



Titre: Antenne à balayage de faisceau angulaire avec faible variation de
Title: la fréquence

Auteur: Francis Siaka
Author:

Date: 2014

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Siaka, F. (2014). Antenne à balayage de faisceau angulaire avec faible variation
Citation: de la fréquence [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
<https://publications.polymtl.ca/1649/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/1649/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANTENNE À BALAYAGE DE FAISCEAU ANGULAIRE AVEC FAIBLE
VARIATION DE LA FRÉQUENCE

FRANCIS SIAKA

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

DÉCEMBRE 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

ANTENNE À BALAYAGE DE FAISCEAU ANGULAIRE AVEC FAIBLE VARIATION DE
LA FRÉQUENCE

présentée par : SIAKA Francis

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor

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

M. AKYEL Cevdet, D. Sc. A., président

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

M. WU Ke, Ph. D., membre

M. TALBI Larbi, Ph. D., membre externe

DÉDICACE

Je dédie cette thèse à :

Mon épouse, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.

Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.

Mon fils, de sorte que ce travail soit un exemple pour lui de persévérance, de courage et de générosité.

Mon dernier petit frère, qui a quitté ce monde sans avoir la chance de me voir terminer ce travail. Lui qui m'a pourtant si encouragé à le faire. Puisse son âme reposer en paix.

REMERCIEMENTS

J'aimerais tout d'abord remercier mon directeur de recherche, Professeur Jean-Jacques Laurin, d'avoir accepté de me prendre sous sa supervision. Ses précieux conseils, sa disponibilité, sa grande patience et son respect envers moi ont été fortement appréciés.

Je remercie également Dr Ali Mirkamali et Dr Ramin Deban pour leur soutien et leur précieuse aide dans ce projet.

Je tiens aussi à exprimer ma reconnaissance à Yves Demers et Mathieu Riel de la compagnie MDA, Pierre Poitevin de la compagnie FLIR et aussi les professeurs Frédéric Fabry et François Boone de l'université de McGill pour avoir contribué à l'évolution de ce projet de recherche durant tout son déroulement.

Je porte également mes remerciements à l'équipe de techniciens du centre de recherche de Poly-Grames. Je remercie en particulier Steve Dubé et Traian Antonescu qui ont su bien me conseiller et me diriger lors de la fabrication des circuits nécessaires pour ce projet. Je remercie également Jean-Sébastien Décarie pour son support rapide et impeccable en informatique.

Mes remerciements vont aussi à mes confrères étudiants du Centre Poly-Grames pour leur aide et l'ambiance de travail joyeuse qu'ils ont su créer durant mon doctorat.

Je remercie Ginette Desparois, secrétaire, et Nathalie Lévesque, agente aux dossiers étudiants, qui ont été indispensables dans mon cheminement.

Finalement, je tiens à remercier ma famille et mes amis qui m'encouragent depuis toujours et surtout mon épouse et mon père qui ont su m'appuyer durant toutes les difficultés que j'ai pu rencontrer dans ce programme.

RÉSUMÉ

Partout dans le monde, les météorologues utilisent des systèmes radars pour leur fournir certaines informations afin qu'ils soient capables de faire des prédictions. L'exactitude de ces prédictions dépend donc fortement de l'efficacité du système radar utilisé. Les radars actuellement utilisés au Canada couvrent de vastes régions ce qui affecte leur précision car cette dernière diminue avec la distance. De plus, le balayage du radar s'effectuant mécaniquement, ils ne sont pas assez rapides dans l'assimilation des données et ne permettent pas un certain contrôle sur des régions spécifiques à étudier.

L'objectif de ce projet est d'explorer de nouvelles possibilités sur la conception d'un système radar moins coûteux, plus précis et plus rapide pour capter les données météorologiques afin de faire de meilleures prévisions et anticiper les événements climatiques extrêmes. Parmi toutes les conditions requises d'un système radar météorologique, celle qui nous intéresse le plus dans cette étude est celle du balayage angulaire de l'antenne. En se basant donc sur des concepts déjà existants de balayage de faisceau, des solutions nouvelles plus simples et moins coûteuses sont présentées.

Pour le balayage en élévation, la première approche étudiée est basée sur le principe de configuration d'alimentation série en méandre. Pour cette configuration, deux différents systèmes sont présentés : le premier système étant un guide d'onde couplant un circuit micro-ruban sur lequel est monté des lignes de transmission alimentant des antennes et le deuxième quant à lui est une ligne micro-ruban alimentant des antennes « patchs » se trouvant sur un circuit différent. Pour les deux cas, l'intervalle angulaire balayé est d'environ 20 degrés dans une largeur de bande aux alentours de 2%. En terme de balayage, cette solution est meilleure comparée aux systèmes actuels de balayage de faisceau avec la fréquence car ces derniers utilisent une largeur de bande beaucoup plus élevée pour obtenir un balayage angulaire équivalent.

La seconde proposition pour le balayage en élévation repose sur le principe de structure CRLH comme système d'alimentation à un réseau d'antennes. La structure CRLH en question est un guide d'onde rectangulaire dont le mur inférieur est rempli périodiquement de guides à double rainure court-circuités. Cette configuration a le grand avantage d'avoir des pertes négligeables par rapport aux autres types de structure CRLH. En utilisant dans un premier temps 8 antennes fente puis 8 connecteurs coaxiaux alimentant des antennes « patchs », le déplacement du faisceau

est d'environ 30° pour une variation de fréquence entre 8GHz et 8.5GHz. Par la suite, pour diminuer la largeur du faisceau dans le but de se rapprocher d'un système de radar réel, le nombre d'éléments du réseau est augmenté à 24. Les résultats obtenus sont très satisfaisants en simulation mais à cause des erreurs de fabrication, on note une certaine discordance avec les résultats de mesure et les résultats simulés. Pour diminuer l'effet de cette erreur, un nouveau système ayant des transformateurs d'impédance sur un circuit micro-ruban est proposé et validé par simulation.

Une configuration de balayage (en azimut ou élévation) basée sur les antennes à réflecteur est aussi présentée. Le principe de balayage repose sur le déplacement du centre de phase de l'antenne source illuminant le réflecteur. La source primaire utilisée pour déplacer latéralement le faisceau devant le réflecteur est un multiplexeur doté de différents filtres pour guider le signal entrant vers un seul parmi huit cornets de sortie. La sélection du cornet de sortie est faite en variant la fréquence du signal entrant.. Le signal provenant de chaque sortie (qui dépend de la fréquence) est réfléchi par la parabole dans une direction angulaire spécifique. Le fonctionnement du système est vérifié à l'aide de simulation et de mesures. Les résultats obtenus démontrent un balayage autour de 50 degrés pour un changement de fréquence de 2%. Ce système n'implique aucun balayage mécanique et n'utilise aucune composante active, ce qui lui donne un grand avantage comparé à la plus part des systèmes d'antennes à réflecteur actuels conçus pour effectuer un balayage de faisceau.

Pour le balayage dans le plan en azimut, nous proposons un système d'alimentation configuré pour alimenter un réseau d'antennes circulaire. Bien que la position du faisceau soit balayée mécaniquement avec ce système, il est tout de même plus agile comparé aux solutions actuelles car il est constitué de deux parties distinctes (une partie tournante et une partie fixe) pouvant être traitées séparément. La partie immobile étant celle qui supporte les antennes, le poids supporté par le joint rotatif servant à faire tourner le système diminue énormément. Le système permet de couvrir assez rapidement une certaine région désirée

Ainsi, bien que les approches présentées soient basées sur des prototypes à petite échelle, elles constituent tout de même des preuves de concept pour utilisation sur un système de radar réel.

ABSTRACT

All around the world, the meteorologists use radar systems to collect information so that they are capable to make predictions. The accuracy of these predictions thus depends strongly on the efficacy of the system radar used. The radars currently used in Canada cover vast regions which affects their precision because the latter decreases with the distance. Moreover, the scanning of the radar being carried out mechanically, they are not fast enough in the assimilation of the data and do not allow control over specific regions to study.

The objective of this project is to investigate new possibilities on the design of a less expensive, more precise and faster radar system to collect the weather data in order to make better forecasts of the extreme climatic events. Among all the requirements of a weather radar system, the one which interests us the most in this study is the beam scanning. While being thus based on already existing concepts of beam scanning, innovative solutions simpler and less expensive are presented.

For the elevation beam scanning, the first approach is based on the principle of meander line array configuration. For this configuration, two various systems are presented. The first system is a meander waveguide coupling a microstrip circuit having transmission line feeding some antennas. The second is a microstrip meander line feeding some patches antennas on a different circuit. For both cases, the covered region is around 20degrees in a 2% bandwidth (the number of elements is only 8 for financial limits reasons. In term of scanning, this solution is better compared to other existing frequency scanning antenna systems because they need a much higher bandwidth to obtain such scanning angle.

The second proposal for scanning in the elevation plane is based on a CRLH structure as a feeding system to an antenna array. The CRLH structure consists of a main rectangular waveguide loaded periodically with shorted sections of double-ridge waveguides transverse to one side of the main waveguide broad walls. . This configuration has the advantage of having negligible losses compared to the other types of CRLH structure. By using at first 8 slot antennas then 8 coaxial connectors feeding some patches antennas, the beam is scanned of approximately 30° for a variation of frequency between 8GHz and 8.5GHz. Afterward, to decrease the beamwidth with an aim of approaching a real radar system, the number of elements of the array is increased to 24. The obtained results are very satisfactory in simulation but because of

manufacturing errors, we observe certain disagreements with the measurement results. To decrease the effect of this error, a new system having impedance transformers on a microstrip circuit is proposed and validated by simulation

A beam scanning reflector antenna (in azimuth or elevation plane) is also presented since this kind of antenna is very popular for the weather applications. The scanning principle is based on the phase centre displacement of the source illuminating the reflector with frequency. The primary source used to laterally move the beam in front of the reflector is a manifold-coupled multiplexer having various filters which separate the input signal into several outputs with different frequencies. The signal coming from each output port (which depends on the frequency) will be reflected by the parabola in a specific angular direction. The functionality of the system is verified by means of simulation and of measurements. The obtained results show a scanning of around 50 degrees for a 2% frequency change. This system does not require mechanical rotation and uses no active component which is an advantage compared to existing beam scanning reflector antenna systems.

For the azimuth scanning, we propose a circular array feeding system. Although the beam is steered mechanically with this system, it is more agile compared to current solutions because it consists of two distinct parts (a rotating part and a fix part) being able to be treated separately. The motionless part being the one which supports the antennas, the weight supported by the rotary joint serving for making the system to turn decreases enormously. This system makes it possible to quickly cover a specific area.

Although the presented approaches are demonstrated with small scale prototypes, they however constitute a proof of concept for use on real system radar.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ.....	V
ABSTRACT	VII
TABLE DES MATIÈRES	IX
LISTE DES FIGURES.....	XIII
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XVIII
LISTE DES ANNEXES.....	XIX
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Problématique.....	1
1.2 Objectifs	1
1.3 Méthodologie	3
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	4
2.1 Balayage Mécanique	4
2.2 Balayage Électronique.....	5
2.2.1 Réseaux d’antennes à commande de phase (Phasedarray).....	5
2.2.2 Réseaux en configuration méandre	7
2.2.3 Antennes à onde de fuite (LWA : Leaky-WaveAntennas)	8
2.2.4 Réseau d’antennes en configuration circulaire.....	12
2.2.5 Antennes à réflecteur.....	13
2.3 Balayage Hybride (Électronique + Mécanique).....	14
2.4 Discussions générales.....	15
CHAPITRE 3 RÉSEAU D’ALIMENTATION SÉRIE EN MÉANDRE	17

3.1	Étude Théorique	17
3.2	Réseau d'antennes fente sur un guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban.....	22
3.2.1	Présentation du système	22
3.2.2	Analyse de résultats.....	27
3.3	Réseau d'alimentation série en méandre basé sur un circuit micro-ruban et des câbles coaxiaux couplant des antennes « patches »	35
3.3.1	Présentation du modèle	35
3.3.2	Analyse des résultats	38
3.4	Discussions générales.....	40
CHAPITRE 4 RÉSEAU D'ANTENNES À BALAYAGE DE FAISCEAU AVEC LA FRÉQUENCE BASÉE SUR UNE STRUCTURE CRLH.....		42
4.1	Structure CRLH avec guides à double rainure.....	43
4.2	Réseau de 8 antennes alimenté par la structure CRLH avec guides à double rainure ...	47
4.2.1	Caractéristiques de la structure CRLH.....	47
4.2.2	Cas des antennes fente.....	49
4.2.3	Cas de connecteurs coaxiaux alimentant des antennes « patches »	57
4.3	Réseau de 24 antennes alimenté par la structure CRLH avec des guides à double rainure	64
4.4	Discussions générales.....	75
CHAPITRE 5 BALAYAGE ÉLECTRONIQUE DE FAISCEAU AVEC CHANGEMENT DE FRÉQUENCE POUR ANTENNE À RÉFLECTEUR PARABOLIQUE		77
5.1	Principe d'opération	78
5.2	Design du multiplexeur	80
5.3	Balayage du faisceau avec un réflecteur parabolique	85

5.3.1	Preuve de concept.....	85
5.3.2	Résultats expérimentaux	88
5.4	Discussions générales.....	92
CHAPITRE 6 SYSTÈME D’ALIMENTATION D’ANTENNES POUR BALAYAGE EN AZIMUT.....		93
6.1	Présentation du système	95
6.1.1	Guide d’onde rotatif	96
6.1.2	Système de couplage	97
6.2	Analyse de résultats.....	99
6.3	Discussion générale.....	105
CHAPITRE 7 CONCLUSION		106
7.1	Contributions.....	106
7.2	Travaux futurs	109
PUBLICATIONS		111
RÉFÉRENCES.....		112
ANNEXE A- CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES « PATCHS » UTILISÉES		117
ANNEXE B – FORMULE DES PERTES EN DB SELON LE MILIEU DE PROPAGATION		121
ANNEXE C – FORMULE DE LA CONSTANTE DE PROPAGATION, DE LA LONGUEUR D’ONDE DE COUPURE ET DE L’IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE D’UN GUIDE D’ONDE A DOUBLE ARÊTE [49].....		122

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3-1 Pertes en dB entre les antennes en fonction du milieu de propagation.....	21
Tableau 3-2 Conductance normalisée équivalente et longueur de chaque fente présente sur le guide d'onde.....	26
Tableau 3-3 : Effet de la largeur de fente sur la valeur de la conductance des éléments.....	27
Tableau 3-4 : Longueur de chaque ouverture servant de couplage aux antennes.	37
Tableau 4-1 : Positionnement des fentes sur le mur supérieur du guide principal.....	50
Tableau 4-2 : Position angulaire du faisceau principal obtenu de différentes façons.	56
Tableau 4-3 : Déplacements latéraux et longueurs des huit sondes coaxiales.	59
Tableau 4-4 : Position angulaire du faisceau principal obtenu de différentes façons.	63
Tableau 4-5 : Longueur des connecteurs internes des câbles coaxiaux pour obtenir la distribution d'amplitude de type Tchebychev pour un niveau de lobes secondaires de 25dB.	66
Table 4-6 : Position angulaire du faisceau principal obtenu de différentes façons.....	70
Tableau 4-7 : Dimensions des transformateurs d'impédance correspondant aux admittances désirées pour une distribution Tchebychev avec un niveau de lobe secondaire de 25dB.....	72
Tableau 5-1: Dimensions et fréquences de résonance des filtres.....	82
Table 5-2: Position de la source et du faisceau principal selon l'équation (3), les mesures et les simulations.	91
Tableau 6-1 : Dimensions optimisées du système de couplage	100
Tableau 7-1 : Tableau récapitulatif de toutes les solutions avec avantages et inconvénients	109

LISTE DES FIGURES

Figure 2-1 : Système d'alimentation (a) configuration parallèle (b) configuration série.....	7
Figure 2-2 : Illustration d'un réseau d'antennes avec alimentation configurée en série méandre. ...	8
Figure 2-3 Guide d'onde avec une fente sur toute la profondeur représentant un LWA continue.	10
Figure 2-4 : LWA périodique.....	10
Figure 2-5 : Représentation des harmoniques et de la zone de radiation des antennes à onde de fuite périodiques.	11
Figure 2-6 : Illustration d'un réseau d'antennes en configuration circulaire.	12
Figure 2-7 Illustration d'une antenne à réflecteur.....	13
Figure 2-8 : Illustration du balayage hybride.	15
Figure 3-1 : Balayage angulaire du faisceau en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de m (a) ligne micro-ruban de 50Ω sur ROGERS5880 (b) câble coaxial RG-402 (c) guide d'onde $a = 18mm$	20
Figure 3-2 : Balayage angulaire prévu un guide d'onde en méandre avec les dimensions décrites plus haut.	23
Figure 3-3: Représentation HFSS du système pour déterminer les longueurs de fente correspondantes aux conductances désirées.....	25
Figure 3-4: Représentation circuit du réseau d'antennes fente sur le guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban.	25
Figure 3-5 : Réseau d'antennes fente sur un guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban ($d = 0.6\lambda$ et $l = 3\lambda g$) a) Modèle HFSS b) Modèle réel.....	29
Figure 3-6 : Coefficients de réflexion et de transmission du réseau d'antennes fente sur un guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban.....	30

Figure 3-7 : Distribution d'amplitude et de phase des 8 ports de sortie pour le cas des mesures et des simulations à différentes fréquences.	32
Figure 3-8 : Diagrammes de rayonnement normalisés pour différentes fréquences a) facteur de réseau formé par les huit ports aux sorties des lignes micro-ruban, calculés à partir des paramètres S mesurés et simulés. b) mesures avec antennes « patchs » branchées aux sorties coaxiales du modèle construit.	33
Figure 3-9 Réseau d'alimentation série en méandre basé sur un circuit-micro-ruban et des câbles coaxiaux couplant des antennes « patchs » a) Antennes « patchs » b) Circuit micro-ruban avec câbles coaxiaux c) Cellule unique montrant la ligne micro-ruban alimentant l'antenne « patch » par une ouverture.	36
Figure 3-10 Résultats de mesure des paramètres S du circuit micro-ruban configuré en méandre couplant des antennes « patchs ».....	39
Figure 3-11 Diagramme de rayonnement normalisé mesuré à différentes fréquences des antennes « patchs » couplées par un circuit micro-ruban configuré en méandre.....	40
Figure 4-1 Structure CRLH avec corrugations à double arêtes. Le mur supérieur du guide est transparent de façon à ce que l'on puisse voir les créneaux.....	43
Figure 4-2 Corrugation à guide à rainure a) Vue de dessus b) Vue de côté c) Vue de face	44
Figure 4-3 : Circuit équivalent d'une cellule unique de la structure CRLH de longueur p	45
Figure 4-4 : Diagramme de dispersion de la structure CRLH.....	48
Figure 4-5 : Angle de balayage en fonction de la fréquence pour la structure CRLH proposée. ...	48
Figure 4-6 Configuration du réseau d'antennes fente.	50
Figure 4-7 : Effet de la présence des fentes sur la structure CRLH proposée a) Représentation de la « super-cellule » unique utilisée pour l'analyse b) Constante de propagation pour différentes valeurs de Xn c) Constante d'atténuation pour différentes valeurs de Xn d) Impédance Bloch pour différentes valeurs de Xn	52
Figure 4-8 : Photographie du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH proposée a) Antennes fente b) Transition entre le guide principal et le guide WR-90 c) Réseau périodique de guides à rainure dans la face inférieure du guide.	53

Figure 4-9 : Coefficient de réflexion et de transmission du système d'antennes fente sur la structure CRLH proposée.....	54
Figure 4-10 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH proposée dans le plan H (co-polarisation).	55
Figure 4-11 : Gain mesuré et simulé du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH.	56
Figure 4-12 : Configuration des connecteurs coaxiaux sur le mur supérieur de la structure CRLH proposée.	59
Figure 4-13 : Coefficients de réflexion et de transmission du système de connecteurs coaxiaux sur la structure CRLH proposée.	60
Figure 4-14 : Photographie de la structure CRLH proposée alimentant des antennes « patches » à l'aide de connecteurs coaxiaux.	61
Figure 4-15: Diagramme de rayonnement normalisé co-polarisé dans le plan H (Facteur de réseau des charges adaptées pour simulation et réseau d'antennes « patch » pour mesure).	62
Figure 4-16 : Diagramme de dispersion de la structure CRLH alimentant le réseau à 24 éléments.	65
Figure 4-17 : Paramètres S du réseau d'antennes de 24 éléments alimenté par la structure CRLH.	68
Figure 4-18 : Distribution d'amplitude sur les 24 connecteurs coaxiaux.	69
Figure 4-19 : Diagramme de rayonnement normalisé du réseau d'antennes de 24 éléments alimenté par la structure CRLH.	69
Figure 4-20 : Représentation du système d'antennes proposé pour diminuer l'effet d'erreur sur la longueur des connecteurs.	71
Figure 4-21 : Représentation circuit d'un élément formé par le connecteur coaxial, le transformateur d'impédance et l'antenne.	71
Figure 4-22 : Paramètres S du système d'antennes proposé pour diminuer l'effet d'erreur sur la longueur des connecteurs.	74

Figure 4-23 : Diagramme de rayonnement normalisé du système d'antennes proposé pour diminuer l'effet d'erreur sur la longueur des connecteurs.	75
Figure 5-1 : Illustration du balayage du faisceau d'une antenne parabolique en déplaçant la position de la source.	79
Figure 5-2: Système multiplexeur utilisé comme source du réflecteur parabolique.	79
Figure 5-3 : Système de changement de position de la source avec la fréquence a) Représentation sous HFSS b) Photographie.....	81
Figure 5-4 : Paramètres S du système source a) Coefficient de réflexion mesuré et simulé au port d'entrée b) Pertes d'insertion simulées entre le port d'entrée et les différents ports de sorties où doivent être positionnées les antennes.	83
Figure 5-5 : Amplitude du champ proche à différentes fréquences en fonction de la position de la sonde (solide : simulations, interrompus : mesures).	84
Figure 5-6 : Représentation du système de source illuminant une antenne parabolique.	86
Figure 5-7 : Diagramme de rayonnement simulé normalisé d'antennes à réflecteur illuminé par le système source de déplacement du faisceau avec la fréquence dans le plan E a) $F=400\text{mm}$ b) $F=500\text{mm}$ c) $F=700\text{mm}$	88
Figure 5-8 : Photographie du réflecteur parabolique alimenté par le système source du déplacement de faisceau avec la fréquence.	89
Figure 5-9 : Diagramme de rayonnement mesuré et simulé du système proposé de balayage du faisceau avec la fréquence sur une antenne parabolique dans le plan H.	90
Figure 6-1 : Vue d'ensemble du système de balayage en azimut et en élévation.	94
Figure 6-2 : Système d'alimentation d'antennes pour balayage en azimut.....	95
Figure 6-3 : Partie rotative du système d'alimentation	96
Figure 6-4 : Zone de couplage du système d'alimentation a) Schéma explicatif (les lignes noires représentent les surfaces métalliques) b) Mise en œuvre.	98
Figure 6-5 : Photographie du système d'alimentation pour balayage en azimut alimentant a) des charges adaptées b) des antennes « patches ».	99

Figure 6-6 : Coefficient de réflexion du système d'alimentation pour un réseau quart de cercle.	100
Figure 6-7 : Diagramme de rayonnement du système d'alimentation pour un réseau quart de cercle à 10GHz.	102
Figure 6-8 : Diagramme de rayonnement mesuré à 10 GHz pour plusieurs angles de rotation du guide d'onde rotatif pour un réseau quart de cercle.	103
Figure 6-9 : Système d'alimentation pour un réseau demi-circulaire.	104
Figure 6-10 : Diagramme de rayonnement mesuré à 10 GHz pour plusieurs angles de rotation du guide d'onde rotatif pour un réseau demi-cercle.	104

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AMC	Conducteur magnétique artificiel (ArtificialMagneticConductor)
BDF	Facteur de déviation du faisceau (BeamDeviation Factor)
CRLH	Propagation droitière et gauchère (Composite Right-Left-Handed)
HFSS	High Frequency Structural Simulator
LH	Propagation gauchère (Left-Handed)
LWA	Antenne à onde de fuite (Leaky-WaveAntenna)
RH	Propagation droitière (Right-Handed)
SIW	Guide d'onde intégré avec substrat (Substrate Integrated Waveguide)
TEM	Transverse Électromagnétique

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A- Caractéristiques des antennes « patchs » utilisées.....	117
ANNEXE B – FORMULE DES PERTES EN DB SELON LE MILIEU DE PROPAGATION	121
ANNEXE C – FORMULE DE LA CONSTANTE DE PROPAGATION, DE LA LONGUEUR D’ONDE DE COUPURE ET DE L’IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE D’UN GUIDE D’ONDE A DOUBLE ARÊTE [49].....	122

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Problématique

Au Canada, plusieurs (31) radars sont fonctionnels à tout moment pour la surveillance météorologique. Ces radars fournissent des informations aux météorologues leur permettant de prévoir la météo. Les tornades, les cyclones, les conditions hivernales extrêmes sont tous des phénomènes dont la détection est principalement accomplie par ces radars. La prédiction précise est donc essentielle afin de mieux nous préparer face à de telles situations et ainsi pouvoir réduire les coûts entraînés par ces événements météorologiques sévères. Pour ce faire, il faut absolument une collecte d'informations précise et minutieuse par les radars.

Présentement, de très gros radars sont utilisés pour l'assimilation et l'étude des données météorologiques. Ces radars collectent les données sur de vastes régions (200km de rayon). Or non seulement la précision du radar diminue avec la distance, mais aussi les gros radars sont complexes à réaliser et ils sont excessivement coûteux. Ils sont également assez lents dans l'assimilation des données car le balayage du radar s'effectue mécaniquement. Aussi, avec le balayage mécanique, le radar capte les informations des régions dans un ordre bien déterminé (suivant un cercle ou une sphère). Il n'est donc pas possible de contrôler les régions traitées de façon aléatoire. Ainsi, si une région donnée présente des informations de plus grand intérêt, il faut nécessairement attendre que le balayage se termine complètement avant de pouvoir retraiter ou vérifier les informations de cette région.

1.2 Objectifs

Le but fondamental ici est de trouver un moyen moins coûteux, plus précis et plus rapide de capter les données météorologiques afin de faire de meilleures prévisions des événements climatiques extrêmes. Étant donné que le radar demeure le moyen par excellence pour la collecte d'informations météorologiques, il est question ici d'explorer de nouvelles possibilités sur la conception de ce dernier. En remplaçant un gros radar par un réseau de radars de plus petite taille, il serait possible aussi de diminuer les coûts et en distribuant ces petits radars un peu partout sur

une grande région, on obtiendrait certainement une meilleure précision de données. Notre objectif général dans ce projet sera d'explorer de nouvelles solutions pour de petites antennes (radars) pouvant être capable d'assimiler les données météorologiques aussi bien sinon mieux que les grosses antennes qui sont utilisées présentement. Un réseau formé de ces petites antennes devra être plus rapide et aussi moins coûteux que le système actuel.

Dans un premiers temps, nous devrons étudier les différents concepts d'antenne radar à balayage de faisceau capables de satisfaire les conditions requises pour des données météorologiques au Canada (données fournies par l'équipe de recherche en météorologie de l'université de McGill):

- Fréquence d'opération de 9.3GHz à 9.5GHz;
- Largeur de 2 degrés du faisceau principal en demi-puissance;
- Maximum de -24dB de puissance pour le premier lobe secondaire par rapport au faisceau principal;
- Polarisation linéaire (horizontale et verticale);
- Balayage de 360 degrés en azimut et 30 degrés en élévation;
- Puissance d'émission de l'ordre des dizaines de kilowatts;
- Temps d'assimilation de données maximal de 3 minutes pour les deux polarisations.

Ensuite, partant de concepts existants et de nouvelles technologies de réseau d'antennes reconfigurables, il faudra explorer la possibilité de développement de nouvelles solutions plus optimales en termes de coût et de difficulté de réalisation comparé au système actuel.

Pour finir, des prototypes à petite échelle seront développés et construits afin de valider les résultats. Dans le cadre de ce projet, nous ne pourrons pas construire de radars à échelle réelle pour tests dans l'environnement pour des raisons de limites financières. Néanmoins, les résultats que nous obtiendrons en laboratoire seront une preuve assez solide de la fonctionnalité de la solution.

Si les résultats de cette recherche s'avèrent satisfaisants, cela pourrait non seulement être une révolution dans la conception d'antennes radar pour l'assimilation des données météorologiques mais aussi, il en découlerait un nouveau type d'antenne qui pourrait servir dans diverses autres

applications autres que dans le domaine météorologique (systèmes de communication, radars de détection d'objets, etc.).

1.3 Méthodologie

Le radar devrait être capable de balayer une région de 30 degrés en élévation et 360 degrés en azimut dans un espace de temps de moins de 3 minutes. Le balayage du faisceau est donc une fonction primordiale de notre radar. De ce fait, une recherche bibliographique minutieuse devra d'abord être effectuée sur ce sujet pour déterminer l'état de l'art actuel sur le sujet.

Par la suite, nous allons nous baser des concepts déjà existants de balayage de faisceau pour développer des solutions nouvelles plus simples et moins coûteuses capables de satisfaire aux conditions requises d'une antenne radar pour applications météorologiques qui ont été énumérées à la section précédente.

Des prototypes à petite échelle de ces nouvelles solutions pourront ensuite être construits pour être testés dans une chambre anéchoïde. Selon les résultats obtenus et en fonction des conditions requises du système, le design sera modifié et optimisé pour obtenir de meilleurs résultats. Cette manœuvre sera réitérée au besoin tant que cela sera nécessaire.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Comme mentionné précédemment à plusieurs reprises, l'objectif de ce travail est de d'explorer la possibilité de nouvelles solutions pour un système capable de satisfaire aux requis d'une antenne de radar météorologique fonctionnant en bande X.

Quelques requis souhaités d'un radar météorologique sont :

- Fréquence d'opération dans la bande X (0.2 GHz de largeur de bande disponible entre 9.3 et 9.5 GHz au Canada).
- Minimum de -24dB de puissance pour le premier lobe secondaire (sens unique).
- Double polarisation linéaire (H et E sur canaux séparés).
- Balayage de 360 degrés en azimuth et d'environ 30 degrés en élévation.

D'autres requis pourront être pris en compte pour des prototypes réels. De toutes ces conditions, celle qui est la plus importante est le balayage du faisceau. Les autres facteurs peuvent facilement être ajustés selon le type d'antenne utilisé. C'est pour cette raison qu'une revue de littérature préalable sur le balayage du faisceau d'antenne s'impose.

Le balayage du faisceau d'une antenne est indispensable dans plusieurs applications autres que celle de détecteurs météorologiques (télécommunications, militaires, etc.). Il peut être réalisé soit mécaniquement ou soit électroniquement. On peut également avoir à faire à un balayage à la fois mécanique et électronique. Dans ce cas, on parle de balayage hybride.

2.1 Balayage Mécanique

Dans le balayage mécanique du faisceau d'une antenne, rien ne change sur l'antenne pendant le balayage. L'antenne possède une position du faisceau principal fixe et on déplace la position de l'antenne mécaniquement à l'aide d'un système d'entraînement automatisé pour déplacer la position du faisceau comme on le désire. Dans le cas des radars météorologiques, les antennes sont placées dans plusieurs positions différentes. Chaque position donnant des informations sur une région donnée. À l'observatoire météorologique J.S. Marshall situé à Sainte-Anne-de-Bellevue, les mesures sont prises dans 8640 positions (24 en élévation et 360 en azimuth). Il s'agit antenne parabolique de 9m de diamètre reposant sur une table tournante entraînée par un moteur

qui permet d'effectuer le balayage. La plupart des radars météorologiques fonctionnent de la sorte. Mais comme nous pouvons nous en douter, la vitesse de balayage est très fortement limitée par les aspects mécaniques du système (stabilité, usure des pièces mobiles, joint rotatif, etc.). Aussi, il n'est pas possible de se concentrer sur un intervalle angulaire particulier sans terminer le balayage au complet.

2.2 Balayage Électronique

Le balayage électronique du faisceau principal d'une antenne consiste à changer la direction de ce dernier sans avoir à bouger la position de l'antenne. Il existe plusieurs techniques pour effectuer le balayage électronique du faisceau principal d'une antenne et il serait assez difficile de présenter toutes ces techniques ici. Cependant, nous allons tout de même présenter les plus populaires.

2.2.1 Réseaux d'antennes à commande de phase (Phasedarray)

En utilisant un réseau d'antennes il est possible de modifier la position du faisceau principal. Effectivement, si le déphasage entre les éléments d'un réseau d'antennes varie linéairement d'un élément à l'autre, alors il en suivra un déplacement du faisceau principal [1-3]. Ce type de réseau est très souvent appelé réseau d'antenne à commande de phase (« phasedarray ») [4-14]. Ainsi, la vitesse de balayage du faisceau dépend de la vitesse électronique de variation de la phase entre les éléments. Les réseaux d'antenne à commande de phase sont utilisés depuis plusieurs années notamment dans le domaine militaire, la météorologie, les communications, etc. C'est une technologie qui a beaucoup évolué au cours des dernières décennies. R. Mailloux [4] et E. Brookner [5] présentent assez bien cette évolution dans leurs ouvrages.

Pour introduire le décalage de phase entre les éléments dans un système PhasedArray, des déphaseurs sont utilisés. Ces déphaseurs peuvent être analogiques [7-9] (meilleure précision, faible coût et de faibles pertes), numériques [10-13] (meilleure rapidité, facilité de fabrication) ou encore mixtes [14]. Il est aussi possible d'appliquer le déphasage de façon « hardware » c'est-à-dire directement sur le signal radiofréquence, ou encore de façon numérique en abaissant la fréquence du signal avant de le numériser.

L'utilisation et la disposition des déphaseurs sur le réseau dépendent beaucoup du système d'alimentation. Les configurations de système d'alimentation les plus utilisées sont les alimentations en parallèle et les alimentations en série (voir **Figure 2-1**). Dans la configuration en parallèle, le chemin entre la source et les éléments du réseau est le même pour tous les éléments. En rajoutant les déphaseurs, nous sommes donc en mesure de commander la phase de chaque élément dans le réseau et ainsi obtenir l'orientation désirée du faisceau principal. Il est aussi possible de changer l'excitation des antennes en rajoutant des amplificateurs juste avant les antennes. Dans le cas d'un système radar supposé fonctionner aussi bien en transmission qu'en réception, des amplificateurs de puissance sont utilisés pour la transmission et des amplificateurs à faible bruit sont utilisés pour la réception. Un système de commutation rapide est utilisé pour passer d'un type d'amplificateur à l'autre [15].

Dans la configuration en série, les déphaseurs sont placés entre les éléments pour modifier la phase qui existe entre chaque antenne. Cette configuration, sans la présence de déphaseurs, peut aussi être utilisée pour un balayage du faisceau avec la fréquence comme nous pourrions le voir un peu plus loin.

Avec les moyens modernes, il est possible de construire des déphaseurs très efficaces permettant de concevoir des réseaux d'antenne à commande de phase pouvant balayer le faisceau dans n'importe quelle direction possible et à une vitesse remarquable (360 degrés de balayage en quelques secondes seulement). Des tests sont actuellement effectués au laboratoire national de tempêtes sévères (National SevereStormsLaboratory) en Oklahoma aux États-Unis sur des systèmes radar multifonctions basés sur des réseaux à commande de phase pour les détections météorologiques [16]. Les résultats de ces tests montrent qu'il est possible d'effectuer une couverture complète en moins de 1 minutes et avoir de résultats très précis. Cependant, les réseaux d'antenne à commande de phase sont coûteux (de l'ordre de centaines de dollars par élément [17]) et dans la plus part des cas, assez complexe à réaliser. Toutefois, beaucoup d'efforts ont été mis en œuvre récemment pour diminuer ces coûts [18-19].

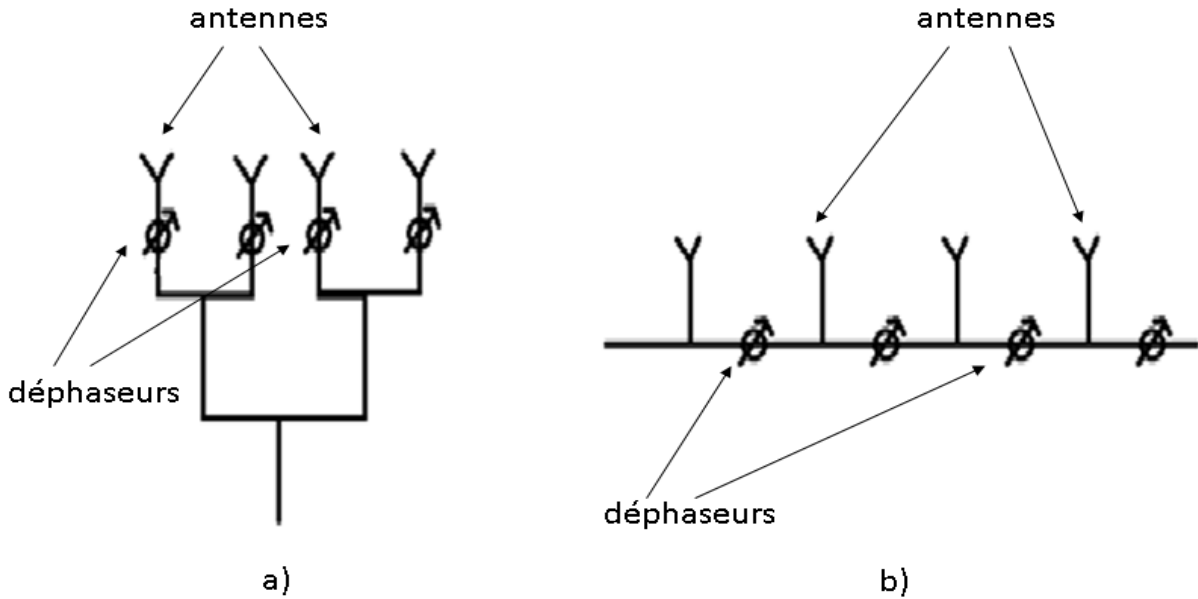


Figure 2-1 : Système d'alimentation (a) configuration parallèle (b) configuration série.

2.2.2 Réseaux en configuration méandre

Un méandre est une forme sinusoïdale ou encore zigzag. Comme nous l'avons mentionné un peu plus haut sur les réseaux à commande de phase, en configurant un réseau d'antennes en alimentation série, il est possible de faire varier la direction du faisceau principal en changeant la fréquence. Un changement de fréquence entraîne une variation de phase relative entre les éléments dans le réseau d'alimentation (changement de la longueur électrique) et donc une variation de la direction du faisceau principal.

Si la configuration série montrée à la Figure 2-1b est modifiée pour devenir en méandre comme on peut le voir à la **Figure 2-2**, alors on aura un balayage du faisceau plus important avec le même changement de fréquence. Dans cette configuration série en méandre, la distance physique entre les antennes dans l'air libre (d) est plus courte que celle dans le réseau d'alimentation (l). Plus cette différence entre l et d est grande, plus la direction du faisceau variera avec la fréquence. Le choix du type de guide d'onde utilisé pour réaliser le réseau d'alimentation est assez arbitraire et dépend de la mise en œuvre des éléments rayonnants choisis. Selon [5,20], la

direction de balayage du faisceau principal à une fréquence donnée s'exprime selon la formule suivante :

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{d} \left(\frac{l}{\lambda_g} - m \right) \text{ avec } l = m\lambda_g \text{ (à la fréquence centrale) et } m \in \mathbb{N}^+ \quad (1)$$

où λ est la longueur d'onde dans le vide, λ_g est la longueur d'onde dans le milieu de propagation et θ est la direction du faisceau par rapport à la normale (voir **Figure 2-2**).

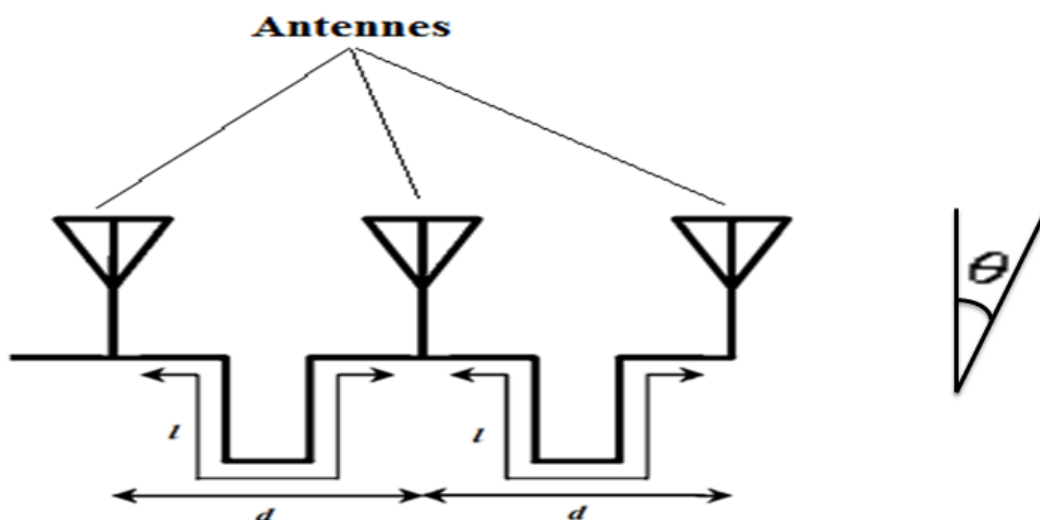


Figure 2-2 : Illustration d'un réseau d'antennes avec alimentation configurée en série méandre.

2.2.3 Antennes à onde de fuite (LWA : Leaky-WaveAntennas)

Un autre moyen de faire varier la phase entre les éléments dans un réseau d'antennes sans utiliser des déphaseurs, est de monter les antennes sur un milieu de propagation possédant des pertes par rayonnement. Comme pour l'antenne à méandre au lieu de se servir de déphaseurs pour changer la phase entre les éléments d'un réseau, il suffit de changer la fréquence, ce qui est beaucoup plus

simple. L'équation suivante tirée de [21] nous donne la position de l'angle du faisceau en fonction de la fréquence :

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\beta}{k_0} \right) \quad (2)$$

où k_0 et β sont respectivement le nombre d'onde dans le vide et dans le milieu de propagation. On constate que pour avoir une valeur de θ réelle il est nécessaire d'avoir $|\beta| < k_0$. Donc le mode de propagation contribuant au rayonnement doit avoir une vitesse de phase supérieure à c , la vitesse de la lumière dans le vide. De plus, pour avoir la plus grande variation de θ sur un intervalle de fréquences données, il est préférable de maximiser $\frac{d\beta}{d\omega}$. Ceci revient à avoir un mode avec la vitesse de groupe la plus petite possible.

Une antenne à onde de fuite (LWA) est une structure formée par un milieu de propagation (guide d'ondes, lignes de transmission, etc.) ayant un mécanisme lui permettant de faire rayonner de la puissance tout au long d'elle. Les LWA se répartissent en LWAs continues et les LWAs périodiques. Ces deux types d'antenne sont très similaires en principe mais leurs performances diffèrent sur certains points.

Les LWAs continues sont, comme le nom l'indique, continues sur toute la longueur du milieu guidant. L'exemple le plus simple est un guide d'onde avec une longue fente sur toute la longueur du guide (**Figure 2-3**). La largeur de la fente peut être uniforme sur toute la longueur comme illustrée à la **Figure 2-3** ou alors elle peut varier le long du guide et avoir une géométrie non uniforme. Ce dernier cas est utilisé lorsqu'on veut avoir une certaine distribution d'amplitude pour contrôler le niveau des lobes secondaires.

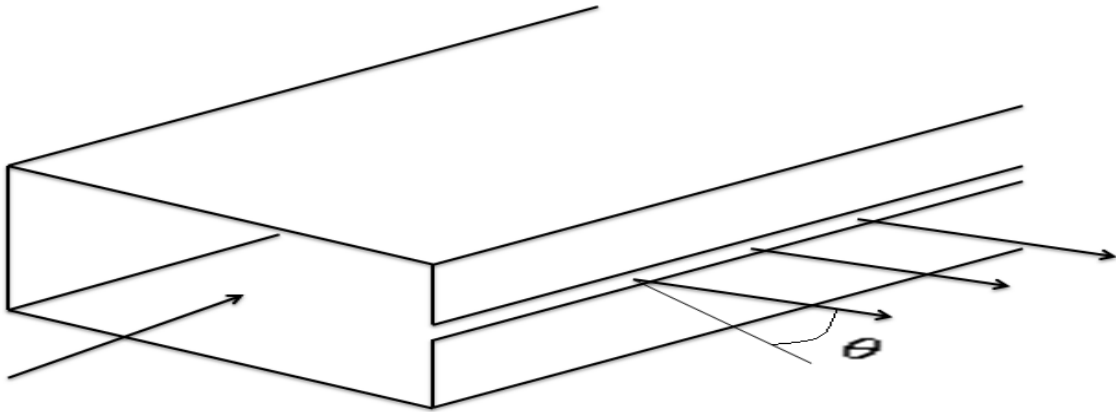


Figure 2-3 Guide d'onde avec une fente sur toute la profondeur représentant un LWA continue.

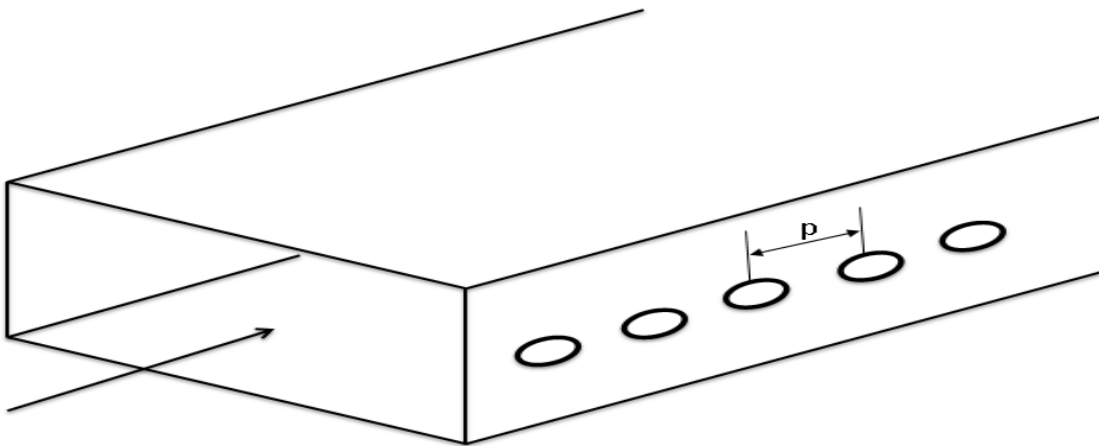


Figure 2-4 : LWA périodique

En ce qui concerne les LWAs périodiques, elles possèdent des modulations périodiques sur la structure (voir **Figure 2-4**). Avec les caractéristiques périodiques introduites dans ce milieu, l'onde propagée contient une infinité de modes (ondes de Floquet) [1-3,6]. Le nombre d'onde du $n^{\text{ième}}$ mode de Floquet est donnée par $\beta_n = k_0 + \frac{2\pi n}{p}$ avec p étant la période. Les modes pour

lesquels la condition $|\beta_n| < k_0$ est satisfaite pourront contribuer au rayonnement. Néanmoins, il ne faudrait pas que plusieurs harmoniques rayonnent en même temps donc le réseau est conçu de façon à ce qu'une seule harmonique puisse rayonner. Comme on peut le voir à la **Figure 2-5**, dans la plupart des cas, c'est l'harmonique $n = -1$ qui est souvent utilisée pour le rayonnement car c'est cette harmonique qui se trouve souvent dans la zone de rayonnement du réseau ($-k_0 < \beta_{-1} < k_0$).

En théorie, les LWAs sont capables de balayer le faisceau dans une plage de -90 degrés à 90 degrés mais le balayage reste assez difficile lorsqu'on est proche des zones extrêmes (-90 degrés, 0 degré, 90 degrés) à cause de la constante d'atténuation qui augmente considérablement. Toutefois, les LWAs ont connu une grande évolution ces dernières années notamment avec les structures ayant un indice de réfraction négatif [22-24]. Ces structures sont dites « Composite Right-Left-Handed » (CRLH). Il est possible avec de telles structures d'effectuer un balayage presque parfait dans toute la plage de -90 degrés à 90 degrés. Grâce aux structures CRLH, nous pouvons désormais construire les LWAs sur des circuits micro-rubans ou des guides d'onde intégré avec substrat (SIW). Ceci est non seulement simple et peu coûteux à réaliser mais aussi, cela nous permet d'utiliser l'harmonique principale ($n = 0$) pour effectuer le rayonnement [25-26].

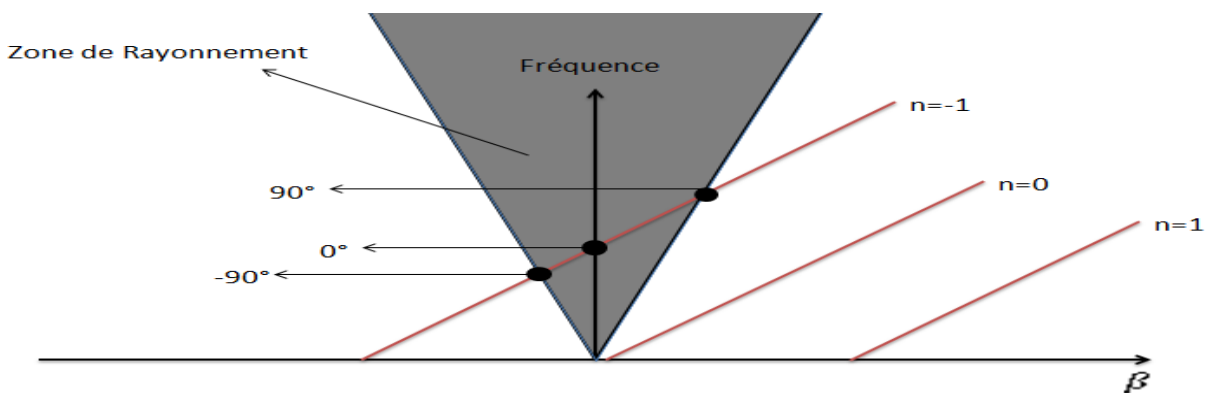


Figure 2-5 : Représentation des harmoniques et de la zone de radiation des antennes à onde de fuite périodiques.

2.2.4 Réseau d'antennes en configuration circulaire

Les différentes techniques de balayage de faisceau que nous avons présentées jusqu'ici entrent dans la catégorie des réseaux linéaires. Ces réseaux linéaires cependant ont une limite de balayage angulaire qui ne va généralement pas au-delà de 120 degrés. Lorsque qu'une plus grande plage angulaire est nécessaire, on a souvent recours à une combinaison de réseaux linéaires pour effectuer le balayage. Un moyen assez simple et efficace pour obtenir un balayage angulaire complet du faisceau, est de disposer les antennes de façon à ce qu'elles forment un réseau circulaire comme on peut le voir à la figure suivante. Aussi, pour le cas d'un balayage à 2 dimensions, il est avantageux de ne pas utiliser un réseau plan (linéaire à 2 dimensions) car il y a génération de polarisation croisée lorsque le balayage n'est pas dans les plans principaux. Ce qui n'est pas le cas avec des réseaux cylindriques (circulaire à 2 dimensions).

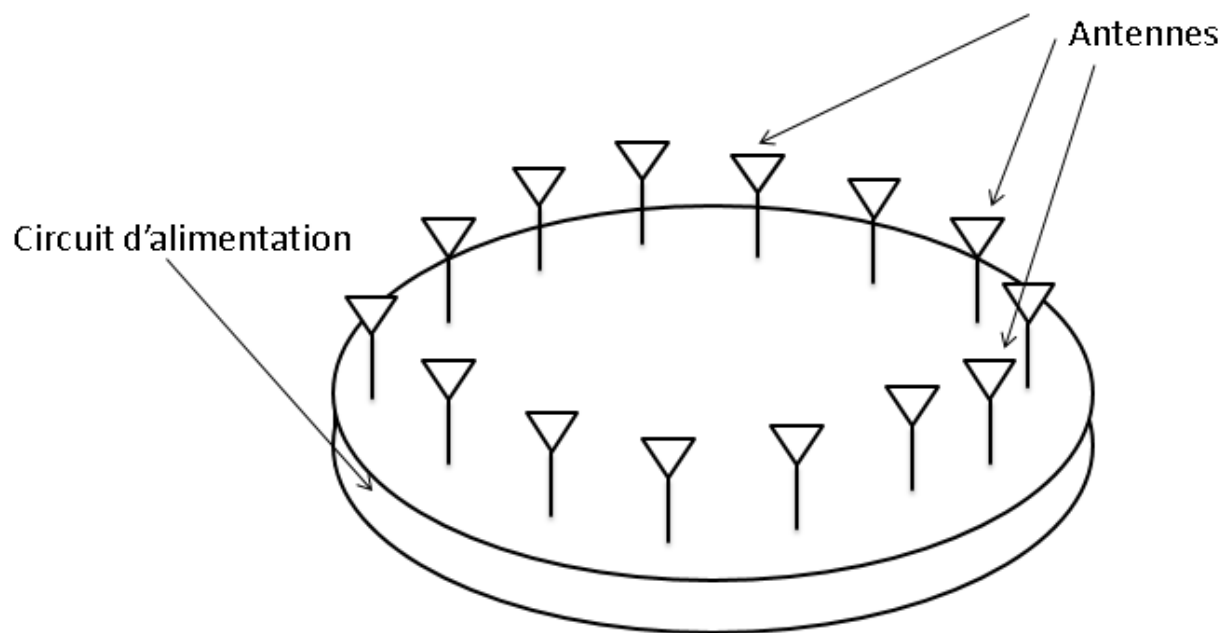


Figure 2-6 : Illustration d'un réseau d'antennes en configuration circulaire.

Cette configuration peut être utilisée pour effectuer un balayage en azimut (ce qui est un requis pour notre radar météorologique). Les caractéristiques de rayonnement d'un tel réseau (position du faisceau, forme du faisceau, lobes secondaires, etc.) sont en grande partie déterminées par son circuit d'alimentation. En général, Ce circuit d'alimentation est représenté par une lentille comme décrite dans [27-32]. En se servant de lentilles telles que la lentille de Rotman ou la lentille de Luneberg, il est possible de positionner le faisceau principal d'un système d'antennes à n'importe angle. Plus de détails sur cette pratique se retrouvent dans la littérature [6, 27-32].

2.2.5 Antennes à réflecteur

Les antennes à réflecteur sont des antennes très utilisées à cause des valeurs de gain très élevées qu'elles sont capables d'atteindre (50dBi – 60dBi). C'est le type d'antenne qui est utilisé actuellement pour faire la détection météorologique dans le monde donc il est important d'étudier son fonctionnement et les techniques de balayage de faisceau avec ce type d'antennes.

L'antenne parabolique est constituée d'un réflecteur généralement alimenté par des sources primaires telles que des antennes de type cornet, ou des sous-réflecteurs. La façon dont le signal provenant de la source est réfléchi sur le réflecteur dépend de la forme de ce dernier (parabolique, cylindrique, hyperbolique, rectangulaire, etc.)

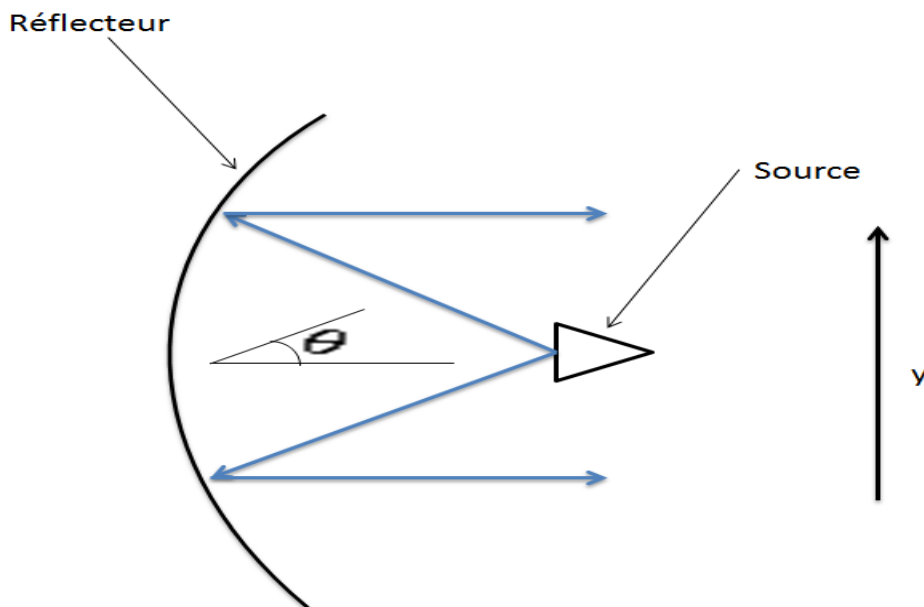


Figure 2-7 Illustration d'une antenne à réflecteur.

Le moyen le plus simple et le plus utilisé pour effectuer un balayage du faisceau avec des antennes à réflecteur est le balayage mécanique, c'est-à-dire faire bouger le système constitué du réflecteur et de la source pour positionner le faisceau dans la direction désirée. Une autre technique populaire pour le faire est de déplacer l'antenne source latéralement suivant le plan focal du réflecteur comme expliqué dans [33-36]. Cependant, en employant cette technique la forme du faisceau se détériore au fur et à mesure qu'il est balayé. La direction du faisceau principal est en général approximée par la formule suivante :

$$\theta = BDF \cdot \tan^{-1} \left(\frac{y}{F} \right) \text{ avec } BDF = \frac{(4F/D)^2 + 0.36}{(4F/D)^2 + 1} \quad (3)$$

Où y représente le déplacement de la source, F est la distance focale du réflecteur, BDF est le facteur de déviation du faisceau (Beam Deviation Factor) et D est le diamètre du réflecteur.

Cette formule est valide aussi bien pour le cas des antennes réflecteur à alimentation centrée que pour ceux à alimentation décalée.

Pour balayer le faisceau électroniquement, il faudrait donc déplacer la source primaire électroniquement c'est-à-dire sans intervention mécanique. Pour ce faire, des réseaux d'antennes particuliers capables de contrôler l'amplitude et la phase du signal à travers chaque antenne sont utilisés comme source primaire au réflecteur. Ce type de système est souvent appelé système d'antenne hybride [37-39].

Il existe d'autres techniques pour balayer le faisceau d'une antenne à réflecteur électroniquement tel que l'utilisation de réseaux réflecteurs ou réseaux transmetteurs [40-41]. Néanmoins nous ne discuterons pas de ces techniques ici.

2.3 Balayage Hybride (Électronique + Mécanique)

Le balayage de faisceau hybride est une combinaison entre le balayage mécanique et le balayage électronique. C'est une pratique qui est très utilisée pour les balayages en deux dimensions. Le balayage électronique est utilisé pour l'élévation et le balayage mécanique est utilisé pour la direction azimut (ou l'inverse) [42-43]. Le balayage électronique peut être effectué avec n'importe quelle des techniques que nous avons étudiées à la section précédente. Cette

configuration a l'avantage d'équilibrer le coût, la rapidité et la complexité des systèmes conçus pour le balayage de faisceau. On peut voir une représentation de ce type de balayage à la figure suivante :

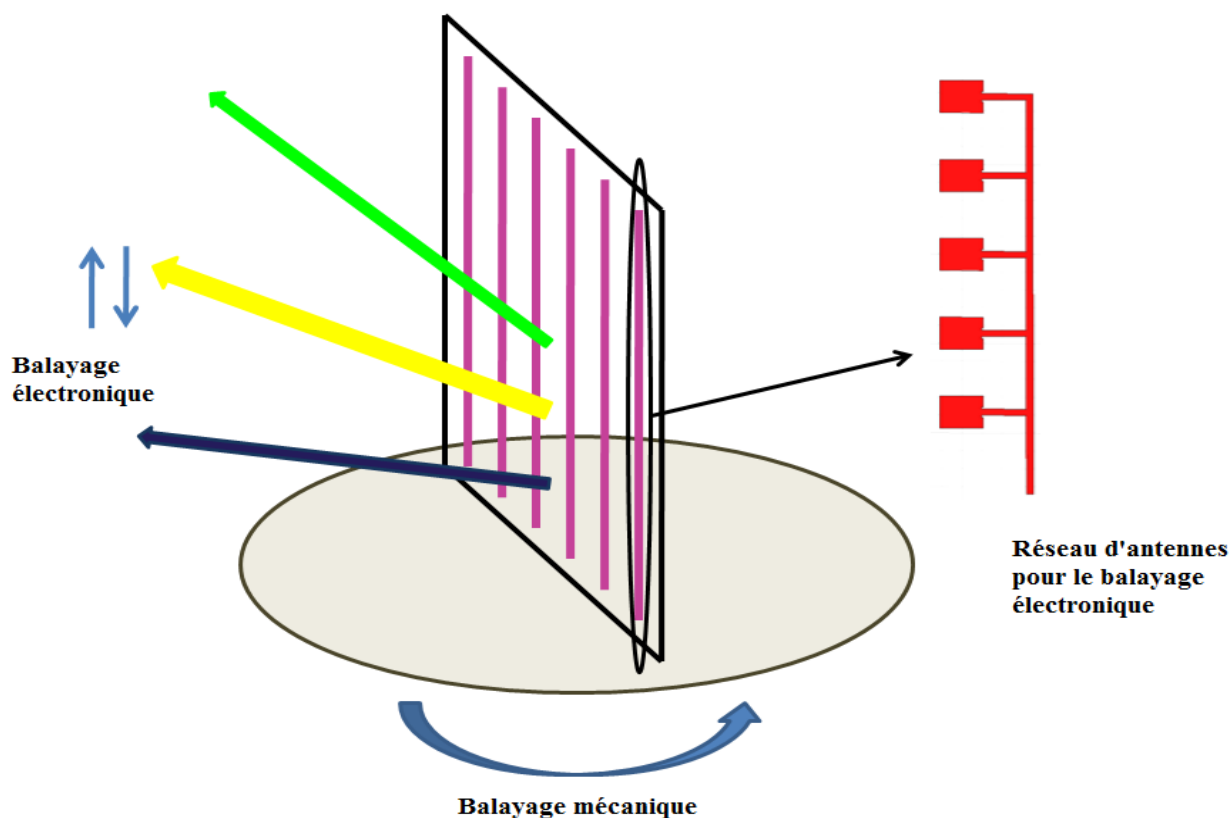


Figure 2-8 : Illustration du balayage hybride.

2.4 Discussions générales

Après avoir étudié les différents moyens pour effectuer le balayage de faisceau d'une antenne, nous sommes présentement en mesure d'avoir une idée de comment développer de nouvelles solutions pour notre radar. Les fonctionnalités du balayage en élévation et en azimuth seront mises en oeuvre séparément.

La solution employée pour le balayage en azimuth sera un système d'alimentation pour réseau circulaire dont nous expliquerons le fonctionnement dans le **Chapitre 6**. Les systèmes PhasedArray ont l'avantage d'être rapides et précis. Le problème majeur avec cette solution est

qu'elle peut devenir coûteuse et complexe à cause de l'utilisation de déphaseurs variables. Le défi serait donc de réaliser un système permettant de balayer la phase de façon très économique. De nos jours, on arrive à concevoir des réseaux d'antenne à commande de phase avec un coût moindre comme dans [44]. Il serait aussi intéressant d'essayer de diminuer ce coût en utilisant des déphaseurs passifs tels que des lignes à délai par exemple. Dans cette optique, le réseau d'antenne en configuration d'alimentation série en méandre serait une solution assez simple et à faible coût car il ne suffit que d'utiliser de longues lignes de transmission pour créer le déphasage désiré entre les antennes. De plus, il est possible d'ajuster la configuration du réseau pour obtenir le balayage souhaité dans la plage de fréquence imposée. Cette approche sera donc étudiée comme première proposition.

Les LWAs pourraient aussi être une solution possible. Présentement, il est possible de concevoir des LWAs assez simplement et à faible coût sur des circuits imprimés, guide d'ondes ou guides d'onde intégré avec substrat (SIW) [25-26]. Cependant, les travaux qui ont été faits à ce sujet jusqu'à présent montrent que le balayage du faisceau avec la fréquence se fait sur une largeur de bande assez élevée (de l'ordre de 60% à 100% pour un balayage de 90degrés) et il serait donc très difficile de pouvoir balayer le faisceau de 30degrés avec une largeur de bande autour de 2% comme nous souhaitons le faire. Pour être en mesure d'effectuer le balayage désiré dans une telle bande de fréquence, il faudrait utiliser des lignes ayant des vitesses de groupe très basses comme milieu de propagation. Les structures CRLH ont l'avantage de pouvoir être conçues pour posséder cette propriété, surtout au voisinage de la transition entre leur bande de propagation « gauchère » et « droite ». Il pourrait donc être possible d'obtenir le balayage désiré dans la bande de fréquence allouée. Nous présenterons cette approche comme notre deuxième proposition.

L'utilisation d'antenne à réflecteur parabolique comme système radar météorologique reste le moyen le plus efficace et le plus populaire. De ce fait, il serait donc inapproprié de ne pas présenter une solution basée sur ce type d'antennes. Comme nous l'avons mentionné dans notre revue de littérature, le balayage de faisceau d'une antenne à réflecteur se fait facilement en déplaçant l'antenne source latéralement le long du plan focal. Notre dernière solution sera donc basée sur ce principe. Cependant, ce déplacement se fera électroniquement et sans composantes actives pour faciliter la construction et baisser le coût.

CHAPITRE 3 RÉSEAU D’ALIMENTATION SÉRIE EN MÉANDRE

Tel que mentionné dans le chapitre précédent, le balayage électronique peut être réalisé soit avec des réseaux à commande de phase ou encore avec le changement de fréquence pour modifier la phase. Néanmoins les réseaux à commande de phase restent dispendieux et compliqués à réaliser. C’est pour cette raison que les antennes à balayage de faisceau avec la fréquence sont souvent préférées. Durant les dernières années, les LWAs ont souvent été proposées pour le balayage de faisceau fréquentiel. Cependant, obtenir un grand angle de balayage nécessite un grand changement en fréquence (plus de 70% de largeur de bande pour 180degrés de balayage). Ce qui n’est pas compatible avec les largeurs de bande étroites généralement allouées pour les applications de radar météorologiques qui sont dans l’ordre de 2% à 3%.

Nous présentons dans ce chapitre une approche basée sur un réseau d’alimentation série en forme de méandre. C’est aussi une topologie qui nous permet de balayer le faisceau principal d’une antenne en changeant la fréquence tel que expliqué à la section **2.2.2**. Par contre, avec cette configuration il est possible d’organiser le réseau de sorte à obtenir un angle assez important de balayage avec un changement moindre de la fréquence.

Dans un premier temps, nous allons faire une étude théorique qui nous permettra de déterminer quels sont les résultats à prévoir selon le type de structure sur laquelle est construit le réseau (ligne de transmission, câble coaxial ou guide d’onde). Ensuite, nous allons concevoir deux différents systèmes (un à base de guide d’ondes et un autre à base de ligne micro-ruban et câble coaxial) que nous allons analyser par la suite pour valider le concept par simulation et expérimentalement.

3.1 Étude Théorique

Le mode de fonctionnement de réseau d’alimentation série en méandre a été brièvement expliqué à la section **2.2.2**. Dans cette partie, nous allons faire une étude préliminaire d’un réseau d’alimentation série en méandre sur une ligne micro-ruban, un câble coaxial et un guide d’onde rectangulaire rempli d’air. Pour cette étude, la fréquence d’opération utilisée est de 9.4GHz et nous désirons avoir un balayage de 30degrés entre les fréquences 9.3GHz à 9.5GHz. Le choix

de ces fréquences est justifié par le fait que c'est la plage de fréquence qui est allouée pour les radars météorologiques au Canada. Le but ici est de déterminer les caractéristiques nécessaires dans chaque milieu de propagation pour être en mesure d'effectuer le balayage angulaire du faisceau désiré dans la plage de fréquence allouée.

La configuration du réseau est illustrée à la **Figure 2-2**. En se servant de la formule (1), nous sommes en mesure d'ajuster les dimensions du réseau pour obtenir le niveau de balayage du faisceau avec la fréquence que nous souhaitons quel que soit le milieu de propagation. Pour être certain d'éviter la présence d'un second lobe principal, la distance entre les antennes choisie pour notre étude est $d = 0.5\lambda$.

Dans le cas d'une ligne micro-ruban, la longueur d'onde dans le milieu est :

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (4)$$

ε_e étant la constante diélectrique effective du milieu (le diélectrique utilisé pour les deux milieux de propagation sera un substrat ROGERS5880 avec une constante diélectrique de 2.2 et un $\tan \delta$ de 0.0004) et λ est la longueur d'onde dans le vide. Pour une ligne de 50Ω (cette valeur d'impédance a été choisie car elle est souvent utilisée pour les lignes micro-ruban) sur un substrat ROGERS5880 avec une constante diélectrique de 2.2 (pour minimiser les pertes), la constante diélectrique effective est environ de 1.85 [45].

Dans le cas d'un câble coaxial, la longueur d'onde dans le milieu est :

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (5)$$

ε_r étant la constante diélectrique de l'isolant. Le type de câble coaxial utilisé est un câble standard de type RG-402 (diamètre interne de 0.91mm et diamètre externe de 2.97mm) avec un isolant en téflon ayant une constante diélectrique de 2.08. Ce type de câble est aussi connu pour ses faibles pertes.

Dans le cas du mode TE_{10} d'un guide d'onde rectangulaire, nous avons que

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (6)$$

a étant la largeur du guide d'onde.

La largeur du guide d'onde doit être choisie de façon à ce que la fréquence d'opération se trouve dans la bande de propagation du mode TE_{10} . En temps normal, cette largeur est choisie de façon à ce que la fréquence de coupure du guide soit bien inférieure à la fréquence d'opération. Mais étant donné que la vitesse de groupe du mode TE_{10} augmente rapidement lorsqu'on est proche de la fréquence de coupure, ce qui conduit à un balayage angulaire plus rapide, la largeur du guide sera choisie pour avoir une fréquence de coupure proche de la fréquence d'opération. On s'assure ainsi de pouvoir effectuer un balayage plus important avec un léger changement de fréquence. Il faut noter cependant la constance d'atténuation augmente au fur et à mesure que l'on s'approche de la fréquence de coupure du guide. Donc, la fréquence d'opération ne doit pas non plus être trop proche de la fréquence de coupure. Les détails sur les pertes dans le milieu de propagation seront présentés un peu plus tard. Pour cette étude, nous avons choisi une largeur a de 18mm ce qui correspond à une fréquence de coupure de 8.33GHz ($f_c = \frac{3e8}{2a}$). La valeur de la hauteur du guide b doit être inférieure à une demi-longueur d'onde. Nous avons choisi une valeur de 10mm car une hauteur trop petite augmenterait les pertes dans le guide.

Il suffit à présent de choisir la longueur l qui doit être un multiple (m) de la longueur d'onde dans le milieu à la fréquence centrale (fréquence qui correspond à la position du faisceau à 0 degré donc 9.4GHz dans notre cas). La figure suivante présente la plage d'angle balayée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de m ($l = m\lambda_g$) dans le cas d'un guide d'onde et d'une ligne micro-ruban (ou câble coaxial).

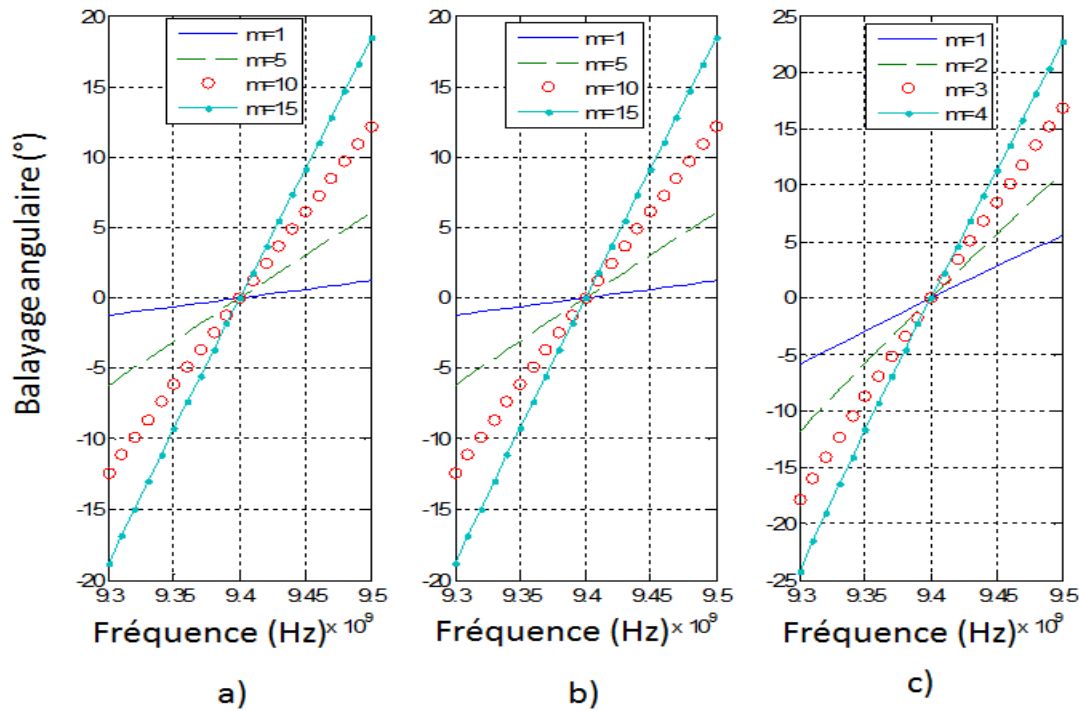


Figure 3-1 : Balayage angulaire du faisceau en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de m (a) ligne micro-ruban de 50Ω sur ROGERS5880 (b) câble coaxial RG-402 (c) guide d'onde $a = 18mm$.

Comme nous pouvons le constater, le balayage est beaucoup plus important dans le cas du guide d'onde. Ceci s'explique par le fait que le guide d'onde est beaucoup plus dispersif que les autres milieux. Dans le cas du guide d'onde, il faut au minimum $l = 3\lambda_g$ pour le balayage désiré de 30 degrés contre $l = 15\lambda_g$ dans le cas des lignes micro-ruban et câble coaxial. Cependant, lorsqu'on utilise un réseau série, il est en général déconseillé de travailler à la fréquence centrale (fréquence à laquelle le faisceau est positionné à 0degré). En effet, à la fréquence centrale le réseau devient résonnant ce qui fait en sorte que les admittances des antennes s'additionnent, et il en résulte une mauvaise adaptation à l'entrée du réseau. Pour remédier à ce problème, il faut donc balayer le faisceau dans une bande de fréquence ne comprenant pas la fréquence centrale comme suggéré dans [20]. Donc au lieu de balayer le faisceau entre -15degrés et 15degrés, on pourrait le balayer plus tôt entre 10degrés et 40degrés ou entre -40degrés et -10degrés par exemple. Aussi, ce genre de réseau non résonant est en général terminé par une charge adaptée pour éviter les pertes de

retour. Pour augmenter l'efficacité du réseau d'antennes (diminuer la quantité de puissance dissipée dans la charge adaptée), le réseau doit être assez long pour qu'une part importante de la puissance fournie à l'entrée du réseau soit rayonnée par les antennes. Il y a donc en général un compromis à faire entre les pertes de retour et l'efficacité de rayonnement.

Puisque nous avons la distance entre les antennes dans chaque milieu de propagation, nous pouvons à présent estimer les pertes de dissipation dans les matériaux engendrées pour chaque cas entre deux éléments consécutifs du réseau. Nous avons utilisé les formules se trouvant dans le livre de POZAR [45] pour mener à bien cette étape (Voir ANNEXE B). Les résultats sont présentés au **Tableau 3-1**.

Tableau 3-1 Pertes en dB entre les antennes en fonction du milieu de propagation.

Milieu de propagation	Ligne micro-ruban ($Z=50\Omega$; $w = 4.5mm$; $\epsilon_r = 2.2$; $\tan \delta = 0.0004$; $\sigma = 5.813e7$; $m = 15$)	Câble coaxial ($Z = 50\Omega$; $\epsilon_r = 2.08$; $\tan \delta = 0.0004$; $\sigma = 5.813e7$; $r_{ext} = 1.485mm$; $r_{int} = 0.455mm$; $m = 15$)	Guide d'onde rectangulaire, mode TE_{10} ($\epsilon_r = 1$; $\sigma = 3e7$; $a = 18mm$; $b = 10mm$; $m = 3$)
Pertes (dB) sur une section de longueur l	0.47	0.158	0.09

Bien que la fréquence d'opération dans le guide d'onde soit proche de la fréquence de coupure (pertes plus élevées), les pertes sont tout de même moindres en comparaison avec les autres cas. Il serait possible de modifier les caractéristiques de la ligne de transmission ou du câble coaxial pour diminuer les pertes (différente valeur d'impédance caractéristique par exemple). Toutefois, il serait difficile d'obtenir des pertes moins élevées que pour le cas du guide d'onde si l'on souhaite avoir le balayage de faisceau désiré.

Au regard de tous ces facteurs, on remarque que le guide d'onde présente des avantages à tous les niveaux par rapport aux autres structures. En plus de présenter le moins de perte, le guide d'onde est beaucoup plus dispersif qu'une ligne de transmission (ou câble coaxial). Tout de même, il faut noter que le guide d'onde est plus complexe et plus coûteux à réaliser comparativement aux autres structures.

3.2 Réseau d'antennes fente sur un guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban

Le système présenté ici est un réseau d'antennes fente sur un guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban. Il est bien connu que les antennes fente sont très appropriées lorsqu'on travaille avec des guides d'onde [1-3,6]. Cependant, les fentes ne sont pas utilisées ici pour rayonner le signal mais plus tôt pour alimenter des lignes micro-ruban. De la sorte, dépendamment du type de rayonnement ou de polarisation désiré, il est possible d'alimenter toutes sortes d'antenne avec les lignes micro-ruban.

3.2.1 Présentation du système

Le système est conçu pour fonctionner à une fréquence centrale de 17.5GHz. Cette fréquence est différente de celle utilisée car elle se traduit par un facteur d'échelle au niveau des dimensions de l'antenne. Cette réduction des dimensions rend possible la fabrication de prototypes de démonstration avec les équipements disponibles au laboratoire. Étant donné que la bande de fréquence utilisée pour le balayage ne doit pas contenir la fréquence centrale pour éviter une mauvaise adaptation à l'entrée du système, la bande de fréquence choisie est de 17.36GHz à 17.46GHz. Nous avons aléatoirement choisi une bande de 100MHz au lieu d'utiliser une bande de 2% comme dans la section précédente. Le guide d'onde en méandre a une largeur de 9mm de façon à ce qu'il soit le plus dispersif possible (fréquence de coupure de 16.66GHz proche de la fréquence d'opération). Sa hauteur est de 4mm pour que le guide soit assez compact (voir **Figure 3-3**). Le choix des distances d et l (voir **Figure 2-2**) dépend de la plage de balayage de faisceau désiré. On désire balayer un angle de 30degrés dans la bande de fréquence allouée. Dans

l'analyse théorique, la distance d entre les antennes était d'une demi-longueur d'onde pour éviter toute présence de plus d'un lobe principal. Cependant, il n'est pas possible d'ajuster la configuration du réseau avec des fentes sur guide d'onde afin d'obtenir une telle distance entre les antennes. La distance la plus petite que nous avons pu avoir est $d = 0.6\lambda$. En se basant sur l'équation (1), il faut $l = 4\lambda_g$ pour le balayage souhaité. Or pour des raisons de limite de construction, nous avons été contraints d'utiliser $l = 3\lambda_g$. Comme on peut le constater à la figure suivante, le balayage qu'on devrait obtenir est environs de 20 degrés. Bien que ce balayage soit plus faible que les 30 degrés désirés au départ, la bande de fréquence utilisée ici est plus faible que la bande requise de 2%.

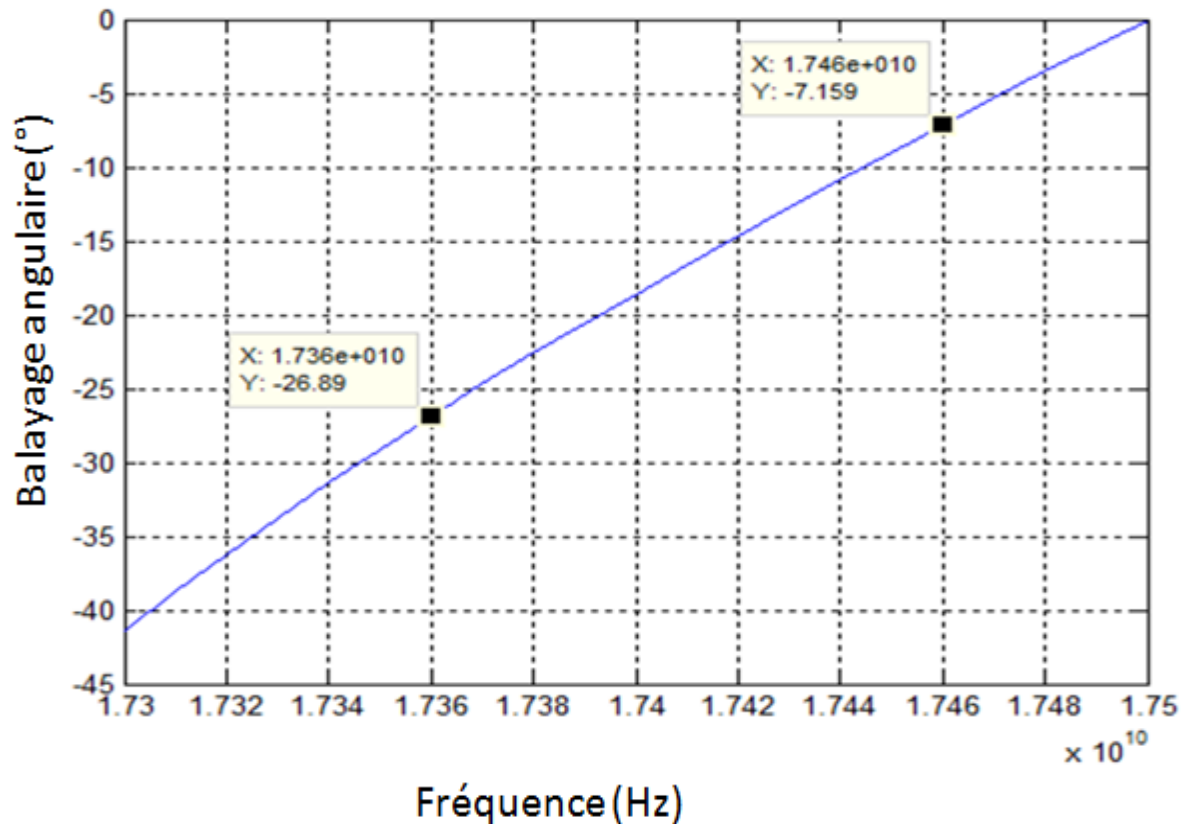


Figure 3-2 : Balayage angulaire prévu un guide d'onde en méandre avec les dimensions décrites plus haut.

Pour effectuer une preuve de concept nous avons utilisé un réseau composé de 8 éléments. Nous nous sommes limités à ce nombre pour des raisons de simplification (limiter le temps de calcul et

le coût de fabrication) car il faudrait environs 60 éléments pour obtenir la largeur de faisceau en demi-puissance désirée (2 degrés). Les fentes servant de couplage entre le guide d'onde et les lignes micro-ruban sont placées sur le côté du guide d'onde et au centre de la paroi comme illustré à la **Figure 3-3**. Pour contrôler le niveau de puissance tiré par chaque ligne, il suffit de varier la longueur des fentes. Les fentes ne doivent cependant pas avoir des longueurs résonnantes pour éviter qu'elles ne deviennent trop rayonnantes et s'assurer ainsi que l'énergie provenant du guide d'onde par les fentes soit captée par le circuit micro-ruban au lieu d'être rayonnée directement par les fentes. La puissance extraite par chacune des fentes est ajustée pour obtenir une distribution de type Tchebychev produisant un niveau de lobes secondaires de -30dB pour notre réseau de 8 éléments (à la fréquence de 17.4GHz).

Nous avons utilisé la formule (7) présentée dans le livre de Robert C. Hansen dans [20] pour obtenir les valeurs des différentes conductances normalisées correspondant à chaque élément du réseau. Pour que cette formule soit précise, les admittances doivent être assez faibles de façon à minimiser l'effet des réflexions multiples.

$$g_n = \frac{a_n/s^n}{\frac{1}{1-Ls^{1-N}} \sum_{m=1}^N \frac{a_m}{s^m} - \sum_{m=1}^n \frac{a_m}{s^m}} \quad (7)$$

g_n est la conductance normalisée de l'élément n , a_n représente son coefficient d'excitation (qui dépend de la distribution de Tchebychev), L est la fraction de puissance à l'entrée du réseau d'antenne qui ne sera pas rayonnée et donc qui sera dissipée au port de sortie. Le facteur s représente la perte de puissance dans les lignes entre deux éléments ($s = \exp(-2\alpha l)$ avec α étant la constante d'atténuation dans le guide et l est la distance physique entre deux fentes dans le guide). La **Figure 3-4** montre une représentation circuit du réseau d'antennes fente sur le guide couplant les lignes micro-ruban. Chaque admittance g_n représente une fente et l'élément d'antenne correspondant branché à la $n^{\text{ième}}$ ligne micro-ruban. Il faut noter que cette représentation n'est qu'une représentation simplifiée du circuit car elle ne tient pas compte de la partie imaginaire de l'impédance des fentes.

Pour les réseaux série non résonants, il n'est possible de faire en sorte que toute l'énergie soit rayonnée par les antennes. Pour le prototype de démonstration présenté, nous avons conçu les fentes pour avoir 20% de la puissance d'entrée dissipée dans le port de sortie, en considérant les pertes dans les parois des guides, i.e. $L = 0.8$ dans (7).

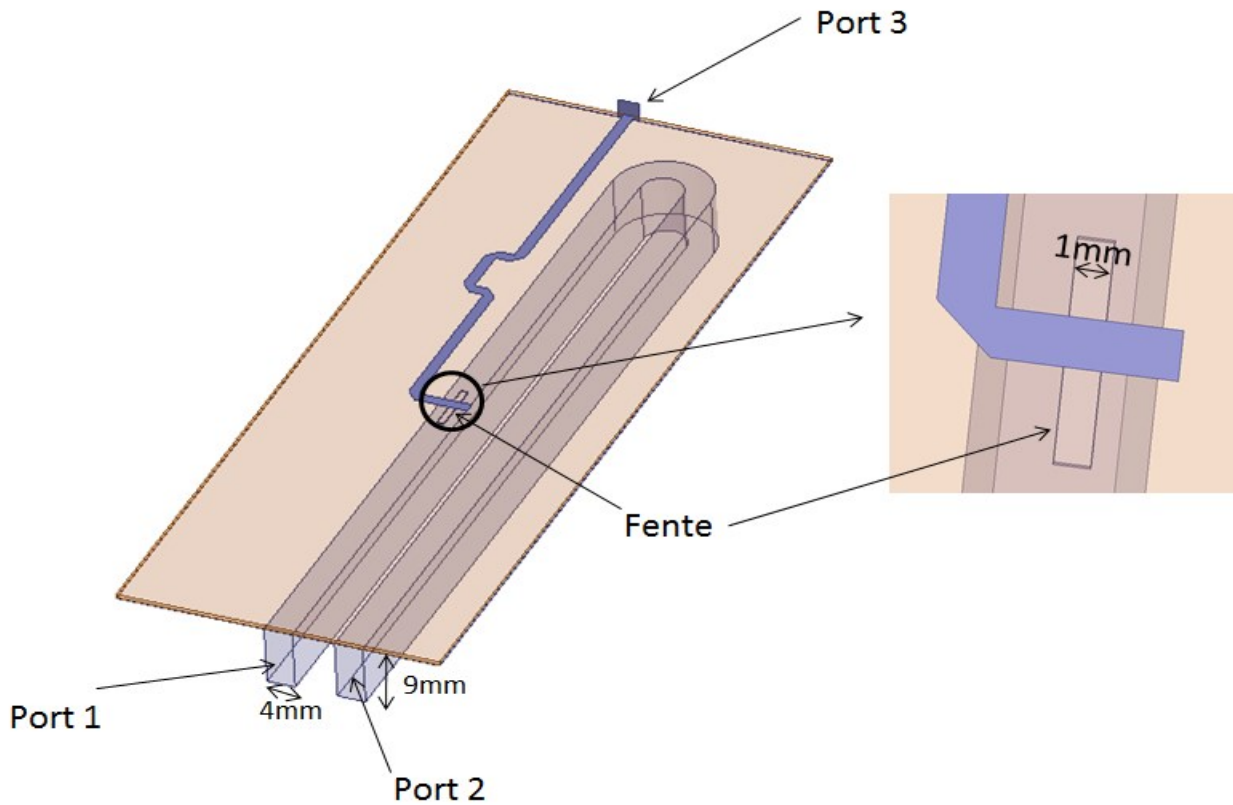


Figure 3-3: Représentation HFSS du système pour déterminer les longueurs de fente correspondantes aux conductances désirées.

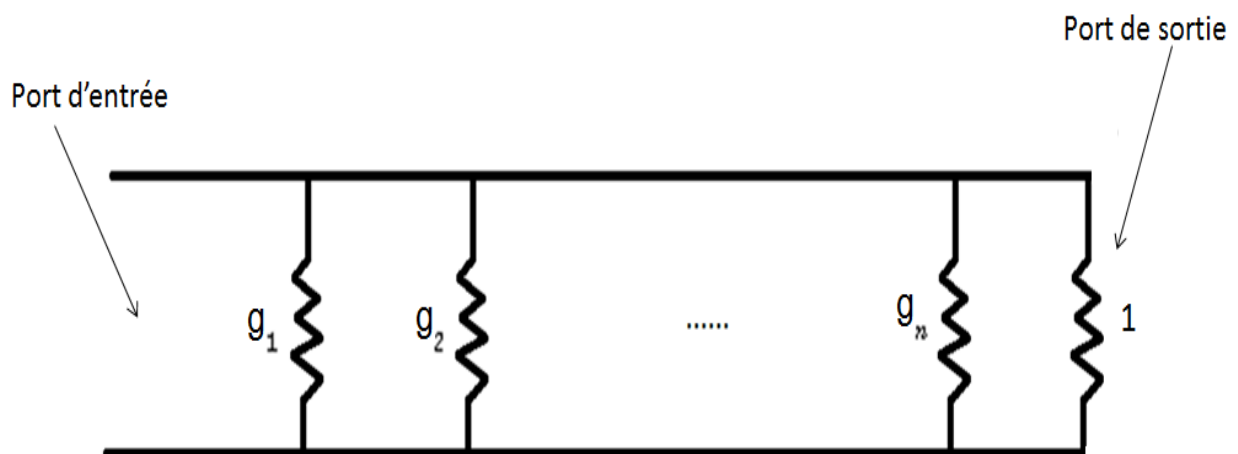


Figure 3-4: Représentation circuit du réseau d'antennes fente sur le guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban.

Les valeurs de ces conductances et les longueurs de fentes correspondantes sont présentées au **Tableau 3-2**. Ces longueurs ont été obtenues avec le logiciel d'Ansoft : High Frequency Structure Simulator (HFSS). En considérant une section de ligne ne comprenant qu'une seule fente dont la conductance normalisée équivalente est g_n et sans tenir compte des pertes, une puissance de $1/(G_n + 1)$ est obtenue au port 2 [20] (voir **Figure 3-4**). La longueur de la fente est donc ajustée afin d'obtenir la quantité de puissance désirée à ce port ($|S_{21}|^2$ sous HFSS) en fonction de la valeur de conductance g_n . Les pertes entre les fentes ont été prises en compte lors de la simulation mais elles sont assez négligeables ici (0.2dB entre deux fentes consécutives). Ces différentes longueurs de fentes introduisent un déphasage de l'onde transmise au port 3 (et aussi au port 2). Cette erreur (au port 3) est corrigée sur le circuit micro-ruban en ajoutant un méandre comme on peut le voir à la **Figure 3-5**. Les longueurs des fentes présentées au **Tableau 3-2** sont arrondies de façon à être multiples de 0.25mm pour des raisons de simplification.

Tableau 3-2 Conductance normalisée équivalente et longueur de chaque fente présente sur le guide d'onde.

Fente n	Conductance normalisée	Longueur (mm)
1	0.0013	1.75
2	0.019	3.5
3	0.098	4
4	0.25	7
5	0.36	8
6	0.25	7
7	0.068	5
8	0.005	3

Toutes les fentes ont une largeur de 1mm et il faut noter que la variation de cette largeur influence peu la conductance comme on peut le constater au **Tableau 3-3**. Les valeurs de conductance ne sont pas très sensibles aux erreurs sur la longueur des fentes dans ce sens qu'une erreur de 0.1mm sur la longueur d'une fente entraîne une différence d'environ 5% sur la valeur de la conductance. Les lignes micro-ruban ont toutes une impédance de 50Ω et sont construites sur un substrat ROGERS5880 ($\epsilon_r = 2.2$; $\tan \delta = 0.0004$) d'une épaisseur de 0.508mm.

Tableau 3-3 : Effet de la largeur de fente sur la valeur de la conductance des éléments

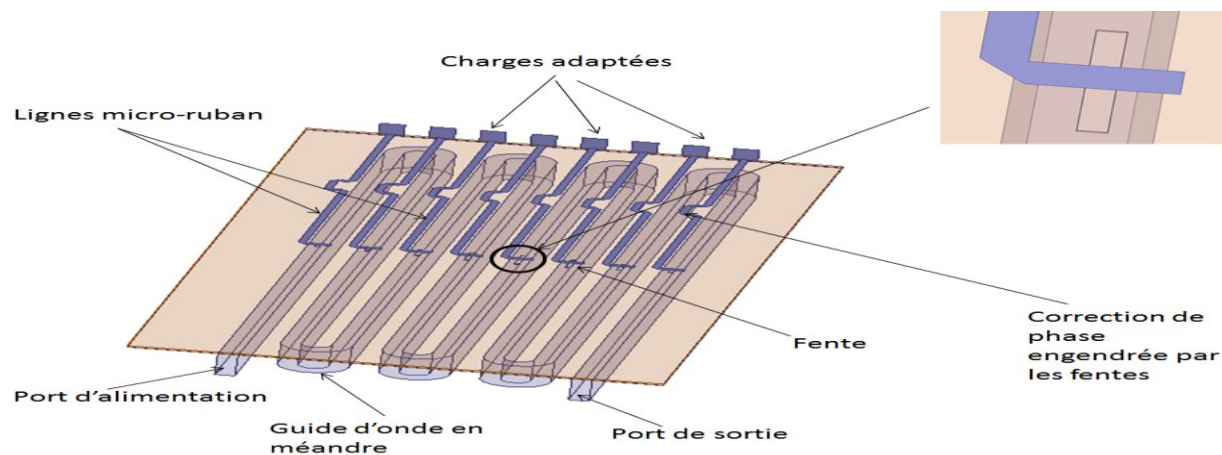
Largeur (mm)	Longueur (mm)	Conductance normalisée
0.25	5	0.38
1	5	0.36
2	5	0.33

3.2.2 Analyse de résultats

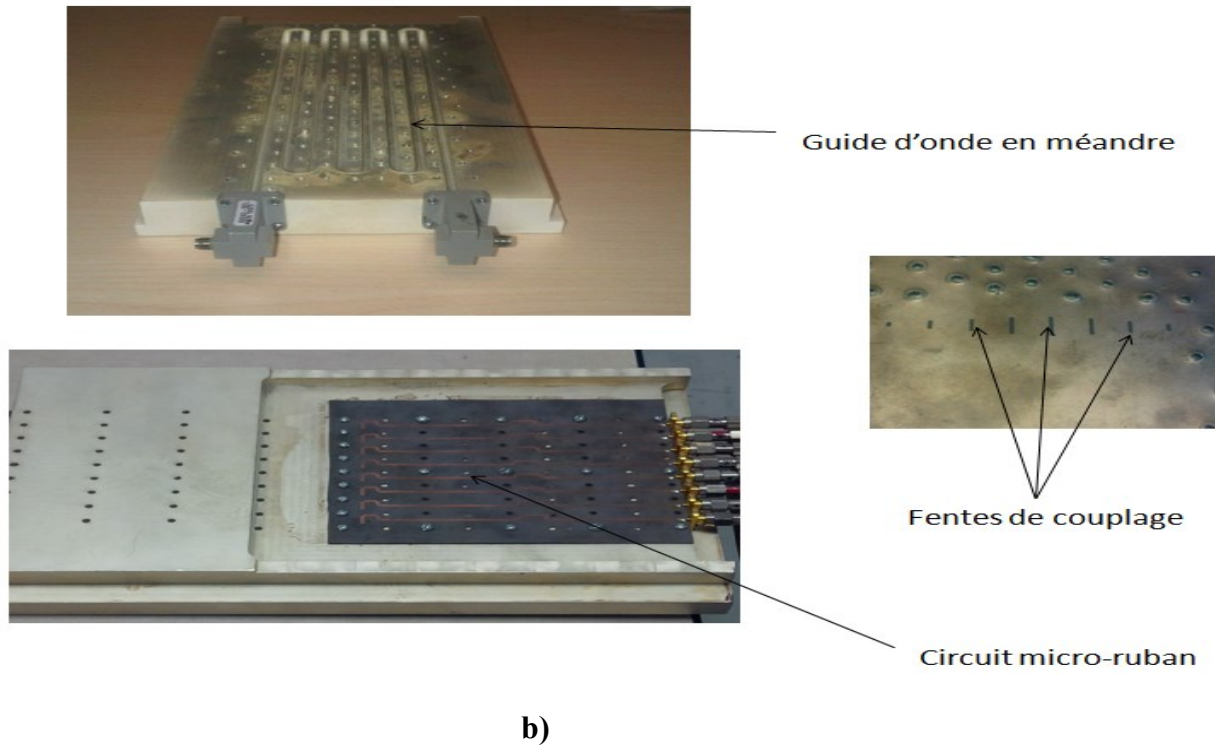
3.2.2.1 Description de la procédure de tests

Nous présentons dans cette section les résultats de simulation et de mesure de notre système. La structure est simulée avec HFSS. Comme on peut le voir à la **Figure 3-5-a**), le système a deux ports d'accès: un servant de source d'entrée et l'autre servant de port de sortie terminé par une charge adaptée pour éviter toute réflexion indésirable à la fin du guide. Les lignes de transmission présentes sur le circuit micro-ruban sont elles aussi terminées par des charges adaptées. En pratique ces charges doivent être remplacées par des éléments rayonnants adaptés à l'impédance de la ligne, en supposant qu'on peut négliger le couplage entre eux. En calculant les paramètres S sur ces ports avec HFSS, nous serons en mesure d'obtenir la puissance présente dans chacune de ces charges adaptées. Ces paramètres seront utilisés par la suite pour calculer le diagramme de rayonnement du facteur de réseau formé par les huit ports.

Des photographies du modèle réel qui a été construit et testé en laboratoire sont présentées à la **Figure 3-5-b**. On y voit notamment une vue intérieure du guide d'onde en méandre et aussi une vue globale du système. Le guide d'onde est alimenté par des transitions de lignes coaxiales à guides d'onde rectangulaire de type WR42. Les entrées coaxiales sont branchées à un analyseur de réseau HP-8510C qui nous permet de mesurer les paramètres S de notre système. Les lignes micro-ruban sont terminées par des ports coaxiaux sur lesquels nous branchons un réseau d'antennes « patches » préalablement construit pour fonctionner à la fréquence d'opération. En réalité, sur chaque connecteur est branché des réseaux de 8 antennes « patches » dans le plan perpendiculaire aux connecteurs ayant un profil Chebychev (voir ANNEXE A). Ces antennes ont été prêtées par la compagnie FLIR pour la réalisation des tests. Dans la bande de fréquence de 17.3GHz à 17.5GHz, les antennes sont très bien adaptées (coefficient de réflexion inférieur à -20dB d'après l'ANNEXE A-I) donc les résultats du système ne devraient pas être affectés en changeant de fréquence. Cependant, le facteur d'élément des antennes « patches » diminuera la largeur du faisceau à demi-puissance. Le diagramme de rayonnement du système est obtenu dans une chambre anéchoïde.



a)



b)

Figure 3-5 : Réseau d'antennes fente sur un guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban ($d = 0.6\lambda$ et $l = 3\lambda_g$) a) Modèle HFSS b) Modèle réel.

3.2.2.2 Résultats

La **Figure 3-6** présente les résultats simulés et mesurés des coefficients de réflexion et de transmission de notre système. On remarque tout d'abord sur ces résultats (S_{11} et S_{21}) un léger décalage en fréquence d'environ 0.06GHz entre les résultats de mesure et ceux de simulation pour les deux courbes (voir position marqueurs). Ce décalage représente une erreur en fréquence d'un peu moins de 0.3% ce qui donne une erreur en dimensions d'environ +/-0.03mm. Le guide d'onde a été construit avec un machine CNC dont la tolérance de fabrication est de +/-0.02mm. Il serait donc fortement possible que le décalage en fréquence entre les mesures et les simulations soit dû à une erreur de fabrication.

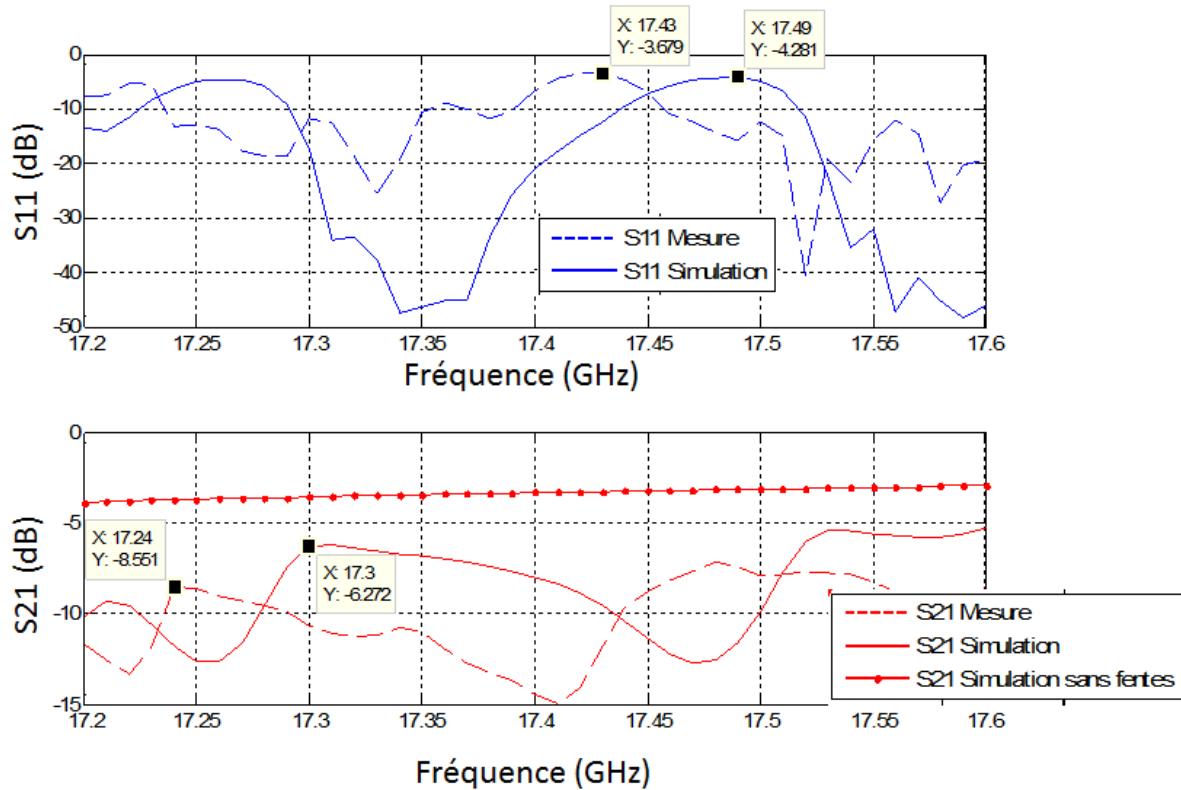


Figure 3-6 : Coefficients de réflexion et de transmission du réseau d'antennes fente sur un guide d'onde en méandre couplant des lignes micro-ruban.

Mis à part ce décalage fréquentiel, la forme des courbes est très similaire pour les deux cas. Pour la réflexion, on observe des pics maximums qui se répètent périodiquement à certaines fréquences (17.27GHz et 17.5GHz pour les simulations, 17.23GHz et 17.42GHz pour les mesures). Ces pics représentent les cas où la distance l entre les fentes est un multiple entier de la longueur d'onde dans le guide d'onde. En d'autres termes, à ces fréquences on aurait un faisceau positionné à 0 degré. Comme nous l'avons mentionné dans la première section de ce chapitre, le réseau devient résonnant à ces fréquences et les impédances des fentes s'additionnent toutes entre elles. C'est pour cette raison que nous avons beaucoup de réflexion à ces fréquences.

Dans notre bande d'intérêt qui est de 17.36GHz à 17.46GHz en simulation et 17.3GHz à 17.4GHz en mesures, nous avons une perte de retour inférieure à 10 dB entre 17.3 et 17.35 GHz, et proche de 10 dB entre 17.35 et 17.4 GHz. Ces niveaux sont inférieurs aux résultats simulés

mais demeurent quand même acceptables dans une preuve de concept. Le coefficient de transmission quant à lui nous montre qu'il y a un peu moins de 20% de puissance dans le port de sortie pour la simulation mais beaucoup moins pour la mesure. Ce pourcentage correspond bien à la quantité de puissance restante que nous avons utilisée pour concevoir notre réseau d'antennes fente. Lorsque les fentes sont absentes, on remarque que le coefficient de transmission est dans les alentours de -4dB dans la fréquence d'opération. Ceci représente les pertes engendrées par les longues lignes en méandre dans le guide métallique. En se servant de ces paramètres S, nous sommes en mesure d'avoir une certaine idée de l'efficacité du système. Pour un système idéal à 2 ports sans pertes, nous avons :

$$1 = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \quad (8)$$

Pour le cas présent, une partie de l'énergie est rayonnée par les antennes (énergie présente dans les charges adaptées) et une autre partie est aussi perdue dans le guide métallique donc l'équation précédente devient :

$$1 = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + Pertes + \sigma \quad (9)$$

Où le terme *Pertes* représente les pertes ohmiques et σ représente la portion d'énergie rayonnée par les antennes. On peut donc estimer l'efficacité de rayonnement selon l'équation suivante :

$$\sigma = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 - Pertes, \text{ avec } Pertes = 1 - |S_{11}|_{sans\ fente}^2 - |S_{21}|_{sans\ fente}^2 \quad (10)$$

Cette formule ne tient compte des pertes que de façon approximative car les pertes ne sont pas les mêmes pour le cas avec et sans les fentes. L'efficacité est calculée en fonction des résultats de simulation et elle est autour de 20%.

Il faut noter que pour le modèle réel, le contact entre le guide d'onde et le circuit d'alimentation est très important pour diminuer les pertes et assurer un bon couplage. Ce contact est effectué non seulement par plusieurs vis comme on peut le voir à la **Figure 3-5**, mais aussi par une colle conductrice qui se trouve entre le plan de masse du circuit micro-ruban et le guide d'onde.

La **Figure 3-7** présente les profils d'amplitude et de phase des 8 ports de sortie pour le cas de la mesure et de la simulation. Ces résultats sont présentés à des fréquences supposées correspondre à des positions angulaires du faisceau de 0 degré, 5 degrés et 25 degrés pour un cas idéal. Nous avons utilisé les paramètres S (S_{jl} , $j = 3, \dots, 10$, le port 1 est le port d'excitation qui alimente le système et les ports 3 à 10 sont les ports coaxiaux où sont connectées les charges adaptées) de

chacun des ports (simulés par HFSS pour la simulation et mesuré à l'analyseur de réseau pour la mesure). La courbe rouge représente le cas idéal que l'on souhaite avoir indépendamment de la position angulaire du faisceau (distribution Tchebychev de 30dB de lobe secondaire). Comme on peut le constater, les résultats sont plus ou moins acceptables pour les distributions d'amplitude (surtout à la fréquence de 17.44GHz pour la simulation et 17.375GHz pour la mesure). Les profils de phase de mesure et de simulation sont similaires entre eux mais on note tout de même une certaine différence avec les cas idéaux. Cette différence pourrait provenir du fait que les extensions rajoutées sur les lignes micro-ruban pour corriger la phase ne remplissent pas parfaitement leur rôle. Aussi, étant donné que la distance électrique entre deux éléments consécutifs est assez importante, une petite erreur de longueur peut entraîner une grande erreur en phase. Ce qui pourrait être notre cas ici.

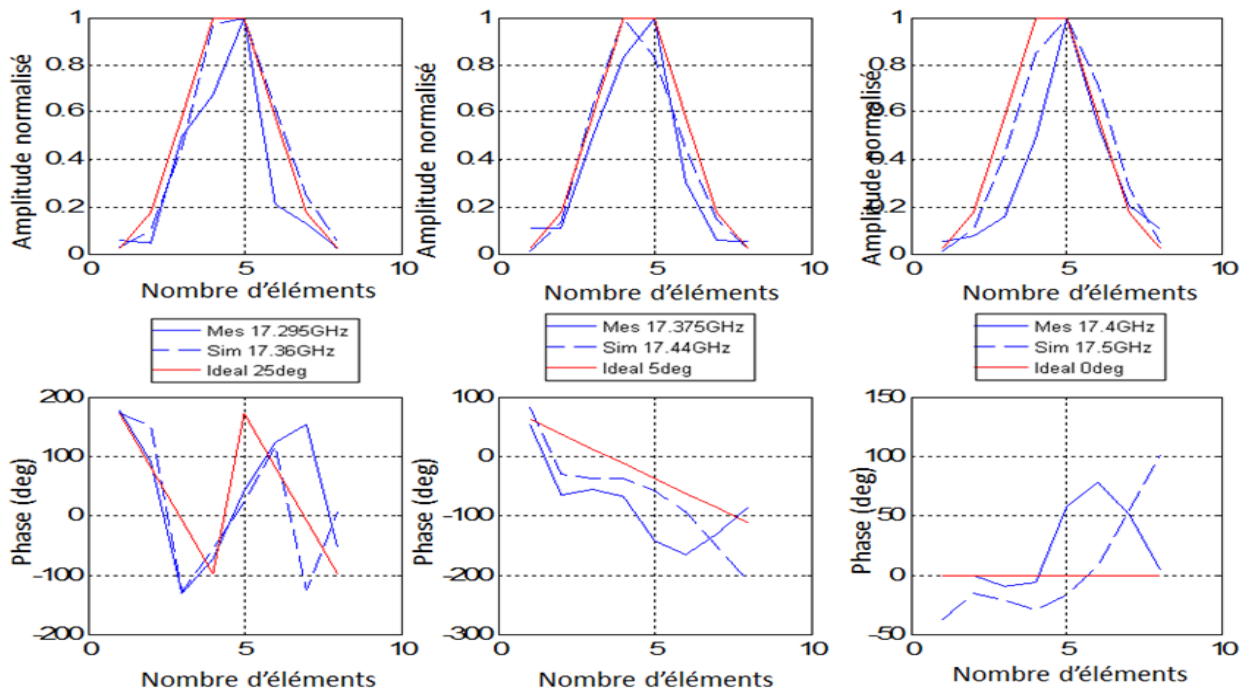


Figure 3-7 : Distribution d'amplitude et de phase des 8 ports de sortie pour le cas des mesures et des simulations à différentes fréquences.

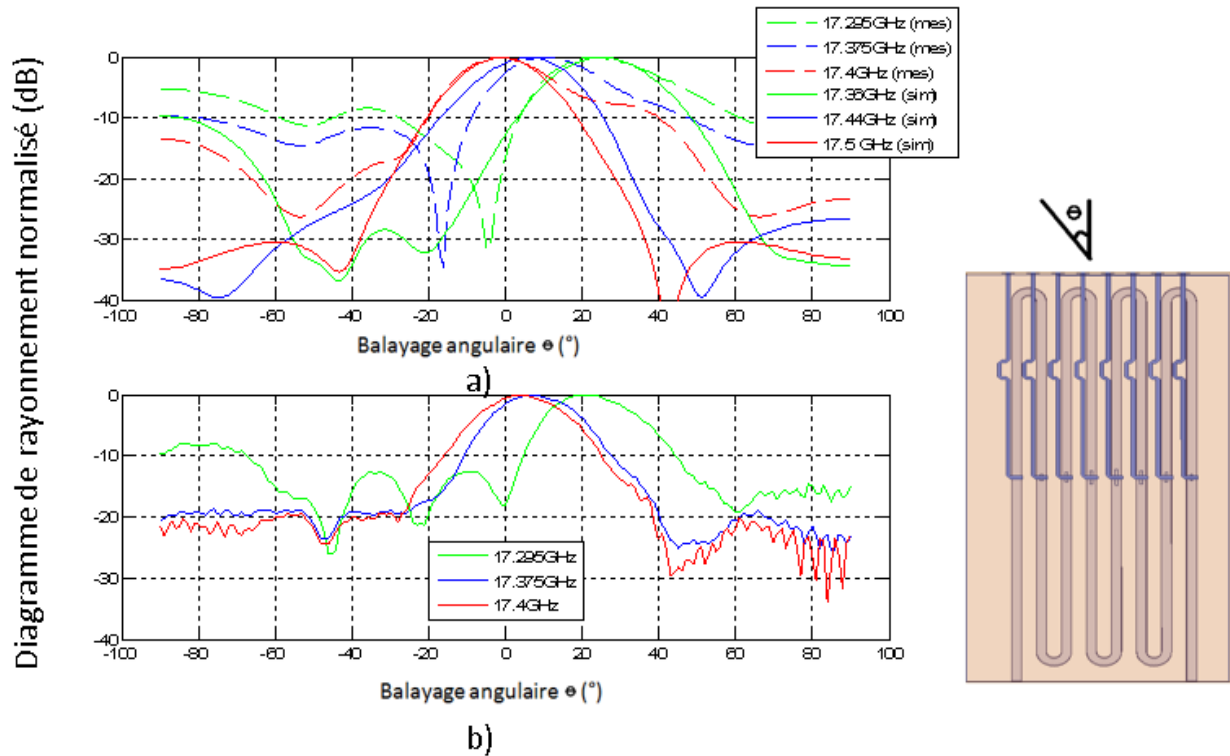


Figure 3-8 : Diagrammes de rayonnement normalisés pour différentes fréquences a) facteur de réseau formé par les huit ports aux sorties des lignes micro-ruban, calculés à partir des paramètres S mesurés et simulés. b) mesures avec antennes « patches » branchées aux sorties coaxiales du modèle construit.

Le diagramme de rayonnement à certaines fréquences du réseau formé par les huit ports de sortie se trouvant au bout des lignes micro-ruban est présenté à la **Figure 3-8**. La formule utilisée pour calculer le facteur de réseau (**Figure 3-8-a**) est celle qui se trouve dans le livre de Stutzman [1] pour un réseau linéaire (voir formule (11)). Pour le cas de la mesure (**Figure 3-8-b**), des antennes « patches » ont été branchées sur les connecteurs coaxiaux se trouvant au bout des lignes micro-ruban. Le diagramme de rayonnement du système au complet a ensuite été mesuré dans une chambre anéchoïde.

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\beta d \sin \theta} \quad (11)$$

AF est le facteur de réseau, a_n représente le coefficient d'excitation de l'élément n (dans ce cas précis $a_n = S_{j1}$), β est la constante de propagation dans le vide, d est la distance physique entre les éléments et θ est la position angulaire du faisceau comme décrit à la **Figure 3-8**.

En termes de balayage du faisceau, on peut bien voir comment la direction du faisceau change considérablement avec le changement de fréquence. Nous avons un balayage de 20 degrés pour un changement de fréquence de 17.36GHz à 17.44GHz dans le cas de la simulation et de 17.295GHz et à 17.375GHz dans le cas de la mesure en laboratoire. Ce résultat est en accord avec les résultats montrés à la **Figure 3-2**. On note l'apparition d'un second lobe principal lorsque le faisceau s'éloigne trop de la direction de 0 degré (17.36GHz pour la simulation et 17.295GHz pour la mesure). Ces lobes sont causés par la distance entre les éléments qui est supérieure à une demi-longueur d'onde [1].

En comparant les niveaux des premiers lobes secondaires dans les cas des mesures et des simulations à la **Figure 3-8-a)**, on remarque une certaine différence entre les deux cas. Les résultats de simulation sont assez proches des 30dB auxquels nous nous attendions. Ceci est cohérent avec les profils d'amplitude et de phase présentés à la **Figure 3-7** où on peut voir que les profils de simulation sont plus proches des cas idéaux que les profils de mesure. Il est donc acceptable de dire que les suppositions faites pour l'application de l'équation (7) étaient justifiées. Cette différence entre les mesures et la simulation peut être due à plus d'une raison. La première raison est le problème de contact que nous avons mentionné plus haut. Effectivement, si le circuit micro-ruban et le guide d'onde ne sont pas parfaitement couplés, cela pourrait causer une erreur de phase sur les lignes de transmission qui pourrait largement affecter notre diagramme de rayonnement. Une autre raison de cette différence est due aux erreurs de fabrication ou encore aux arrondis qui ont été faites sur les longueurs des fentes pour obtenir les conductances désirées. Les résultats de mesure sont cependant meilleurs avec les antennes « patchs » branchées aux ports de sortie (**Figure 3-8-b)**) que ceux obtenus avec le facteur de réseau. La largeur du faisceau est aussi plus étroite. Le facteur d'élément des antennes « patchs » pourrait expliquer ces phénomènes.

3.3 Réseau d'alimentation série en méandre basé sur un circuit micro-ruban et des câbles coaxiaux couplant des antennes « patches »

Bien que le guide d'onde rectangulaire ait été choisi comme le meilleur milieu de propagation en termes de pertes et de balayage pour les réseaux d'alimentation série en méandre, il reste tout de même coûteux et complexe à construire. Pour cette raison, nous avons donc choisi d'explorer la possibilité d'un réseau d'alimentation série en méandre dans lequel les longues section de ligne réalisant le méandre sont implantées avec des lignes coaxiales.

Le modèle proposé est un circuit micro-ruban doté d'une ligne de transmission en méandre qui alimente des antennes « patches ». Le but ici est d'éviter que le rayonnement engendré par les lignes micro-ruban affecte le diagramme de rayonnement des antennes.

3.3.1 Présentation du modèle

Cette fois le système est conçu pour fonctionner dans la bande X qui est celle utilisée pour les radars météorologiques. La plage fréquentielle que nous avons choisie est entre 9.3GHz et 9.5GHz comme celle que nous avons utilisée pour l'analyse théorique à la section 3.1. L'ensemble est constitué de deux circuits micro-ruban. Dans le premier circuit, nous avons plusieurs lignes micro-ruban reliées entre elles par de longs câbles coaxiaux représentant notre méandre (**Figure 3-9-a**). Ce circuit alimente un autre circuit contenant huit antennes « patches » (**Figure 3-9-b**) par le concept de couplage avec ouvertures qui est bien expliqué dans [1].

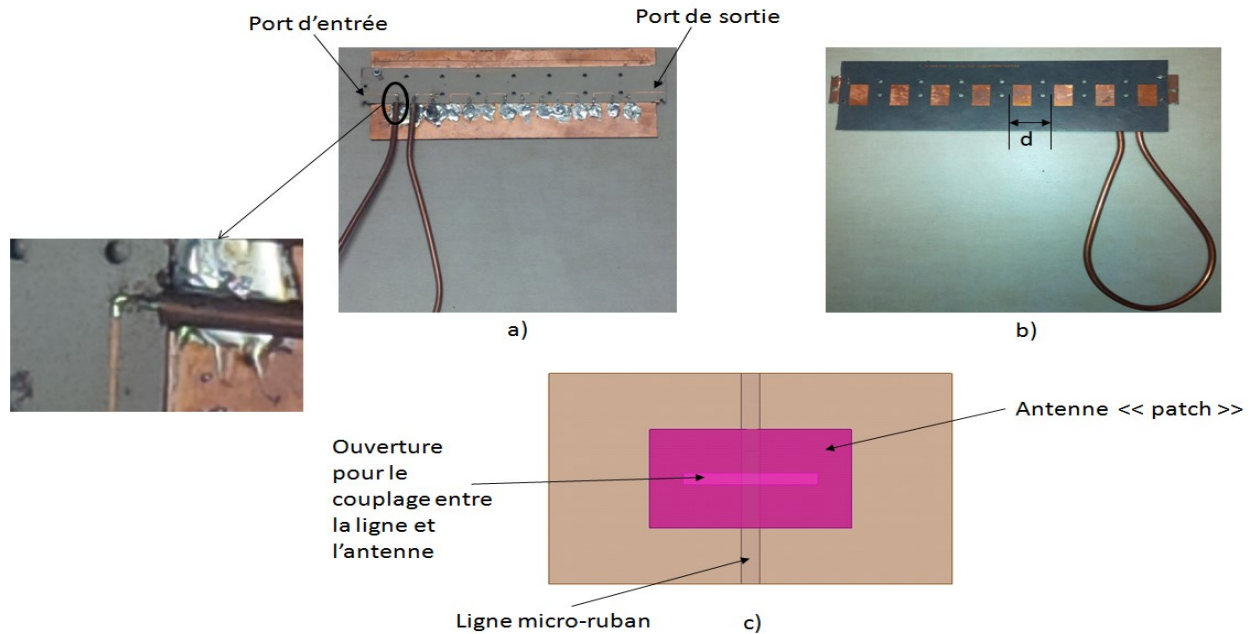


Figure 3-9 Réseau d'alimentation série en méandre basé sur un circuit-micro-ruban et des câbles coaxiaux couplant des antennes « patches » a) Antennes « patches » b) Circuit micro-ruban avec câbles coaxiaux c) Cellule unique montrant la ligne micro-ruban alimentant l'antenne « patch » par une ouverture.

Une fois de plus, nous n'avons utilisé que huit antennes pour des raisons de simplification. Le premier circuit dit d'alimentation (celui ayant les lignes micro-ruban avec les câbles coaxiaux) est construit sur un substrat ROGERS6010 ($\epsilon_r = 10.2$; $\tan \delta = 0.0023$) d'une épaisseur de 0.635mm. Ce substrat a été choisi pour diminuer les pertes liées au rayonnement des lignes car il possède une constante diélectrique élevée. Les lignes micro-ruban se trouvant sur ce circuit sont choisies pour avoir une impédance de 50Ω . Les câbles coaxiaux sont des câbles semi-rigides de type RG-402 du fabricant PASTERNAK (impédance de 50Ω , diélectrique en polyéthylène avec $\epsilon_r = 2.1$, diamètre interne de 0.91mm et diamètre externe de 2.97mm) qui ont été choisis pour leur faible perte (0.5dB/m) comparés aux câbles standards de ce genre (0.83dB/m). Le second circuit imprimé contenant les antennes « patches » est monté sur un substrat ROGERS5880 d'une épaisseur de 1.57mm dont les caractéristiques ont été définies à la section précédente. Les antennes « patches » sont utilisées ici pour des raisons de simplicité et leurs dimensions sont choisies pour être résonnantes à la fréquence de 9.4GHz (longueur de 15mm et

largeur de 9.65mm). Cependant d'après l'ANNEXE A, la largeur de bande de ces antennes pour avoir un coefficient de réflexion inférieur à -10dB est entre 9.33GHz et 9.47GHz. Les résultats pourraient être affectés en s'éloignant de cette largeur de bande (gain, forme du faisceau, etc.).

Les deux circuits partagent le même plan de masse et c'est sur ce plan métallique que se trouvent les ouvertures qui servent de couplage entre les deux circuits. Le niveau de puissance tiré par chaque antenne est contrôlé par la surface des ouvertures (longueur et largeur). Pour des raisons de simplification, la largeur des fentes est la même pour toutes et elle est de 1mm. Les longueurs quant à elles sont ajustées pour obtenir une distribution de puissance de type Tchebychev produisant un niveau de lobes secondaires de -25dB pour notre réseau formé des 8 antennes à la fréquence de 9.4GHz. La même méthode utilisée pour le cas de la solution avec guide d'onde est employée ici pour déterminer les longueurs des ouvertures qui sont montrées dans le tableau ci-dessous. Cependant, selon la topologie du réseau, les éléments constitués par une fente et une antenne seraient des impédances série au lieu des admittances parallèles comme pour le cas précédent. Cela ne change pas grand-chose sur le design en ce sens où dans toutes les formules on aurait des résistances à la place des conductances. En ce qui concerne la sensibilité, une erreur de 0.1mm sur la longueur d'une fente entraîne une différence d'environ 5% sur son impédance comme pour le cas précédent.

Tableau 3-4 : Longueur de chaque ouverture servant de couplage aux antennes.

Fente	1	2	3	4	5	6	7	8
Longueur	1.5mm	2mm	3.5mm	4.6mm	5.6mm	5.5mm	3.9mm	2mm
Impédance	8.75	8.36	5.99	2.95	1.55	1.63	4.6	8.36

La distance minimale que nous avons pu obtenir entre les éléments est $d = 0.6\lambda$. Le balayage désiré a été fixé à 25degrés dans la bande de fréquence allouée. D'après l'équation (1), pour obtenir un tel balayage avec une distance entre les éléments de 0.6λ , la longueur électrique entre les antennes doit être $l = 10\lambda_g$.

3.3.2 Analyse des résultats

3.3.2.1 Description de la procédure de tests

Étant donné qu'il aurait été assez complexe et très long de simuler une telle structure (surtout à cause des longs câbles coaxiaux), nous avons décidé de passer directement à la phase expérimentale. Le circuit d'alimentation ayant les lignes micro-ruban est alimenté par un connecteur coaxial qui est soudé à la première ligne du circuit. Un autre connecteur qui nous permettra de mesurer la puissance restante à la sortie du circuit est soudé à la dernière ligne. Une fois de plus, les paramètres S du système seront mesurés avec un analyseur de réseau HP-8510C. Il faut noter que pour éviter les pertes et les éléments parasites associés aux connecteurs de transitions entre les lignes coaxiales et les lignes micro-rubans, les lignes coaxiales ont été soudées directement à ces dernières comme on peut le voir à la **Figure 3-9-a**). La technique de soudure est donc très importante. Après plusieurs essais, il a été noté que la gaine externe du câble coaxial doit absolument être bien connectée au plan de masse du circuit micro-ruban alimentant les antennes. De plus, le connecteur central ne devrait pas être trop long pour éviter les pertes de rayonnement. Toutefois, la soudure a été faite manuellement donc on pourrait s'attendre à certaines imperfections. Le système sera ensuite introduit dans une chambre anéchoïde pour pouvoir mesurer son diagramme de rayonnement.

3.3.2.2 Résultats

Nous présentons à la **Figure 3-10** les paramètres S mesurés de la structure. Il s'agit entre autre du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission. Comme on peut le constater, le circuit est bien adapté avec des pertes de retour nettement supérieures à 10dB sur toute la bande de fréquences. Pour ce qui est de l'énergie restante dans le port de sortie, elle oscille autour de -16dB, ce qui représente 2% de la puissance incidente. Une part importante de la puissance est perdue dans les câbles coaxiaux, dans les lignes micro-ruban et dans les soudures comme on peut le voir avec la courbe rouge (environs -7dB) qui présente le coefficient de transmission lorsqu'il n'y a pas de couplage sur les antennes (donc pas de fente sur le circuit micro-ruban). En tenant juste compte des câbles, cette perte devrait être moins de 2dB ce qui porte à croire que le reste des pertes est attribué aux imperfections de soudure et aux lignes de transmission. Tout comme

pour le cas précédent, nous sommes en mesure d'avoir l'efficacité du système en fonction des résultats de paramètres S selon l'équation (10). Ici, l'efficacité oscille entre 15% et 17% dans la bande d'opération des antennes.

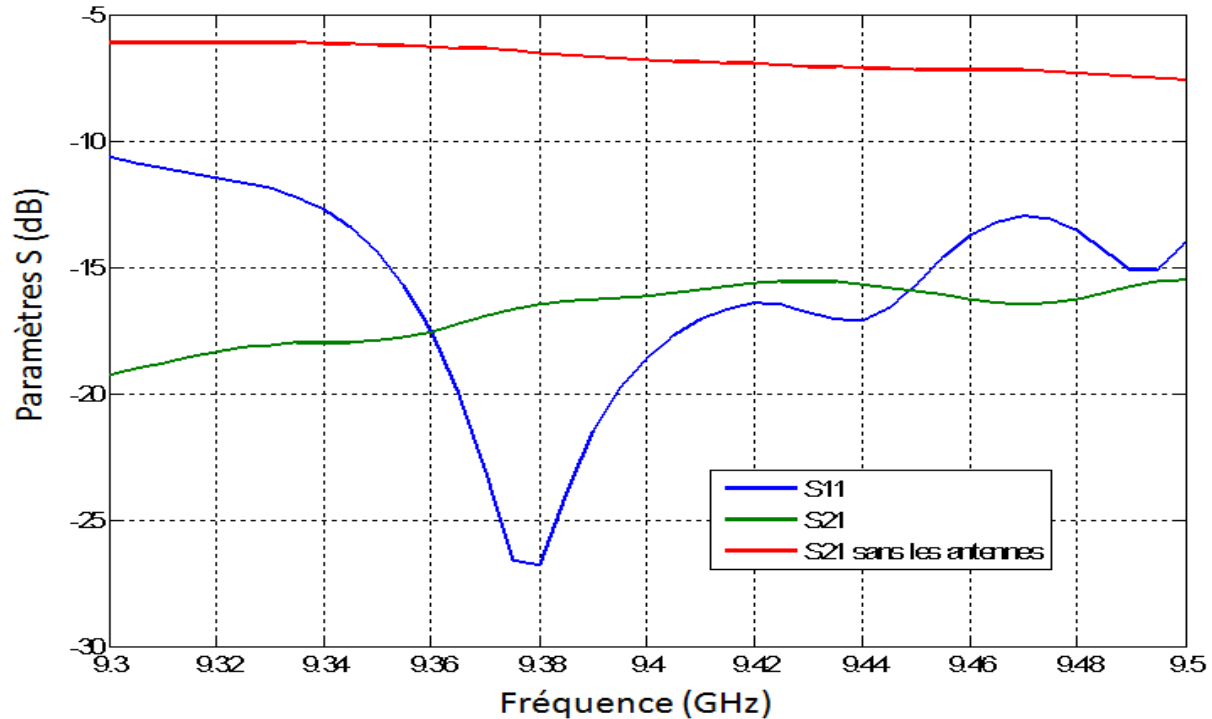


Figure 3-10 Résultats de mesure des paramètres S du circuit micro-ruban configuré en méandre couplant des antennes « patches ».

Le diagramme de rayonnement de notre structure que l'on peut voir à la **Figure 3-11** nous montre bien le déplacement de la position angulaire du faisceau en fonction de la fréquence. Nous avons un déplacement d'un peu moins de 25 degrés lorsque la fréquence varie de 9.64GHz à 9.84GHz. Ces résultats sont en accord avec ce à quoi on s'attendait. Des mesures à d'autres fréquences sont aussi présentées dans ce graphique pour mieux illustrer le balayage. Le niveau des lobes secondaires est supérieur aux 25dB auxquels nous nous attendions surtout à la fréquence 9.5GHz. Cette différence peut être expliquée par la perte de signal dans les câbles coaxiaux et par la soudure imparfaite de ces câbles sur le circuit imprimé. Elle pourrait aussi provenir du fait que le réseau de 8 éléments ne soit pas assez long pour valider la formule de l'équation (7). Tout comme pour le cas de la solution avec guide d'onde, on note l'apparition d'un second lobe principal

lorsque la position du faisceau s'éloigne le plus de la direction de 0 degré. Une fois de plus, ceci est dû aux propriétés physiques du réseau (la distance entre les antennes est supérieure à une demi-longueur d'onde).

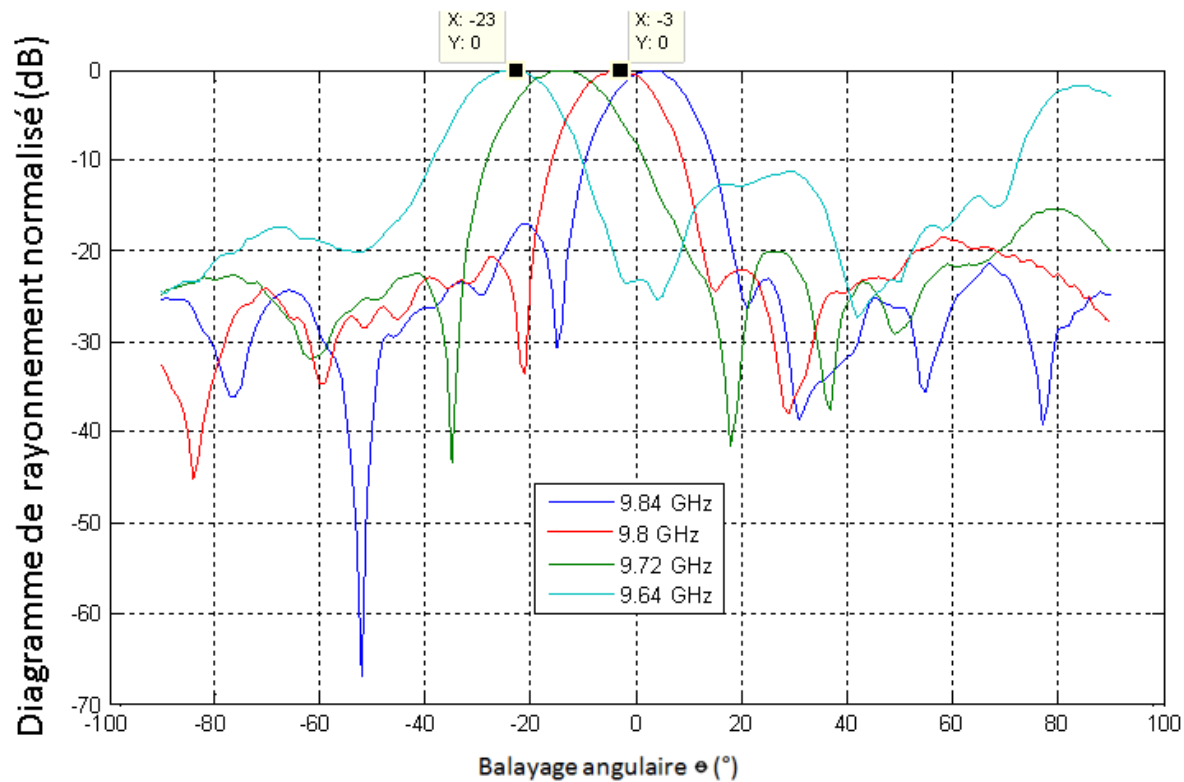


Figure 3-11 Diagramme de rayonnement normalisé mesuré à différentes fréquences des antennes « patches » couplées par un circuit micro-ruban configuré en méandre.

3.4 Discussions générales

Nous avons présenté dans ce chapitre deux solutions possibles pour effectuer le balayage fréquentiel avec un réseau d'alimentation série en méandre.

La première solution qui était basée sur un guide d'onde couplant un circuit micro-ruban nous a donné des résultats plus tôt encourageants. Bien que le niveau des lobes secondaires ait été assez élevé dans le diagramme de rayonnement mesuré, nous avons tout de même pu obtenir un balayage angulaire du faisceau d'environ 20 degrés dans une largeur de bande de moins de 1%. Pour ce qui est de la seconde solution basée sur un circuit micro-ruban couplant des antennes

« patches », elle aussi nous a permis d'avoir d'assez bon résultats. Le balayage obtenu a été de 25 degrés pour une largeur de bande de 2%. La plupart des systèmes actuels de balayage de faisceau avec la fréquence utilisent une largeur de bande beaucoup plus élevée pour obtenir ces angles de balayage [25-26] (au moins 10%). Aussi le fait de séparer les éléments rayonnants au réseau en méandre par un système de couplage avec fentes donne plus de flexibilité sur le choix des antennes par rapport aux réseaux avec lignes en méandres déjà existantes [46-48]. Ce qui prouve que les solutions présentées sont innovatrices et meilleures pour les applications telles que la prévision météorologique où une très faible bande de fréquence est allouée.

Cependant à cause des longues lignes en méandre, ces solutions présentent des pertes non négligeables. Il faut noter que dans un système de radar réel, un nombre supérieur d'éléments aurait été utilisé, ce qui aurait engendré encore plus de pertes au lieu d'augmenter l'efficacité de radiation. Dans ce cas, des composants actifs tels que des amplificateurs devront être utilisés ce qui augmenterait fortement le coût de cette solution.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons une approche de solution de balayage de faisceau avec la fréquence basé sur une structure CRLH.

CHAPITRE 4 RÉSEAU D'ANTENNES À BALAYAGE DE FAISCEAU AVEC LA FRÉQUENCE BASÉE SUR UNE STRUCTURE CRLH

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié une solution de balayage de faisceau électronique avec la fréquence basé sur des réseaux série en méandre. Nous nous sommes penchés sur cette approche dans le but d'obtenir un angle de balayage élevé dans une faible largeur de bande (moins de 5%) ce qui n'est pas souvent le cas pour la plus part des technologies actuelles basées sur le balayage du faisceau d'antennes avec la fréquence (plus de 70% de largeur de bande pour 180 degrés de balayage).

La solution présentée dans ce chapitre est un réseau d'antennes alimenté par une structure CRLH dont nous avons déjà parlé au **Chapitre 2**. Des guides d'onde à double arêtes (double-ridgewaveguide) court-circuités au bout sont placés périodiquement sur un guide d'onde rectangulaire principal lui permettant ainsi d'avoir une caractéristique de propagation CRLH [22]. L'objectif ici est d'obtenir une structure ayant une vitesse de groupe faible afin d'obtenir un balayage assez important du faisceau dans une bande de fréquence étroite. Pour la structure étudiée, la propagation LH s'effectue avec une vitesse de groupe plus faible comme désiré et c'est la raison pour laquelle nous nous concentrerons donc sur ce type de propagation pour effectuer notre balayage.

Nous commencerons par décrire et expliquer le fonctionnement de la structure CRLH proposée servant d'alimentation pour notre réseau d'antennes. Dans un premier temps, un réseau de huit antennes fente sera monté sur cette structure pour y être analysé. Par la suite, les huit antennes fente seront remplacées par huit connecteurs coaxiaux auxquels seront connectés des antennes « patchs ». Pour se rapprocher d'un modèle réel ayant une largeur de faisceau étroite, nous terminerons ce chapitre en étudiant le cas d'un réseau d'antennes « patchs » de 24 éléments alimentés par la structure CRLH.

4.1 Structure CRLH avec guides à double rainure

La structure CRLH dont il est question ici est un guide d'onde rectangulaire dont le mur inférieur est rempli périodiquement de guides à rainure court-circuités au bout (voir **Figure 4-1**, la paroi supérieure du guide a été enlevée pour laisser voir les créneaux pratiqués dans la paroi inférieure). La largeur et la hauteur du guide d'onde rectangulaire sont respectivement définies par W et H . Les corrugations à double arêtes sont court-circuités à une certaine profondeur L . Les paramètres géométriques définissant les corrugations peuvent être vues à la **Figure 4-2** (la partie bleue représente le métal et la partie grise représente de l'air).

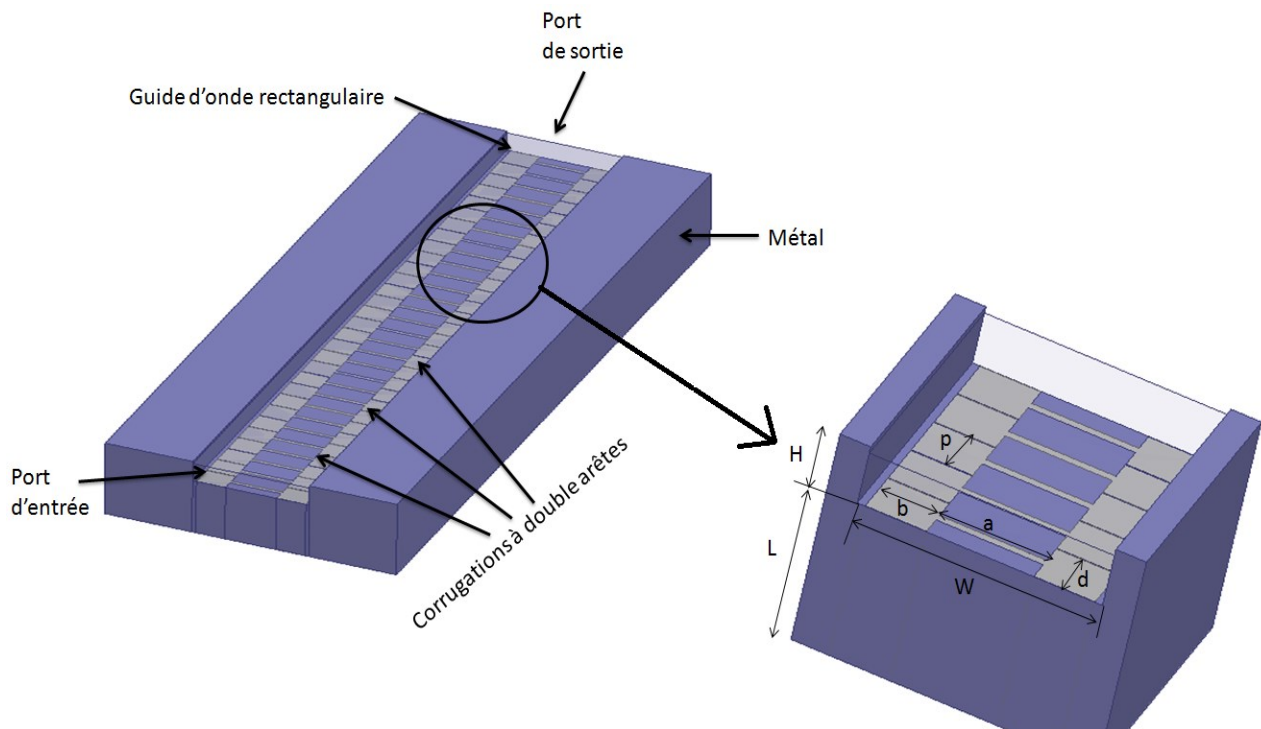


Figure 4-1 Structure CRLH avec corrugations à double arêtes. Le mur supérieur du guide est transparent de façon à ce que l'on puisse voir les créneaux.

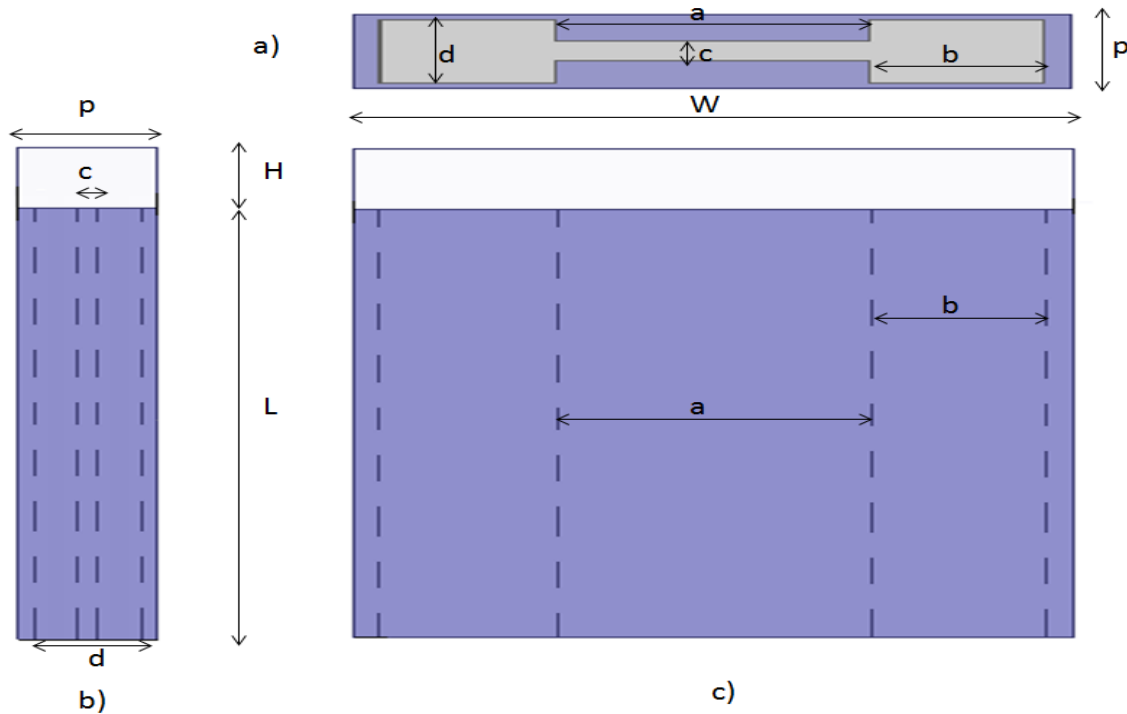


Figure 4-2 Corrugation à guide à rainure a) Vue de dessus b) Vue de côté c) Vue de face

Pour comprendre le principe de fonctionnement de cette structure CRLH, nous allons présenter le circuit équivalent d'une cellule unique de ladite structure (**Figure 4-3**). Dans cette figure, les paramètres distribués du guide d'onde ont été approximés en éléments d'impédance discrets. Ici, Z_{wguide} et Y_{wguide} représentent respectivement l'impédance série et l'admittance parallèle d'une courte section de longueur p du guide d'onde rectangulaire principal et Z_{ridge} représente l'impédance du guide à rainures court-circuitée. Le guide à rainures est transverse au mur inférieur du guide d'onde principal. Dans une propagation TE_{10} dans le guide principal, on peut assumer que le courant circulant dans la direction de propagation sur le mur inférieur de ce guide va aussi circuler dans le guide à rainure dans la direction de propagation d'où le fait que l'impédance Z_{ridge} soit représentée en série dans le circuit simplifié de la **Figure 4-3**.

Pour le mode dominant de propagation (TE_{10}) dans le guide principal, les équations du télégraphiste s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned}\frac{dV}{dl} &= -j\omega L' I = -\frac{Z_{wguide}}{p} I \\ \frac{dI}{dl} &= -j\omega C' V = -\frac{Y_{wguide}}{p} V\end{aligned}\quad (12)$$

où ω est la fréquence angulaire, L' et C' sont respectivement l'inductance série et la capacitance en parallèle (par unité de longueur) du guide d'onde rectangulaire et sont exprimés par:

$$\begin{aligned}L' &= \mu_0 \frac{Z_0}{\eta} \\ C' &= \varepsilon_0 \frac{\eta}{Z_0} \left\{ 1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right\}\end{aligned}, \text{ avec } Z_0 = 2\eta \frac{W}{H} \text{ on a : } \begin{aligned}L' &= \mu_0 \frac{2H}{W} \\ C' &= \varepsilon_0 \frac{W}{2H} \left\{ 1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right\}\end{aligned}\quad (13)$$

où μ_0 et ε_0 sont la perméabilité et permittivité du vide, Z_0 est l'impédance caractéristique du guide principal, f_c est sa fréquence de coupure au mode TE_{10} et f est la fréquence d'opération. L'impédance Z_{wguide} et l'admittance Y_{wguide} sont donc définies comme suit:

$$Z_{wguide} = j\omega L' p = j\omega \mu_0 \frac{2H}{W} p \quad (14)$$

$$Y_{wguide} = j\omega C' p = j\omega \varepsilon_0 \frac{W}{2H} \left\{ 1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right\} p \quad (15)$$

Où L' et C' sont respectivement l'inductance série et la capacitance en parallèle (par unité de longueur) du guide d'onde rectangulaire, ω est la fréquence angulaire, p est la longueur d'une cellule unique (voir **Figure 4-2**), μ_0 et ε_0 sont la perméabilité et permittivité du vide, f_c est la fréquence de coupure du mode TE_{10} dans le guide d'onde principal et f est la fréquence d'opération.

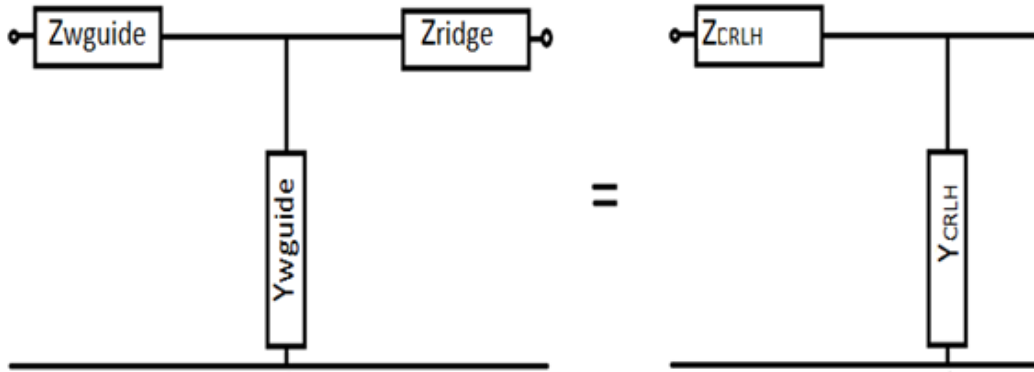


Figure 4-3 : Circuit équivalent d'une cellule unique de la structure CRLH de longueur p .

L'impédance du guide à double rainure court-circuité est obtenue par la formule (16) :

$$Z_{ridge} = jZ_{sc}\tan(\beta_s L) \quad (16)$$

où Z_{sc} et β_s sont l'impédance caractéristique et la constance de propagation du guide d'onde à double arête. Les expressions détaillées de ces paramètres sont bien présentées dans ANNEXE C. Pour une valeur de la période p beaucoup plus petite que la longueur d'onde dans le guide, nous sommes en mesure d'obtenir les paramètres par unité de longueur Z_{CRLH} , Y_{CRLH} , ainsi que la constante de propagation γ_{CRLH} avec les formules (14), (15) et (16) :

$$\begin{aligned} Z_{CRLH} &= j\omega\mu_0 \frac{2H}{W} + \frac{Z_{ridge}}{p} \\ Y_{CRLH} &= j\omega\epsilon_0 \frac{W}{2H} \left\{ 1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right\} \\ \gamma_{CRLH} &= \alpha_{CRLH} + j\beta_{CRLH} = \sqrt{Z_{CRLH}Y_{CRLH}} \end{aligned} \quad (17)$$

Une condition nécessaire pour avoir une propagation inverse (LH) est d'avoir une réactance série et une susceptance parallèle toutes deux négatives. Dans la plage de fréquences où l'antenne est utilisée, la longueur L des sections de guides à rainures est d'environ une demi-longueur d'onde guidée. Il existe donc une fréquence au-dessous de laquelle Z_{ridge} représente une impédance capacitive et au-dessus de laquelle cette impédance est inductive. En combinant cette impédance avec le premier terme de Z_{CRLH} qui représente un comportement inductif, on peut voir qu'il est facile de trouver une fréquence de résonance f_r où Z_{CRLH} sera nulle, et respectivement capacitive et inductive en dessous et au-dessus de f_r . Dans l'explication qui suit on supposera que f_r est inférieure à f_c , la fréquence de coupure du guide principal. Pour les fréquences supérieures à f_c , Z_{CRLH} et Y_{CRLH} ont des parties imaginaires positives, ce qui donne une propagation normale de type « main droite ». Par contre, lorsque la fréquence d'opération diminue en dessous de f_c , la partie imaginaire de Y_{CRLH} devient négative. Puisque nous avons supposé que $f_r < f_c$, la partie imaginaire de Z_{CRLH} est encore positive. Il en résulte que la partie réelle de la constante de propagation devient non nulle, ce qui représente une coupure de propagation. Si la fréquence est réduite davantage et devient inférieure à f_r , la constante de propagation redevient purement imaginaire. Nous obtenons donc une propagation LH en dessous de la fréquence de coupure du guide f_c et de f_r . Dans cette plage il est requis que le guide à rainures puisse propager son mode fondamental. Donc, la fréquence de coupure de ce guide doit être inférieure à celle du guide

d'onde principal f_c et à la fréquence d'opération pour que Z_{ridge} soit imaginaire négatif et élevé. Si la fréquence est réduite au point de devenir inférieure à la fréquence de coupure du guide à rainures, la partie réelle de la constante de propagation devient à nouveau non nulle, ce qui provoque la coupure.

4.2 Réseau de 8 antennes alimenté par la structure CRLH avec guides à double rainure

Nous allons présenter ici un réseau de huit antennes alimenté par la structure CRLH avec guides à double rainure dont nous avons expliqué le principe de propagation à la section précédente. Deux types d'éléments rayonnants seront utilisés. Dans un premier temps, nous étudierons le comportement de la structure d'alimentation CRLH sans éléments rayonnants. Ensuite, nous analyserons le cas avec des antennes fentes qui seront placées sur le mur supérieur du guide principal. Dans l'autre cas, des connecteurs coaxiaux seront placés sur ce même mur pour coupler le signal provenant du guide à des antennes « patches ». Une étude de la présence des éléments sur la structure CRLH sera aussi effectuée.

4.2.1 Caractéristiques de la structure CRLH

Le modèle est conçu pour fonctionner dans la bande X comme spécifié pour notre système radar. La largeur du guide d'onde principal est choisie de façon à avoir une fréquence de coupure f_c de 9.375GHz ($W = 16\text{mm}$). Les dimensions du guide d'onde à double arête sont choisies pour une fréquence de coupure de 6.5GHz (voir la formule à l'ANNEXE B) d'où $a = 7\text{mm}$, $b = 4\text{mm}$, $c = 1\text{mm}$ et $d = 3.175\text{mm}$. La période doit être assez petite comparée à la longueur d'onde dans le guide principal pour être en mesure d'appliquer le théorème de Floquet ($p = 3.75\text{mm}$ avec une longueur d'onde dans le guide de 190mm à 9.5GHz). La profondeur L des guides à rainure et l'épaisseur H du guide principal sont choisies pour diminuer la bande de coupure qui pourrait exister entre les deux modes de propagation LH et RH de la structure ($L = 17\text{mm}$ et $H = 2.5\text{mm}$).

Le diagramme de dispersion de la structure CRLH proposée ici est présenté à la **Figure 4-4**. Cette courbe a été obtenue en simulant une cellule unique sous HFSS en utilisant les conditions frontière maître-esclave pour imposer le nombre d'onde.

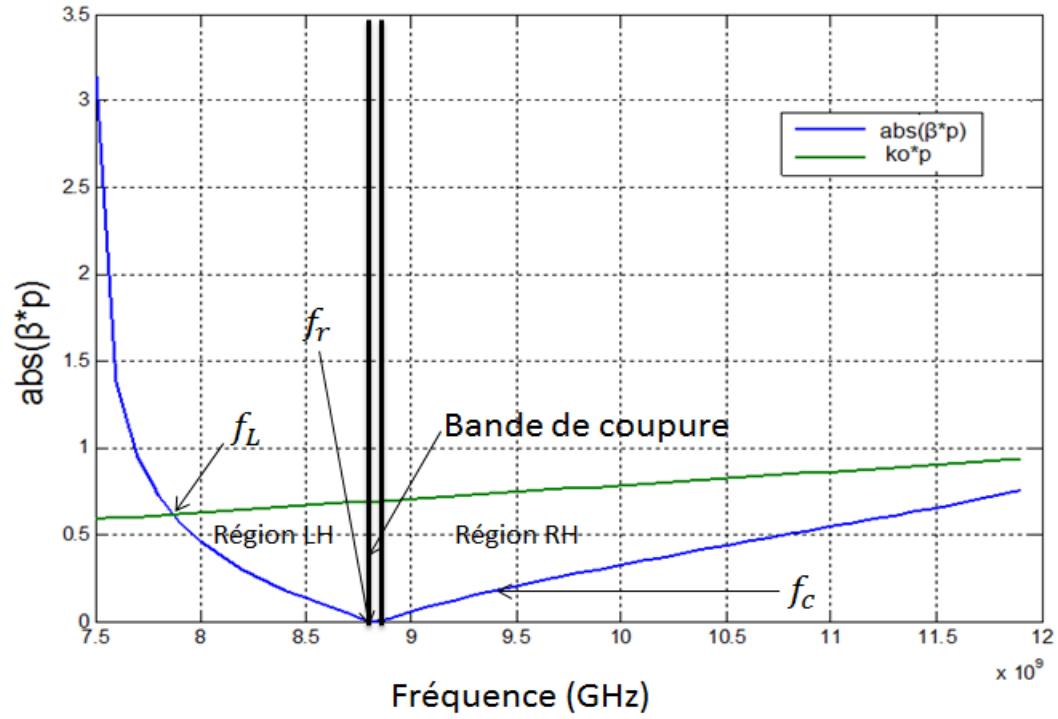


Figure 4-4 : Diagramme de dispersion de la structure CRLH.

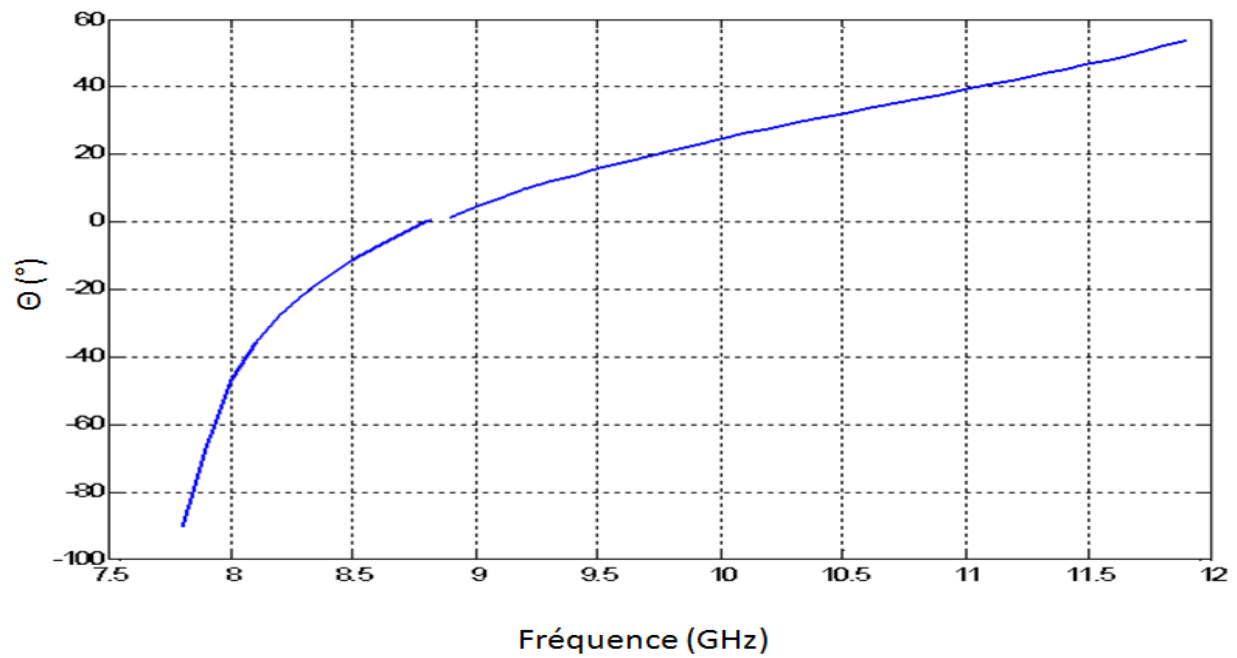


Figure 4-5 : Angle de balayage en fonction de la fréquence pour la structure CRLH proposée.

Sur la **Figure 4-4**, on observe une propagation LH entre 7.8GHz et 8.8GHz dont la valeur absolue de la constante de propagation diminue lorsque la fréquence augmente (En fait β est négatif et il augmente avec la fréquence mais dans la figure nous avons considéré la valeur absolue). La propagation RH quant à elle est observée lorsque la fréquence est supérieure à 8.9GHz et la constante de propagation augmente avec la fréquence. La bande de coupure qui sépare les deux régions est quasi-inexistante (autour de 8.9GHz). Selon la courbe représentant la propagation de la lumière dans le vide (k_0 sur la figure), on remarque une propagation à onde lente dans la structure en dessous d'une certaine fréquence f_L (environs à 7.9GHz). Cette bande de fréquence ne peut donc pas être utilisée pour faire rayonner une antenne. La variation rapide de β entre 7.5GHz et 8GHz provient de Z_{ridge} qui devient infini lorsqu'on se rapproche de la fréquence de coupure du guide à double arête.

En se servant de la formule (2), nous sommes en mesure de déterminer le balayage angulaire en fonction de la fréquence prévu avec cette structure CRLH. Ce résultat est présenté à la **Figure 4-5**. Il est évident d'après cette figure que la région LH offre un balayage avec la fréquence beaucoup plus important que dans la région RH.

4.2.2 Cas des antennes fente

Des antennes fente peuvent être placées sur le mur supérieur du guide d'onde principal comme illustré à la **Figure 4-6**. L'objectif principal ici étant de prendre avantage de la vitesse de groupe faible dans la région LH de la structure, la conception des antennes fente sera faite pour la bande LH. Les fentes sont séparées les unes des autres par une distance d' de 20mm dans la direction de propagation. L'épaisseur du mur supérieur du guide principal est de 2mm. Pour limiter le niveau des lobes secondaires à 25dB, une distribution d'amplitude de type Tchebychev a été utilisée pour la configuration des antennes. Pour fin de démonstration, et pour les mêmes raisons que précédemment, le nombre de fentes a été limité à huit, mais rien n'empêche d'augmenter ce nombre au besoin. La procédure de conception d'un réseau d'antennes fente sur une structure guide d'onde CRLH est la même que sur un guide d'onde conventionnel.

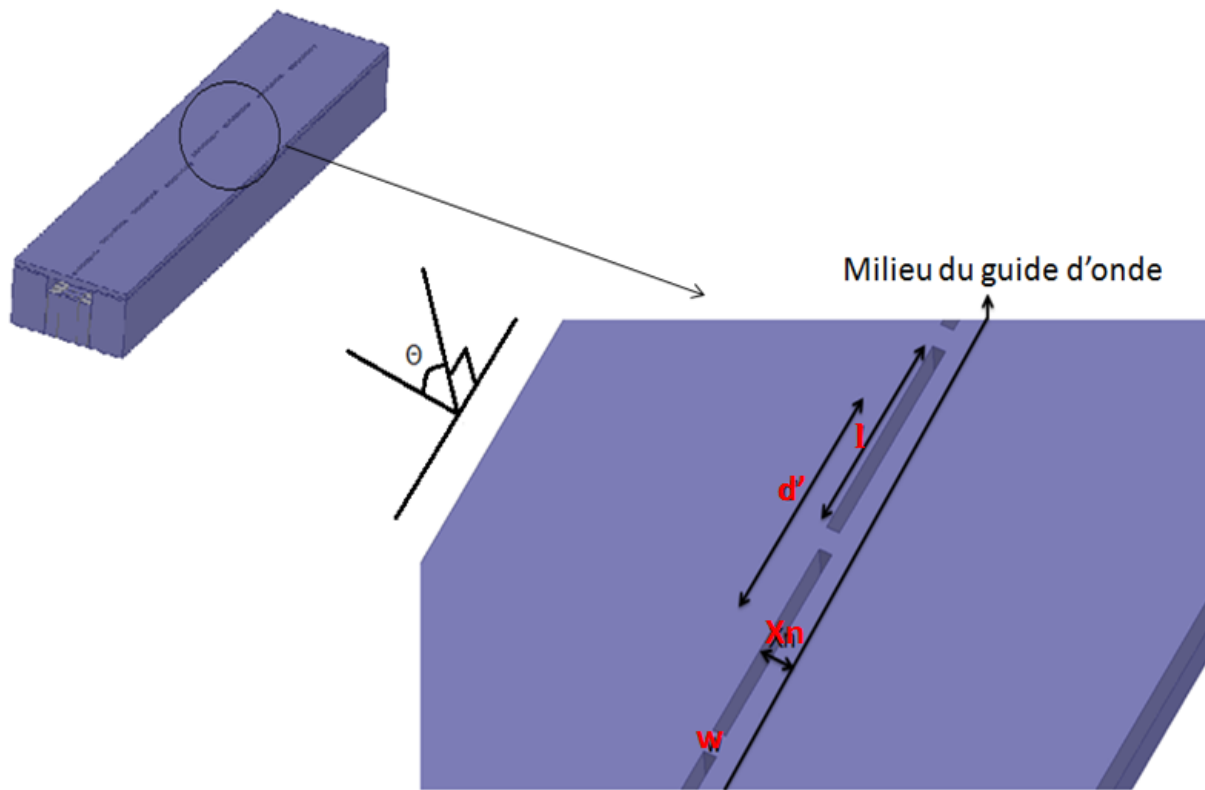


Figure 4-6 Configuration du réseau d'antennes fente.

Les admittances désirées des fentes sont obtenues en ajustant les dimensions l , w et X_n définies à la figure 4-6. Pour simplification, nous avons choisi d'avoir la même longueur l et largeur w pour toutes les fentes donc l'admittance désirée est obtenue uniquement en ajustant les positions X_n . Le **Tableau 4-1** montre ces positions X_n obtenues par HFSS (en employant la même technique qu'au chapitre précédent) en partant de celle la plus proche du port d'alimentation. Les valeurs des admittances ont été obtenues avec la formule (7) en fonction de la distribution d'amplitude désirée.

Tableau 4-1 : Positionnement des fentes sur le mur supérieur du guide principal.

Fente n	1	2	3	4	5	6	7	8
$X_n(\text{mm})$	0.2	0.43	0.84	1.2	1.43	1.2	0.7	0.6

- Effet de la présence des fentes sur la structure CRLH :

Le calcul de l'angle de balayage présenté à la **Figure 4-5** ne tient pas compte de la présence des fentes sur le guide, donc cette figure donne uniquement une approximation de la direction réelle que nous obtiendrons avec les fentes. Puisque les fentes ont des positions différentes, il n'est pas possible d'utiliser une structure périodique infinie pour analyser l'effet des fentes sur la structure CRLH. Par contre, nous pouvons tout de même avoir une certaine idée de comment seront affectées les performances de la structure en assumant que les fentes ont toutes un même positionnement et ainsi effectuer une analyse basée sur une structure périodique infinie.

Considérons une cellule unique composée d'une section du guide d'onde principal avec cinq guides à double rainure sur le mur inférieur (cinq cellules uniques de la **Figure 4-2**) et une fente rayonnante sur le mur supérieur comme on peut le voir à la **Figure 4-7-a** ($d \approx 5p$). La fente possède les mêmes dimensions (l et w) tel que décrit précédemment. Cette nouvelle « super-cellule » unique est analysée avec HFSS comme un circuit à 2 ports. La constante de propagation, d'atténuation et l'impédance Bloch sont présentés à la **Figure 4-7** pour certaines valeurs de Xn se trouvant dans le **Tableau 4-1**. Aux **Figure 4-7-b** et **Figure 4-7-c**, on constate un élargissement significatif de la bande de coupure lorsque la fente est présente (constante d'atténuation élevée et constante de propagation nulle). Cette bande devient plus importante lorsque la position Xn de la fente augmente (augmentation de l'admittance). La région RH est peu affectée tandis que la région LH devient plus étroite et donne lieu à des ondes encore plus lentes. Pour ce qui est de l'impédance Bloch, sa valeur est très faible autour de la bande de coupure donc une mauvaise adaptation du système est à prévoir autour de cette région.

Bien que ces résultats ne représentent pas exactement la situation réelle du réseau d'antennes fentes avec différentes positions, ils nous permettent tout de même de voir que la présence des fentes pourrait affecter le balayage angulaire du faisceau.

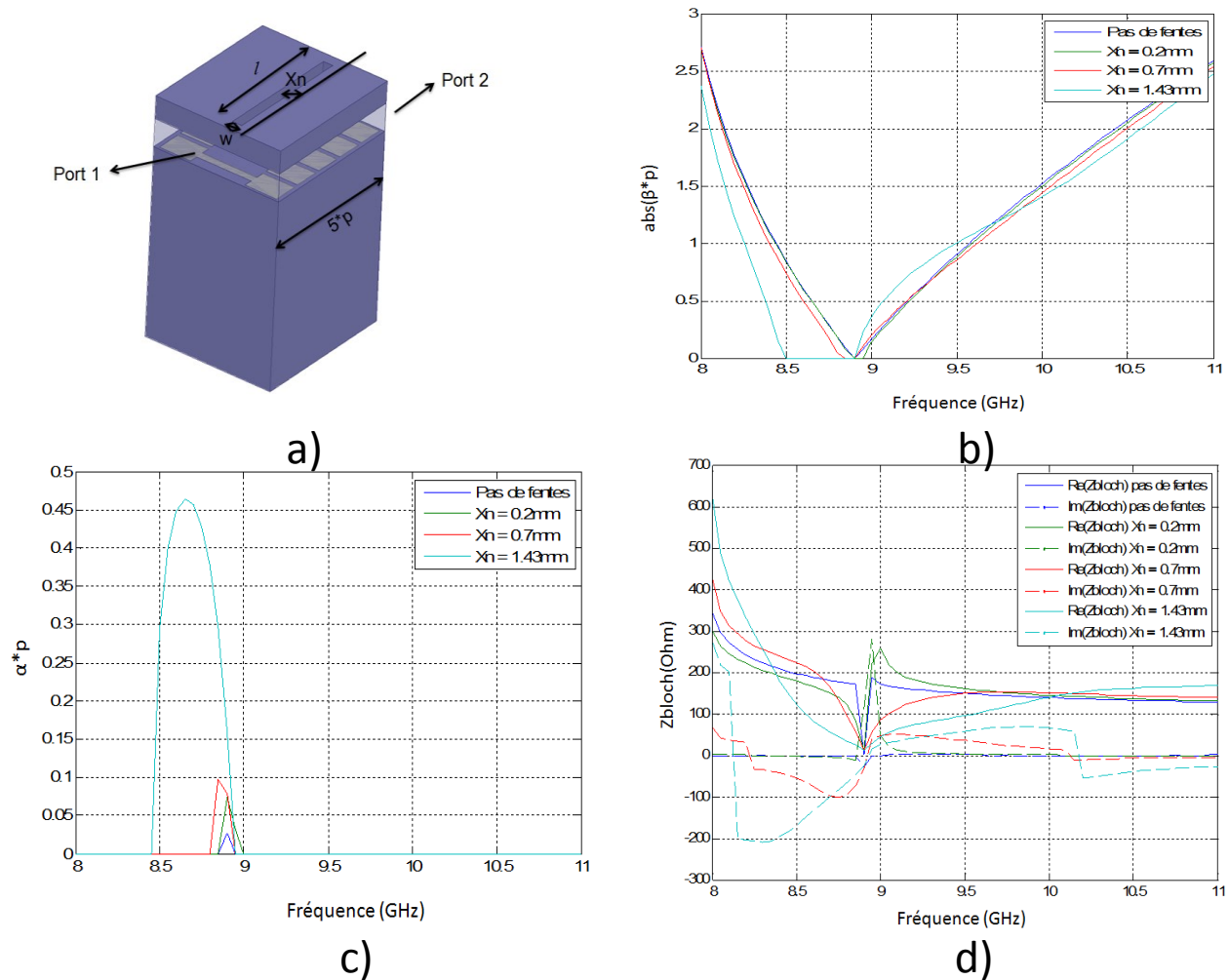


Figure 4-7 : Effet de la présence des fentes sur la structure CRLH proposée a) Représentation de la « super-cellule » unique utilisée pour l'analyse b) Constante de propagation pour différentes valeurs de X_n c) Constante d'atténuation pour différentes valeurs de X_n d) Impédance Bloch pour différentes valeurs de X_n .

- Description de la procédure de tests:

Il est important de noter que la structure a été alimentée avec un guide standard WR-90 donc il existe une transition entre le guide d'onde principal et le guide WR-90. Cette transition présentée à la **Figure 4-8** a été optimisée pour avoir une bonne adaptation dans la bande de fréquence utilisée. La même transition est présente à la sortie de la structure. Les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau **HP-8510C**. Une calibration TRL (Through-Reflect-Line) a été réalisée pour effectuer les mesures. Cette calibration nous permet de placer nos ports d'entrée et

de sortie au niveau des guides d'ondes WR-90 de chaque côté de la structure, soit exactement comme en simulation (Voir **Figure 4-8**). Une vue d'ensemble de l'antenne, sans les transitions de guide d'onde, peut être vue à la Figure 4-6.

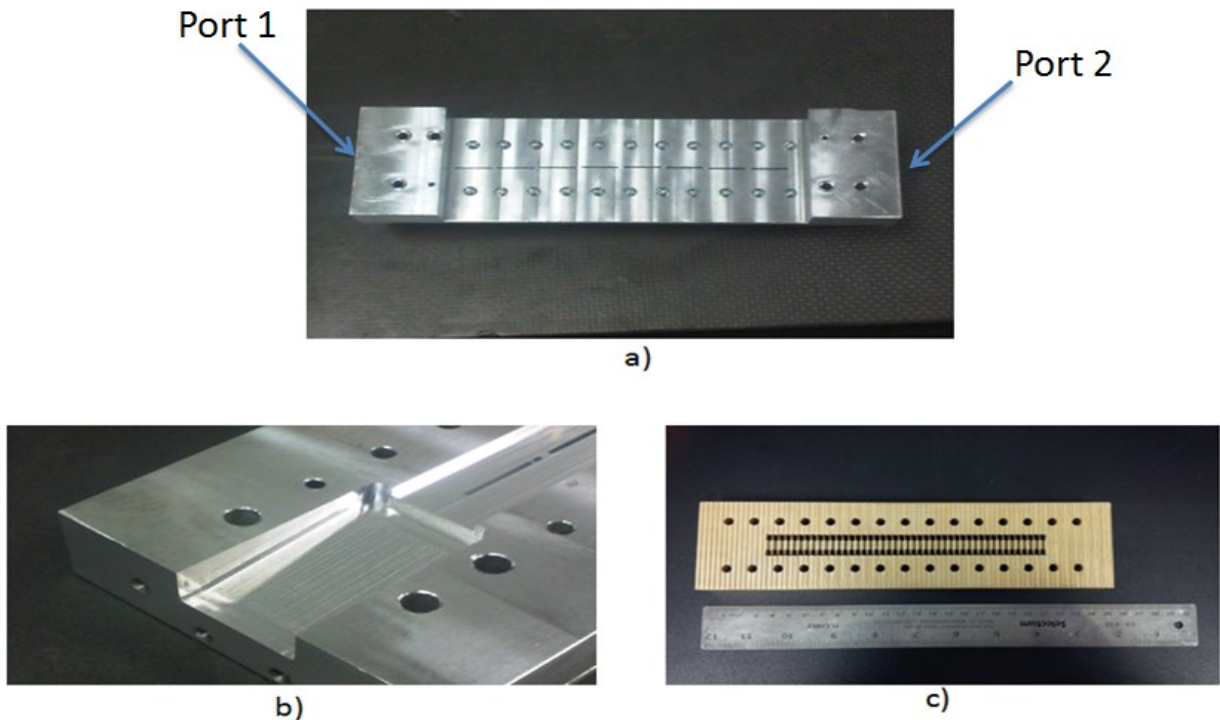


Figure 4-8 : Photographie du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH proposée a) Antennes fente b) Transition entre le guide principal et le guide WR-90 c) Réseau périodique de guides à rainure dans la face inférieure du guide.

- Analyse des résultats:

Les paramètres S du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH proposée sont présentés à la **Figure 4-9**. Nous y présentons aussi les résultats pour le cas de la structure CRLH sans la présente des fentes. Les simulations ont été réalisées avec HFSS. Les pertes ohmiques dans le métal formant la structure ont été prises en compte lors de ces simulations (le guide d'onde principal est en aluminium et les guides à rainure sont en laiton).

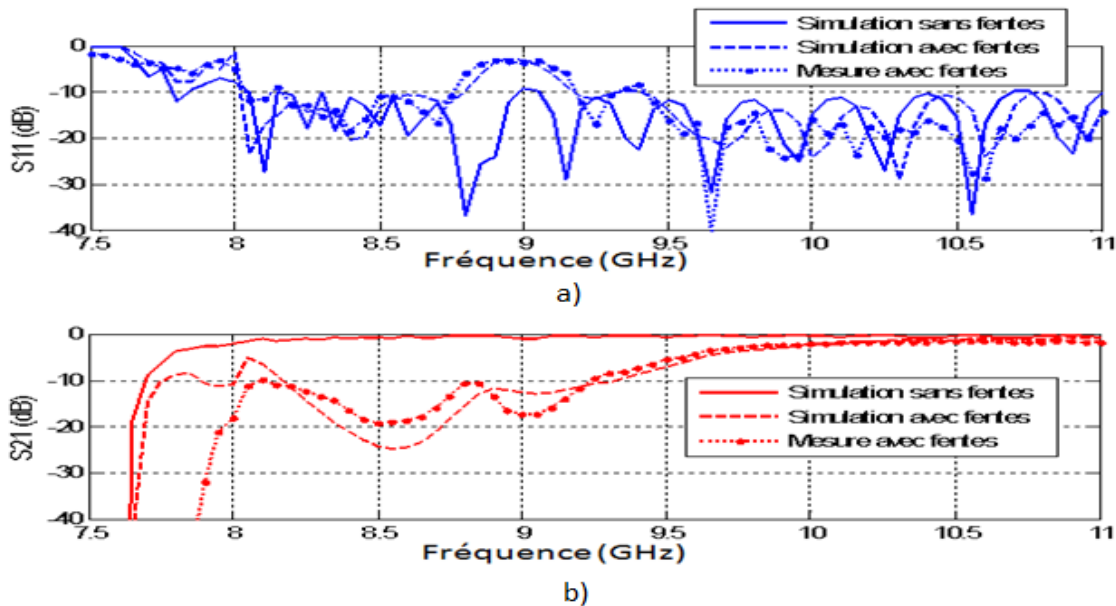


Figure 4-9 : Coefficient de réflexion et de transmission du système d'antennes fente sur la structure CRLH proposée.

Les résultats de mesure et de simulation sont très similaires. Pour le cas sans fentes, la bande de coupure sensée être au voisinage de 8.7 GHz n'est pas visible sur la courbe de S_{21} et on remarque que les pertes sont très faibles (S_{21} inférieur à 1dB). Par contre, lorsque les fentes sont présentes on observe une augmentation de S_{11} à la **Figure 4-9-a)** entre 8.8GHz et 9.2GHz ce qui marque l'apparition de la bande de coupure comme prévu d'après l'étude du paragraphe précédent. Le système avec fentes est relativement bien adapté avec un S_{11} oscillant autour de -13dB dans la bande LH qui se trouve entre 8GHz et 8.8GHz. La propagation RH correspond à la chute de S_{11} quand la fréquence augmente autour de 9.2GHz (qui est proche de la fréquence de coupure du guide d'onde principal 9.375GHz). Ces résultats sont en accord avec la courbe de dispersion présentée à la **Figure 4-4**. Dans la bande LH (pour le cas de la structure avec les fentes), S_{11} et S_{21} sont faibles ce qui indique que quasiment toute l'énergie est rayonnée par les fentes. L'efficacité de rayonnement calculé avec la formule (10) est de 90% à 8.5GHz selon les résultats de simulation. Dans la bande RH, S_{21} augmente considérablement bien que S_{11} reste faible. Dans cette bande de fréquence, les fentes rayonnantes ont une impédance réactive donc plus d'énergie est perdue dans le port de sortie au lieu d'être rayonné.

La **Figure 4-10** montre les diagrammes de rayonnement mesuré et simulé du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH proposée. Toutes les courbes ont été normalisées par rapport à celle ayant un gain maximum (8.5GHz comme on peut le constater à la **Figure 4-11**). On peut clairement observer le balayage continu du faisceau avec la fréquence. Pour notre bande d'intérêt qui est la bande LH, le faisceau se déplace d'environ -40° à -10° quand la fréquence varie de 8GHz à 8.5GHz (voir **Tableau 4-2**). La troisième et quatrième colonne dans ce tableau donnent respectivement la direction du faisceau principal obtenue en simulation avec HFSS et mesurée dans une chambre anéchoïde. Il est important de noter que les positions du faisceau en fonction de la fréquence prévues par la **Figure 4-5** ne sont pas exactement celles obtenues par simulation et mesures. Comme nous l'avons déjà mentionné plus haut, cette différence est due au fait que la formule (2) ne tient pas compte de la présence des fentes sur la structure.

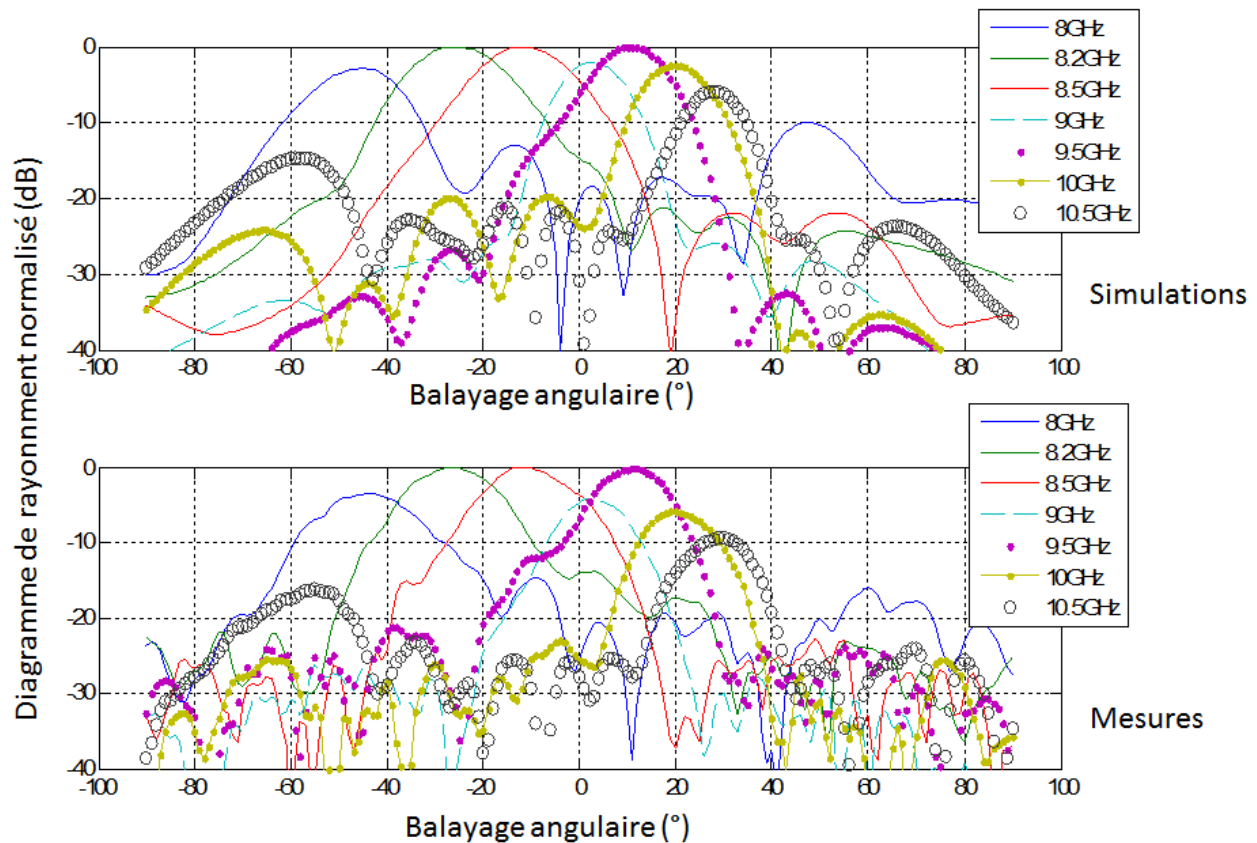


Figure 4-10 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH proposée dans le plan H (co-polarisation).

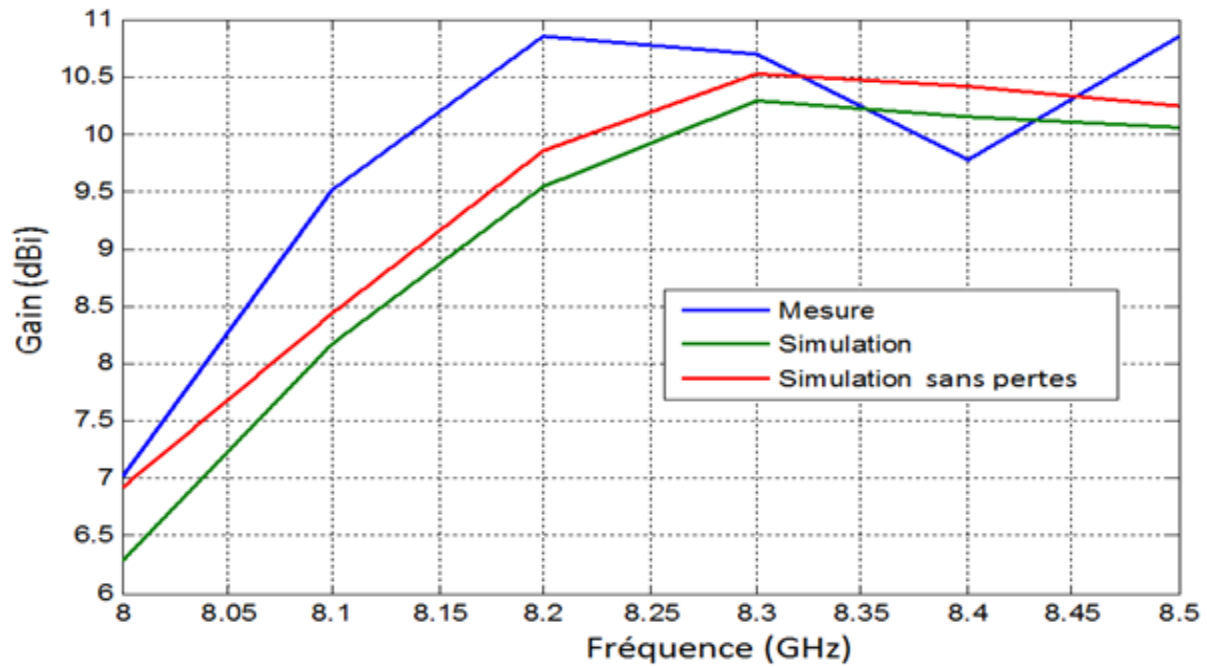


Figure 4-11 : Gain mesuré et simulé du réseau d'antennes fente sur la structure CRLH.

Tableau 4-2 : Position angulaire du faisceau principal obtenu de différentes façons.

Fréquence	Théorie (formule (2))	Simulation	Mesure
8 GHz	-47°	-39°	-36°
8.1 GHz	-35°	-26°	-28°
8.2 GHz	-27°	-19°	-22°
8.3 GHz	-21°	-14°	-17°
8.4 GHz	-15°	-11°	-13°
8.5 GHz	-11°	-9°	-11°

La **Figure 4-10** démontre la présence d'une bande de coupure autour de 9GHz où l'on constate une chute considérable d'amplitude. À la fréquence de 8.5GHz, le niveau des premiers lobes secondaires est proche de la valeur désirée (25dB au-dessous du maximum). Le gain est aussi maximal à cette fréquence comme on peut le constater à la **Figure 4-11**. Aux fréquences de 8GHz et 10.5GHz, on note l'apparition de seconds lobes principaux causée par la distance physique entre les antennes qui n'est pas inférieure à une demi-longueur d'onde. En se basant sur les positions angulaires théoriques des faisceaux principaux à ces deux fréquences, (-47° à 8GHz et $+32^\circ$ à 10.5GHz), les seconds lobes principaux devraient être respectivement à $+80^\circ$ et -64° . Ces angles sont légèrement différents de ceux observés en simulation et mesure possiblement à cause du facteur d'élément des fentes et aussi des effets de diffraction aux bords.

Les gains simulés de l'antenne avec et sans pertes ohmiques sont comparés à la **Figure 4-11**. On peut voir que les pertes du système sont inférieures à 0.5dB dans la bande de fréquence d'intérêt comme c'était le cas à la **Figure 4-9** pour le cas sans les fentes. Cette perte est très faible comparée aux autres types de structures CRLH [21,23-26]. Le gain mesuré et le gain simulé en considérant les pertes ohmiques sont très similaires. On note un gain maximal à la fréquence de 8.5GHz qui correspond à la fréquence où l'efficacité de rayonnement est maximale (90% selon les résultats de simulation).

Les différences observées entre les résultats obtenus en mesure et ceux obtenus en simulation sont possiblement dus aux erreurs de fabrication. En effet, le guide d'onde principal avec les fentes a été construit avec une machine CNC ayant une limite de précision de $\pm 0.02\text{mm}$, ce qui correspond à environ 12% de la plus petite distance X_n . Pour les guides à double rainure, ils ont été fabriqués avec une machine à jet d'eau qui a une certaine limite de précision lorsque la profondeur est importante. Pour notre structure ayant une profondeur de 18mm, les dimensions (a , b , c , d) sur la face supérieure du guide à double arêtes sont différentes d'environ 0.5mm par rapport à celles de la face inférieure.

4.2.3 Cas de connecteurs coaxiaux alimentant des antennes « patches »

Dans le cas précédent, des antennes fentes alimentées par notre structure CRLH ont été utilisées pour effectuer un balayage électronique avec la fréquence. Pour avoir plus de choix au niveau du type d'antennes à utiliser, nous étudierons à présent une approche avec des connecteurs coaxiaux terminés par des sondes verticales à la place des fentes sur la structure CRLH. Dans l'exemple

présenté ici, ces connecteurs alimenteront dans antennes « patches » pour des raisons de simplification mais il serait possible d'utiliser un autre type d'antennes à la place. La **Figure 4-12** montre une représentation du système avec les câbles coaxiaux. Sur cette figure, le mur supérieur du guide a été mis transparent pour voir comment la sonde, constituée d'une extension du conducteur central de la ligne coaxiale est bien à l'intérieur du guide. Les connecteurs coaxiaux sont des câbles de type **RG-402**. Le diamètre de l'isolant (Téflon en orange sur la figure) est de 3mm et celui du conducteur central (cuivre en noir sur la figure) est de 0.92mm. La distance entre les antennes est la même que pour le cas des antennes fente soit de 20mm. Une distribution d'amplitude de type Tchebychev a aussi été utilisée pour limiter le niveau des lobes secondaires à 25dB. Pour contrôler la quantité de puissance couplée à une antenne (les admittances désirées pour avoir notre distribution Tchebychev), il suffit d'ajuster le déplacement X_n du connecteur sur le mur supérieur du guide et la longueur L_n du conducteur central pénétrant dans le guide. Plus X_n est faible, moins grande sera l'admittance engendrée par le connecteur. Plus la longueur L_n est grande, plus grande sera l'admittance du connecteur. Le **Tableau 4-3** montre la valeur de des dimensions X_n et L_n pour chacun des connecteurs. Ces dimensions ont été obtenues en employant la même technique utilisée au chapitre précédent pour un réseau de 8 antennes en supposant que des charges adaptées se trouvaient au bout des câbles coaxiaux à la place des antennes. Tout comme pour le cas précédent, la bande de fréquence d'intérêt est la bande LH et la valeur des admittances désirées ont été obtenues avec la formule (7) en fonction de la distribution d'amplitude.

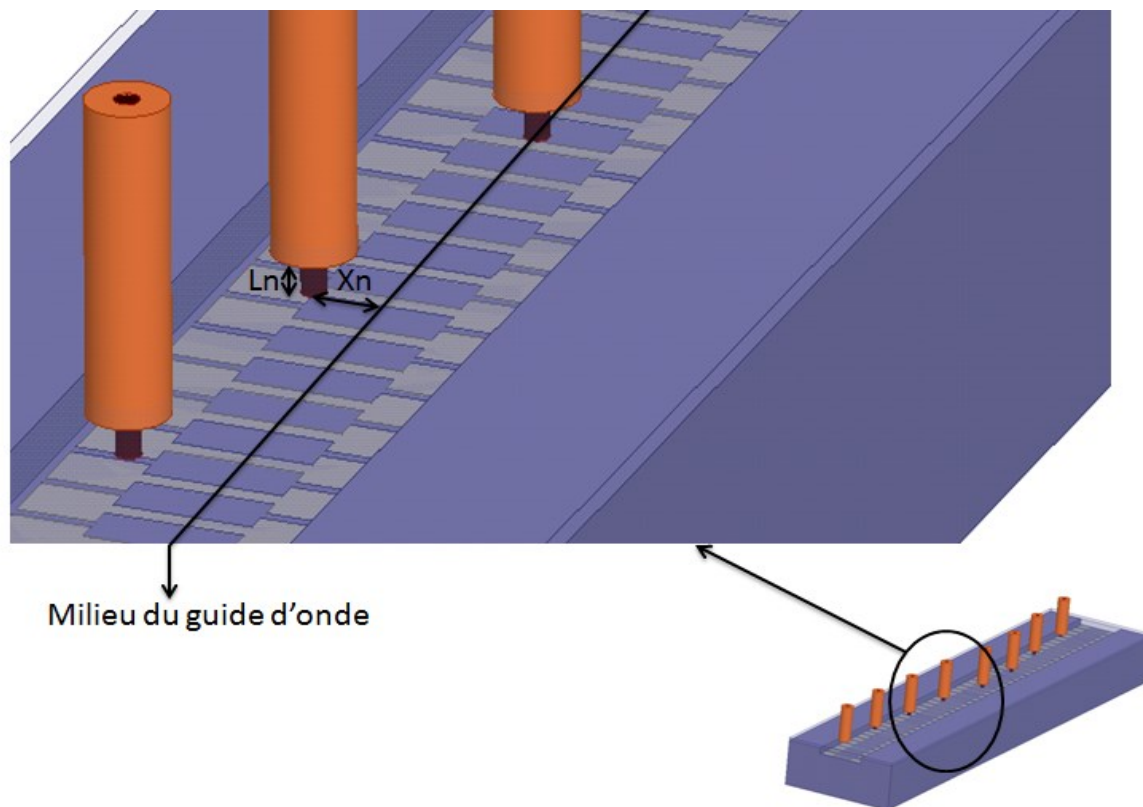


Figure 4-12 : Configuration des connecteurs coaxiaux sur le mur supérieur de la structure CRLH proposée.

Tableau 4-3 : Déplacements latéraux et longueurs des huit sondes coaxiales.

Connecteur n	1	2	3	4	5	6	7	8
Position X_n (mm)	5.7	5.7	4.5	3.2	0	0.75	4	5.7
Longueur L_n (mm)	0.5	1.7	2	2	2	2	2	1.3

Tout comme cela a été le cas pour la présence des antennes fente sur la structure CRLH, la présence des conductances associées aux antennes aura un effet perturbateur sur le diagramme de dispersion de la structure CRLH. La position angulaire du faisceau prévue par la **Figure 4-5** pourrait donc être différente de celle que nous aurons réellement et il serait probable qu'une bande coupure sera formée entre la bande LH et RH même si elle était quasi-absente à la **Figure 4-4**.

Les paramètres S de la structure CRLH avec des connecteurs coaxiaux sur le mur supérieur sont présentés à la **Figure 4-13**. Dans le cas de la simulation (qui a été faite sous HFSS), des charges adaptées de 50Ω sont placées au bout des connecteurs. Pour la mesure, ce sont des antennes « patchs » qui sont branchées aux sorties des connecteurs (voir **Figure 4-14**). Pour limiter le temps d'analyse en simulation, le nombre de points de fréquences a été assez réduit. Pour les mesures, il est facilement possible d'avoir plus de points mais pour effectuer une meilleure comparaison entre la mesure et la simulation, les mesures ont été faites aux mêmes points de fréquences. Les caractéristiques de ces antennes « patch » se trouvent à l'ANNEXE B. Les pertes ohmiques dans les conducteurs ont été prises en compte lors de ces simulations (le guide d'onde principal est en aluminium, les guides à rainure sont en laiton, le conducteur central des connecteurs est en cuivre et l'isolant est en téflon).

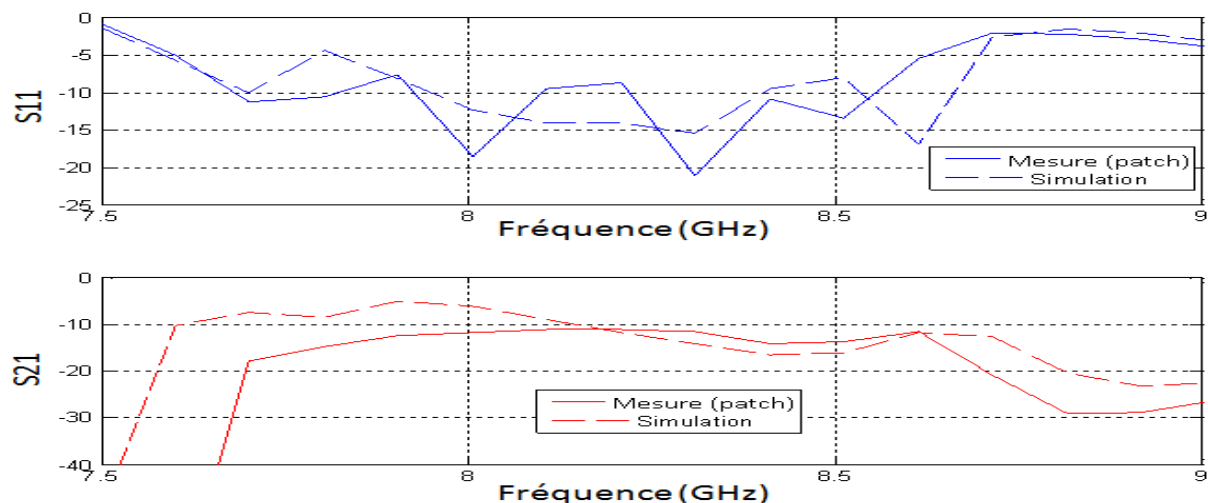


Figure 4-13 : Coefficients de réflexion et de transmission du système de connecteurs coaxiaux sur la structure CRLH proposée.

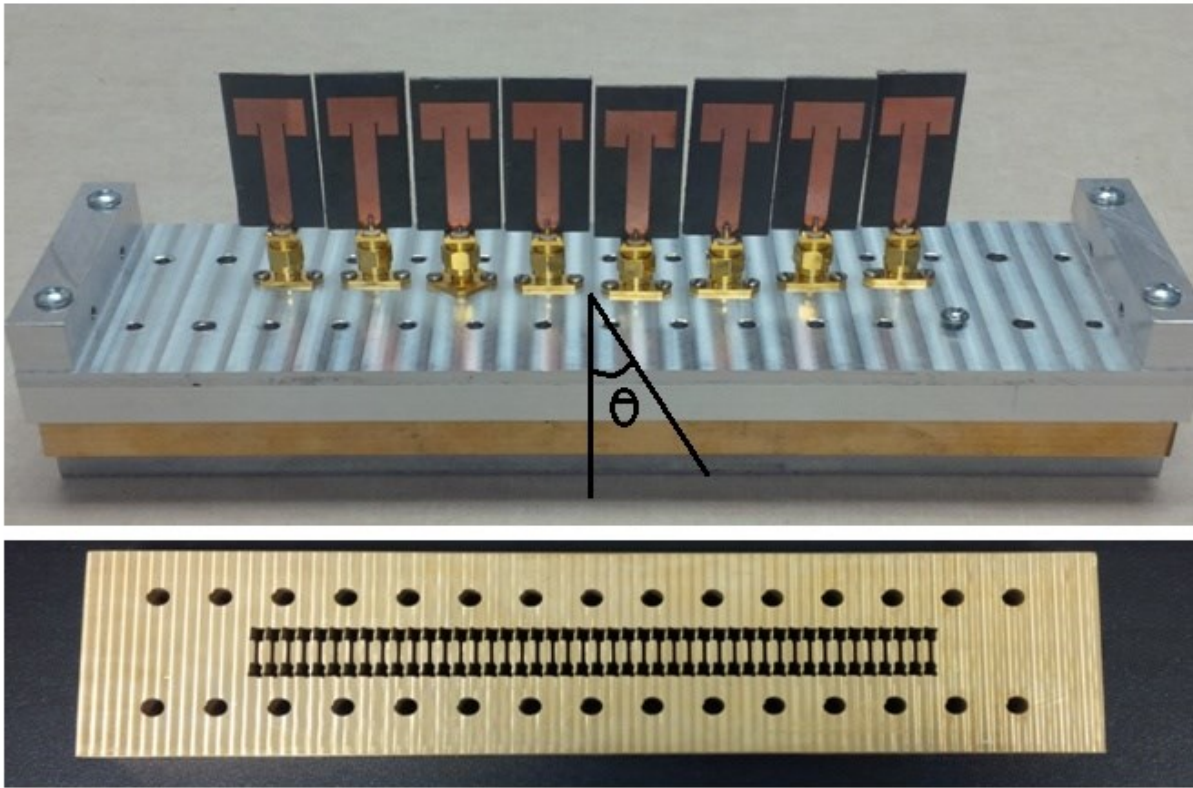


Figure 4-14 : Photographie de la structure CRLH proposée alimentant des antennes « patches » à l'aide de connecteurs coaxiaux.

Les résultats ici sont uniquement présentés dans la bande LH entre 8GHz et 8.5GHz. Il faut noter que la largeur de bande des antennes « patches » est assez étroite (7.9GHz à 8.3GHz) et donc ceci aura un certain impact sur les paramètres S et le diagramme de rayonnement du système au-delà de cette bande de fréquence. Les résultats de mesure concordent bien avec ceux obtenus en simulation. Dans la bande de fréquence opérationnelle des antennes « patches », le système est assez bien adapté. Par contre, on observe une augmentation du paramètre S11 à partir de 8.7GHz, alors que la bande de coupure prédite pour la structure CRLH était de 8.9GHz comme montré à la **Figure 4-4**. Comme nous l'avons mentionné plus haut, la bande de coupure est élargie à cause de la présence des connecteurs coaxiaux sur la structure CRLH. Les coefficients de transmission et de réflexion sont assez faibles dans notre plage de fréquence d'intérêt (de 8GHz à 8.5GHz) ce qui présume qu'une grande partie de la puissance est couplée aux antennes « patches » et rayonnées

par ces dernières. Ce qui est confirmé lorsqu'on calcule l'efficacité de rayonnement du système avec la formule (10). Cette efficacité est de 90% selon les résultats de simulation.

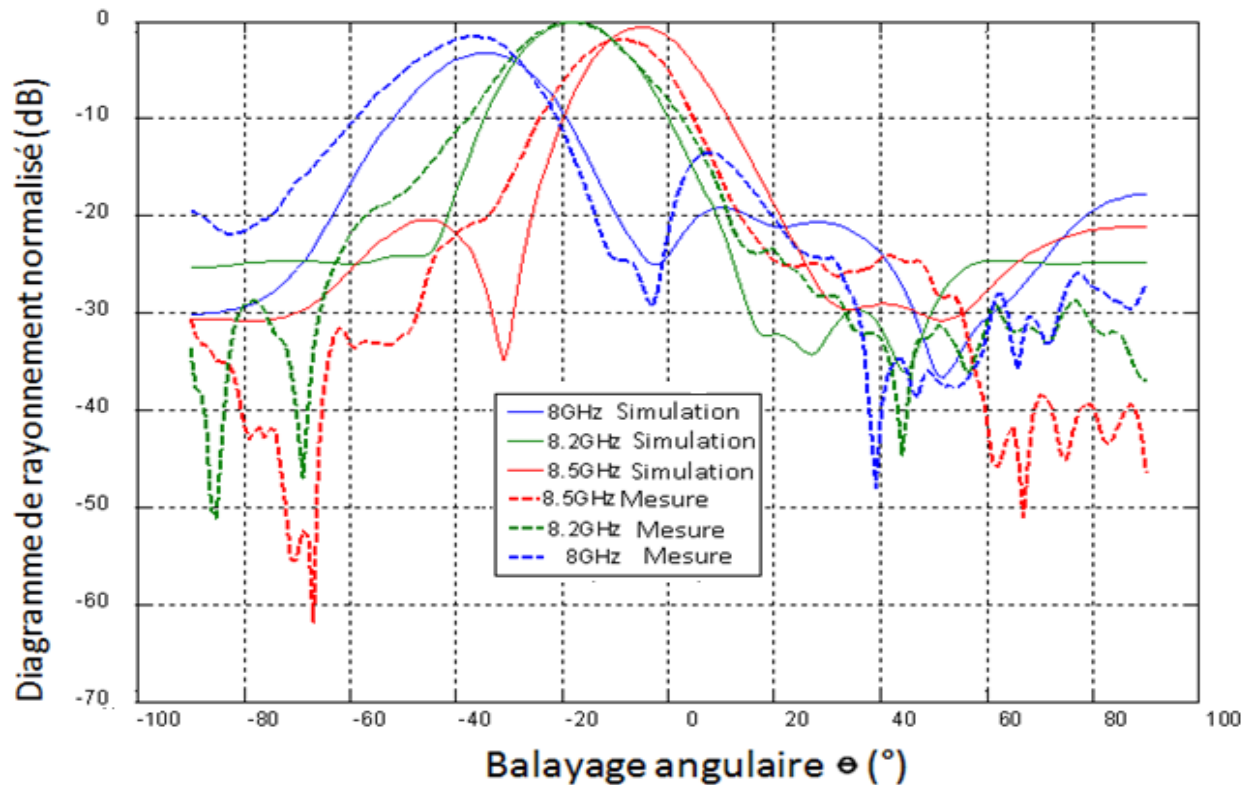


Figure 4-15: Diagramme de rayonnement normalisé co-polarisé dans le plan H (Facteur de réseau des charges adaptées pour simulation et réseau d'antennes « patch » pour mesure).

Le diagramme de rayonnement normalisé du système est présenté à la **Figure 4-15**. Dans le cas de la simulation, le facteur de réseau formé par les charges adaptées se trouvant à la sortie des câbles coaxiaux est calculé à l'aide des paramètres S_{jl} , $j = 3, \dots, 10$ (le port 1 est le port d'excitation qui alimente le système les ports 3 à 10 sont les ports coaxiaux où sont placées les charges adaptées). Ces paramètres S sont obtenus sous HFSS. Pour la mesure, le système a été mis dans une chambre anéchoïde pour en mesurer son diagramme de rayonnement. Toutes les courbes ont été normalisées par rapport à celle ayant un gain maximum (8.2GHz). Le faisceau se déplace d'environ -40° à 10° quand la fréquence varie de 8GHz à 8.5GHz (voir **Tableau 4-4**)

tout comme c'était le cas pour les antennes fente. On note une certaine chute de gain aux fréquences extrêmes de 8GHz et de 8.5GHz. Cette diminution de gain provient des antennes « patchs » qui deviennent de moins en moins rayonnantes lorsqu'on s'éloigne de leur fréquence de résonnance de 8.2GHz. Les positions angulaires du faisceau principal obtenues théoriquement (par la formule (2)) sont différentes de celles obtenues par mesure et simulation parce que dans la formule (2), la constante de propagation β ne tient pas compte de la présence des ports d'antenne dans la structure. À la fréquence de résonnance des antennes (8.2GHz), le niveau des lobes secondaires est très proche de la valeur désirée (25dB au-dessous du maximum). Enfin, il faut mentionner que les légères différences que l'on peut remarquer entre les mesures et les simulations sont dues aux erreurs de fabrication comme nous l'avons déjà expliqué plus haut pour le cas des antennes fente.

Tableau 4-4 : Position angulaire du faisceau principal obtenu de différentes façons.

Fréquence	Théorie (équation(2))	Simulation	Mesure
8 GHz	-47°	-36°	-38°
8.1 GHz	-35°	-26°	-27°
8.2 GHz	-27°	-19°	-19°
8.3 GHz	-21°	-15°	-16°
8.4 GHz	-15°	-9°	-11°
8.5 GHz	-11°	-3°	-5°

4.3 Réseau de 24 antennes alimenté par la structure CRLH avec des guides à double rainure

Parmi les caractéristiques du système radar que nous désirons obtenir, il a été mentionné que la largeur du faisceau en demi-puissance devrait être assez étroite (2°). Pour obtenir une telle largeur de faisceau avec un réseau linéaire d'antennes, le nombre d'éléments devrait être autour de 60 pour une distance entre les éléments d'une demi-longueur d'onde. Étant donné que dans le cadre de ce travail nous ne pouvons pas construire un réseau avec tant d'éléments, nous avons tout de même choisi de construire un réseau d'antennes avec assez d'éléments pour que la largeur du faisceau soit inférieure à 10° . Dans cette section, nous présentons un réseau de 24 éléments alimenté par notre structure CRLH avec guides à double rainure. Les antennes alimentées seront des antennes « patches » connectées à des câbles coaxiaux comme cela a été le cas à la section 4.2.3. Les caractéristiques de ces antennes « patches » se trouvent en ANNEXE A.

Le modèle est conçu pour fonctionner dans une bande de fréquence allant de 9.8GHz à 10.3GHz. Les dimensions du système sont choisies de façon à ce que cette bande de fréquence soit dans la bande de propagation LH de la structure CRLH. La largeur du guide d'onde principal est $W = 13.5\text{mm}$. Les dimensions du guide d'onde à double arête sont $a = 5\text{mm}$, $b = 3.75\text{mm}$, $c = 1\text{mm}$ et $d = 3\text{mm}$. La période est $p = 3.75\text{mm}$. La profondeur L des guides à rainure et l'épaisseur H sont respectivement $L = 14\text{mm}$ et $H = 2.5\text{mm}$. La **Figure 4-16** montre le diagramme de dispersion de la structure CRLH obtenue avec ces dimensions. On remarque bien la zone LH en bas de 10.7GHz. Pour notre bande d'intérêt qui est de 9.8GHz à 10.3GHz, le balayage obtenu serait de 45° à 14° en se basant sur la formule (2). Cependant avec la présence des connecteurs coaxiaux sur la structure, il est fort probable que ce balayage angulaire ne soit pas respecté comme nous avons pu le constater pour les cas précédents. Aussi, la largeur de bande des antennes « patches » est de 9.9GHz à 10.1GHz ce qui représente juste une partie de la bande de fréquence d'opération. Les résultats pourraient donc être détériorés en sortant de la bande d'opération des antennes. Dans ce cas précis, nous avons utilisé ces antennes car elles avaient déjà été construites et donc ceci nous a évité d'avoir à reconstruire d'autres antennes. Une fois de plus, ces antennes sont utilisées ici uniquement pour faire la preuve de concept de la structure CRLH.

La distance entre les antennes est de 16mm. Une distribution d'amplitude de type Tchebychev a été utilisée pour limiter le niveau des lobes secondaires à 25dB à la fréquence de 10GHz.

Contrairement à la section 4.2.3 où il était question d'ajuster la position latérale du connecteur coaxial et la longueur de son conducteur interne pour obtenir les admittances désirées, nous allons uniquement ajuster la longueur du conducteur interne dans cette partie. De cette façon nous aurons un seul paramètre à optimiser au lieu de deux. Les valeurs de ces longueurs se trouvent dans le **Tableau 4-5**. Tous les connecteurs sont situés au milieu du guide d'onde principal.

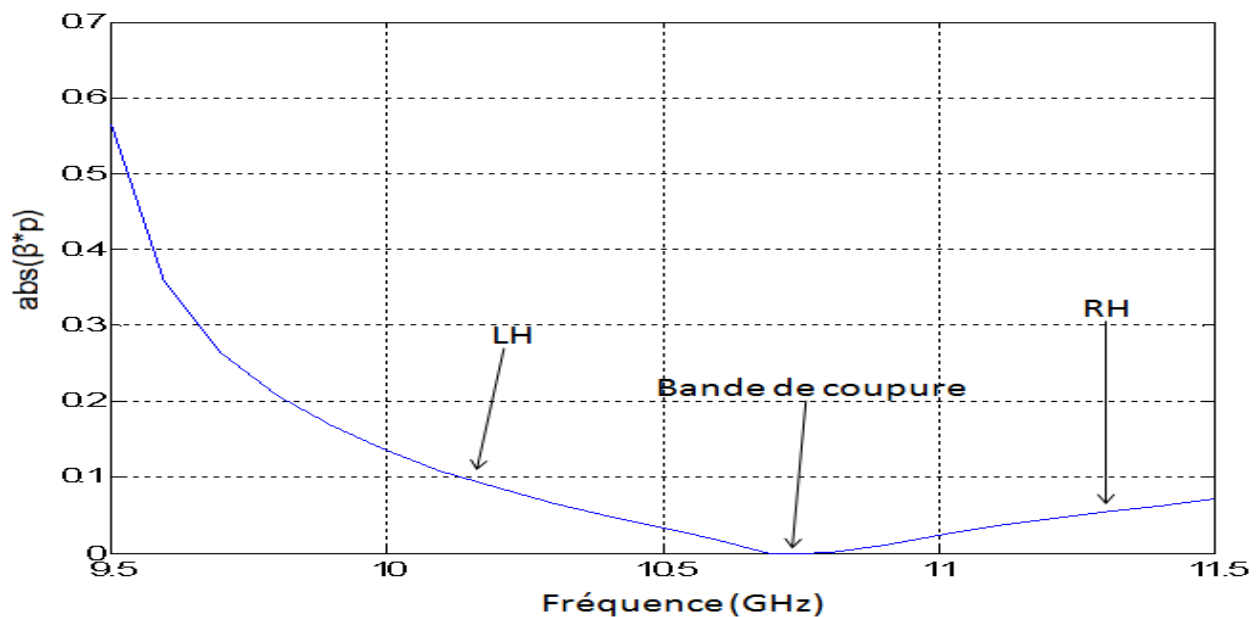


Figure 4-16 : Diagramme de dispersion de la structure CRLH alimentant le réseau à 24 éléments.

Les paramètres S de la structure CRLH avec les 24 connecteurs coaxiaux sur le mur supérieur sont présentés à la **Figure 4-17**. Dans le cas de la simulation (qui a été faite sous HFSS), des charges adaptées ont été placées au bout des connecteurs. Les pertes ohmiques dans les parois conductrices ont été prises en compte lors de la simulation (le guide d'onde principal est en aluminium, les corrugations sont en laiton, le conducteur central des connecteurs est en cuivre et l'isolant est en téflon). La courbe rouge qui représente le coefficient de transmission du système lorsque les ports coaxiaux où doivent se brancher les antennes sont absents nous montre que les pertes ohmiques donnent lieu à un S21 qui oscille entre -5dB et -2dB pour une fréquence allant de 9.8GHz à 10.3GHz. On remarque qu'il y a certaines différences entre les résultats de mesure et ceux de simulation. Pour le cas de la simulation, le système est bien adapté dans la bande de fréquence d'intérêt ce qui n'est pas le cas pour les résultats qui ont été mesurés avec l'analyseur

de réseau **HP-8510C**. Cette mauvaise adaptation est due à plusieurs facteurs. Tout d'abord, les guides à rainure fabriquées avec la machine à jet d'eau contiennent beaucoup d'erreur de fabrication. Ces erreurs sont survenues à cause de la longueur importante de la pièce. Cette erreur de fabrication pourrait aussi être la cause du décalage en fréquence entre les résultats de mesure et ceux de simulation (environ 0.25GHz).

Tableau 4-5 : Longueur des connecteurs internes des câbles coaxiaux pour obtenir la distribution d'amplitude de type Tchebychev pour un niveau de lobes secondaires de 25dB.

Connecteur	Longueur(mm)
1	0.05
2	0.05
3	0.05
4	0.05
5	0.3
6	0.5
7	0.65
8	0.83
9	1
10	1.08
11	1.27
12	1.4
13	1.5
14	1.6
15	1.67
16	1.77
17	1.83
18	1.9

Tableau 4-5 : Longueur des connecteurs internes des câbles coaxiaux pour obtenir la distribution d'amplitude de type Tchebychev pour un niveau de lobes secondaires de 25dB (suite).

Connecteur	Longueur(mm)
19	1.95
20	1.95
21	1.87
22	1.67
23	1.35
24	1.27

L'autre raison causant la mauvaise adaptation du circuit pour le cas de la mesure est l'erreur introduite lors de la coupe des conducteurs internes des câbles coaxiaux pour obtenir les longueurs se trouvant dans le **Tableau 4-5**. Ces longueurs ont été obtenues de la même façon qu'à la section précédente (cas de 8 antennes « patches »). La coupe des connecteurs a été faite au laser avec une précision de $\pm 0.1\text{mm}$. Lorsque la longueur du conducteur central du câble coaxial est inférieure à 1mm, la quantité de puissance captée par le connecteur est quasiment double si une erreur de l'ordre de 0.25mm est introduite sur cette longueur. C'est aussi la raison pour laquelle le niveau de puissance se trouvant dans le port de sortie du système est beaucoup plus faible dans le cas de la mesure que pour la simulation car les ports d'antenne puisent beaucoup plus d'énergie que prévu. L'efficacité de rayonnement calculée avec la formule (10) est de 75% à la fréquence de 10GHz. Cette efficacité est plus faible que celle pour le cas de 8 éléments parce que la structure CRLH est 3 fois plus longue ici et donc elle possède plus de pertes.

Le phénomène d'erreur sur les connecteurs est vérifié par la **Figure 4-18** où l'on présente l'amplitude obtenue sur chaque port coaxial où sont supposés être les antennes. Comme on peut le constater, les premiers connecteurs captent beaucoup plus de puissance pour le cas de la mesure que pour celui de la simulation ce qui fait en sorte qu'il ne reste quasiment plus de puissance pour les derniers connecteurs. Cette figure explique aussi pourquoi les résultats du diagramme de rayonnement mesurés sont différents de ceux qui ont été simulés (voir **Figure**

4-19). Bien que la position angulaire du faisceau soit similaire pour les deux cas, les résultats mesurés ont des lobes secondaires très élevés. Cette distorsion est causée par les longueurs de connecteurs internes qui sont différentes de celles présentées au **Tableau 4-5** comme nous venons de le dire. Pour un réseau linéaire de 24 éléments séparés d'une demi-longueur d'onde, la largeur du faisceau en demi-puissance est d'environ 8 degrés ce qui correspond exactement à la largeur obtenue ici. Le **Table 4-6** présente la position angulaire du faisceau en fonction de la fréquence obtenue selon différentes façons. Comme nous l'avons déjà mentionné, la formule (2) ne considère pas la présence des ports d'antennes sur la structure CRLH et c'est pour cette raison que les résultats obtenus avec cette formule sont différents de ceux qui ont été simulés et mesurés.

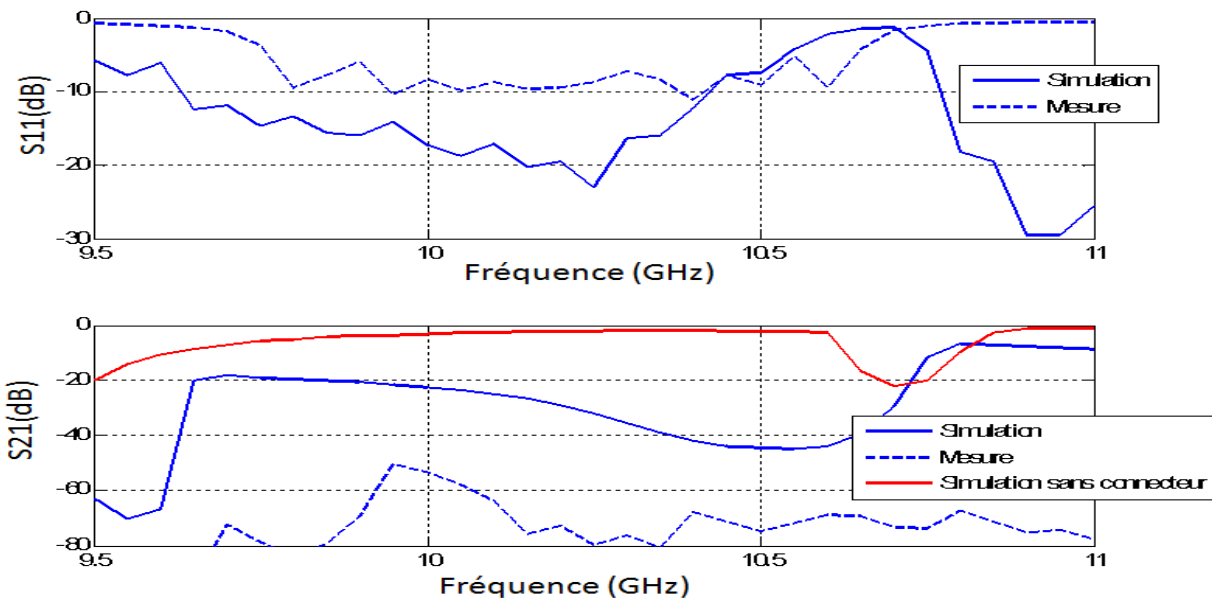


Figure 4-17 : Paramètres S du réseau d'antennes de 24 éléments alimenté par la structure CRLH.

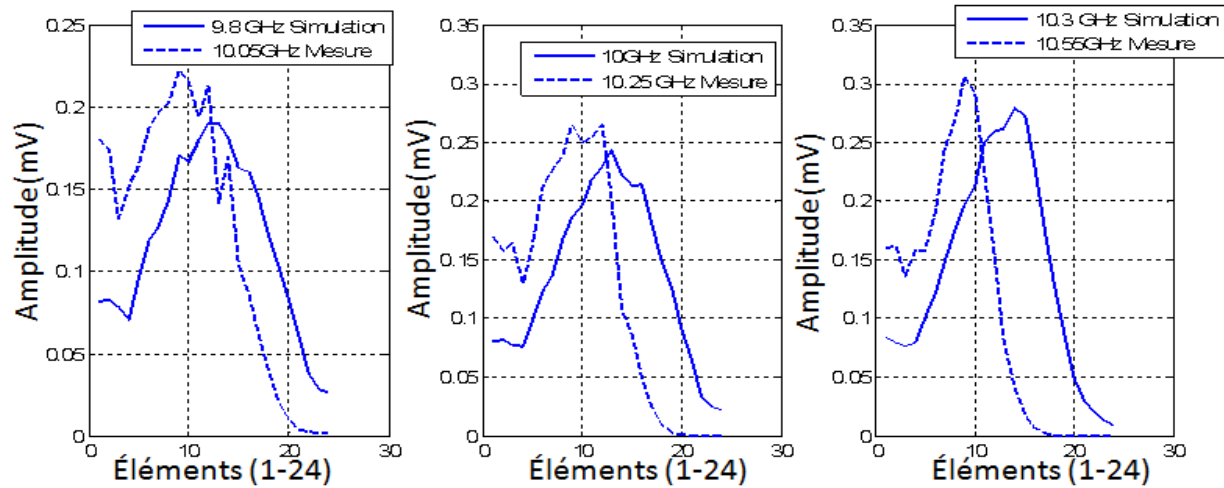


Figure 4-18 : Distribution d'amplitude sur les 24 connecteurs coaxiaux.

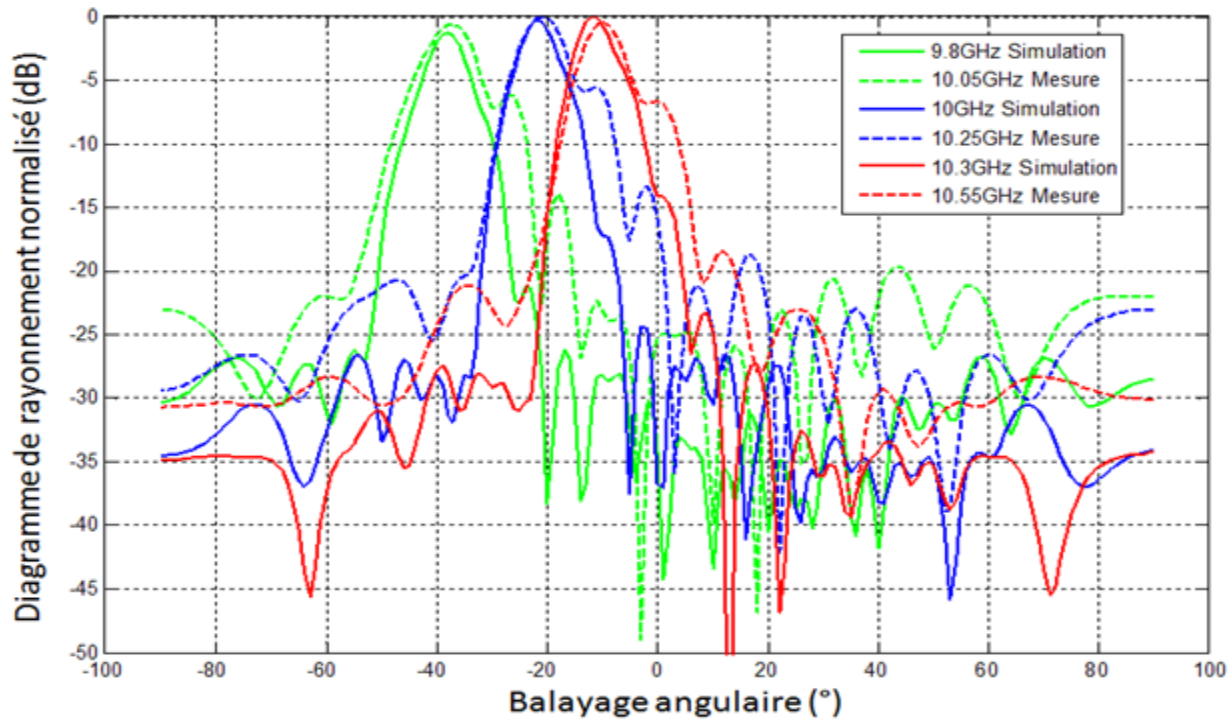


Figure 4-19 : Diagramme de rayonnement normalisé du réseau d'antennes de 24 éléments alimenté par la structure CRLH.

Table 4-6 : Position angulaire du faisceau principal obtenu de différentes façons.

Fréquence en GHz	Théorie (formule (2))	Simulation	Mesure
9.8 (10.05 mesure)	-48°	-38°	-37°
9.9 (10.15 mesure)	-38°	-26°	-27°
10 (10.25 mesure)	-30°	-22°	-21°
10.1 (10.35 mesure)	-25°	-15°	-16°
10.2 (10.45 mesure)	-19°	-12°	-13°
10.3 (10.55 mesure)	-15°	-10°	-11°

- **Proposition pour diminuer l'effet causé par l'erreur de longueur des connecteurs:**

De par les résultats présentés aux figures précédentes, on peut bien voir que la longueur des conducteurs centraux des câbles coaxiaux est assez critique pour le bon fonctionnement de notre système. Pour diminuer l'effet causé par l'erreur sur ces longueurs, il serait adéquat d'ajuster l'admittance des câbles sans avoir à changer la longueur de leurs conducteurs centraux. Ceci est possible en connectant à la sortie du câble, un circuit micro-ruban sur lequel on met un transformateur d'impédance qui contrôle la quantité de puissance allant à l'antenne (voir **Figure 4-20**) et donc contrôler l'admittance de l'élément formé du connecteur coaxial et du circuit micro-ruban (voir **Figure 4-21**). Ce transformateur d'impédance varie en fonction de la longueur L_{imp} comme illustré à la **Figure 4-20**. L'antenne utilisée pour valider le concept est une antenne dipôle micro-ruban dont le coefficient de réflexion est inférieur à -20dB dans toute la bande de fréquence de 8GHz à 8.5GHz lorsque l'antenne est branchée à une ligne de 50 Ohms. Le transformateur d'impédance et l'antenne agissent comme un stub donc la longueur L_{stub} est très critique pour le contrôle de l'admittance g_n . Cette longueur doit être optimisée pour avoir une partie imaginaire quasi-nulle de l'impédance de l'élément. En se basant sur les mêmes valeurs d'admittance désirées pour le cas précédent, nous avons pu obtenir les valeurs de L_{imp} et L_{stub} correspondant à ces admittances (voir **Tableau 4-7**).

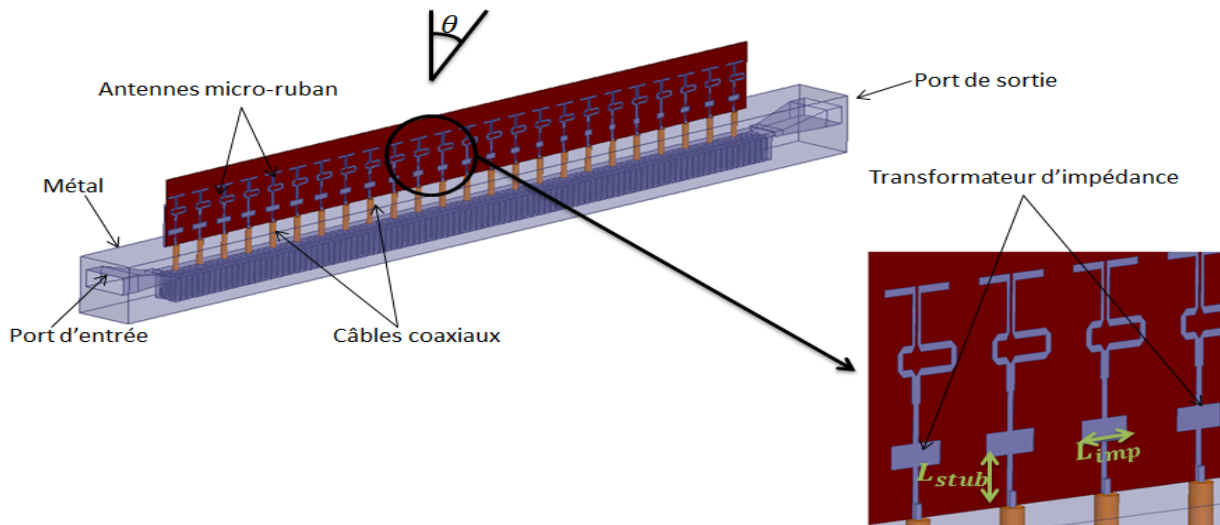


Figure 4-20 : Représentation du système d'antennes proposé pour diminuer l'effet d'erreur sur la longueur des connecteurs.

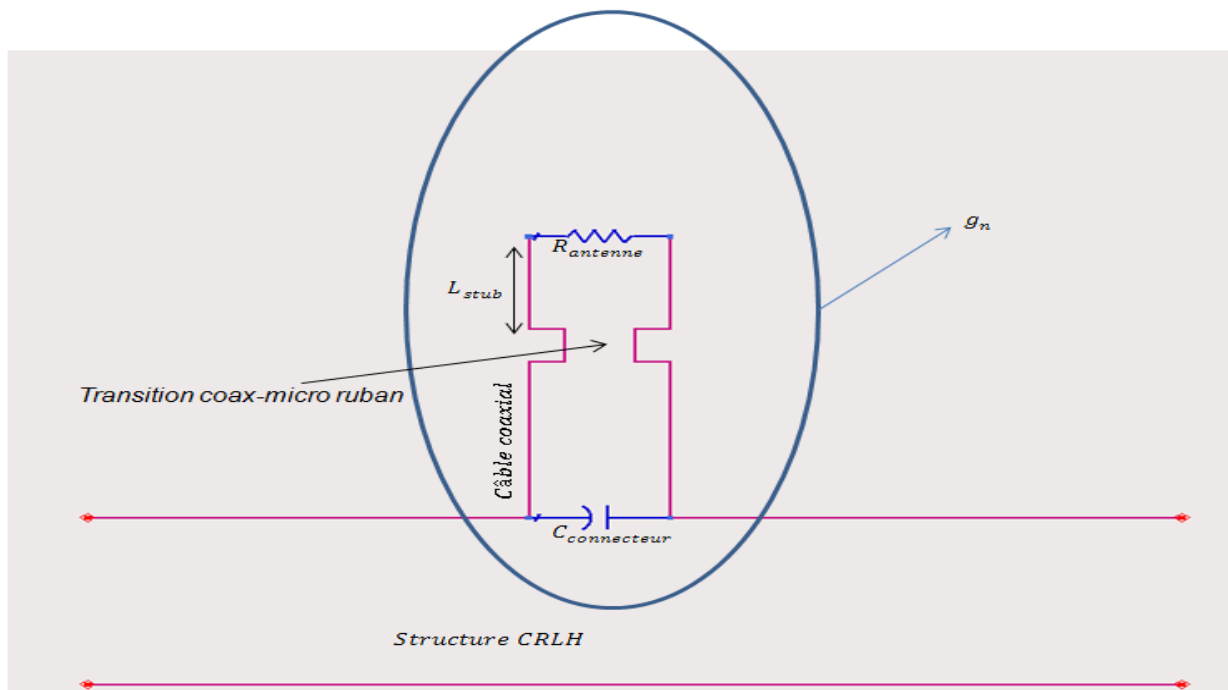


Figure 4-21 : Représentation circuit d'un élément formé par le connecteur coaxial, le transformateur d'impédance et l'antenne.

Sur le système présenté à la **Figure 4-20**, la longueur du connecteur central du câble coaxial est la même pour tous les éléments. Le but ici est de faire en sorte qu'une erreur sur cette longueur devrait avoir un effet peu important sur le comportement de l'antenne. Le système a été simulé sous HFSS. Deux cas de figure ont été étudiés. Dans un premier temps, nous avons analysé le système avec des dimensions exactement égales à celles présentes dans le **Tableau 4-7**. Ensuite, pour vérifier que l'erreur sur la longueur des câbles est bien négligeable, nous avons aussi analysé le système avec une erreur aléatoire de $\pm 0.1\text{mm}$ (précision de fabrication) sur les différentes longueurs de connecteurs se trouvant à la dernière colonne du **Tableau 4-7**. Étant donné que l'erreur de fabrication sur le circuit micro-ruban est généralement faible (moins de 0.01mm), nous avons jugé qu'il n'était pas nécessaire de faire une étude de sensibilité sur les dimensions L_{imp} et L_{stub} .

Tableau 4-7 : Dimensions des transformateurs d'impédance correspondant aux admittances désirées pour une distribution Tchebychev avec un niveau de lobe secondaire de 25dB.

Élément	L_{imp} (mm)	L_{stub} (mm)	Longueur de la sonde (mm)
1	9.4	6	1.5
2	9.3	6	1.5
3	9.2	6	1.5
4	8.8	6	1.5
5	8.65	6	1.5
6	8.3	6	1.5
7	8	6	1.5
8	7.6	6	1.5
9	7.3	6	1.5
10	6.8	6	1.5
11	6.6	6	1.5
12	6.2	6	1.5
13	6	6	1.5

Tableau 4.7 : Dimensions des transformateurs d'impédance correspondant aux admittances désirées pour une distribution Tchebychev avec un niveau de lobe secondaire de 25dB (suite).

Élément	L_{imp} (mm)	L_{stub} (mm)	Longueur de la sonde (mm)
14	5.6	6	1.5
15	5.4	6	1.5
16	4.8	6	1.5
17	4.6	6	1.5
18	4.4	6	1.5
19	4.2	6	1.5
20	4.2	6	1.5
21	4.5	6	1.5
22	5.4	6	1.5
23	6.3	6	1.5
24	6.6	6	1.5

Les **Figure 4-22** et **Figure 4-23** présentent respectivement les résultats de paramètres S et de diagramme de rayonnement du système d'antennes proposé ici pour diminuer l'effet d'erreur sur la longueur des connecteurs. Pour chacune de ces figures, le cas avec et sans erreur sur les longueurs est montré. Pour des raisons de limites financières, le système n'a pas pu être construit pour être validé expérimentalement.

Pour la **Figure 4-22**, on peut voir que les coefficients de transmission et de réflexion sont assez faibles ce qui indique que toute la puissance est rayonnée par les antennes. L'introduction d'erreurs sur les longueurs câbles n'affecte quasiment pas les paramètres S du système. En ce qui concerne les résultats de diagramme de rayonnement présenté à la **Figure 4-23**, eux aussi montrent qu'une erreur sur la longueur des sondes n'est pas très critique excepté à la fréquence de 10 GHz où l'on peut voir une certaine dégradation du faisceau (faisceau plus large). Le balayage est d'environ 20degrés pour une fréquence allant de 10GHz à 10.3GHz. Ces résultats

de simulation montrent bien que ce système est moins sensible aux erreurs de fabrication comparativement au système présenté précédemment avec les antennes patchs.

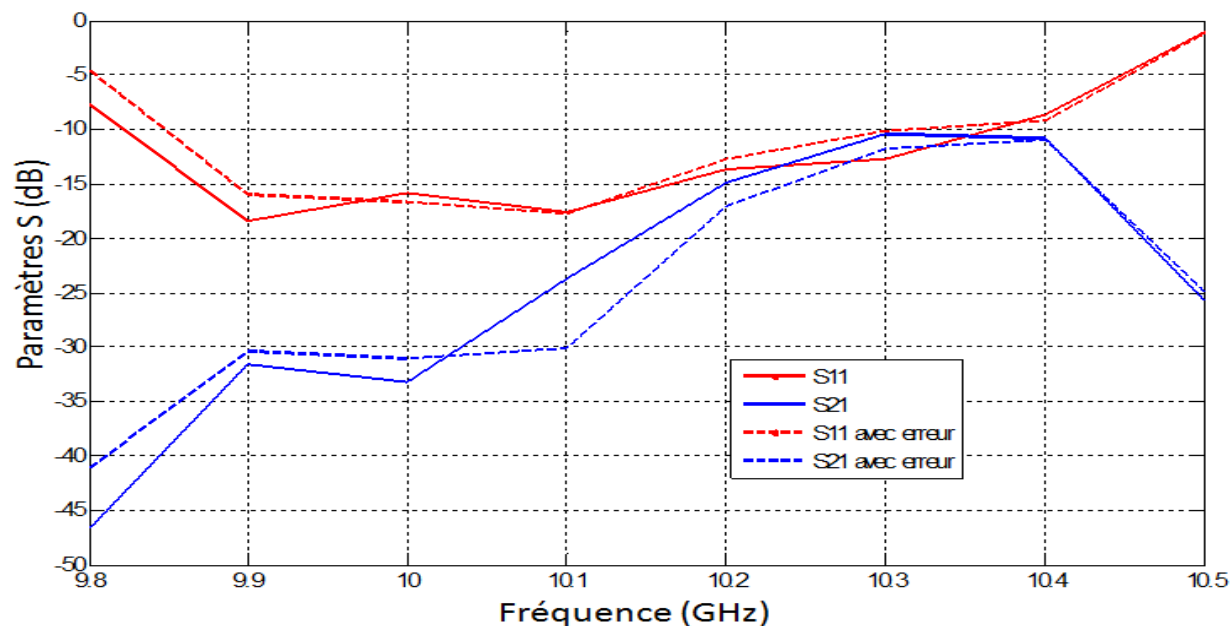


Figure 4-22 : Paramètres S du système d'antennes proposé pour diminuer l'effet d'erreur sur la longueur des connecteurs.

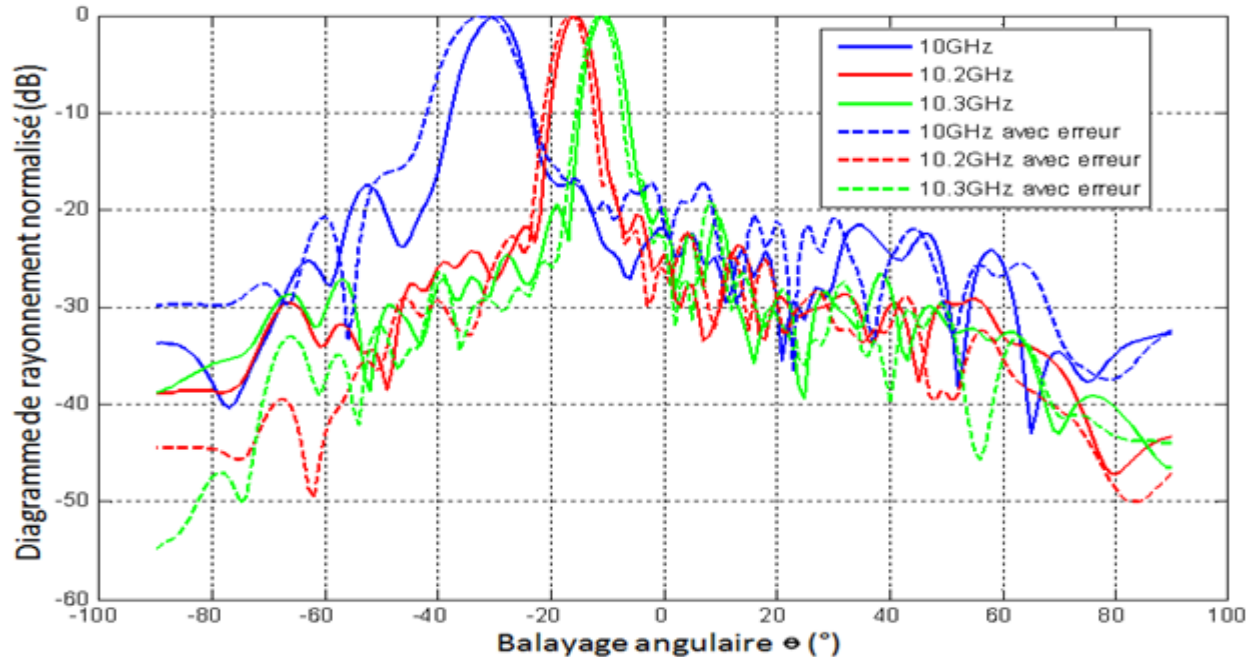


Figure 4-23 : Diagramme de rayonnement normalisé du système d'antennes proposé pour diminuer l'effet d'erreur sur la longueur des connecteurs.

4.4 Discussions générales

Nous avons présenté dans ce chapitre des solutions basées sur le principe de balayage de faisceau principal avec la fréquence en utilisant une structure CRLH comme alimentation. La structure CRLH dont il a été question est un guide d'onde rectangulaire dont le mur inférieur est chargé périodiquement de guides à double rainure court-circuités au bout. Le but ici était de prendre avantage de la propriété dispersive dans la bande LH de la structure pour effectuer notre déplacement angulaire du faisceau dans une bande de fréquence assez étroite.

Nous avons commencé par analyser un réseau de huit antennes fente alimenté par cette structure CRLH. On a pu observer le balayage continu du faisceau avec la fréquence entre la bande LH et la bande RH. Pour notre bande d'intérêt qui était la bande LH, le déplacement du faisceau était d'environ 30° pour une variation de fréquence entre 8GHz et 8.5GHz. Ensuite, nous avons eu des résultats quasiment similaires en remplaçant les antennes fente par des antennes « patches ». Le guide d'onde CRLH a été conçu pour éviter la présence d'une bande de coupure entre la bande LH et la bande RH or nous avons été en mesure de prouver que la présence des éléments (fentes ou connecteurs) sur la structure affectait le diagramme de dispersion de cette dernière.

Par la suite, nous avons étudié un système constitué de 24 antennes alimentées par le guide d'onde CRLH pour diminuer la largeur du faisceau. Un tel système ayant des antennes « patches » comme éléments rayonnant a été construit et mesuré mais à cause des erreurs de fabrication sur la longueur des connecteurs, les résultats de mesure et ceux de simulation n'étaient pas tout à fait concordants. Pour diminuer l'effet de cette erreur, un nouveau système ayant des transformateurs d'impédance sur un circuit micro-ruban a été proposé et les résultats de simulation produits par ce dernier furent assez encourageants.

Les pertes engendrées par l'approche présentée dans ce chapitre sont faibles (à part les pertes ohmiques) donc il en résulte une efficacité de radiation assez intéressante (supérieure à 70%).

Dans le chapitre suivant, nous présenterons une approche de solution pour effectuer le balayage électronique du faisceau avec la fréquence en utilisant la technologie des antennes à réflecteurs parabolique.

CHAPITRE 5 BALAYAGE ÉLECTRONIQUE DE FAISCEAU AVEC CHANGEMENT DE FRÉQUENCE POUR ANTENNE À RÉFLECTEUR PARABOLIQUE

Comme il a été mentionné dans la revue de littérature, les antennes à réflecteurs paraboliques sont très utilisées pour les applications météorologiques. Le système radar actuel utilisé pour la région de Montréal est une grosse antenne parabolique placée sur une table tournante à l'aide d'un moteur pour effectuer le balayage en azimut. Pour le balayage en élévation, la parabole et sa source effectuent un mouvement de rotation toujours grâce à un moteur électrique. Un tel système a l'avantage d'être plus économique comparé aux solutions électroniques mais d'un autre côté il a aussi une certaine limite de vitesse, ce qui est un facteur assez important pour la prévision météorologique. De plus, la rotation mécanique de l'antenne est favorable aux phénomènes de vibration et de fatigue qui peuvent affecter les performances du système.

Il est bien connu que le fait de déplacer latéralement la source d'un réflecteur entraîne déplacement angulaire du faisceau réfléchi par le réflecteur [33-39] (voir **Figure 5-1**). La solution proposée dans ce chapitre repose sur ce principe. Le déplacement latéral de la source se fait avec un changement de fréquence. La source en tant que telle consiste en un guide d'onde multiplexeur ayant des antennes cornet comme sorties. Les cornets sont placés dans le plan focal du réflecteur et des filtres passe-bande passifs sont utilisés pour sélectionner le cornet unique qui alimentera le réflecteur dépendamment de la fréquence. Chaque cornet produira un faisceau à une position spécifique (et une fréquence spécifique). Ces faisceaux après être réfléchis sur la parabole auront une direction angulaire donnée en fonction du cornet utilisé et donc de la fréquence. Aucun déplacement mécanique du réflecteur ou de la source n'est nécessaire.

Dans un premier temps, le principe d'opération sera expliqué en détail. Par la suite, nous présenterons la conception du système de source pour réaliser le déplacement latéral avec la fréquence. Nous continuerons en présentant les résultats de mesure et de simulation du système au complet (source + parabole) et nous terminerons avec des discussions générales.

5.1 Principe d'opération

L'antenne parabolique à balayage de faisceau présenté ici est basée sur le concept du déplacement de la source comme montré à la **Figure 5-1**. En changeant latéralement la position de l'antenne source sur le plan focal d'un réflecteur, la position angulaire du faisceau produit par le réflecteur est aussi changée [33-36]. La direction du faisceau peut être estimée avec l'équation (3) qui est valide peu importe le sens de déplacement de la source (y ou x) pour autant que la distance focale F reste la même:

$$\theta = BDF \cdot \tan^{-1} \left(\frac{y}{F} \right) \text{ avec } BDF = \frac{(4F/D)^2 + 0.36}{(4F/D)^2 + 1} \quad (3)$$

Pour réaliser le déplacement de la source, le principe de démultiplexeur de fréquence est utilisé (voir **Figure 5-2**). Un signal commun comprenant plusieurs fréquences au port d'entrée est séparé par des filtres pour obtenir aux ports de sorties des signaux avec des fréquences différentes. Il y'a eu de nombreuses évolutions dans la conception et la mise en œuvre des systèmes multiplexeurs durant les dernières décennies [50-55]. La technique décrite par Cameron *et al.* dans [50] sera utilisée pour notre antenne. Les sorties du multiplexeur sont des antennes cornets qui serviront de source pour le réflecteur. Les filtres passe-bande utilisés pour effectuer la séparation des fréquences doivent évidemment être conçus avec des fréquences centrales différentes, ce qui assurera que chaque cornet illuminera le réflecteur à partir d'un centre de phase différent et dans une bande de fréquence donnée. La position du centre de phase de la source et par conséquent la position angulaire du faisceau produit par le réflecteur changera donc dépendamment du cornet utilisé (c'est-à-dire dépendamment de la fréquence). Un court-circuit est placé à une certaine distance du dernier filtre pour des raisons d'adaptation.

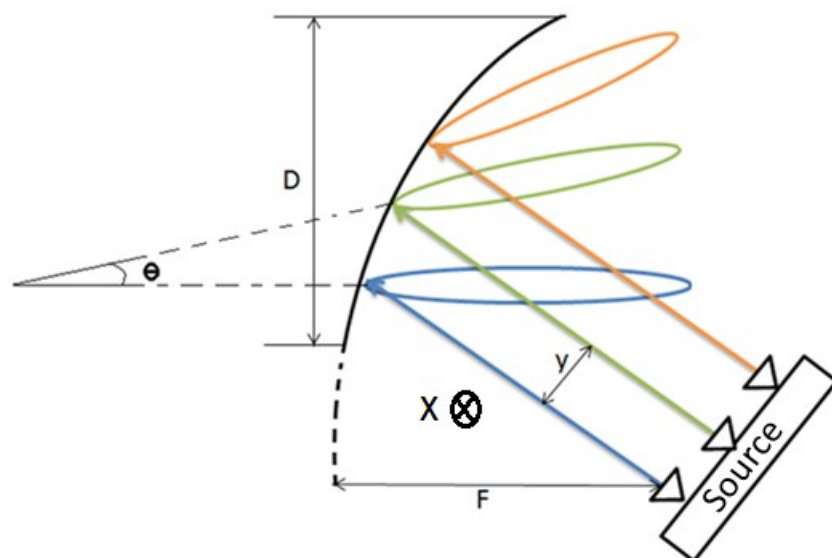


Figure 5-1 : Illustration du balayage du faisceau d'une antenne parabolique en déplaçant la position de la source.

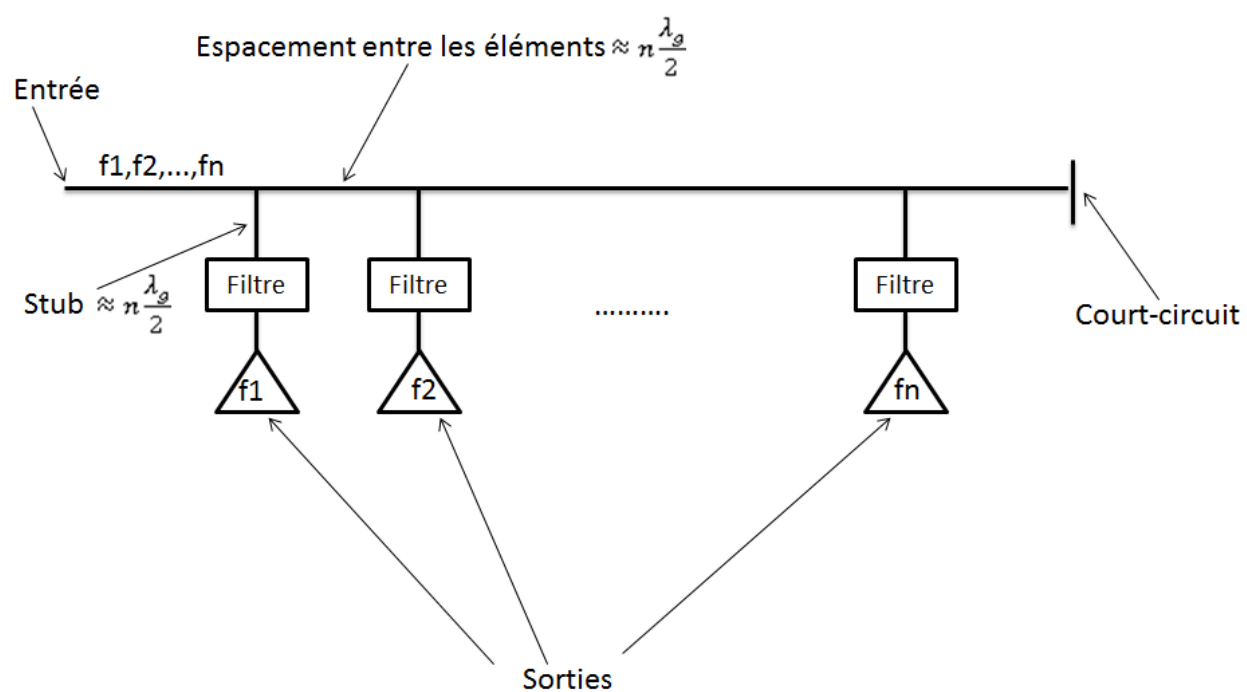
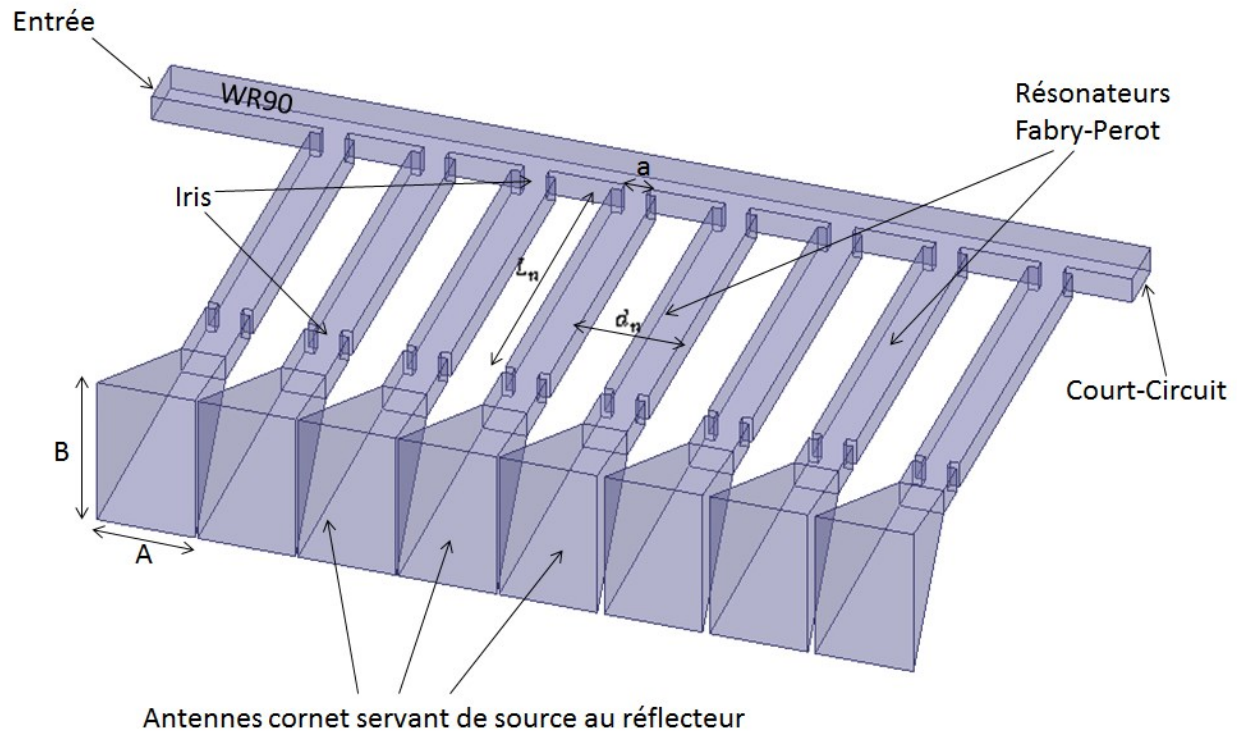


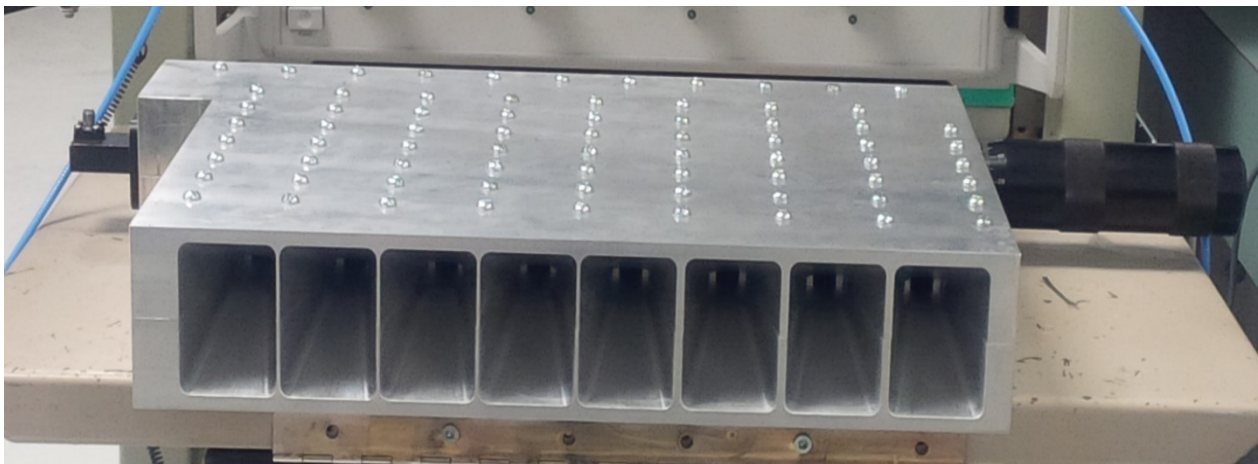
Figure 5-2: Système multiplexeur utilisé comme source du réflecteur parabolique.

5.2 Design du multiplexeur

Le prototype présenté ici est limité à 8 sorties pour des contraintes de coûts et de fabrication. Il est conçu pour fonctionner dans la bande de fréquence de 9.3GHz à 9.5GHz. Cette bande de fréquence est celle utilisée pour les radars météorologiques au Canada. Les filtres passe-bande utilisés pour réaliser la séparation de fréquence doivent donc avoir des bandes passantes très étroites pour que tous les 8 filtres puissent suffire dans cette bande de fréquence (environ 20MHz de bande passante par filtre). S'il n'y a pas une bonne isolation des filtres $n+1$ et $n-1$, la fréquence f_n sortira par plusieurs cornets et il y aura dégradation du diagramme de rayonnement à cette fréquence. L'isolation minimum requise pour éviter que cet effet influence de manière significative les lobes secondaires est de 15dB (cette étude a été faite sous HFSS). Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour implémenter les filtres mais dans notre cas nous utiliserons des résonateurs Fabry-Perot sur guide d'onde. C'est une solution simple et facile à mettre en œuvre. Il s'agit d'une section de guide d'onde ayant des murs partiellement réfléchissant à chaque extrémité. Pour le cas ici présent, le guide d'onde sera rectangulaire et les murs partiellement réfléchissants seront des iris sur le plan E du guide (voir **Figure 5-3-a**). La sélectivité en fréquence des filtres dépend de la longueur de la section du guide d'onde L_n et de l'ouverture de l'iris a . Uniquement les signaux correspondant aux fréquences où la longueur L_n est approximativement un multiple de la demi-longueur d'onde dans le guide pourront passer à travers le résonateur. Ainsi, les longueurs L_n doivent être choisies de façon à être différentes pour chaque sortie.



a)



b)

Figure 5-3 : Système de changement de position de la source avec la fréquence a) Représentation sous HFSS b) Photographie.

Le **Tableau 5-1** présente les dimensions de chacun des 8 filtres et leur fréquence de résonance correspondante. Le guide d'onde principal sur lequel sont montés les filtres est un guide d'onde

standard WR90 (22.86mm de largeur et 10.16mm de hauteur). La largeur des guides d'onde implémentant les filtres a été choisie de façon à ce que leur fréquence de coupure (du guide d'onde) soit proche de la fréquence d'opération de 9.3GHz à 9.5GHz (18mm pour tous les filtres). Leur hauteur est la même que celle du guide principal (10.16mm). Les distances entre les filtres d_n et les longueurs des stubs (voir **Figure 5-2**) devraient normalement être multiples d'une demi-longueur d'onde dans le guide mais elles ont été optimisées pour avoir une bonne adaptation (voir **Tableau 5-1** pour les distances d_n) et pour minimiser les pertes (0mm pour les longueurs des stubs). La distance entre le dernier filtre et le court-circuit a aussi été choisi convenablement pour avoir une bonne adaptation comme nous l'avons déjà mentionné à la section précédente (23mm).

Tableau 5-1: Dimensions et fréquences de résonance des filtres

Filtre n	Fréquence de résonance (GHz)	Longueur de section L_n (mm)	Ouverture de l'iris a (mm)	Distance entre les filtres d_n (mm)
1	9.32	138	10.25	--
2	9.35	136	10.25	41
3	9.38	134	10.25	41
4	9.41	132	10.25	41
5	9.44	130	10.25	41
6	9.47	128	10.25	43
7	9.5	126	10.25	43
8	9.53	124	10.25	43

Les antennes utilisées pour rayonner le signal sur le réflecteur sont des antennes cornets pyramidales. Leurs dimensions A et B montrées à la **Figure 5-3-a)** ont été optimisées de façon à ce que la largeur A puisse suffire entre deux filtres tout en ayant le maximum de gain possible des antennes ($A = 40\text{mm}$ et $B = 60\text{mm}$).

Les simulations et optimisations ont été effectuées avec le logiciel HFSS et les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau **HP-8510C**. Les pertes conductrices (aluminium) ont été tenues en compte lors des simulations. La structure a été construite avec une machine CNC (voir **Figure 5-3-b)**).

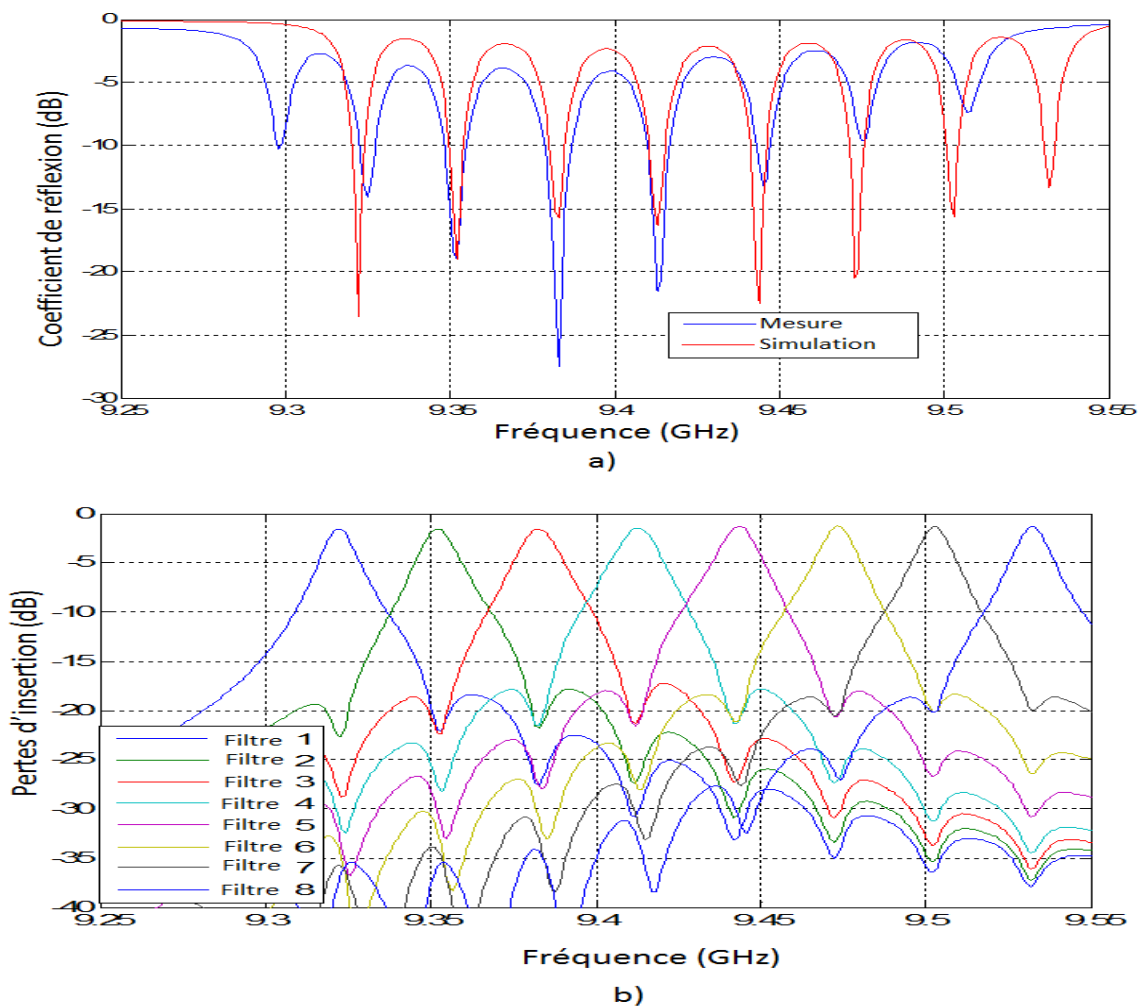


Figure 5-4 : Paramètres S du système source a) Coefficient de réflexion mesuré et simulé au port d'entrée b) Pertes d'insertion simulées entre le port d'entrée et les différents ports de sorties où doivent être positionnées les antennes.

Les coefficients de réflexion mesurés et simulés du système source sont présentés à la **Figure 5-4-a)**. On peut clairement voir les 8 différentes fréquences de résonance des filtres sur cette figure. Chacune de ces fréquences de résonance représente le cas où uniquement un cornet illumine le réflecteur. On note un petit décalage en fréquence de 0.03GHz entre les simulations et les mesures. Ce décalage représente une erreur en fréquence d'environ 0.3%. La machine CNC qui a été utilisée pour construire la structure a une tolérance de $\pm 0.02\text{mm}$ donc il est fortement possible que le décalage en fréquence entre les mesures et les simulations soit dû aux erreurs de fabrication.

Les résultats de simulation des pertes d'insertion du multiplexeur lorsque les cornets sont remplacés par des ports d'onde sont présentés à la **Figure 5-4-b)**. La perte d'insertion pour chaque filtre à sa fréquence centrale est sensiblement la même (autour de 2dB). La différence de perte d'insertion entre un filtre et ses voisins est au moins de 20dB ce qui confirme qu'un seul canal laisse passer le signal à une fréquence spécifique.

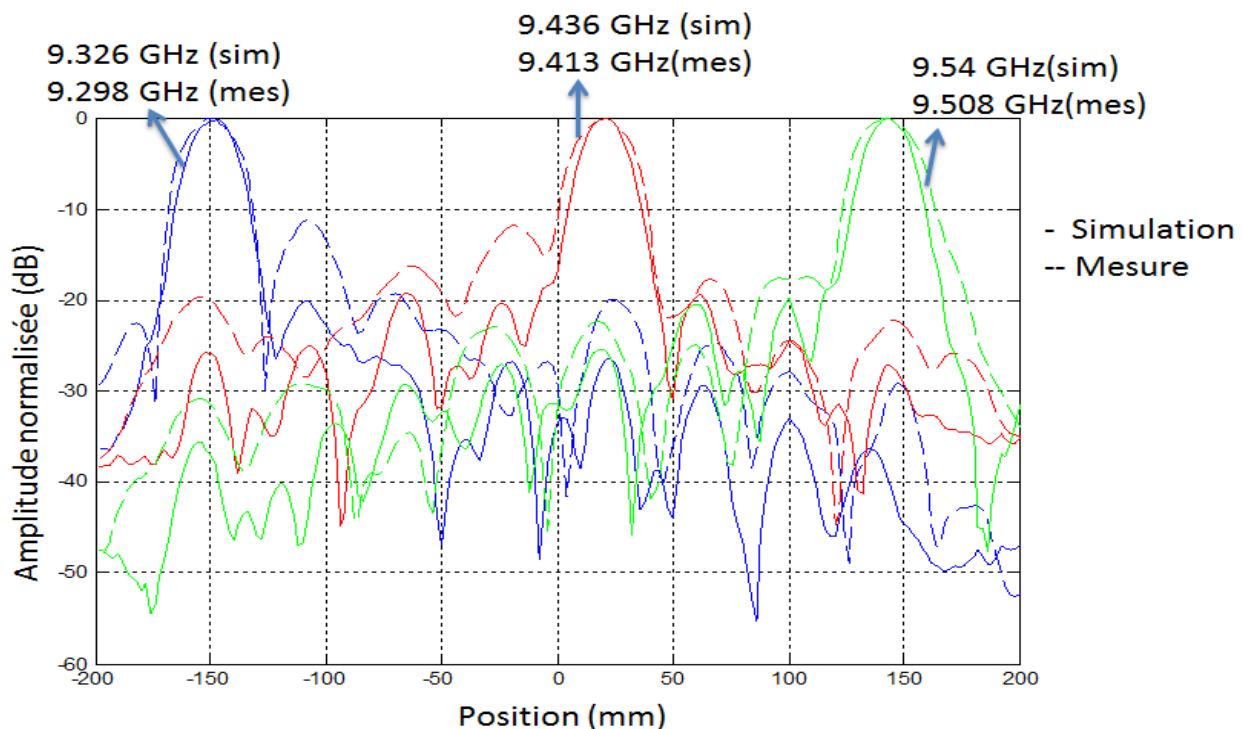


Figure 5-5 : Amplitude du champ proche à différentes fréquences en fonction de la position de la sonde (solide : simulations, interrompus : mesures).

Pour évaluer le déplacement de la source avec la fréquence, une sonde à guide d'onde ouvert utilisée comme sonde de champ proche se déplace le long d'une ligne droite à une distance de 5mm de la sortie des ouvertures des antennes cornets. L'amplitude du champ proche pour différentes fréquences en fonction de la position de la sonde est présentée à la **Figure 5-5** pour mesures et simulations. Le déplacement de la région active du système source avec la fréquence peut clairement être observé. Chaque pic correspond à une région où un cornet est positionné. L'amplitude chute considérablement quand la sonde se déplace sur une région où il n'y a pas de cornet. La position de la source change de -150mm à +150mm quand la fréquence varie de 9.298GHz à 9.508GHz (2.23% de largeur de bande) pour les mesures et de 9.326GHz à 9.54GHz (2.28% de largeur de bande) pour les simulations.

5.3 Balayage du faisceau avec un réflecteur parabolique

5.3.1 Preuve de concept

Pour valider les performances de notre système source du déplacement de faisceau avec la fréquence sur un réflecteur parabolique, certaines simulations ont été réalisées pour plusieurs types de réflecteurs. Les réflecteurs sont des paraboles avec alimentation décalée (pour minimiser l'effet de blocage causé par la source primaire) ayant le même ratio $F/D = 0.6$ mais avec différentes dimensions F et D (voir **Figure 5-6**). Le décalage entre le bout du réflecteur et la source est de 10mm et l'angle de rotation de la source primaire est $\alpha = 60^\circ$ pour chaque cas. La source est placée de façon à ce que le balayage du faisceau soit réalisé dans le plan vertical (plan E) comme c'est souvent le cas pour le balayage électronique des antennes paraboliques [38-39].

Les simulations ont été faites avec l'option Integral Equation de HFSS (HFSS-IE). Le champ rayonné par la source primaire est utilisée pour calculer le champ lointain du système au complet (source et réflecteur). Cette technique de simulation tient en compte l'effet de blocage causé par la source primaire.

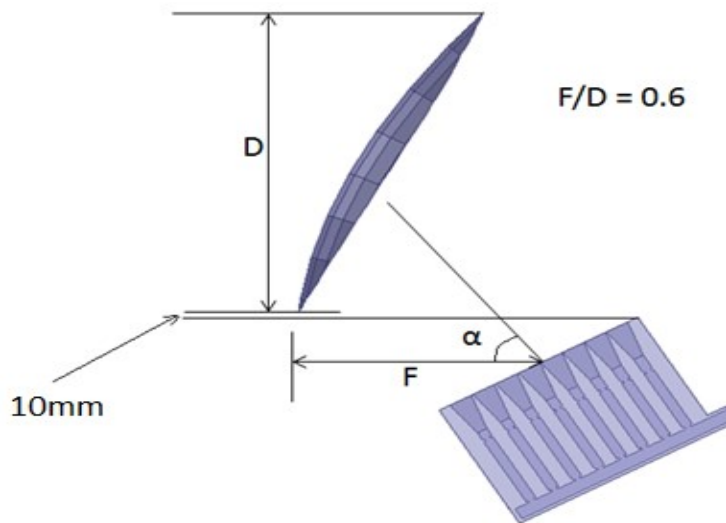
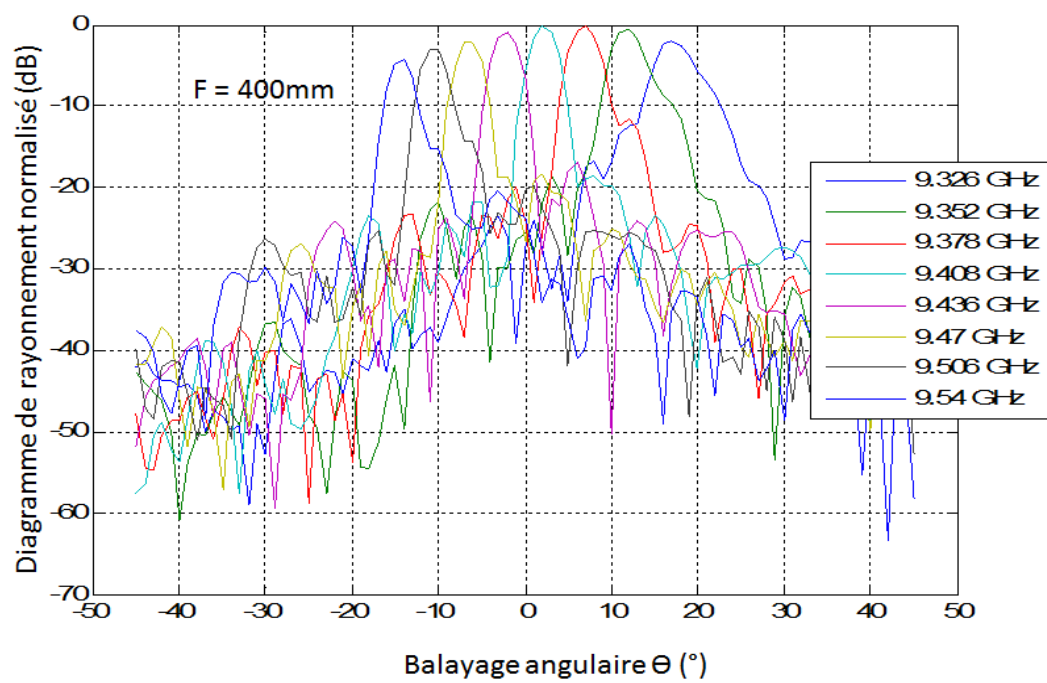
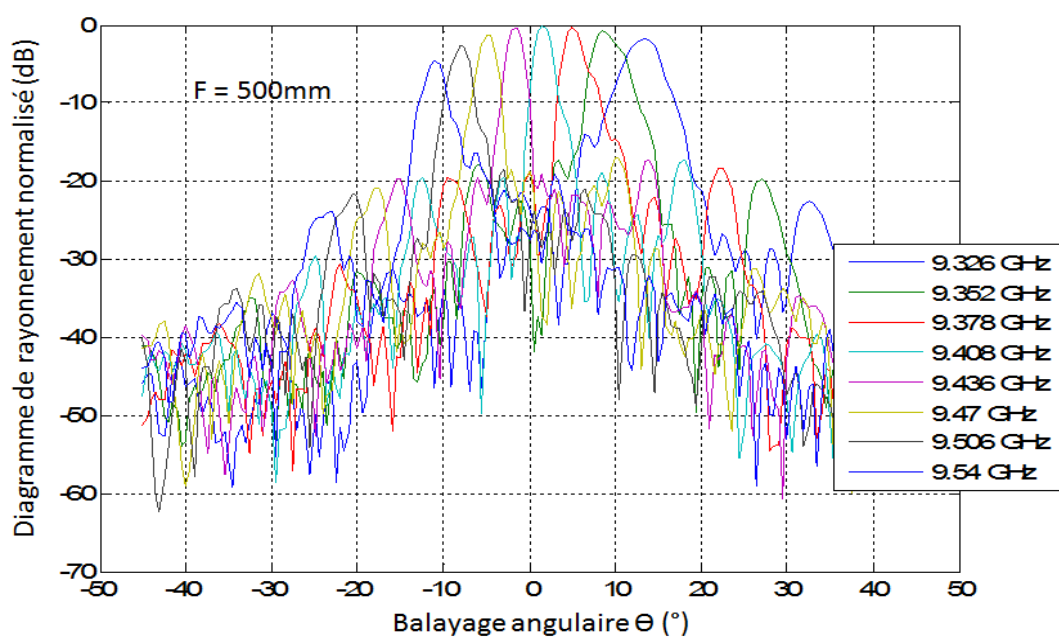


Figure 5-6 : Représentation du système de source illuminant une antenne parabolique.

La **Figure 5-7** montre le diagramme de rayonnement simulé pour différentes valeurs de la distance focale F . Puisque le ratio F/D est constant, le diamètre D est aussi différent pour chaque cas. De cette figure, on peut voir que la position angulaire du faisceau change dépendamment de la fréquence. Les fréquences auxquelles sont montrés les diagrammes de rayonnement correspondent aux fréquences de résonance des filtres se trouvant dans la source primaire. Les diagrammes ont été normalisés par rapport au cas où le gain est maximal. Quand la position du faisceau s'éloigne de 0 degré, on remarque que le gain diminue et le niveau des lobes secondaires devient plus important pour chacun des cas. Cette dégradation est connue sous le nom de « coma effect » et elle est due aux erreurs de phase quand la position de la source n'est pas au point focal de la parabole [34-35]. Elle est cependant moins importante quand la distance focale F augmente. La région de balayage est environ de ± 15 degrés quand $F=400\text{mm}$ et elle baisse progressivement pour devenir ± 9 degrés lorsque $F=700\text{mm}$. Bien que la séparation angulaire entre les courbes diminue lorsque la distance focale augmente, le point de croisement entre elles reste le même (autour de -7dB) car la largeur de faisceau diminue lorsque F augmente.



a)



b)

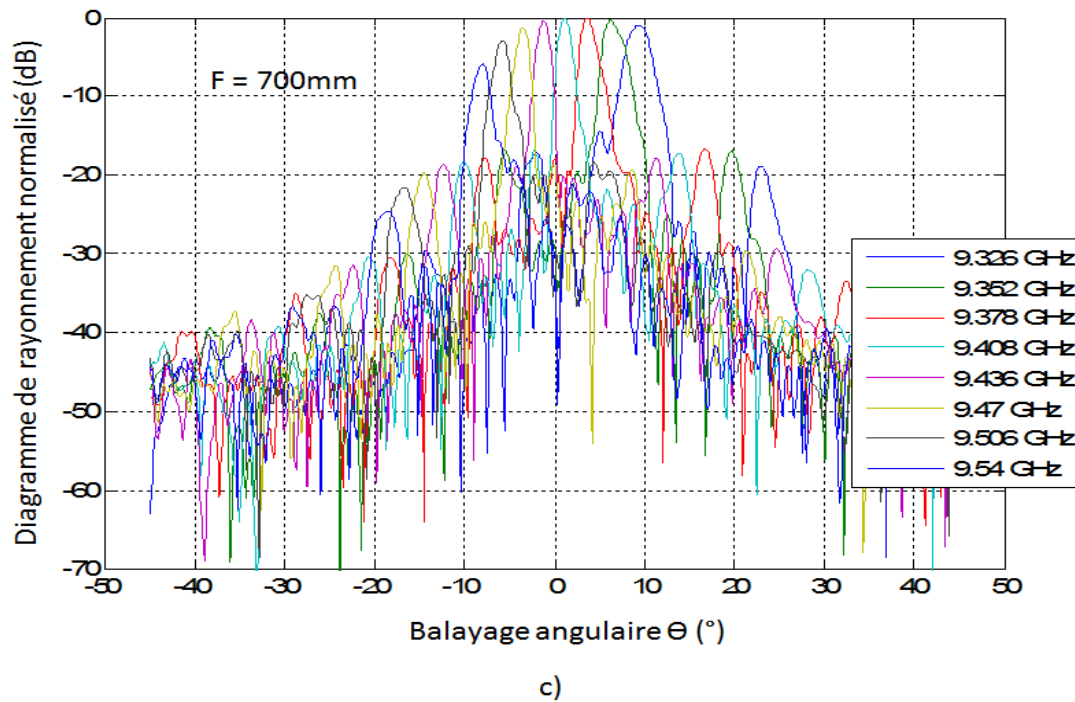


Figure 5-7 : Diagramme de rayonnement simulé normalisé d'antennes à réflecteur illuminé par le système source de déplacement du faisceau avec la fréquence dans le plan E a) $F=400\text{mm}$ b) $F=500\text{mm}$ c) $F=700\text{mm}$.

5.3.2 Résultats expérimentaux

Notre système source capable de déplacer le faisceau avec la fréquence a été placé devant un réflecteur parabolique pour mesurer le diagramme de rayonnement en résultant. Le réflecteur utilisé a un diamètre D de 600mm et une distance focale de 251mm. Le décalage entre le bout du réflecteur et les antennes cornet est de 10mm comme pour les analyses de la section précédente. Une photographie du système au complet dans une chambre anéchoïde est montrée à la **Figure 5-8**. À cause de la petite taille du réflecteur, le blocage peut seulement être évité quand le système source est placé pour un balayage horizontal (plan H) contrairement aux cas qui ont été simulés précédemment. Une nouvelle simulation pour ce cas a aussi été effectuée sous HFSS (dans le plan H).

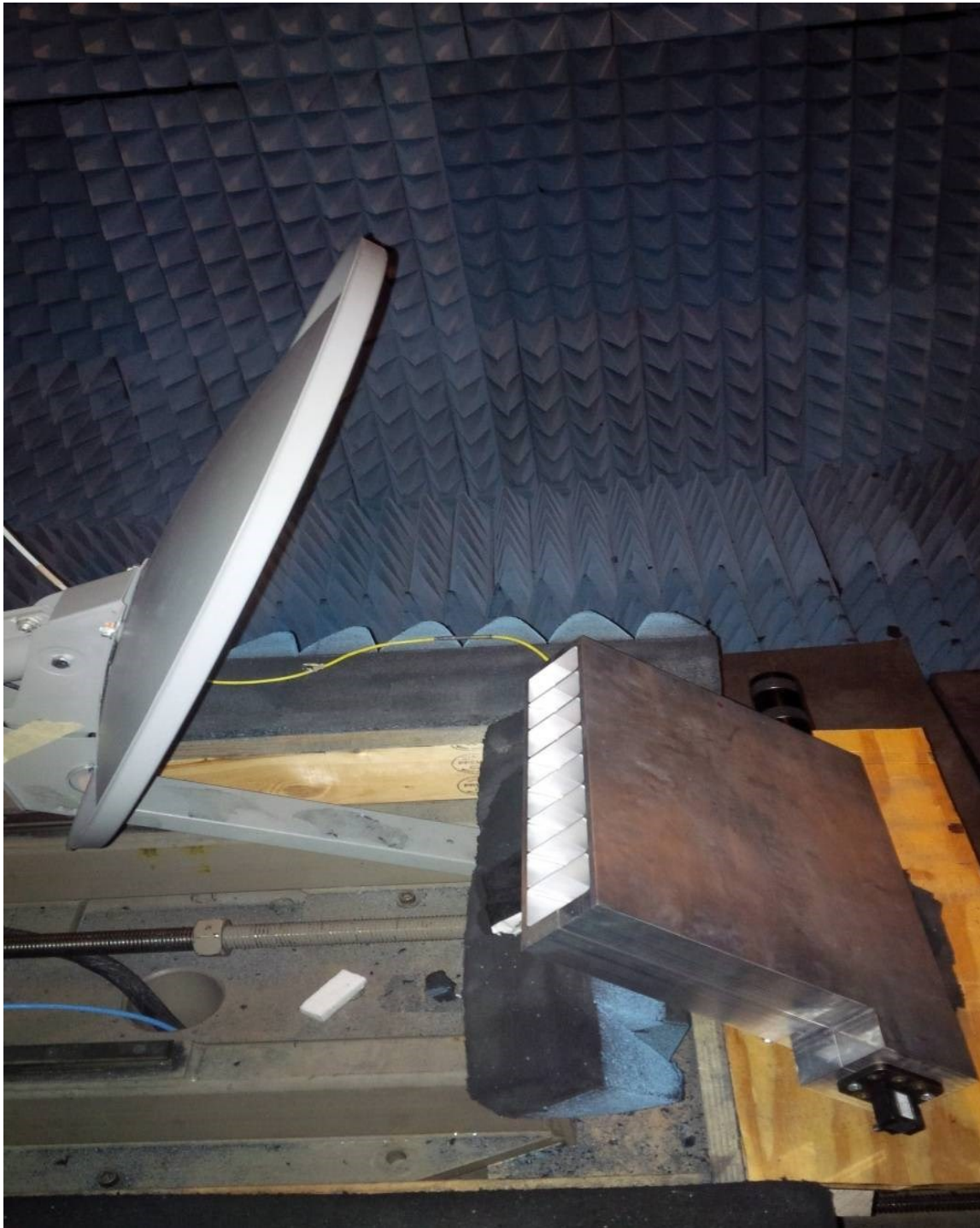


Figure 5-8 : Photographie du réflecteur parabolique alimenté par le système source du déplacement de faisceau avec la fréquence.

La **Figure 5-9** présente le diagramme de rayonnement du réflecteur parabolique alimenté par le système source. Les diagrammes ont été normalisés par rapport au cas où le gain est maximal (9.416GHz pour les mesures et 9.436GHz pour les simulations). L'efficacité de rayonnement calculée par HFSS est de 75%. Cette efficacité tient compte des pertes ohmiques du système source (aluminium) mais pas celles du réflecteur car les solutions du champ lointain sont trouvées avec la technique de calcul d'optique physique (Physical Optics) qui suppose que le réflecteur est un parfait conducteur. D'après les figures de diagramme de rayonnement, on constate que chaque fréquence donne un faisceau dans une direction spécifique. Un balayage angulaire de 50 degrés est obtenu pour un changement de fréquence de 2%. La dégradation du faisceau en termes de gain et de lobes secondaires est observée lorsque la position angulaire de ce dernier s'éloigne de 0 degré.

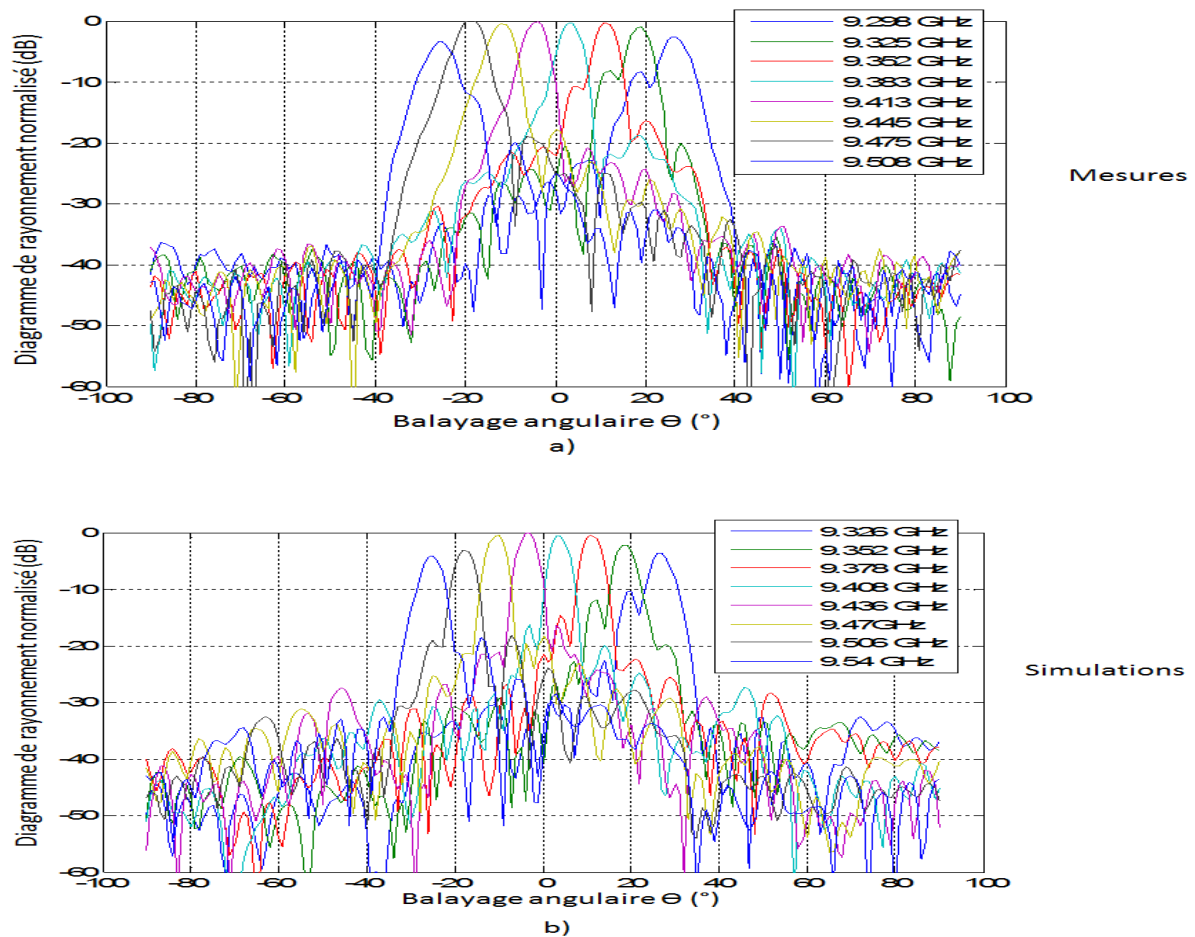


Figure 5-9 : Diagramme de rayonnement mesuré et simulé du système proposé de balayage du faisceau avec la fréquence sur une antenne parabolique dans le plan H.

Le **Table 5-2** donne un récapitulatif des résultats obtenus avec le système proposé. Il montre la position de la source primaire et du faisceau principal obtenu avec trois différentes méthodes. Ces trois méthodes présentent des résultats très similaires.

Table 5-2: Position de la source et du faisceau principal selon l'équation (3), les mesures et les simulations.

Fréquence (GHz)	Position de la source (mm)	Direction du faisceau eq.(3) (°)	Direction du faisceausimulé (°)	Direction du faisceamesuré (°)
9.326 (simulé) 9.298 (mesuré)	143.5	25.2	26	26
9.352 (simulé) 9.325 (mesuré)	102.5	18.1	19	18
9.378 (simulé) 9.352 (mesuré)	61.5	11.7	11	11
9.408 (simulé) 9.383 (mesuré)	20.5	3.9	3	3
9.436 (simulé) 9.413 (mesuré)	-20.5	-3.9	-4	-3
9.47 (simulé) 9.445 (mesuré)	-63.5	-12	-12	-10
9.506 (simulé) 9.475 (mesuré)	-106.5	-19.5	-19	-18
9.54 (simulé) 9.508 (mesuré)	-149.5	-26	-25	-25

Il est important de noter que la sélectivité en fréquence des filtres du multiplexeur joue un rôle majeur pour le fonctionnement du système. Si les filtres ne sont pas assez sélectifs, le réflecteur sera illuminé par plus d'un cornet et ceci produira un faisceau large donc moins directif. Comme on le voit dans la **Figure 5-4-b)**, pour une fréquence donnée f_n les signaux dans les ports $n+1$ et $n-1$ sont environ 20 dB plus faibles que dans le port n , donc l'effet des autres cornets est très faible. D'un autre côté, la forme du faisceau peut être contrôlée en ajustant la distance focale F et le diamètre du réflecteur D comme nous l'avons vu dans la section précédente. Ceci donne une certaine flexibilité au design.

5.4 Discussions générales

Nous avons proposé dans ce chapitre un système de balayage du faisceau avec la fréquence sur une antenne à réflecteur parabolique. La source primaire utilisée pour alimenter le réflecteur est un multiplexeur construit avec 8 filtres permettant de contrôler la position de la source avec la fréquence. La fonctionnalité de cette source a été vérifiée avec les paramètres S et une mesure de champ proche. Grâce à un déplacement de la source de 300mm pour un changement de fréquence de seulement 2%, nous avons obtenu une région de balayage de 50 degrés. Il faut toutefois noter une certaine dégradation du faisceau avec le balayage. Malgré quelques petites différences à cause des erreurs de fabrication, les résultats de mesure et de simulation étaient très similaires.

Le système proposé ici offre un balayage de faisceau électronique et donc aucun mouvement mécanique du système n'est nécessaire contrairement aux systèmes actuels. De plus, le multiplexeur ne possède aucune composante active donc il est simple et peu coûteux à fabriquer. L'efficacité de rayonnement du système est supérieure à 70%.

La structure présentée offre un balayage dans une seule dimension mais une configuration en 2 dimensions du système de source est aussi possible.

Cependant, le balayage angulaire du faisceau avec le système présenté dans ce chapitre est pour un ensemble d'angles discrets et non continus contrairement à ce qui a été présenté dans les chapitres précédents. Ceci représente un certain inconvénient pour les applications météorologiques car certaines régions ne sont pas couvertes ce qui pourrait affecter la précision des prédictions.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons une approche de solution pour le balayage en azimut.

CHAPITRE 6 SYSTÈME D’ALIMENTATION D’ANTENNES POUR BALAYAGE EN AZIMUT

Dans plusieurs applications radar, dont les radars météorologiques, il est nécessaire de balayer le faisceau de l’antenne en azimut et en élévation. Les solutions que nous avons présentées jusqu’ici pourraient être utilisables dans le cas du balayage en élévation (sauf pour le cas du chapitre précédent). Elles doivent donc être combinées à d’autres éléments pour effectuer un balayage azimutal. Un moyen simple et efficace pour obtenir un balayage angulaire complet du faisceau est de disposer les antennes effectuant le balayage en élévation dans une configuration circulaire (Voir **Figure 6-1**). Cette configuration est avantageuse par rapport aux réseaux linéaires à deux dimensions car elle permet d’éviter une polarisation croisée lorsque le balayage n’est pas dans les plans principaux. La solution proposée pour effectuer le balayage en azimut est donc un système mécanique permettant d’alimenter un réseau d’antennes en configuration circulaire. La structure est composée d’une partie tournante distribuant le signal vers la périphérie et une autre qui couple le signal fourni par la partie tournante au réseau circulaire. Le système peut être fabriqué à faible coût et sa partie tournante a un moment d’inertie considérablement réduit comparé aux réflecteurs paraboliques rotatifs généralement utilisés pour les prévisions météorologiques ce qui lui permet d’être beaucoup plus agile.

L’idée d’alimenter les éléments d’un réseau circulaire par un système d’alimentation rotatif et une section de couplage statique a d’abord été introduite avec le réseau circulaire de Wullenweber [58]. Un autre concept est celui de l’antenne sablier [59] qui est une version modifiée de réseau circulaire de Wullenweber. Le système de couplage entre la partie tournante et chaque élément du réseau circulaire est réalisé avec un condensateur en plaque parallèle où une des plaques bouge et l’autre est statique. Cependant, il est assez difficile d’implémenter des condensateurs efficaces à hautes fréquences, en particulier dans la bande X qui est considérée est assez difficiles pour les applications météorologiques. De plus, la résolution du faisceau balayé dans le plan en azimut avec la technique de Wullenweber dépend de l’angle de séparation entre les condensateurs. Le diagramme de rayonnement est correctement formé lorsque les plaques statique et rotative du condensateur sont correctement alignées. Dans la structure proposée dans ce chapitre, le signal provenant de la partie tournante est couplé aux éléments du

réseau circulaire par des transitions continues ce qui permet d'avoir un balayage continu du faisceau dans le plan en azimut.

Nous expliquerons dans un premier temps comment fonctionne ce système d'alimentation et nous validerons par la suite cette solution en présentant des résultats de mesures et de simulations.

Note : Il faut noter que la réalisation décrite dans ce chapitre a été faite en étroite collaboration avec le Dr. Ali Mirkamali et le Dr. Ramin Deban, alors que ceux-ci étaient stagiaires postdoctoraux au Centre Poly-Grames. Ma contribution personnelle a été lors des simulations du système de couplage et pendant la réalisation des mesures. Cette contribution est estimée à 40% de tout le travail effectué.

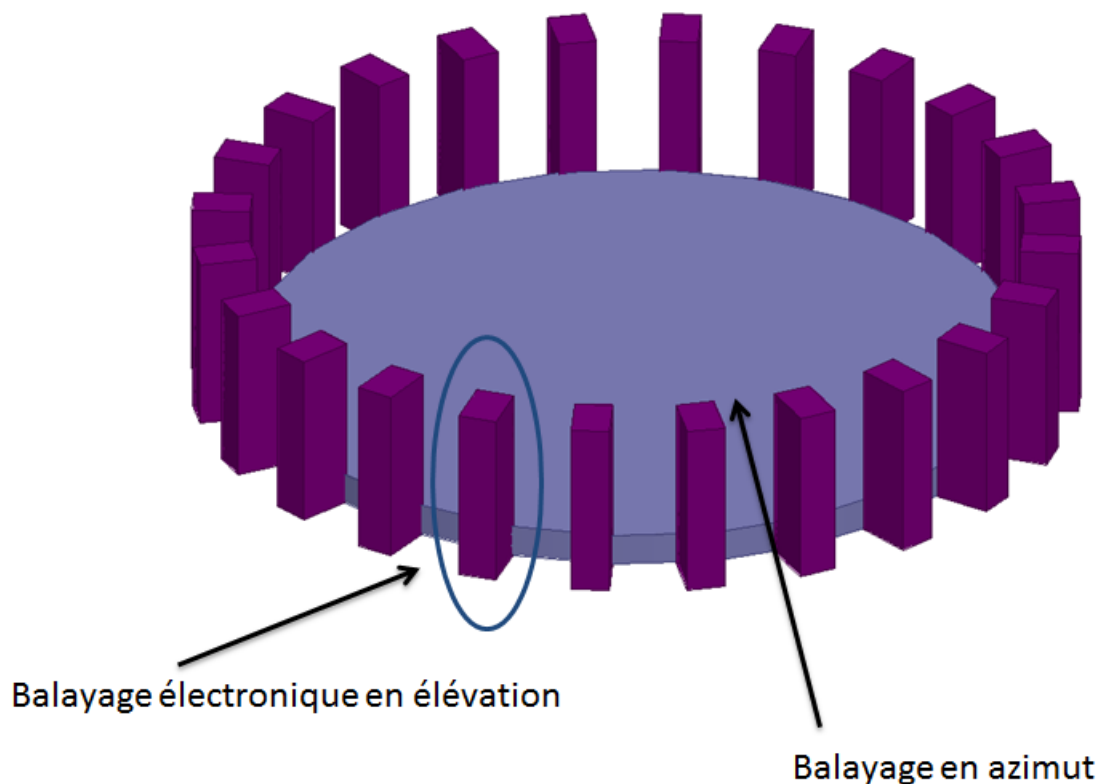


Figure 6-1 : Vue d'ensemble du système de balayage en azimut et en élévation.

6.1 Présentation du système

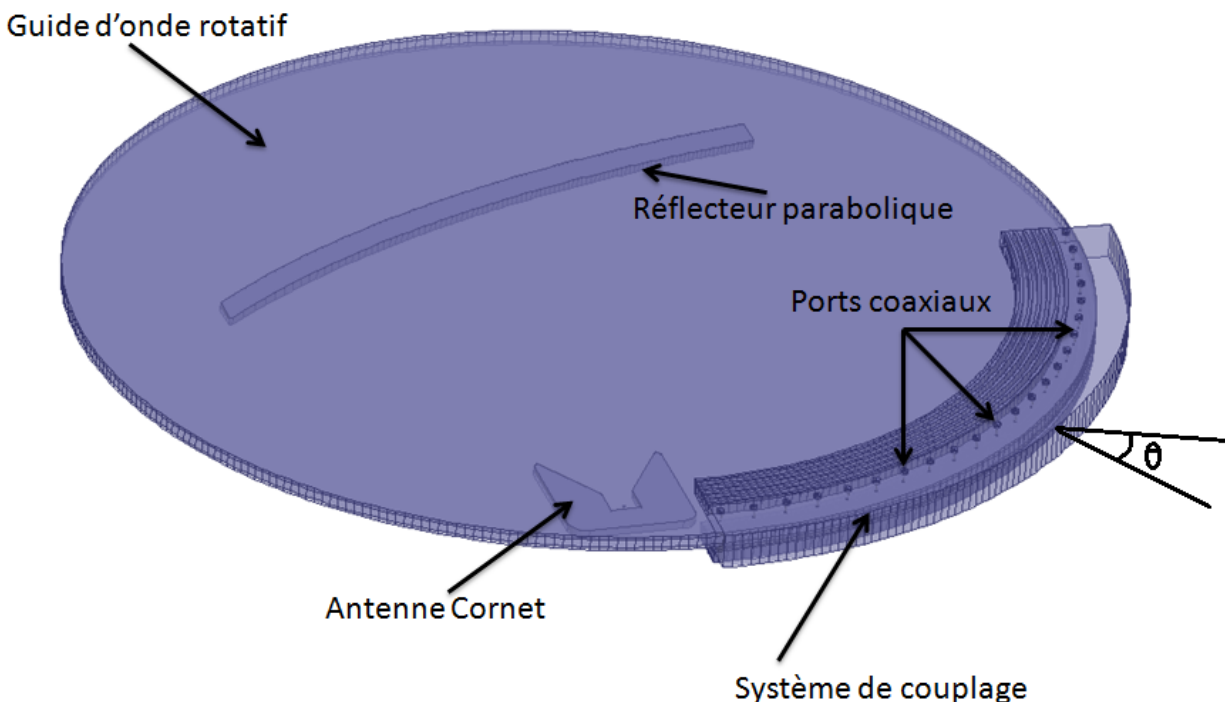


Figure 6-2 : Système d'alimentation d'antennes pour balayage en azimut.

Le système dont il est question ici est un système d'alimentation fait pour alimenter des antennes configurées en réseau circulaire. À la **Figure 6-2**, les ports coaxiaux sur lesquels seront connectées les antennes couvrent juste un quart de cercle au lieu d'un cercle complet pour des fins de d'illustration. Ces antennes serviront à effectuer le balayage en élévation. Il pourra s'agir d'une des topologies d'antenne que nous avons présentée aux chapitres précédents (sauf pour le cas de l'antenne à réflecteur) ou encore d'autres types de réseaux linéaires à balayage de faisceau (pas nécessairement avec la fréquence). Le système d'alimentation est composé de deux parties distinctes : Une partie tournante qui distribue le signal vers la périphérie de la partie tournante et une autre qui couple le signal fourni par la partie tournante aux antennes. Il faut noter que seule la première partie tourne autour d'elle-même pour alimenter toutes les antennes du réseau circulaire. La deuxième partie quant à elle reste immobile. Ceci est un avantage considérable par rapport aux antennes conventionnelles pour les radars météorologiques car le poids des antennes ici n'est

pas inclus dans le poids supporté par le joint rotatif servant à faire tourner le système ce qui permet d'avoir un système plus agile.

6.1.1 Guide d'onde rotatif

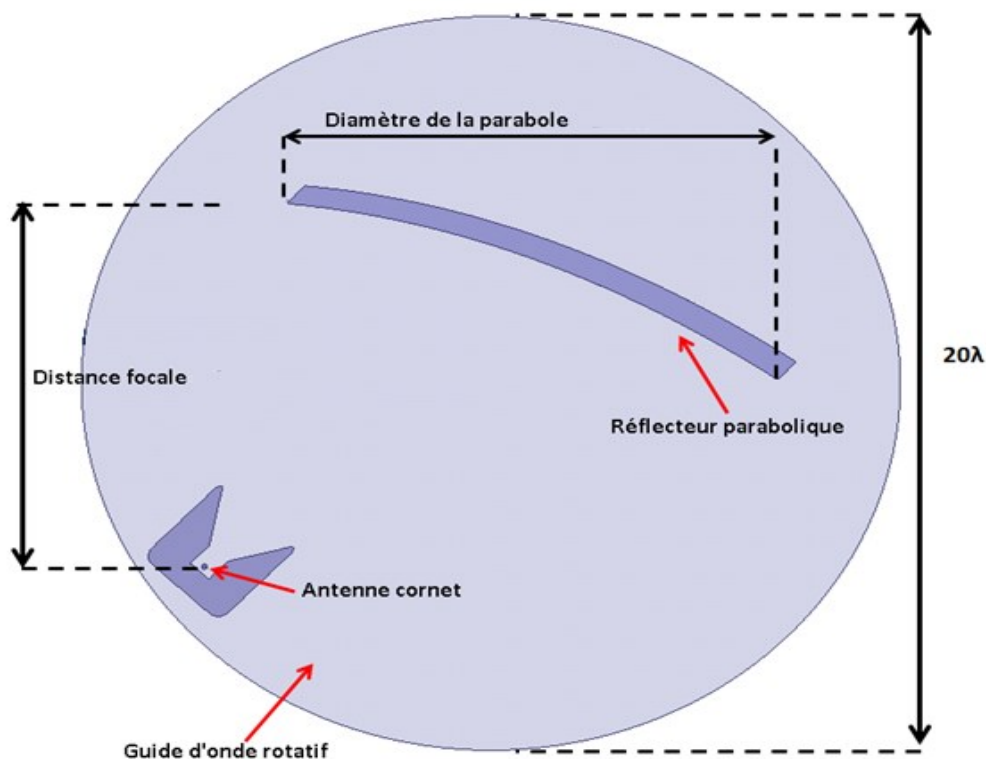


Figure 6-3 : Partie rotative du système d'alimentation

Le système utilisé pour émettre le signal est un guide d'onde constitué de deux plaques métalliques parallèles à l'intérieur desquelles se trouve un cornet servant de source à un réflecteur parabolique comme on peut le voir à la **Figure 6-3**. La seule contrainte existante pour ce qui est de la distance séparant les deux plaques métalliques est qu'elle doit être inférieure à une demi-longueur d'onde dans le vide. On s'assure ainsi que seul le mode transverse électromagnétique (TEM) sera propagé dans le guide d'onde formé par les deux plaques. Pour un système en 2 dimensions comme dans le cas présent, l'effet du blocage de signal par le cornet est beaucoup plus important que pour un réflecteur à 3 dimensions. Pour minimiser cet effet, le cornet est

décalé par rapport au réflecteur parabolique. Le cornet est alimenté par un câble coaxial dont seul le conducteur interne sert de sonde et pénètre à l'intérieur des plaques. La longueur du conducteur central est ajustée de façon à adapter l'impédance d'entrée du système à l'impédance caractéristique de 50Ω du câble coaxial. Le signal réfléchi par la parabole fournit un faisceau focalisé qui se propage entre les plaques. Une section de couplage qui sera décrite à la prochaine section sert à transférer le mode guidé entre les plaques à une partie des éléments du réseau d'antennes circulaire. En effectuant un mouvement de rotation complet de la parabole et du cornet, le secteur contenant des éléments illuminés tourne, ce qui se traduit par une rotation du faisceau produit par le réseau d'antenne.

6.1.2 Système de couplage

Lorsque le signal à front d'onde plan provenant du réflecteur parabolique arrive au périmètre des plaques formant le guide à plaques parallèles, il faut que la puissance soit adéquatement transférée du guide d'onde aux antennes. Rappelons que les antennes sont fixes mais que le guide à plaques parallèles est en rotation. Le système conçu pour effectuer cette transition est présenté à la **Figure 6-4**, illustrant un seul des ports d'antenne coaxiaux. Pour éviter une fuite de signal entre les parties fixes et mobiles de la structure, lesquelles n'étant pas en contact électrique, des corrugations jouant le rôle de conducteur magnétique artificiel (AMC ou ArtificialMagneticConductor) sont utilisées [60]. En effet, si la distance h_2 entre la plaque métallique inférieure du guide d'onde rotatif et la surface AMC est inférieure à un quart de longueur d'onde, alors aucun mode ne peut être propagé [61]. Le même principe est aussi utilisé pour la partie supérieure de la structure (distance h_1). La **Figure 6-4-a)** montre comment le signal est couplé de la partie rotative aux ports coaxiaux. La hauteur h_3 du guide d'onde formée par la plaque métallique supérieure du guide rotatif et le mur métallique supérieur du système de couplage doit être inférieure à une demi-longueur d'onde pour permettre uniquement au mode TEM de se propager. Une transition entre ce guide d'onde et l'antenne est ensuite réalisée avec une sonde verticale branchée à un connecteur coaxial.

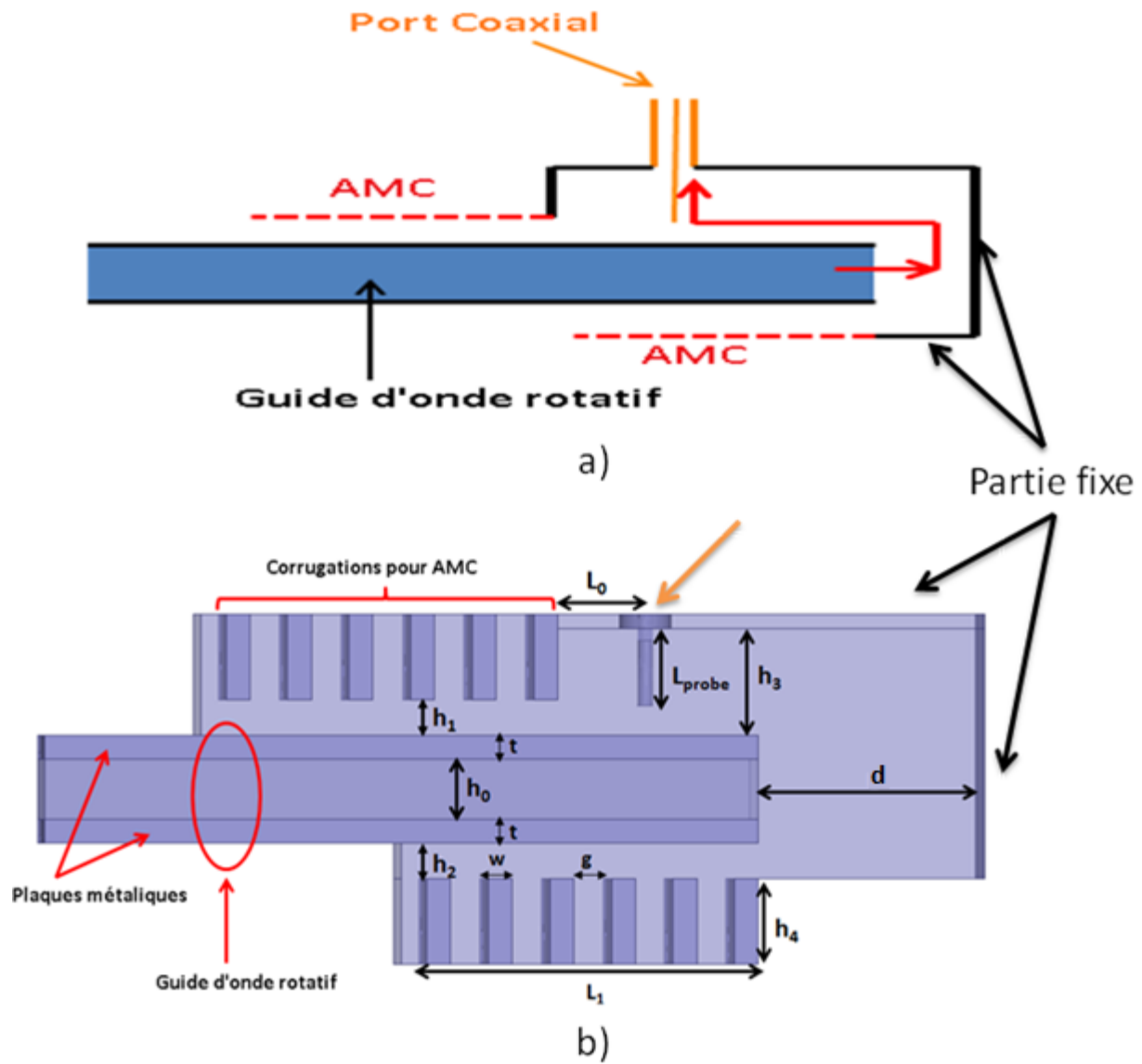


Figure 6-4 : Zone de couplage du système d'alimentation a) Schéma explicatif (les lignes noires représentent les surfaces métalliques) b) Mise en œuvre.

6.2 Analyse de résultats

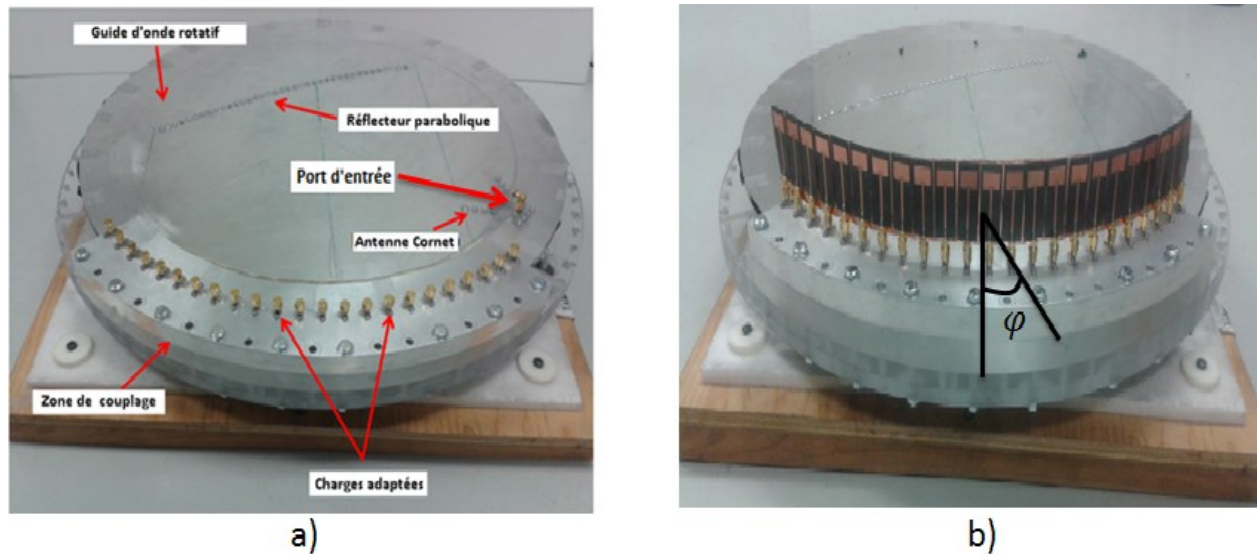


Figure 6-5 : Photographie du système d'alimentation pour balayage en azimut alimentant a) des charges adaptées b) des antennes « patches ».

Pour valider la structure proposée dans ce chapitre, nous avons effectuées des simulations et des mesures sur le système. Les performances du système ont été étudiées pour deux cas. Dans un premier cas des charges adaptées ont été placées aux sorties des connecteurs coaxiaux (**Figure 6-5-a**). Dans l'autre cas, des antennes « patches » ont été branchées aux sorties des connecteurs (**Figure 6-5-b**). Ces antennes sont les même qui ont été utilisées à la section 4.3 (voir ANNEXE A pour les caractéristiques). La structure (système d'alimentation et antennes) est conçue pour fonctionner à la fréquence de 10GHz. La distance focale du réflecteur parabolique est de 10λ où λ est la longueur d'onde dans le vide. La parabole en elle-même a un diamètre de 11.9λ et le rayon des plaques parallèles est de 10λ (Voir **Figure 6-3**). Ces dimensions ont été choisies ainsi afin que le réflecteur et la source puissent tenir à l'intérieur des plaques parallèles dont le diamètre est limité par les moyens de construction à notre disposition. La distance h_0 séparant les deux plaques métalliques est de 5mm (inférieure à une demi-longueur d'onde dans le vide). Les dimensions du système de couplage sont présentées dans le **Tableau 6-1**. Ces dimensions ont été optimisées pour avoir un très bon couplage entre le guide rotatif et les ports coaxiaux pour une fréquence de 10 GHz.

Tableau 6-1 : Dimensions optimisées du système de couplage

L_{probe}	L_0	h_0	h_1	h_2	h_3	h_4	w	G	L_1	d
6.5mm	7.5mm	5mm	3mm	3mm	9mm	7.5mm	2mm	3mm	30mm	19mm

Il faut noter que dans une première itération pour des raisons de simplification et pour les besoins de la démonstration de faisabilité, le réseau circulaire a été construit pour un quart de cercle seulement. La distance angulaire entre les ports coaxiaux est de 4° .

La **Figure 6-6** présente le coefficient de réflexion de la structure présentée à la **Figure 6-5-a)** qui a été mesurée avec un analyseur de réseau **HP-8510C** et simulée avec HFSS. Pour le cas des charges adaptées, on observe une bonne concordance entre la simulation et la mesure. Le système est bien adapté pour les deux cas à notre fréquence d'opération. On note une largeur de bande (S_{11} inférieur à 10dB) de plus de 1.5GHz. Il y a toutefois un petit décalage en fréquence entre les résultats d'après la **Figure 6-6**. Cette différence peut être due aux erreurs de fabrication et de mesure. La courbe en pointillés montre les résultats de mesure de S_{11} avec les antennes connectées aux sorties coaxiales. Comme on peut le constater, le système est toujours bien adapté mais on note néanmoins un rétrécissement de la largeur de bande (0.7GHz contre 1.5GHz pour le cas avec les charges adaptées). Ce rétrécissement provient de la largeur de bande étroite des antennes « patches ».

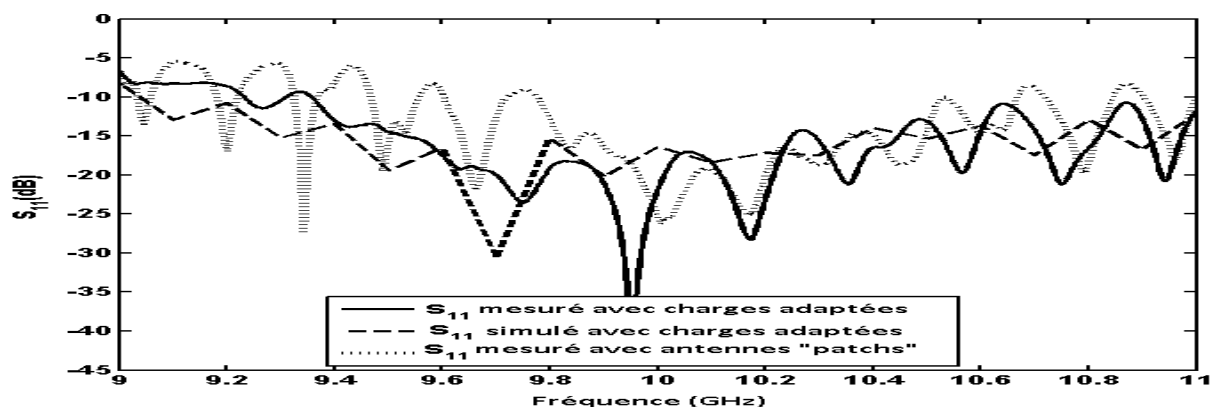


Figure 6-6 : Coefficient de réflexion du système d'alimentation pour un réseau quart de cercle.

Pour étudier le rayonnement de la structure pour le cas avec les charges adaptées, les paramètres S (mesurés et simulés) aux sorties des ports coaxiaux ont été utilisés comme sources d'excitation pour un réseau quart-circulaire d'antennes « patchs ». La formule (17) donne l'expression du facteur d'antenne pour un réseau d'antennes circulaire.

$$Pattern_{array} = \sum_n a_n f_{patch}(\varphi - n\Delta\varphi) e^{jkR \cos(\varphi - n\Delta\varphi)} \quad (17)$$

$Pattern_{array}$ est le diagramme de rayonnement, a_n représente le coefficient d'excitation de l'élément n du réseau, $f_{patch}(\varphi - n\Delta\varphi)$ est le diagramme de rayonnement de chaque antenne « patch », $\Delta\varphi$ est la distance angulaire entre les antennes (4°) pour éviter l'apparition de plusieurs lobes principaux, R est le rayon du réseau circulaire et k est la constante de propagation dans le vide. Notons que contrairement aux réseaux linéaires ou plans, les éléments sont tous légèrement différents à cause de la rotation $n\Delta\varphi$, donc il n'est pas possible de séparer l'expression du facteur d'antenne en un facteur d'élément et un facteur de réseau, sauf si on peut supposer que les éléments sont omnidirectionnels.

Les coefficients d'excitation sont obtenus avec les paramètres S de la structure : $a_n = S_{j1}$, $j = 2, \dots, 23$ (le port 1 est le port d'excitation qui alimente l'antenne cornet et les ports 2 à 23 sont les ports coaxiaux où sont connectées les charges adaptées). La **Figure 6-7** montre le diagramme de rayonnement de la structure calculée avec la formule (17) dans le cas où les coefficients a_n sont obtenus des paramètres S (mesurés et simulés), et le diagramme mesuré dans une chambre anéchoïde à la fréquence de 10GHz. On observe une très bonne similitude entre la simulation et la mesure lorsque le diagramme est obtenu à partir des paramètres S et (17). Pour le cas du diagramme mesuré, on note une certaine augmentation du niveau des lobes secondaires. Le couplage mutuel entre les antennes n'est pas tenu en compte dans la formule (17) ce qui pourrait expliquer cette différence. De plus, toutes les antennes « patchs » ne sont pas parfaitement alignées dans la direction radiale du réseau. Ce qui pourrait être une autre cause de cette augmentation du niveau de lobe secondaires.

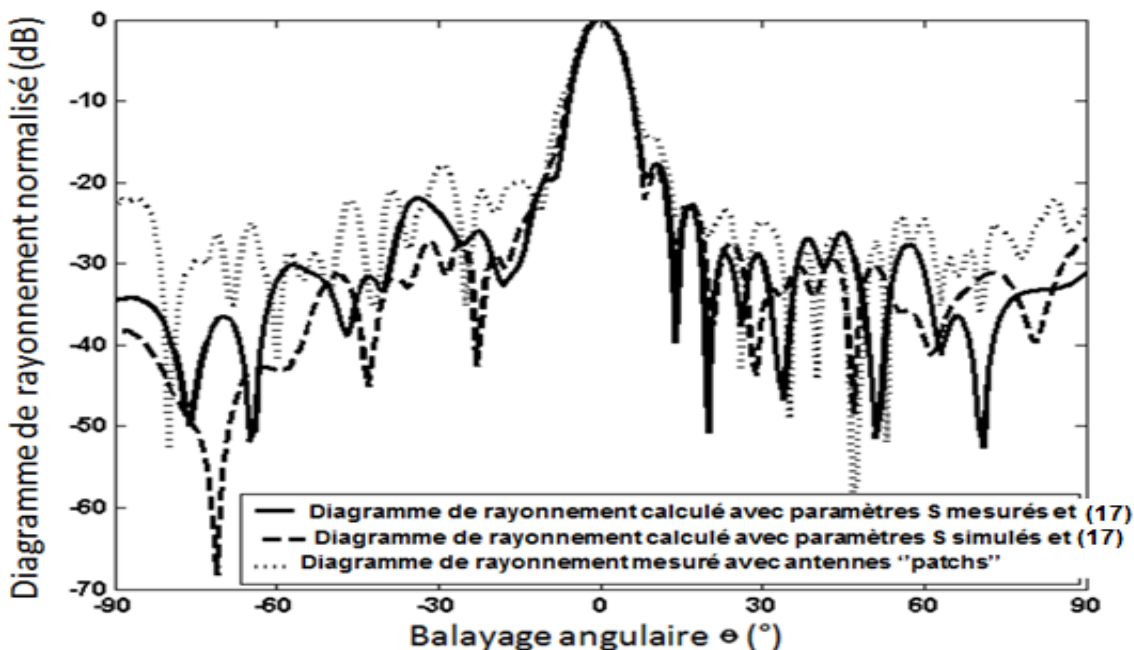


Figure 6-7 : Diagramme de rayonnement du système d'alimentation pour un réseau quart de cercle à 10GHz.

Le diagramme de rayonnement du système avec les antennes « patches » a été mesuré pour plusieurs angles de rotation du guide d'onde rotatif (-32° , -16° , -8° , 0° , 4° , 8°). Ce résultat présenté à la **Figure 6-8** nous montre comment le faisceau principal est balayé. Les diagrammes de rayonnement ont tous été normalisés à la même référence. Quasiment aucune perte de gain n'est notée lorsque le guide d'onde radial effectue un mouvement de rotation. Cependant, le niveau des lobes secondaires se dégrade au fur et à mesure que le guide tourne. Ce phénomène s'explique par le fait que lorsque le faisceau principal du guide d'onde rotatif s'approche des bords de la zone de couplage ($\pm 45^\circ$), une distorsion sur l'excitation du réseau circulaire se produit.

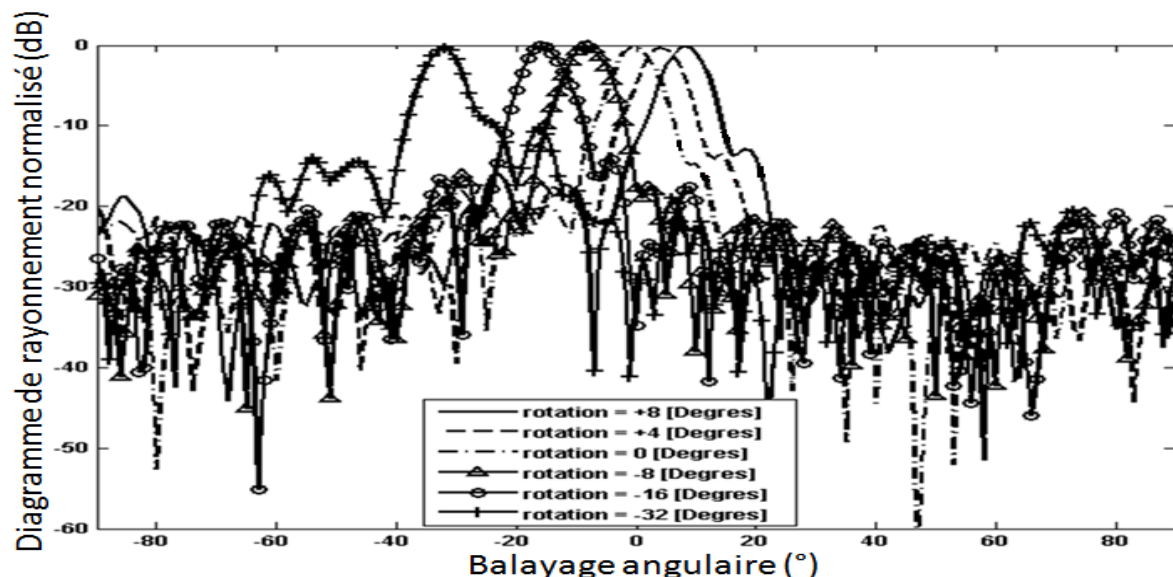


Figure 6-8 : Diagramme de rayonnement mesuré à 10 GHz pour plusieurs angles de rotation du guide d'onde rotatif pour un réseau quart de cercle.

Pour diminuer l'effet des bords sur le diagramme de rayonnement, nous avons rajouté un autre quart de cercle de réseau d'antennes patchs identique à celui qui est déjà présent comme montré à la **Figure 6-9**. Nous avons donc la partie tournante alimentant un réseau d'antennes patchs demi-circulaire (45 antennes au lieu de 23 comme précédemment). Le résultat obtenu est présenté à la **Figure 6-10**. Comme on peut le constater sur cette figure, la dégradation des faisceaux à 8degrés et -32degrés qu'on pouvait observer à la **Figure 6-8** n'est plus visible. Cependant, les faisceaux proches du centre (0 degré et 4degrés) sont déformés. Cette déformation provient du fait qu'il y a une discontinuité à la jonction entre les deux quarts de cercle. Une fois de plus, la normalisation des faisceaux a été faite sur une base commune donc les maximums des faisceaux sont quasiment au même niveau.

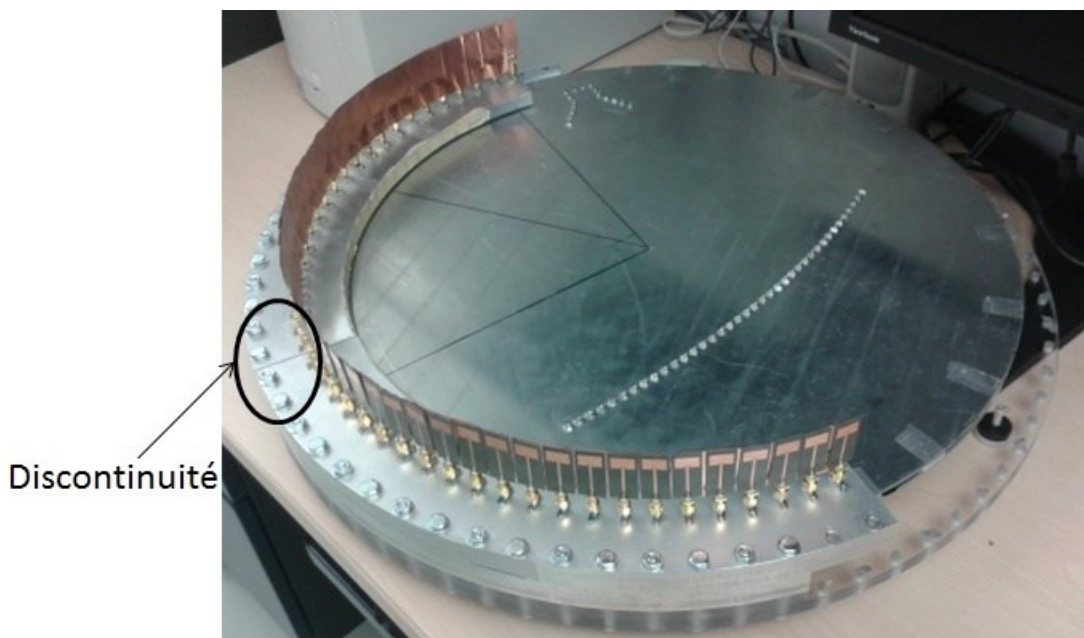


Figure 6-9 : Système d'alimentation pour un réseau demi-circulaire.

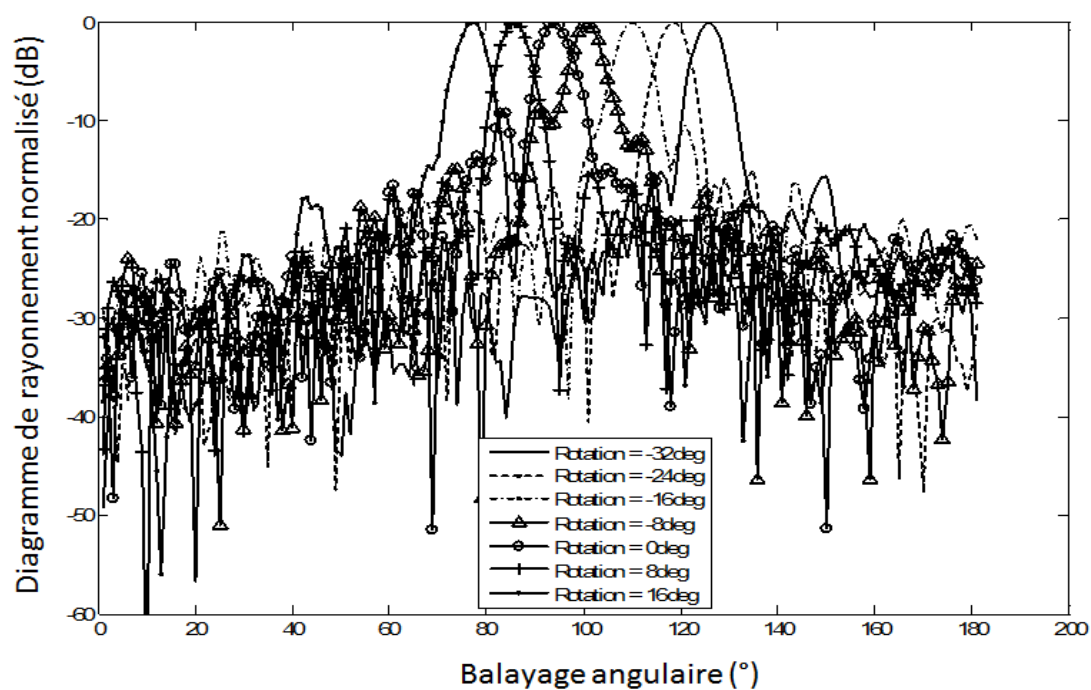


Figure 6-10 : Diagramme de rayonnement mesuré à 10 GHz pour plusieurs angles de rotation du guide d'onde rotatif pour un réseau demi-cercle.

6.3 Discussion générale

Dans ce chapitre, nous avons présenté une solution efficace pour effectuer le balayage angulaire du faisceau sur le plan en azimut.

Bien que cette solution repose sur le principe de balayage mécanique, elle reste tout de même innovatrice et avantageuse par rapport à la technologie d'antennes radar existante car elle est constituée de deux parties distinctes (une partie tournante et une partie fixe) pouvant être traitées séparément. La forme du faisceau provenant de la partie tournante pour alimenter les antennes se trouvant dans la partie fixe peut être ajustée selon le besoin en modifiant le système d'alimentation de la partie tournante (modifier la forme de la parabole par exemple). Le fait que la partie supportant les antennes est immobile rend cette solution très bénéfique par rapport aux systèmes qui existent actuellement car cela diminue énormément (au minimum par un ratio de 5) le poids supporté par le joint rotatif servant à faire tourner le système qui est donc sujet à moins de maintenance et à une durée de vie plus longue. De plus, l'inertie réduite de ce système lui permet d'être beaucoup plus agile. Il est donc en mesure de couvrir une zone de balayage donnée beaucoup plus rapidement que les systèmes radars qui existent présentement.

Les résultats qui ont été présentés avec des antennes « patches » sont très encourageants et prouvent qu'un tel système pourrait fonctionner avec d'autres sortes d'antenne pouvant effectuer un balayage électronique en élévation. Le système a d'abord été conçu pour alimenter le quart d'un réseau circulaire ce qui cause une dégradation du diagramme de rayonnement lorsque les antennes se situant au bout sont alimentées. En rajoutant un autre quart de réseau circulaire, cette dégradation a été déplacée à des angles supérieurs, ce qui laisse supposer que si la structure circulaire avait été complète une bonne forme de faisceau aurait été maintenue pour tous les angles de rotation. Toutes les mesures sont faites avec des rotations de 4 degrés mais la forme des faisceaux restera inchangée pour des angles à l'intérieur de cet intervalle. Par contre, à cause de la discontinuité entre les deux quarts de cercle, le diagramme de rayonnement du faisceau dirigé vers cette discontinuité est affecté. En utilisant un réseau complètement circulaire et continu, ou en portant plus d'attention à la structure des jonctions entre les sections on ne devrait plus voir ces distorsions.

CHAPITRE 7 CONCLUSION

7.1 Contributions

Cette présente thèse apporte des contributions très innovatrices pour des solutions moins coûteuses, plus précises et plus rapides pour collecter les informations permettant de prédire de façon efficace les événements climatiques extrêmes. Le but fondamental ici était d'explorer de nouvelles possibilités sur la conception d'un système de radar météorologique.

Le système radar en question devait satisfaire à certaines caractéristiques précises parmi lesquelles la région de couverture était la plus importante. Nous nous sommes dans un premier temps concentré sur le balayage dans le plan vertical. Après donc avoir étudié plusieurs types de balayage de faisceau d'antennes, nous avons pu déterminer certaines solutions intéressantes pour notre système.

La première solution a été basée sur le principe de configuration d'alimentation série en méandre. Cette solution est simple et peu coûteuse à réaliser. Deux différents systèmes ayant cette configuration ont été présentés. Le premier était un guide d'onde couplant un circuit micro-ruban sur lequel étaient monté des lignes de transmission alimentant des antennes. Le deuxième quant à lui était une ligne micro-ruban alimentant des antennes « patchs » se trouvant sur un circuit différent. Dans les deux cas, les résultats obtenus étaient plus tôt encourageants. Bien que le niveau des lobes secondaires ait été plus élevé que prévu, la région couverte par ces systèmes était d'environ 20 degrés dans une largeur de bande aux alentours de 2%. Ce balayage rapide est un avantage comparé aux systèmes actuels de balayage de faisceau avec la fréquence qui utilisent une largeur de bande beaucoup plus élevée pour obtenir un tel angle de balayage (au moins 10% [24-26]). Cependant à cause des longues lignes en méandre, cette solution présente tout de même des pertes non négligeables.

La seconde solution quant à elle repose sur le principe de structure CRLH comme système d'alimentation à un réseau d'antennes. La structure CRLH est un guide d'onde rectangulaire dont le mur inférieur est rempli périodiquement de guides à double rainure court-circuités au bout. Dans un premier temps, le réseau était constitué de huit antennes fente. Pour notre bande d'intérêt qui était la bande LH, le déplacement du faisceau était d'environ 30° pour une variation

de fréquence autour de 6%. Nous avons obtenu par la suite des résultats presque identiques en remplaçant les antennes fente par des connecteurs coaxiaux alimentant des antennes « patches ». Pour diminuer la largeur du faisceau dans le but de se rapprocher d'un système de radar réel, nous avons augmenté le nombre d'éléments du réseau à 24. Les résultats obtenus ont été très satisfaisants en simulation mais à cause des erreurs de fabrication sur la longueur des connecteurs, les résultats de mesure n'étaient pas aussi bons. Pour diminuer l'effet de cette erreur, un nouveau système ayant des transformateurs d'impédance sur un circuit micro-ruban a été proposé et les résultats de simulation produits par ce dernier furent assez encourageants. Cette solution a le grand avantage d'avoir des pertes négligeables par rapport aux autres types de structure CRLH.

L'antenne à réflecteur parabolique étant très populaire dans les applications météorologiques, nous avons jugé nécessaire de présenter une solution basée sur ce type d'antennes. Le principe de balayage du faisceau repose sur le déplacement du signal de l'antenne source illuminant le réflecteur. Le système source utilisé pour déplacer latéralement le faisceau devant le réflecteur est un multiplexeur doté de 8 différents filtres pour séparer le signal entrant en 8 signaux de différentes fréquences. Ainsi, chaque sortie (qui est une antenne cornet) illumine le réflecteur à une certaine position pour une certaine fréquence. Ce signal est réfléchi par la parabole dans une direction spécifique (en fonction de la fréquence). Le fonctionnement de la source a été validé en observant son coefficient de réflexion et en mesurant son champ proche pour confirmer le déplacement du signal. Les résultats de mesure et de simulation obtenus avec une parabole réelle ont démontré un balayage autour de 50 degrés pour un changement de fréquence de 2%. Le système obtenu n'implique aucun mouvement rotatif et n'utilise aucune composante active. Ce qui lui donne un gros avantage comparé à la plus part des systèmes d'antennes à réflecteur actuels conçus pour effectuer un balayage de faisceau. De plus, mis à part le balayage de faisceau, cette solution peut aussi être employée pour implémenter une couverture par faisceaux multiples instantanés (pour des systèmes de communications satellites par exemple).

Le dernier chapitre de cette thèse a porté sur le balayage dans le plan en azimut. Le système en question est un système d'alimentation fait pour alimenter des antennes configurées en forme circulaire. Les antennes utilisées pour le rayonnement ont été des antennes « patches » mais il pouvait s'agir d'une des topologies présentées pour le balayage en élévation (mis à part le cas de l'antenne à réflecteur). Bien que la position du faisceau soit balayée mécaniquement avec ce

système, il est tout de même innovateur comparé aux solutions actuelles car il est constitué de deux parties distinctes (une partie tournante et une partie fixe) pouvant être traitées séparément. La partie immobile étant celle qui supporte les antennes, le poids supporté par le joint rotatif servant à faire tourner le système diminue énormément. Le système est donc très agile et permet de couvrir assez rapidement une certaine région désirée. Il permet aussi un balayage en azimut complet (360 degrés si un réseau d'antennes complètement circulaire est utilisé) sans dégradation du faisceau en terme de gain et de lobes secondaires (en supposant qu'il n'y ait pas de discontinuité sur le réseau d'antenne circulaire).

Le **Tableau 7-1** représente un récapitulatif de toutes les solutions présentées dans ce travail avec leurs avantages et inconvénients. Le signe + représente un avantage et le signe – représente un inconvénient. La caractéristique de la première colonne du tableau est respectée si la solution est en mesure d'obtenir un balayage angulaire de 30 degrés pour une largeur de bande de 2%. Les caractéristiques de pertes, prix et rapidité sont comparées par rapport aux solutions semblables déjà existantes. Celle de la puissance est jugée bonne si la solution est capable de supporter un niveau de puissance supérieur à 100W.

Il faut noter que tous les résultats présentés dans ce travail ont été validés aussi bien par simulation que par expérimentation à l'exception du cas du réseau de 24 antennes micro-ruban alimenté par la structure CRLH ayant des transformateurs d'impédance sur le circuit micro-ruban pour contrôler le niveau des lobes secondaires qui lui a uniquement été testé par simulation pour des raisons de limites financières. Dans l'ensemble, nous avons pu constater que les résultats expérimentaux étaient moins bons que ceux obtenus en simulation. Cela a été expliqué en grande partie par les imperfections de construction. Bien que les solutions présentées soient basées sur des prototypes à petite échelle, elles constituent tout de même des preuves de concept pour utilisation sur un système de radar réel. Toutes ces solutions sont moins coûteuses et plus rapides que les solutions qui existent actuellement comme stipulé par l'objectif principal.

Tableau 7-1 : Tableau récapitulatif de toutes les solutions avec avantages et inconvénients

	Solution méandre sur guide d'onde	Solution méandre sur ligne micro- ruban et câble coaxial	Système d'alimentation LH	Système d'alimentation pour réseau circulaire	Multiplexeur de fréquence pour antenne à réflecteur
Balayage par rapport à la largeur de bande	+	+	-	+	+
Coût de fabrication	-	+	+	+	+
Perte (efficacité)	-	-	+	+	+
Puissance	+	+	+	+	+

7.2 Travaux futurs

Toutes les solutions qui ont été présentées dans ce travail représentent des preuves de concept pour une meilleure prédiction des conditions météorologiques. Elles ne respectent pas toutes les conditions requises d'un système radar météorologique réel.

Le système d'alimentation pour le balayage en azimuth présenté au **Chapitre 6** a été conçu pour alimenter le quart et la moitié d'un réseau circulaire. Il faudrait donc construire le système pour un réseau d'antennes complètement circulaire afin d'obtenir le balayage de 360 degrés désiré dans ce plan. En modifiant la parabole, il est possible d'ajuster la forme du faisceau alimentant les antennes de façon baisser le niveau des lobes secondaires et la largeur du faisceau principal de demi-puissance aux valeurs requises (-24dB pour les lobes secondaires et 2 degrés pour la largeur du faisceau). Un joint rotatif devrait aussi être installé pour avoir une vitesse de rotation du système assez élevée.

Pour ce qui est du balayage en élévation, l'angle de balayage des solutions qui ont été montrées est assez proche des 30 degrés désiré. En connectant une des solutions basées sur les réseaux d'antennes (**Chapitre 3** et **Chapitre 4**) sur le système d'alimentation pour réseau circulaire, le balayage requis en azimut et en élévation serait obtenu. Cependant, le nombre d'éléments rayonnants devrait être autour de 60 pour avoir la largeur de faisceau en demi-puissance qui est demandée. Un moyen pour fonctionner selon deux polarisations orthogonales devra aussi être mis sur pied car une des conditions requises du système radar stipule que la polarisation doit être linéaire horizontale et verticale or les solutions qui se trouvent dans cette thèse sont à polarisation soit horizontale, soit verticale.

Au **Chapitre 5**, le réflecteur utilisé pour démontrer la preuve de concept était un réflecteur de dimension relativement petite. Il serait intéressant d'effectuer les tests sur un réflecteur de taille comparable à ce qui est utilisé présentement à l'université de McGill pour les détecteurs météorologiques (environ 1.4m de diamètre). Aussi, le système source actuel permet juste d'effectuer le balayage du faisceau dans une direction (vertical ou horizontal). Il serait certainement possible de le concevoir de façon à pouvoir effectuer le balayage dans deux dimensions (vertical et horizontal).

Pour finir, les résultats présentés dans cette recherche peuvent servir de source d'inspiration pour des travaux futurs reliés au balayage du faisceau principal d'une antenne. En effet, le balayage a été limité en élévation dans cette étude, mais il serait éventuellement possible de mener des études profondes pour augmenter cet angle de balayage.

PUBLICATIONS

Conférence:

- **Siaka**, F.; Mirkamali, A.; Laurin, J., "A broad angle frequency scanning antenna based on a meandre waveguide," *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE* , vol., no., pp.1,2, 8-14 July 2012.

Transactions:

- Mirkamali, A.; Laurin, J.-J.; **Siaka**, F.; Deban, R., "A Planar Lens Antenna With Circular Edge Inspired by Gaussian Optics," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.61, no.9, pp.4476, 4483, Sept. 2013.
- A. Mirkamali, R.deban, **F. Siaka**et J.-J. Laurin, "An Agile Mechanical Feed System for Exciting a Circular Array of Antenna Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Sept. 2014.

Brevet:

- J.-J. Laurin, A. Mirkamali, R. Deban et F. Siaka, "Feed System for Beam Steerable Circular Antenna Array," » U.S. Provisional Patent Application 61/875,58, 2014.

RÉFÉRENCES

- [1] Warren L., Stutzman, Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., New-York ; Toronto : John Wiley & Sons, c1998.
- [2] Kraus, John D., *Antennas*, 2nd ed., New-York ; McGraw-Hill, 1950.
- [3] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2005
- [4] R.J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, Boston, 1994.
- [5] E. Brookner, *Practical Phased Array Antenna Systems*, Artech /House, Boston, 1991.
- [6] Johnson, Richard C. , *Antenna Engineering Handbook* (3rd Edition), McGraw-Hill, 1993
- [7] McDonald, G.; Willson, C.; , "High power ferrite phase shifters for phased array radars," *Active and Passive Components for Phased Array Systems, IEE Colloquium*, vol., no., pp.2/1-2/7, 24 Apr 1992
- [8] Sorensen, R.K.; Iskander, M.F.; Lee, J.J.; , "Low-cost nonplanar microstrip-line ferrite phase shifter utilizing circular polarization," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.14, no.1, pp. 25- 27, Jan. 2004
- [9] Zhao, Z.; Wang, X.; Choi, K.; Lugo, C.; Hunt, A. T.; , "Ferroelectric Phase Shifters at 20 and 30 GHz," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.55, no.2, pp.430-437, Feb. 2007
- [10] White, J.F.; , "Diode Phase Shifters for Array Antennas," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.22, no.6, pp. 658- 674, Jun 1974
- [11] Dong-Woo Kang; Songcheol Hong; , "A 4-bit CMOS Phase Shifter Using Distributed Active Switches," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.55, no.7, pp.1476-1483, July 2007
- [12] Terrio, F.G.; Stockton, R.J.; Sato, W.D.; , "A Low Cost P-I-N Diode Phase Shifter for Airborne Phased-Array Antennas," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.22, no.6, pp. 688- 692, Jun 1974
- [13] Garver, R.V.; , "Broad-Band Diode Phase Shifters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.20, no.5, pp. 314- 323, May 1972

- [14] Itoh, Y.; Murata, T.; , "An L-band SiGe HBT differential variable phase shifter with a combination of analog and digital phase control," *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific* , vol., no., pp.1589-1592, 7-10 Dec. 2009.
- [15] United Monolithic Semiconductors, "T/R Module Solution for X-band Phased-array Radar," *Microwave Journal*, [En ligne]. Disponible:<http://www.microwavejournal.com/articles/10163-t-r-module-solution-for-x-band-phased-array-radar>, [Consulté le 20 Septembre 2014].
- [16] National Severe Storms Laboratory, "MULTI-FUNCTION PHASED ARRAY RADAR (MPAR)," *NOAA National Severe Storms Laboratory*, [En ligne]. Disponible: <http://www.nssl.noaa.gov/tools/radar/mpar/>, [Consulté le 20 Septembre 2014].
- [17] A.Forster and J. R. Garrett, "A procedure for estimating the costs of ground-based array radar systems, Aerospace Rep. TOR-0074 (4484-02)-1, 1974.
- [18] Yusuf, Y.; Xun Gong; "A Low-Cost Patch Antenna Phased Array With Analog Beam Steering Using Mutual Coupling and Reactive Loading," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.7, no., pp.81-84, 2008
- [19] Davis, M.; , "Leveraging commercial wireless communications industry advances to lower the cost of phased arrays," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.680-683, 23-28 May 2010
- [20] Robert C. Hansen, Phased Array Antennas, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2009.
- [21] A. A. Oliner and D. R. Jackson, "Leaky-Wave Antennas," Ch. 11 in *Antenna Engineering Handbook*, 4th Ed., J. L. Volakis (Ed.), McGraw-Hill, New York, 2007.
- [22] Eldeen, A.M.N.; Eshrah, I.A.; , "CRLH waveguide with air-filled double-ridge corrugations," *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium*, vol., no., pp.2965-2968, 3-8 July 2011.
- [23] A. Lai, T. Itoh, and C.Caloz, "Composite right/left handed transmission line metamaterials," *IEEE Microw. Mag.*, vol.5, no.3, pp.34-50, Sep. 2010.
- [24] I. A. Eshrah, A. A. Kishk, A. B. Yakolev, and A. W. Glisson, "Rectangular waveguide with dielectric-filled corrugations supporting backward waves," *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, , vol.53, no.11, pp. 3298- 3304, Nov. 2005.

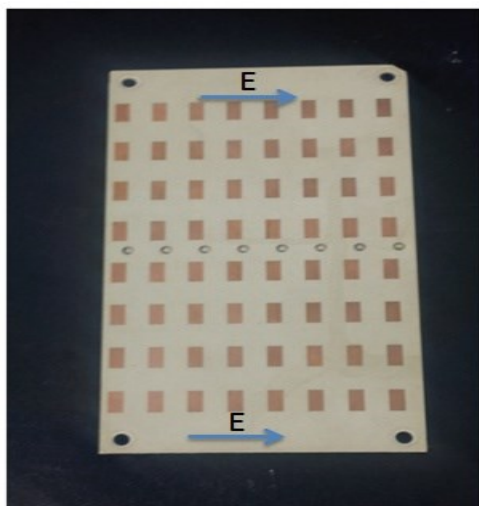
- [25] Yuandan Dong; Itoh, T., "Substrate Integrated Composite Right-/Left-Handed Leaky-Wave Structure for Polarization-Flexible Antenna Application," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol.60, no.2, pp.760,771, Feb. 2012.
- [26] Ning Yang; Caloz, C.; Wu, K.; , "Full-Space Scanning Periodic Phase-Reversal Leaky-Wave Antenna," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.58, no.10, pp.2619-2632, Oct. 2010
- [27] J. Brown, "Microwave Lenses," Methuen and Co., Ltd., London, England, ch. vi, pp. 69-82; 1953.
- [28] Ruze, J., "Wide-Angle Metal-Plate Optics," *Proceedings of the IRE* , vol.38, no.1, pp.53,59, Jan. 1950.
- [29] Rotman, W.; Turner, R.; "Wide-angle microwave lens for line source applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol.11, no.6, pp. 623- 632, Nov 1963
- [30] Clapp, R.; "Extending the R-2R lens to 360°," *Antennas and Propagation, IEEE Transaction*, vol.32, no.7, pp. 661- 671, Jul 1984
- [31] Mukai, S.; Watanabe, M.; Itoh, H.; Yajima, H.; "Integration of a diode laser and an electronic lens for controlling the beam focus position," *Applied Physics Letters* , vol.54, no.4, pp.315-316, Jan 1989.
- [32] A. Karttunen, J. Ala-Laurinaho, R. Sauleau, and A. V. Räsänen, "2D beam-steering with non-symmetrical beam using non-symmetrical integrated lens antenna," in Proc. 6th Eur. Conf. Antennas Propag. (EUCAP), pp. 2976–2980.
- [33] Yorinks, L., "Large feed displacements in an offset reflector antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.15, no., pp.523,526, Jun 1977.
- [34] Imbriale, W.A.; Ingerson, P.; Wong, W., "Large lateral feed displacements in a parabolic reflector," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol.22, no.6, pp.742,745, Nov 1974.
- [35] Ruze, J., "Lateral-feed displacement in a paraboloid," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol.13, no.5, pp.660,665, Sep 1965.
- [36] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, and P. Knight (eds.), *Handbook of Antenna Design, Volumes 1 and 2*, London, Peter Peregrinus, 1986.

- [37] R. N. Assaly and L. J. Ricardi, "A Theoretical Study of a Multi-Element Scanning Feed System for a Parabolic Cylinder," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, V. AP-14, N. 5, pp. 601-605, September 1966.
- [38] A. W. Rudge and M. J. Withers, "New Technique for Beam Steering with Fixed Parabolic Reflectors," *Proc. IEE*, V.118, pp.857-863, July 1971.
- [39] Davis, R.M.; Cha, C.-C.; Kamak, S.G.; Sadigh, A., "A scanning reflector using an off-axis space-fed phased-array feed," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol.39, no.3, pp.391,400, Mar 1991.
- [40] D.G. Berry, R.G. Malech and W.A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP- 11, Nov. 1963, pp. 645-651.
- [41] King-Wai Lam; Sze-Wai Kwok; Yeongming Hwang; Lo, T.K.-C., "Implementation of transmitarray antenna concept by using aperture-coupled microstrip patches," *Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC '97, 1997 Asia-Pacific* , vol.1, no., pp.433,436 vol.1, 2-5 Dec 1997.
- [42] R. E. Collin and F.J. Zucker, *Antenna Theory*, Eds., McGraw-Hill, New York, 1969.
- [43] R.K. Raney, A.P. Luscombe, E.J. Langham and S. Ahmed, "RADARSAT [SAR imaging]," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, pp. 839-849, June 1991.
- [44] Sanchez-Barberty, Mauricio, "Low Cost Electronically Steered Phase Arrays for Weather Applications" (2011). *Open Access Dissertations*. Paper 343.
- [45] David M.Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley & Sons, c1998.
- [46] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1981.
- [47] Hamidi, E.; , "Design, analysis and simulation of a C band frequency scanning slot-array antenna," *Computer and Communication Engineering (ICCCE), 2010 International Conference*, pp.1-5, 11-12 May 2010.
- [48] M. Vahidpour, M. Moallem, J. East and K. Sarabandi; " Micromachined Low-mass RF Front-end for Beam Steering Radar " *Proc. of SPIE* Vol. 8373, 83731N, November 2012.
- [49] Hoefer, W. J R; Burton, M.N., "Closed-Form Expressions for the Parameters of Finned and Ridged Waveguides," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions* , vol.30, no.12, pp.2190,2194, Dec. 1982.

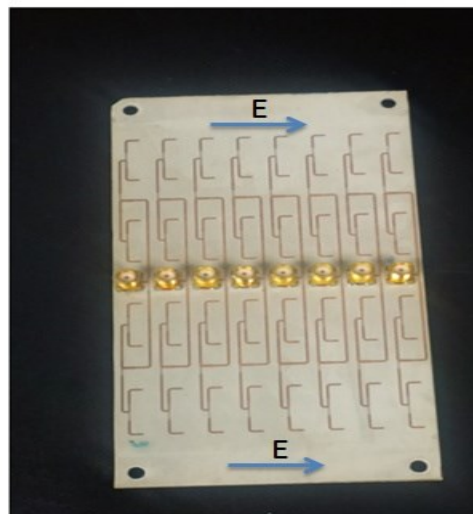
- [50] Cameron, Richard J.; Ming Yu, "Design of manifold-coupled multiplexers," *Microwave Magazine, IEEE* , vol.8, no.5, pp.46,59, Oct. 2007.
- [51] E.G. Cristal and G.L. Matthaei, "A technique for the design of multiplexers having contiguous channels," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-10, pp. 88–93, Jan. 1964.
- [52] C.M. Kudsia, K.R. Ainsworth, and M.V. O'Donovan, "Microwave filters and multiplexing networks for communication satellites in the 1980s," in *Proc. AIAA 8th Communications Satellite Systems Conf.*, Apr. 1980.
- [53] C. Kudsia, R. Cameron, and W.C. Tang, "Innovation in microwave filters and multiplexing networks for communication satellite systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 1133–1149, Jun. 1992.
- [54] Matthaei, George L, Leo Young, and E. M. T Jones. "Microwave Filters, Impedance-matching Networks, And Coupling Structures," Dedham, MA: Artech House Books, 1980.
- [55] Rhodes, J.D.; Levy, R., "Design of General Manifold Multiplexers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.27, no.2, pp.111,123, Feb 1979.
- [56] M. Galletti, D. Zrnic, D. Doviak, G. Zhang, and Jerry Crain, "Polarimetric phased array weather radar: concepts for polarimetric calibration", in *Proc. IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY)*, 2010, pp. 387 - 393.
- [57] L. Lei, G. Zhang, and R. J. Doviak, "Design and simulations for a cylindrical polarimetric phased array weather radar", in *Proc. IEEE Radar Conference (RADAR)*, 2011, pp. 671 – 674.
- [58] Y. T. Lo, and S. W. Lee, "Antenna handbook," Vol. 3, Chapter 25, 1993 New York: Chapman and Hall.
- [59] M. Fullilove, W. Scott, and J. Tomlinson, "The hourglass scanner a new rapid scan, large aperture antenna", *IRE International Convention Record*, Vol. 7, Part 1, pp. 190 - 200, 1959.
- [60] Y. Zhang, J. v. Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas", *IEEE Trans.*
- [61] R. F. Harrington, "Time-harmonic electromagnetic fields", New York: IEEE Press : Wiley-Interscience [1961], 2001.

ANNEXE A- CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES « PATCHS » UTILISÉES

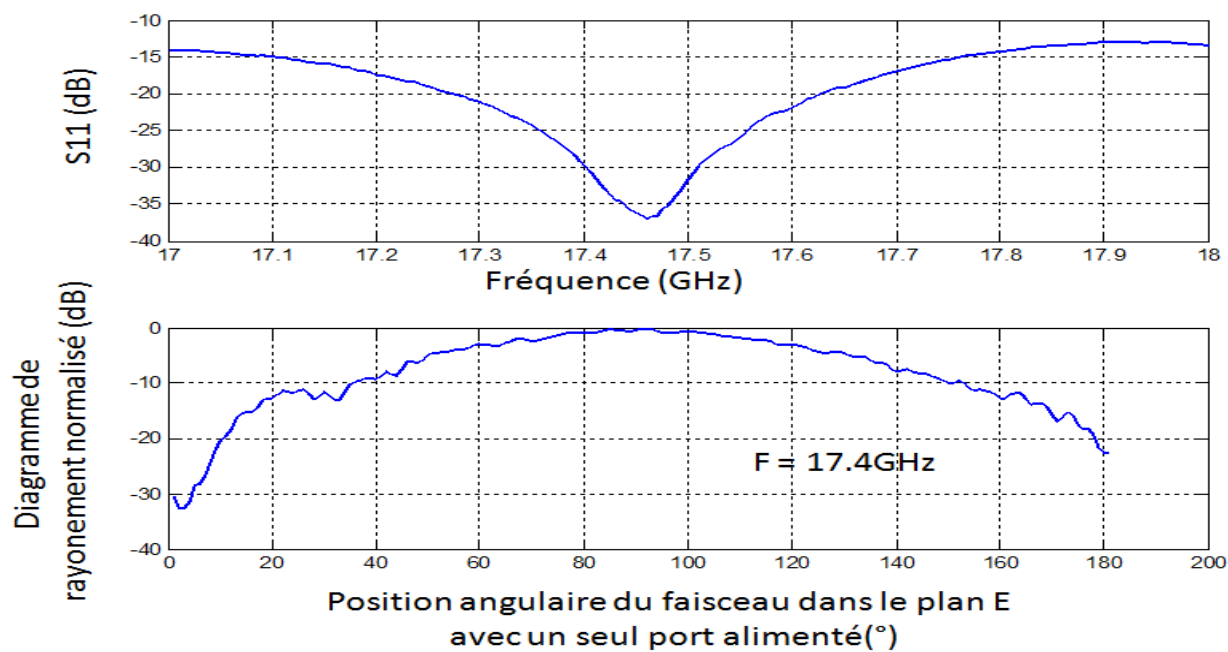
I. Antennes « patches » utilisées pour le circuit micro-ruban alimenté par le guide d'onde en méandre (Section 3.2):



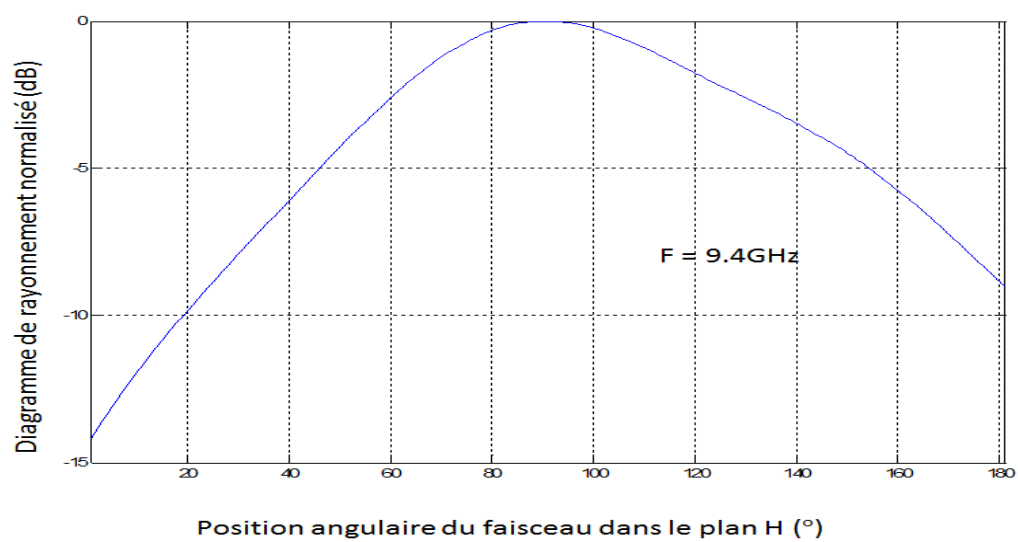
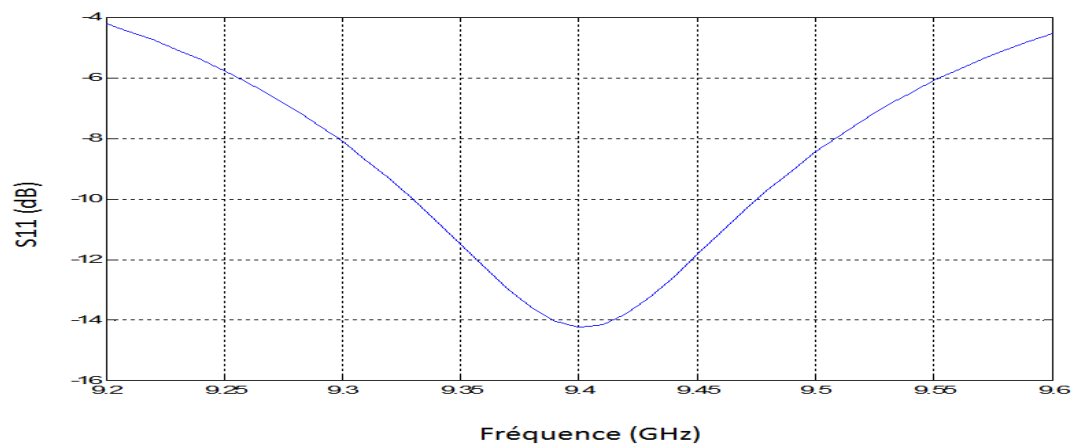
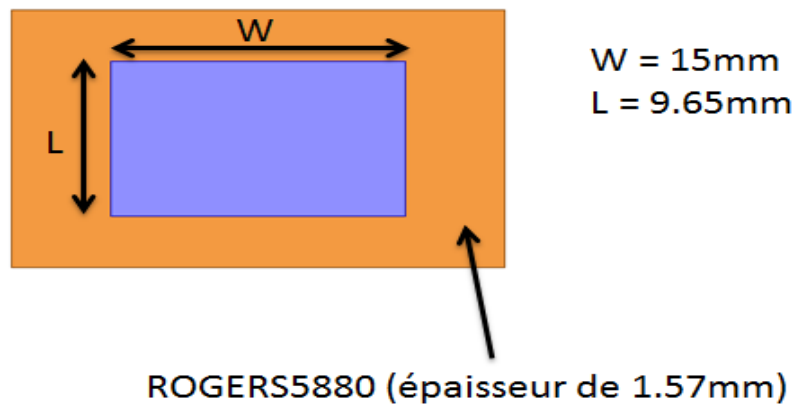
Face



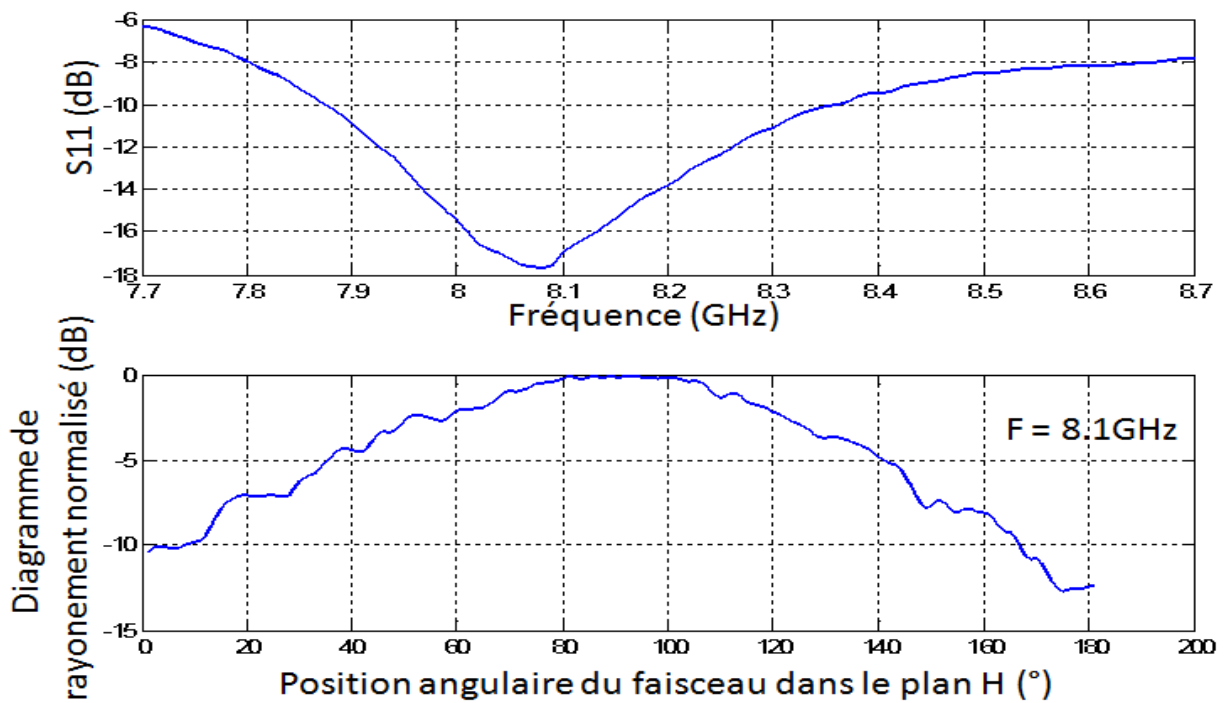
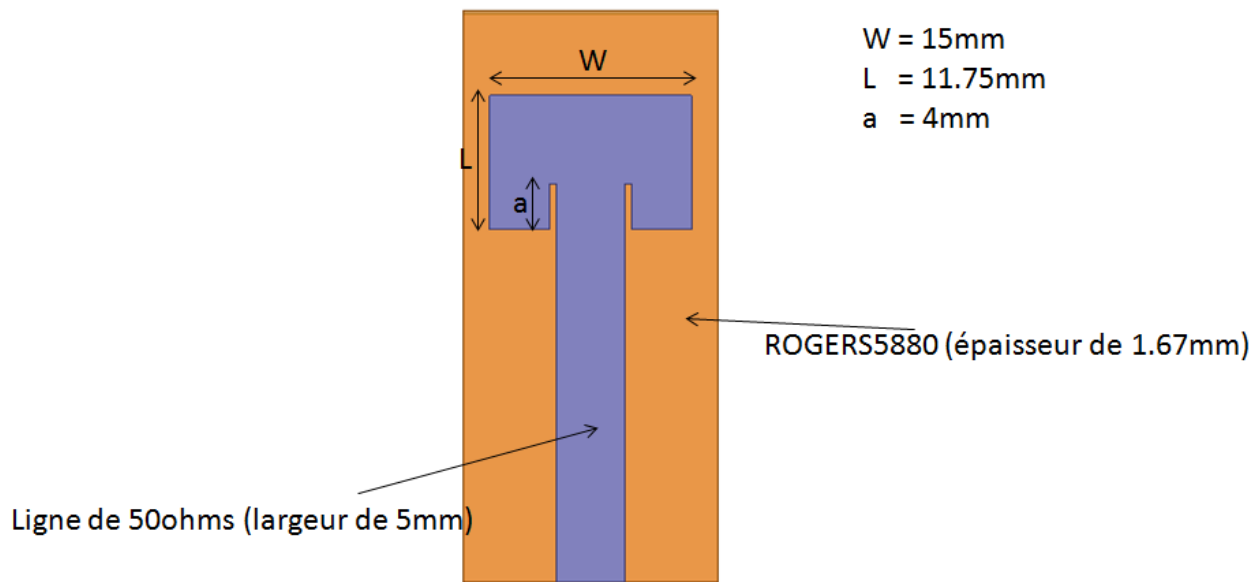
Arrière



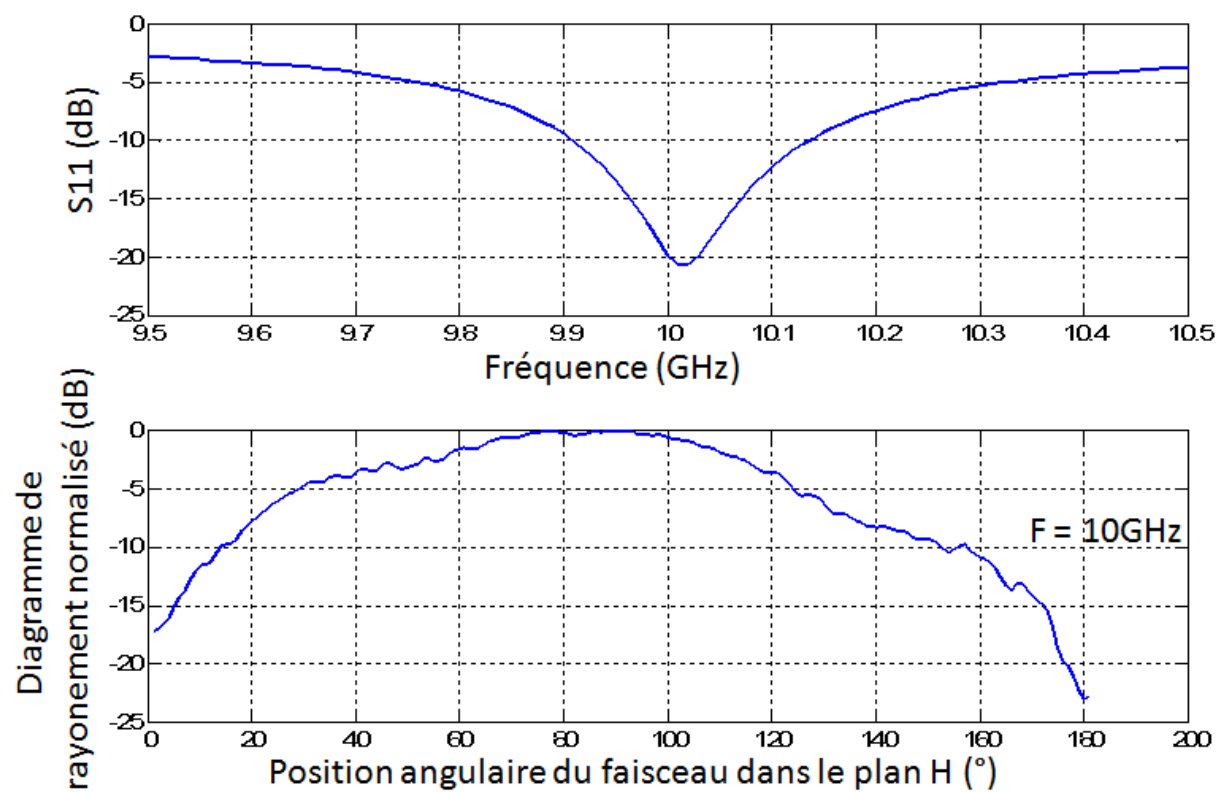
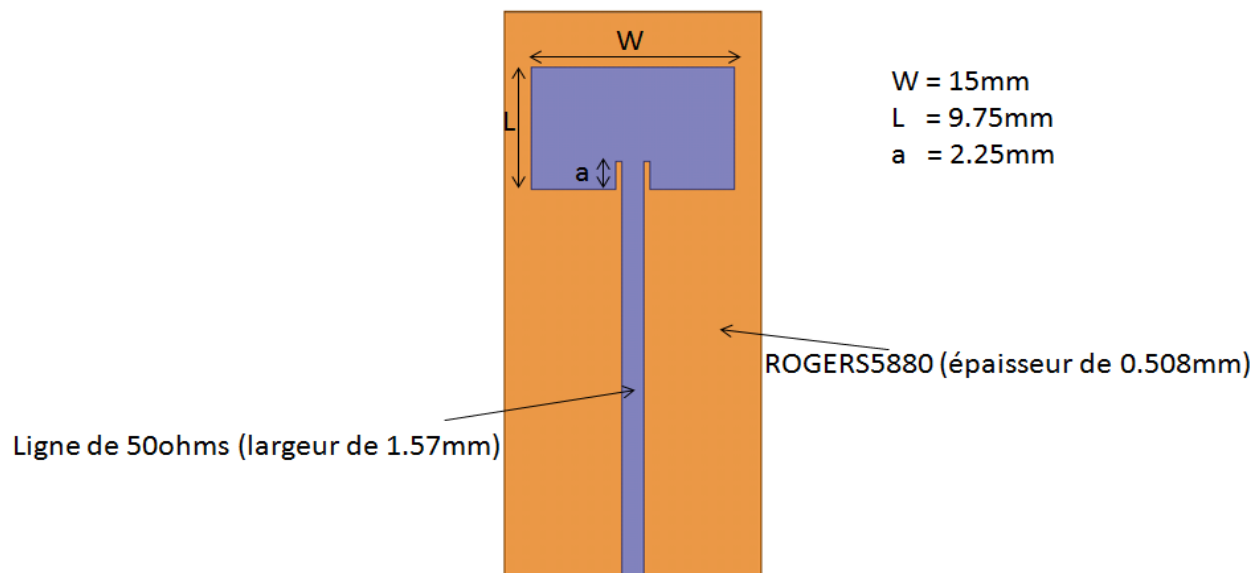
II. Antennes « patches » utilisées pour le circuit micro-ruban alimenté par les lignes coaxiales en méandre (Section 3.3):



III. Antennes « patches » alimentées par la structure CRLH (cas de 8 éléments à la section 4.2.3):



IV. Antennes « patches » alimentées par la structure CRLH et par le système rotatif de balayage en azimut (Section 4.3 et Chapitre 6):



ANNEXE B – FORMULE DES PERTES EN DB SELON LE MILIEU DE PROPAGATION

➤ **Ligne micro-ruban ($l = 15\lambda_g$) :**

$$\alpha = 8.686 \times l \times \left(\frac{1}{2} \beta_g \tan \delta + \frac{R_S}{wZ_0} \right) \text{ avec } R_S = \sqrt{\frac{2\pi f \cdot 4\pi \cdot 10^7}{2\sigma}} \text{ et } \beta_g = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

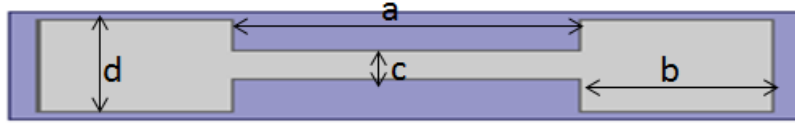
➤ **Câble coaxial ($l = 15\lambda_g$) :**

$$\alpha = 8.686 \times l \times \left(\frac{1}{2} \beta_g \tan \delta + \left(\frac{R_S}{4\pi Z_0} \right) \left(\frac{1}{r_{ext}} + \frac{1}{r_{int}} \right) \right) \text{ avec } R_S = \sqrt{\frac{2\pi f \cdot 4\pi \cdot 10^7}{2\sigma}} \text{ et } \beta_g = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

➤ **Guide d'onde ($l = 3\lambda_g$) :**

$$\alpha = 8.686 \times l \times \left(\frac{R_S}{a^3 b \beta k_0 \eta} \right) (2\pi^2 b + a^3 k_0^2) \text{ avec } R_S = \sqrt{\frac{2\pi f \cdot 4\pi \cdot 10^7}{2\sigma}}$$

**ANNEXE C – FORMULE DE LA CONSTANTE DE PROPAGATION, DE
LA LONGUEUR D'ONDE DE COUPURE ET DE L'IMPÉDANCE
CARACTÉRISTIQUE D'UN GUIDE D'ONDE A DOUBLE ARÊTE [49]**



$$\triangleright \beta_s = \frac{2\pi}{\lambda_s} \text{ avec } \lambda_s = \left[1 - \left(\lambda / \lambda_{cr} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$\text{et } \frac{1}{\lambda_{cr}} = \frac{1}{4b} \left[1 + \frac{4}{\pi} \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{d}{2b}} \right) \frac{d}{2b} \ln \csc \frac{\pi c}{2d} + \left(2.45 + 0.2 \frac{a}{a+2b} \right) \frac{ad}{2bc} \right]^{-1/2}$$

$$\triangleright Z_{sc} = Z_{sc\infty} \left[1 - \left(\lambda / \lambda_s \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$$

$$\text{avec } Z_{sc\infty} = \frac{120\pi^2 (d/\lambda_s)}{\frac{d}{c} \sin \frac{\pi a}{\lambda_s} + \left[\frac{B_0}{Y_0} + \tan \frac{\pi d}{2\lambda_s} \left(\frac{2b}{d} \right) \right] \cos \frac{\pi a}{\lambda_s}} \text{ et } \frac{B_0}{Y_0} \approx \left(2d/\lambda_s \right) \ln \csc \frac{\pi c}{2d}$$