travaux futurs

Tout d'abord, le RRM à balayage électronique du faisceau réalisé lors de ce mémoire n'a pas été conçu pour obtenir une bonne efficacité. De plus, l'analyse des résultats a fait ressortir plusieurs sources de pertes qui pourraient être améliorées dans une nouvelle conception d'un RRM. Donc, il serait très intéressant d'effectuer une deuxième itération de conception d'un RRM utilisant la même configuration d'élément, mais en essayant cette fois-ci d'optimiser l'efficacité. Dans cette nouvelle itération, la conception pourrait tenir compte du centre de phase réel de la source primaire et

également de l'angle d'incidence des ondes sur les éléments. De plus, des méthodes de fabrication plus précises pourraient être utilisées pour les circuits imprimés. La taille du RRM pourrait également être augmentée pour réduire les pertes par débordement de l'antenne et pour que le RRM ressemble un peu plus à une antenne à grand gain. En outre, il serait intéressant d'effectuer un montage de mesures permettant d'optimiser les tensions sur les éléments dans le but d'obtenir un gain maximal dans la direction désirée du faisceau. Finalement, dans les mesures du RRM conçu, des fluctuations importantes du gain en fonction de la fréquence ont été observées. Une investigation des causes de ces fluctuations devra être effectuée pour bien comprendre le phénomène observé.

D'autre part, l'élément reconfigurable réalisé possède de faibles pertes par rapport aux autres éléments de la littérature possédant une variation de phase continue. Cependant, il serait très intéressant de réduire davantage ces pertes puisqu'elles se traduisent directement en une perte d'efficacité de l'antenne conçue. Par exemple, un élément reconfigurable présent dans la littérature (Pinte, Legay, Girard, Gillard, Charrier et Ziaei 2004) possède déjà de très faibles pertes maximales de 1 dB en utilisant la technologie des MEMS. Cependant, leur élément possède seulement 6 phases différentes possibles et est complexe et coûteux à réaliser. Ainsi, il serait très intéressant de réduire les pertes de l'élément proposé dans ce mémoire sans pour autant affecter ses avantages de plage de phase, de simplicité et de coût. Ceci pourrait s'effectuer par exemple en utilisant des composants à plus faibles pertes, comme des MEMS varactors, dans la configuration de l'élément proposé.

Finalement, pour des applications spatiales nécessitant une antenne déployable de grande taille et ayant une très faible masse, il serait intéressant de tenter de réaliser l'élément reconfigurable proposé et un RRM à balayage du faisceau entièrement sur des membranes flexibles.

RÉFÉRENCES

- BERRY, D.G., MALECH, R.G., KENNEDY, W.A. 1963. "The reflectarray antenna".
IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 11:6. 645-651.
- BIALKOWSKI, M.E., SONG, H.J. 2001. "Dual linearly polarized reflectarray using aperture coupled microstrip patches". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 8-13 July 2001*. Boston, MA, USA : IEEE. vol.3, P. 486-489.
- BOCCIA, L., AMENDOLA, G., DI MASSA, G. 2004. "A microstrip patch antenna oscillator for reflectarray applications". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 20-25 June 2004*. Monterey, CA, USA : IEEE. vol.4, P. 3927-3930.
- BOCCIA, L., VENNERI, F., AMENDOLA, G., DI MASSA, G. 2002. "Application of varactor diodes for reflectarray phase control". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 16-21 June 2002*. San Antonio, TX, USA : IEEE. vol.3, P. 132-135.
- CHANG, D.-C., HUANG, M.-C. 1995. "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* . 43:8. 829-834.
- COLIN, J.-M. 1996. "Phased array radars in France: present and future". *Proceedings of*

- International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 15-18 Oct. 1996. Boston, MA, USA : IEEE. P. 458-462.*
- COLLIN, R.E. 1985. *Antennas and Radiowave Propagation*. McGraw-Hill. 508 p.
- ENCINAR, J.A. 2001. "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* . 49:10. 1403-1410.
- ENCINAR, J.A., ZORNOZA, J.A. 2003. "Broadband design of three-layer printed reflectarrays". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 51:7. 1662-1664.
- HANNAN, P.W., BALFOUR, M.A. 1965. "Simulation of a phased-array antenna in waveguide". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 13:3. 342-353.
- HUANG, J. 1991. "Microstrip reflectarray". *Antennas and Propagation Society International Symposium, 24-28 June 1991. London, Ont., Canada : IEEE. vol. 2, P. 612-615.*
- HUANG, J. 1995. *Analysis of a Microstrip Reflectarray Antenna for Microspacecraft Applications*. Jet Propulsion Laboratory. TDA Progress Report 42-120.
- HUANG, J. 2001. "The development of inflatable array antennas". *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 43:4. 44-50.
- HUANG, J., POGORZELSKI, R.J. 1998. "A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles". *IEEE Transactions on Antennas and*

Propagation. 46:5. 650-656.

HUM, S.V., OKONIEWSKI, M. 2004. "An electronically tunable reflectarray using varactor diode-tuned elements". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 20-25 June 2004*. Monterey, CA, USA : IEEE. vol.2, P. 1827-1830.

HUM, S.V., OKONIEWSKI, M., DAVIES, R.J. 2005. "Realizing an electronically tunable reflectarray using varactor diode-tuned elements". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 15:6. 422-424.

JAVOR, R.D., WU, X.-D., CHANG, K. 1995. "Design and performance of a microstrip reflectarray antenna". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 43:9. 932-939.

KOPP, B.A., BORKOWSKI, M., JERINIC, G. 2002. "Transmit/receive modules". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50:3. 827-834.

LACASSE, J.-D. 2004. *Conception d'antennes réflecteur réseau basée sur les méthodes de mesures en champ proche*. Mémoire de maîtrise. École Polytechnique de Montréal. 92 p.

LEGAY, H., PINTE, B., CHARRIER, M., ZIAEI, A., GIRARD, E., GILLARD, R. 2003. "A steerable reflectarray antenna with MEMS controls". *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 14-17 Oct. 2003*. Boston,

MA, USA : IEEE. P. 494-499.

MCSPADDEN, J.O., FAN, L., CHANG, K., HUANG, J. 1999. "Ka-band beam steering reflectarray study". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 11-16 July 1999*. Orlando, FL, USA : IEEE. vol.3, P. 1662-1665.

PARKER, D., ZIMMERMANN, D.C. 2002. "Phased arrays - part 1: theory and architectures". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50:3. 678-687.

PHELAN, H.R. 1976. "Spiraphase - a new, low cost, lightweight phased array". *Microwave Journal*. 19:12. 41-44.

PHELAN, H.R. 1977a. "L-band spiraphase reflectarray". *Microwave Journal*. 20:1. 47-50.

PHELAN, H.R. 1977b. "Spiraphase reflectarray - for multitarget radar". *Microwave Journal*. 20:7. 67-73.

PINTE, B., LEGAY, H., GIRARD, E., GILLARD, R., CHARRIER, M., ZIAEI, A. 2004. "A reflectarray antenna in Ka band with MEMS control". *ANTEM 2004/URSI - 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference, 20-23 July 2004*. Ottawa, Ont., Canada : ANTEM Inc. P. 25-28.

POZAR, D.M. 1998. *Microwave Engineering*. 2nd ed. John Wiley & Sons. 716 p.

- POZAR, D.M., TARGONSKI, S.D., SYRIGOS, H.D. 1997. "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 45:2. 287-296.
- SIEVENPIPER, D.F., SCHAFFNER, J.H., SONG, H.J., LOO, R.Y., TANGONAN, G. 2003. "Two-dimensional beam steering using an electrically tunable impedance surface". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 51:10. 2713-2722.
- STUTZMAN, W.L., THIELE, G.A. 1998. *Antenna Theory and Design*. 2nd ed. John Wiley & Sons. 648 p.
- SULLIVAN, P.L., SCHAUBERT, D.H. 1986. "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 34:8. 977-984.
- SZE, K.Y., SHAFI, L. 2002. "Phase properties of single-layer patch arrays with applications to line-source-fed microstrip reflectarrays". *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*. 149:1. 64-70.
- TARGONSKI, S.D., POZAR, D.M. 1994. "Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 20-24 June 1994*. Seattle, WA, USA : IEEE. vol.3, P. 1820-1823.
- TSAI, F.-C.E., BIALKOWSKI, M.E. 2003. "Designing a multi-layer microstrip

reflectarray with the use of an unit cell waveguide approach". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 22-27 June 2003. Columbus, OH, USA : IEEE. vol.3, P. 306-309.

WERTZ, J.R., LARSON, W.J. 1999. *Space Mission Analysis and Design*. 3rd ed.

Microcosm Press and Kluwer Academic Publishers. 969 p.