

Titre: Réalisation d'une antenne réflecteur reconfigurable basée sur
Title: l'utilisation de réseaux transmetteurs

Auteur: Sophie-Abigael Gomanne
Author:

Date: 2018

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Gomanne, S.-A. (2018). Réalisation d'une antenne réflecteur reconfigurable basée
Citation: sur l'utilisation de réseaux transmetteurs [Mémoire de maîtrise, École
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/3254/>

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

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/3254/>
PolyPublie URL:

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

Programme: Génie aérospatial
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

RÉALISATION D'UNE ANTENNE RÉFLECTEUR RECONFIGURABLE BASÉE SUR
L'UTILISATION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS

SOPHIE-ABIGAEL GOMANNE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE AÉROSPATIAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 2018

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

RÉALISATION D'UNE ANTENNE RÉFLECTEUR RECONFIGURABLE BASÉE SUR
L'UTILISATION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS

présenté par : GOMANNE Sophie-Abigael

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

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

M. NERGUIZIAN Chahé , Ph. D., président

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

M. WU Ke, Ph. D., membre

DÉDICACE

*A mon papi,
Max Bossard. . .*

REMERCIEMENTS

Durant mes deux années passées à Polytechnique Montréal, j'ai eu la chance de mener un projet de recherche sur un sujet que je trouvais particulièrement intéressant et prometteur. Bien évidemment, je n'aurais jamais pu aboutir aux résultats actuels sans l'accompagnement, l'aide, le soutien et l'encouragement de nombreuses personnes. C'est pourquoi, par ces quelques lignes, je tiens à souligner toute ma gratitude et ma reconnaissance à toutes ces personnes.

Tout d'abord, je tiens particulièrement à remercier le professeur Jean-Jacques Laurin, mon directeur de recherche, qui a su me guider tout au long de mon projet et notamment face aux difficultés rencontrées. Il a su m'apprendre à analyser et à comprendre les problèmes pour aboutir au résultat actuel.

Je remercie également les professeurs Ke Wu et Chahé Nerguizian d'avoir accepté de lire mon mémoire et d'en constituer le jury.

Évidemment, des remerciements tout particuliers sont adressés au docteur Hoda Nematollahi, dont le projet est la source du présent mémoire.

Je souhaiterais aussi adresser des remerciements aux chercheurs, professeurs, et partenaires du projet AVIO 601 portant sur les atténuations d'interférences dans les communications satellites, dont ce sujet de recherche a eu l'honneur de faire partie.

Je tiens également à remercier tous mes collègues et amis du Poly-Grames, Zhilin, Guillaume, Lamine, Chunmei, Ahmed, Xiaoyi, Amirhossein, Marzieh, et Mahbubeh. Ensuite, je remercie les techniciens du Poly-Grames qui ont fabriqué mes différentes pièces malgré les nombreuses difficultés rencontrées et qui m'ont ensuite aidé dans les mesures, Steve Dubé, Traian Antonescu, Jules Gauthier, et Maxime Thibault. Je remercie aussi Jean-Sébastien Décarie pour le support informatique qu'il a pu m'apporter et Rachel Lortie pour sa bienveillance.

Je tiens aussi à exprimer toute ma gratitude à mes amis ici à Polytechnique Montréal et en France, qui m'ont soutenu tout au long de ma recherche, Camille, Elliot, Andréa, Paul, Corentin, Anaëlle, Marie-Anne, Clemence, Marianne, Laura et tous les autres.

Un remerciement particulier est bien évidemment adressé à Robin Gassais, qui a su m'écouter et me supporter durant toutes mes études à Polytechnique Montréal et en dehors, dans les bons comme dans les mauvais moments.

Enfin, je remercie ma famille, qui malgré la distance a su prendre soin de moi et s'intéresser à mon projet de recherche.

RÉSUMÉ

Les avancées technologiques ont permis un développement important du secteur spatial, et le nombre de satellites artificiels lancés dans l'espace ne cesse de croître. Cet essor est accompagné de l'augmentation de la durée de vie des satellites et de leurs performances, induisant un besoin de reconfigurabilité de la part des antennes.

Effectivement, la flexibilité de couvertures des systèmes d'antennes permettant le dépointage, la création de zéros ou la formation de toute forme de couverture, est désormais très recherchée pour de nombreuses applications dans les communications par satellite.

Actuellement, la technique la plus répandue est la modification spatiale ou structurelle des réflecteurs ou des sous-réflecteurs qui peut être effectuée grâce à des petits rotors. Les réseaux à commande électronique de phase et les réseaux d'illumination sont également employés, cependant, ces 3 systèmes nécessitent une grande complexité et un coût important.

Récemment, des systèmes prometteurs tels que les réseaux réflecteurs et les réseaux transmetteurs, système apparentés de par leurs fonctionnements, sont apparus. Néanmoins, bien que les réseaux réflecteurs aient démontré de bonnes performances, des réflexions incontrôlées de la puissance pour certains angles d'incidence peuvent apparaître.

Conséquemment, les réseaux transmetteurs offrant de nombreux avantages tels qu'un gain élevé, une forte efficacité de rayonnement, ou une fabrication légère et simple, ce système est particulièrement attrayant depuis plusieurs années.

L'objectif de ces recherches est donc d'aboutir à la fabrication d'un système d'antenne à réflecteur reconfigurable basé sur l'utilisation de réseaux transmetteurs pour des applications satellites en bande K, constituant la suite des recherches entreprises par le docteur Nematollahi. Un système mécanique permettant l'interchangeabilité des réseaux transmetteurs assurerait alors la reconfigurabilité passive visée, et par conséquent la formation de tout diagramme de rayonnement. Un cornet diagonal illumine la surface de cellules du réseau transmetteur, qui applique alors une modulation de phase sur le signal qui est ensuite réfléchi vers le réflecteur placé en offset du système.

Néanmoins, ces réseaux transmetteurs reposent sur l'utilisation de cellules unitaires dont la largeur de bande est un facteur limitant. Dans un premier temps, il était donc nécessaire de procéder à la création, et plus exactement à l'optimisation, de la librairie des cellules unitaires. Les 9 états de phase des cellules unitaires à 4 couches couvrant 360° , ont pu être optimisés pour la bande de fréquence de 17GHz à 23GHz. Des largeurs de bande à 1dB et 3dB de 8.5% et 14.7% respectivement ont été atteintes permettant de qualifier ces cellules de

larges bandes. En outre, une étude sous incidence oblique a pu valider l'efficacité des cellules unitaires pour la géométrie finale du montage.

Ultérieurement, la fabrication d'un réseau *Beam-tilt* a permis la validation expérimentale des cellules unitaires.

Subséquentement, 3 réseaux transmetteurs ont pu être réalisés dans le but de prouver le concept de leur utilisation en tant que sous système d'antenne permettant la reconfigurabilité en rayonnement. Le premier réseau transmetteur, le *RT1*, permet la re-focalisation du faisceau principal, et a servi de référence de comparaison. Les réseaux transmetteurs 2 et 3, *RT2* et *RT3*, permettent respectivement la formation d'un faisceau elliptique et la formation d'un zéro proche du lobe principal d'un faisceau focalisé. Les résultats obtenus ont révélé des performances proches des objectifs initiaux et meilleurs que les résultats de simulations, et par conséquent encourageants et validant la système proposé.

Finalement, le fonctionnement de la solution proposée en tant qu'antenne à réflecteur reconfigurable basée sur l'utilisation de réseaux transmetteurs a été prouvé. Un tel dispositif pour les applications satellites permettrait un gain de coût, de poids et de simplicité par rapport aux système actuels.

ABSTRACT

Nowadays, with the increase of satellite on-orbit lifetime, reconfigurable antennas with high gain are needed for satellite telecommunications applications. Indeed, having flexibility in antenna system could allow in-flight changes of radiation performance, such as beam-shaping or null forming, and consequently allow more possibilities for satellites missions.

Recently, reflectarrays and transmitarrays have been proposed as an alternative to shaped reflectors, phased array or illumination array control, that require high complexity and high cost. However, even if reflectarrays have shown good performances, they still exhibit uncontrolled power reflection for certain angles of incidence.

In addition, transmitarrays do not suffer from blocking problem, which has made the system particularly attractive for several years. Transmitarrays, also called discrete lenses, constitute one of the most attractive areas in terms of high gain antennas thanks to the numerous advantages they offer: high radiation gain, high efficiency, flexibility of radiation characteristics, low-profile, lightweight and simple manufacturing. They can be used for beam reconfiguration by changing the phase distribution, either with tunable elements, such as PIN diodes, varactors, or MEMS, or with passive elements, more reliable and less lossy.

Nonetheless, the main limitation is the bandwidth, limited by the unit cells topology.

This research continues the work undertaken by doctor Hoda Nematollahi and seeks to prove that a reconfigurable reflector antenna can be realized by the use of transmitarrays. The proposed solution is then composed by a horn illuminating a transmitarray, the reconfigurable phase filtering, transmitting the signal to an offset parabolic reflector. A mechanical system would allow the changes of transmitarrays surfaces, thus ensuring the reconfigurability of the antenna radiation performance in the K band.

As mentioned above, the actual main drawback of transmit-array is the limitation of the cells bandwidth. This is why the first step of this study has been the creation, and more exactly the optimization, of a broadband unit cell library. Nine states of four-layer unit cells allowing a transmission phase range of 360° with minimum losses at 19GHz have been achieved. The presented unit cells have larger bandwidth than the designs proposed in literature, with a 1 dB and 3 dB transmission bandwidths respectively of 8.5% and 14.7%. The effect of oblique incidence has also been studied for these cells.

Then the fabrication of a *Beam-tilt* array and its measurements enabled the validation of the cells performance.

Afterwards, these cells could be used in the realization of transmitarrays in order to prove

the concept of using them as an antenna subsystem. Three transmit-arrays, allowing beam focusing, elliptical coverage and null forming, have been analyzed through simulations and fabrications, and have shown encouraging results validating the concept.

Consequently, the proposed solution for a reconfigurable reflector antenna based on transmit-arrays has shown the capability to work and to be used in the future for the space industry.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vii
TABLE DES MATIÈRES	ix
LISTE DES TABLEAUX	xi
LISTE DES FIGURES	xiii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xx
LISTE DES ANNEXES	xxi
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Définitions et concepts de base	1
1.2 Éléments de la problématique	3
1.3 Objectifs de recherche	5
1.4 Démarche de la recherche	6
1.5 Plan du mémoire	6
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	8
2.1 Les antennes de satellite	8
2.2 Les antennes reconfigurables en rayonnement	9
2.3 Les reconfigurations électromécaniques	10
2.3.1 Réflecteur et sous-réflecteur	10
2.3.2 Antenne réseau à commande de phase ou Phased Array	12
2.3.3 Réseau d'illumination	13
2.3.4 Réseau Réflecteur ou Reflectarray	13
2.3.5 Réseau Transmetteur ou Transmitarray	17
2.4 Conclusion	25

CHAPITRE 3	DÉVELOPPEMENT D'UNE LIBRAIRIE DE CELLULES UNITAIRES	27
3.1	Principe d'opération et conception des cellules unitaires	27
3.2	Optimisation des cellules unitaires	30
3.3	Étude de l'incidence oblique	36
3.3.1	Performances des cellules unitaires sous incidence oblique	36
3.3.2	Facteur de réseau sous incidence oblique	38
3.4	Réalité de la fabrication du système	43
3.5	Validation des cellules	47
3.5.1	Validation des cellules unitaires	47
3.5.2	Obtention d'un diagramme de déviation de faisceau	50
3.6	Conclusion	54
CHAPITRE 4	VALIDATION DU CONCEPT DES RÉSEAUX TRANSMETTEURS EN TANT QUE SOUS-SYSTÈME D'ANTENNE	55
4.1	Principe d'opération du montage à réaliser	55
4.2	Analyse du système	57
4.3	<i>RT1</i> : Re-focalisation de faisceau	61
4.3.1	<i>RT1</i>	62
4.3.2	<i>RT1</i> avec Rohacell	76
4.4	<i>RT2</i> : Formation d'un faisceau elliptique	85
4.4.1	<i>RT2</i>	86
4.5	<i>RT3</i> : Création d'un nul	93
4.5.1	<i>RT3</i>	94
4.5.2	<i>RT3</i> avec Rohacell	106
4.6	Conclusion	116
CHAPITRE 5	CONCLUSIONS	117
5.1	Synthèse des travaux	117
5.2	Limitations de la solution proposée	119
5.3	Améliorations futures	120
RÉFÉRENCES		121
ANNEXES		131

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1	Susceptances des cellules élémentaires	30
Tableau 3.2	Paramètres des cellules unitaires en <i>mils</i>	32
Tableau 3.3	Caractéristiques des cellules unitaires à 19 GHz	34
Tableau 3.4	Largeurs et amplitudes des faisceaux mesurées pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	51
Tableau 3.5	Déviations des faisceaux mesurées pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	52
Tableau 4.1	Tu duo titulo debitas latente	56
Tableau 4.2	Résultats des simulations du <i>RT1</i> pour les fréquences de 17GHz à 22GHz	66
Tableau 4.3	Comparaison des résultats des simulations du <i>RT1</i> et du cornet seul pour les fréquences de 17GHz à 22GHz	69
Tableau 4.4	Résultats des mesures du <i>RT1</i> pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	75
Tableau 4.5	Résultats des simulations du <i>RT1</i> avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 21GHz	79
Tableau 4.6	Comparaison du système cornet- <i>RT1</i> _{Rohacell} -réflecteur avec les systèmes cornet-réflecteur et cornet- <i>RT1</i> -réflecteur pour les fréquences de 17GHz à 21GHz	79
Tableau 4.7	Résultats des mesures du <i>RT1</i> avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	80
Tableau 4.8	Résultats des simulations du <i>RT2</i> pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	86
Tableau 4.9	Largeurs de faisceaux du <i>RT2</i> pour les fréquences de 17GHz à 22GHz	91
Tableau 4.10	Résultats des simulations du <i>RT3</i> dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 22GHz	97
Tableau 4.11	Résultats des simulations du <i>RT3</i> dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 22GHz	97
Tableau 4.12	Comparaisons des simulations du <i>RT3</i> et du <i>RT1</i> dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 22GHz	99
Tableau 4.13	Résultats des mesures du <i>RT3</i> dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	102
Tableau 4.14	Résultats des mesures du <i>RT3</i> dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	104
Tableau 4.15	Comparaisons des mesures du <i>RT3</i> et du <i>RT1</i> dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	104

Tableau 4.16	Résultats des simulations du $RT3$ avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 21GHz	106
Tableau 4.17	Résultats des simulations du $RT3$ dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 21GHz	109
Tableau 4.18	Comparaisons des simulations du $RT3$ avec Rohacell et du $RT1$ avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 21GHz	109
Tableau 4.19	Résultats des mesures du $RT3$ avec Rohacell dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	110
Tableau 4.20	Résultats des mesures du $RT3$ avec Rohacell dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	113
Tableau 4.21	Comparaisons des mesures du $RT3$ avec Rohacell et du $RT1$ avec Rohacell dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	113

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Diagramme de rayonnement d'une antenne	2
Figure 1.2	Principe d'une surface de réseau transmetteur	5
Figure 2.1	Figure de la géométrie à double réflecteur [34]	11
Figure 2.2	Position des actionneurs sur l'ouverture projetée du sous-réflecteur : à gauche 55 actionneurs et à droite 130 actionneurs [34]	11
Figure 2.3	Illustration d'antenne Grégorienne à sous-réflecteur sélectionnable [3]	12
Figure 2.4	Réseau Réflecteur micro-ruban plat composé d'antennes patches identiques mais de lignes de transmission micro-ruban de différentes longueurs [46]	14
Figure 2.5	Principe du réseau réflecteur plié [84]	15
Figure 2.6	Principe d'une antenne réflecteur combinée à un réseau réflecteur [85]	16
Figure 2.7	Diagramme de couverture pour les 2 régions avec le réseau réflecteur en position P1 (A,C) et en position P2 (B,D) [85]	17
Figure 2.8	Utilisation de plaques ou grilles conductrices afin d'implémenter un retard d'onde [91]	18
Figure 2.9	Configuration de réseau transmetteur utilisant des surfaces multicouches sélectives en fréquence [4]	19
Figure 2.10	Réseau transmetteur utilisant une configuration récepteur/transmetteur [4]	19
Figure 2.11	Comparaison de certaines technologies mises en oeuvre pour la reconfigurabilité du réseau transmetteur - [+ , 0 , -] se réfèrent respectivement à [bon, neutre, mauvais] [100]	20
Figure 2.12	Cellule unitaire à 1 bit [101]	21
Figure 2.13	Simulations de l'élément unitaire sous incidences normale et oblique [101]	22
Figure 2.14	Diagramme de rayonnement [101]	23
Figure 2.15	Vue éclatée en 3D de la cellule unitaire à 2 bits [111]	23
Figure 2.16	Simulation des paramètres de diffusion pour les 4 états de phase de la cellule unitaire [111]	24
Figure 2.17	Systèmes mécaniques proposés pour la reconfiguration [1]	26
Figure 3.1	Schéma d'une cellule unitaire	28
Figure 3.2	Schéma d'une cellule unitaire et son modèle électrique équivalent . . .	28

Figure 3.3	Courbes des 2 solutions possibles de l'équation quadratique 3.1 présentant les phases en transmission en fonction de la susceptance b_1 et la susceptance b_2 en fonction de la susceptance b_1 pour les distances $d_1 = \frac{\lambda}{4}$ et $d_2 = \frac{\lambda}{8}$ à 19GHz	29
Figure 3.4	Illustration de le cellule élémentaire Méandre et de ses paramètres . .	31
Figure 3.5	Illustration de la cellule élémentaire UC-EBG et de ses paramètres . .	31
Figure 3.6	Pertes en réflexion des cellules unitaires en fonction de la fréquence .	33
Figure 3.7	Amplitude en transmission des cellules unitaires en fonction de la fréquence	33
Figure 3.8	Phase en transmission des cellules unitaires en fonction de la fréquence	34
Figure 3.9	Illustration de l'incidence oblique sur les cellules du réseau transmetteur	36
Figure 3.10	Illumination de la surface du RT par le cornet dans le montage final .	37
Figure 3.11	Amplitude en transmission des cellules unitaires en fonction de l'angle d'incidence θ pour $\phi = 22.5^\circ$ à 19GHz	37
Figure 3.12	Phase en transmission des cellules unitaires en fonction de l'angle d'incidence θ pour $\phi = 22.5^\circ$ à 19GHz	38
Figure 3.13	Interpolation de la fonction d'erreur de phase des cellules unitaires en fonction de l'angle d'incidence θ	39
Figure 3.14	Schéma de l'illumination de l'élément n du réseau	40
Figure 3.15	Facteur de réseau du RT1 avec et sans fonction d'erreur	41
Figure 3.16	Déphasages de la surface du RT utilisés pour le calcul du facteur de réseau	42
Figure 3.17	Schéma du support du réseau transmetteur	43
Figure 3.18	Photos du réseau transmetteur et de son support	44
Figure 3.19	Photo d'un support de Rohacell à insérer entre les couches de substrat	45
Figure 3.20	Phases en transmission de la cellule unitaire 1 en fonction de la fréquence	45
Figure 3.21	Amplitude en réflexion de la cellule unitaire 1 en fonction de la fréquence	46
Figure 3.22	Amplitude en transmission de la cellule unitaire 1 en fonction de la fréquence	46
Figure 3.23	Schéma du montage avec le guide d'onde tronqué	48
Figure 3.24	Photo du montage réalisé en chambre anéchoïque avec le guide d'onde tronqué	48
Figure 3.25	Phases en transmission mesurées des cellules unitaires à 19 GHz avec l'insertion de Rohacell entre les couches	49
Figure 3.26	Schéma du montage expérimental avec la lentille pour la focalisation des rayons	50

Figure 3.27	Photo du montage réalisé en chambre anéchoïque pour la mesure de déviation de faisceau	51
Figure 3.28	Diagramme de rayonnement du réseau <i>Beam-tilt</i> pour les fréquences de 17GHz à 23GHz	52
Figure 3.29	Diagramme de rayonnement du réseau <i>Beam-tilt</i> pour les fréquences de 17GHz à 23GHz avec l'introduction de Rohacell entre les couches .	53
Figure 4.1	Schéma du système complet légendé	56
Figure 4.2	Photo du système complet dans les laboratoires du Poly-Grames . . .	57
Figure 4.3	Diagrammes de rayonnement simulés du système cornet-rélecteur sans réseau transmetteur	60
Figure 4.4	Déphasages des éléments de la surface du <i>RT1</i>	61
Figure 4.5	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT1</i> à 17GHz .	63
Figure 4.6	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT1</i> à 18GHz .	63
Figure 4.7	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT1</i> à 19GHz .	64
Figure 4.8	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT1</i> à 20GHz .	64
Figure 4.9	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT1</i> à 21GHz .	65
Figure 4.10	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT1</i> à 22GHz .	65
Figure 4.11	Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du <i>RT1</i> .	67
Figure 4.12	Diagramme de rayonnement du système cornet- <i>RT1</i> à 18GHz	68
Figure 4.13	Diagramme de rayonnement du système cornet- <i>RT1</i> à 19GHz	68
Figure 4.14	Diagramme de rayonnement du système cornet- <i>RT1</i> à 20GHz	69
Figure 4.15	Contours d'iso-directivité du système complet avec <i>RT1</i>	70
Figure 4.16	Diagrammes de rayonnement mesurés du <i>RT1</i>	72
Figure 4.17	Diagrammes de rayonnement mesurés de la composante co-polarisée du <i>RT1</i>	73
Figure 4.18	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> à 18GHz	73
Figure 4.19	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> à 19GHz	74
Figure 4.20	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> à 20GHz	74
Figure 4.21	Diagramme de rayonnement du <i>RT1</i> avec l'introduction de Rohacell à 18GHz	76
Figure 4.22	Diagramme de rayonnement du <i>RT1</i> avec l'introduction de Rohacell à 19GHz	77

Figure 4.23	Diagramme de rayonnement du <i>RT1</i> avec l'introduction de Rohacell à 20GHz	77
Figure 4.24	Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du <i>RT1</i> avec Rohacell	78
Figure 4.25	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> avec Rohacell à 18GHz	80
Figure 4.26	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> avec Rohacell à 19GHz	81
Figure 4.27	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> avec Rohacell à 20GHz	81
Figure 4.28	Diagrammes de rayonnement mesurés du <i>RT1</i> avec Rohacell	82
Figure 4.29	Diagrammes de rayonnement mesurés de la composante co-polarisée du <i>RT1</i> avec Rohacell	83
Figure 4.30	Diagrammes de rayonnement en gains normalisés du <i>RT1</i> simulé et mesuré à 19GHz	84
Figure 4.31	Déphasages des éléments de la surface du <i>RT2</i>	85
Figure 4.32	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT2</i> à 17GHz .	86
Figure 4.33	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT2</i> à 18GHz .	87
Figure 4.34	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT2</i> à 19GHz .	87
Figure 4.35	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT2</i> à 20GHz .	88
Figure 4.36	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT2</i> à 21GHz .	88
Figure 4.37	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT2</i> à 22GHz .	89
Figure 4.38	Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du <i>RT2</i> .	90
Figure 4.39	Diagramme de rayonnement de la composante co-polarisée du système complet avec <i>RT2</i>	91
Figure 4.40	Contours d'iso-directivité du système complet avec <i>RT2</i>	92
Figure 4.41	Déphasages des éléments de la surface du <i>RT3</i>	93
Figure 4.42	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT3</i> à 17GHz .	94
Figure 4.43	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT3</i> à 18GHz .	95
Figure 4.44	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT3</i> à 19GHz .	95
Figure 4.45	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT3</i> à 20GHz .	96
Figure 4.46	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT3</i> à 21GHz .	96
Figure 4.47	Diagramme de rayonnement du système complet avec <i>RT3</i> à 22GHz .	97
Figure 4.48	Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du <i>RT3</i> .	98
Figure 4.49	Contours d'iso-directivité du système complet avec <i>RT3</i>	100

Figure 4.50	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du $RT3$ à 18GHz	101
Figure 4.51	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du $RT3$ à 19GHz	101
Figure 4.52	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du $RT3$ à 20GHz	102
Figure 4.53	Diagrammes de rayonnement mesurés du $RT3$	103
Figure 4.54	Diagramme de rayonnement du $RT3$ avec l'introduction de Rohacell à 18GHz	106
Figure 4.55	Diagramme de rayonnement du $RT3$ avec l'introduction de Rohacell à 19GHz	107
Figure 4.56	Diagramme de rayonnement du $RT3$ avec l'introduction de Rohacell à 20GHz	107
Figure 4.57	Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du $RT3$ avec Rohacell	108
Figure 4.58	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du $RT3$ avec Rohacell à 18GHz	110
Figure 4.59	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du $RT3$ avec Rohacell à 19GHz	111
Figure 4.60	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du $RT3$ avec Rohacell à 20GHz	111
Figure 4.61	Diagrammes de rayonnement mesurés du $RT3$ avec Rohacell	112
Figure 4.62	Diagrammes de rayonnement mesurés du système complet du $RT1$ et du $RT3$ à 19GHz	115
Figure A.1	Paramètres S de la cellule unitaire 2 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	132
Figure A.2	Paramètres S de la cellule unitaire 3 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	133
Figure A.3	Paramètres S de la cellule unitaire 4 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	134
Figure A.4	Paramètres S de la cellule unitaire 5 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	135
Figure A.5	Paramètres S de la cellule unitaire 6 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	136
Figure A.6	Paramètres S de la cellule unitaire 7 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	137

Figure A.7	Paramètres S de la cellule unitaire 8 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	138
Figure A.8	Paramètres S de la cellule unitaire 9 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches	139
Figure B.1	Diagramme de rayonnement mesuré du <i>Beam-tilt</i> à 17GHz	140
Figure B.2	Diagramme de rayonnement mesuré du <i>Beam-tilt</i> à 18GHz	140
Figure B.3	Diagramme de rayonnement mesuré du <i>Beam-tilt</i> à 19GHz	141
Figure B.4	Diagramme de rayonnement mesuré du <i>Beam-tilt</i> à 20GHz	141
Figure B.5	Diagramme de rayonnement mesuré du <i>Beam-tilt</i> à 21GHz	142
Figure B.6	Diagramme de rayonnement mesuré du <i>Beam-tilt</i> à 22GHz	142
Figure B.7	Diagramme de rayonnement mesuré du <i>Beam-tilt</i> à 23GHz	143
Figure C.1	Diagramme de rayonnement du système cornet-rélecteur à 17GHz . .	144
Figure C.2	Diagramme de rayonnement du système cornet-rélecteur à 18GHz . .	144
Figure C.3	Diagramme de rayonnement du système cornet-rélecteur à 19GHz . .	145
Figure C.4	Diagramme de rayonnement du système cornet-rélecteur à 20GHz . .	145
Figure C.5	Diagramme de rayonnement du système cornet-rélecteur à 21GHz . .	146
Figure C.6	Diagramme de rayonnement du système cornet-rélecteur à 22GHz . .	146
Figure C.7	Diagramme de rayonnement du système cornet-rélecteur à 23GHz . .	147
Figure D.1	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> à 17GHz	148
Figure D.2	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> à 21GHz	149
Figure D.3	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> à 22GHz	149
Figure D.4	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> à 23GHz	150
Figure E.1	Diagramme de rayonnement du <i>RT1</i> avec l'introduction de Rohacell à 17GHz	151
Figure E.2	Diagramme de rayonnement du <i>RT1</i> avec l'introduction de Rohacell à 21GHz	152
Figure E.3	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> avec Rohacell à 17GHz	153
Figure E.4	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> avec Rohacell à 21GHz	153
Figure E.5	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> avec Rohacell à 22GHz	154

Figure E.6	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT1</i> avec Rohacell à 23GHz	154
Figure F.1	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> à 17GHz	155
Figure F.2	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> à 21GHz	156
Figure F.3	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> à 22GHz	156
Figure F.4	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> à 23GHz	157
Figure G.1	Diagramme de rayonnement du <i>RT3</i> avec l'introduction de Rohacell à 17GHz	158
Figure G.2	Diagramme de rayonnement du <i>RT3</i> avec l'introduction de Rohacell à 21GHz	159
Figure G.3	Diagramme de rayonnement du <i>RT3</i> avec l'introduction de Rohacell à 22GHz	159
Figure G.4	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> avec Rohacell à 17GHz	160
Figure G.5	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> avec Rohacell à 21GHz	160
Figure G.6	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> avec Rohacell à 22GHz	161
Figure G.7	Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du <i>RT3</i> avec Rohacell à 23GHz	161

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

Co-pol	Co-polarisation / Polarisation principale
FEKO	"FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche" / Field Calculations Involving Bodies of Arbitrary Shape
FET	Field-Effect Transistor
GRASP	General Reflector Antenna Software Package
HFSS	High Frequency Structure Simulator
MEMS	Microelectromechanical Systems
PIN diode	Positive Intrinsic Negative diode
POS	Physical Optics-based Shaped reflector
RR	Réseau Réflecteur
RT	Réseau Transmetteur
SLL	Side Lobe Level / Niveau des lobes secondaires
UC-EBG	Uniplanar Compact Electromagnetic Bandgap
X-pol	Cross-polarisation / Polarisation croisée

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Étude des tolérances d'espacements entres les couches du substrat . .	131
Annexe B	Résultats complémentaires du réseau <i>Beam-tilt</i>	140
Annexe C	Système cornet-réflecteur	144
Annexe D	Résultats complémentaires du <i>RT1</i>	148
Annexe E	Résultats complémentaires du <i>RT1</i> avec Rohacell	151
Annexe F	Résultats complémentaires du <i>RT3</i>	155
Annexe G	Résultats complémentaires du <i>RT3</i> avec Rohacell	158

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

De nos jours, le rôle des satellites est devenu fondamental pour de nombreuses applications dans la vie quotidienne. Des télécommunications aux services de géolocalisation, en passant par les applications scientifiques, tout satellite nécessite la conception d'une antenne spatiale adaptée à sa mission.

L'apparition des constellations de satellites a engendré une tendance à développer des satellites plus petits et plus performants. Cette tendance s'est accompagnée d'un besoin de reconfigurabilité des satellites, et conséquemment des antennes. La combinaison de plusieurs fonctionnalités dans une seule antenne permet par conséquent un gain de poids et donc de coût dans l'industrie spatiale.

1.1 Définitions et concepts de base

La conception des antennes de satellite se distingue des autres à cause des contraintes liées aux applications spatiales, telles que le coût, le poids, la performance, mais aussi la fiabilité vis-à-vis des contraintes thermiques et mécaniques s'exerçant sur le système. Effectivement, le système d'antenne devra résister aux fortes pressions mécaniques durant le décollage de la fusée, mais aussi aux incessants cycles thermiques durant sa durée de vie. En outre, chaque mission de satellite différant des autres, des caractéristiques spécifiques d'antenne sont requises, conférant une certaine unicité à la réalisation d'une antenne.

C'est pourquoi une reconfigurabilité d'antenne permettant de modifier les caractéristiques de rayonnement permettrait d'élargir le nombre et la complexité des missions possibles pour une même antenne, et donc pour le satellite. Par exemple, un satellite de télécommunication serait en mesure d'adapter sa zone de couverture en fonction de la demande, et ainsi de mieux s'adapter aux besoins. Une réorientation de la zone de couverture d'un satellite géostationnaire planifiée serait également envisageable.

Effectivement, les satellites de télécommunications, opérant majoritairement sur les bandes K, s'étendant de 18GHz à 31GHz, voient de plus en plus d'opportunités dans la reconfigurabilité de leurs antennes.

Cependant, il est important de souligner que 2 types de reconfigurations existent : la reconfiguration d'antenne active et passive. L'antenne passive réalise la formation et le dépointage du faisceau, mais les fonctions d'émission et de réception sont effectuées à l'extérieur de l'antenne. L'antenne passive comporte conséquemment des déphaseurs, des filtres, ou encore des commutateurs modifiant les longueurs de ligne, soit en d'autres termes des dispositifs

pouvant modifier la forme et la direction du faisceau, la fréquence d'opération, ou encore la polarisation. L'antenne dite active, dispose à la fois de ces composants, mais également d'éléments amplificateurs, permettant l'amplification du signal d'émission et l'amplification à faible bruit du signal de réception.

Le coût et la complexité de ces systèmes sont donc très différents, et la suite de ce mémoire s'intéressera principalement aux réseaux transmetteurs, qualifiés d'antennes passives.

Par ailleurs, la qualification d'une antenne est réalisée à partir de plusieurs autres caractéristiques. Une antenne convertit une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est à dire transportée dans l'espace dans des directions privilégiées par une onde électromagnétique. Le diagramme de rayonnement représente alors les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans l'espace, tel qu'illustré en Figure 1.1. Le lobe principal correspond à la direction privilégiée du rayonnement, soit en d'autres termes à la direction du maximum de rayonnement observable sur le diagramme de rayonnement. Les autres lobes, qualifiés de lobes secondaires, sont généralement indésirables et sont donc atténués autant que possible. Il est communément admis qu'ils ne sont pas gênants dès lors que leur niveau est au moins 20 dB inférieur au niveau du lobe principal. Un autre attribut lié au diagramme de rayonnement est l'angle d'ouverture à 3 dB qui caractérise la largeur du lobe principal. Il représente l'angle pour lequel la densité de puissance rayonnée est 3 dB inférieure à la densité de puissance maximale, soit pour lequel la densité de puissance rayonnée est égale à la moitié de la densité de puissance maximale.

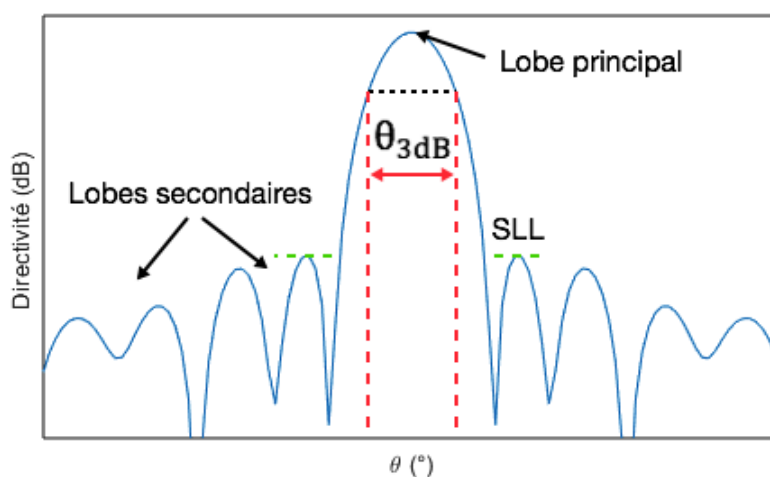


Figure 1.1 Diagramme de rayonnement d'une antenne

D'autre part, une référence doit exister pour pouvoir comparer les antennes et leur densité de puissance rayonnée, d'où l'introduction de la directivité. La directivité D d'une antenne représente le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans une direction donnée et la densité de puissance que rayonnerait une antenne isotrope, c'est à dire une antenne omnidirectionnelle, rayonnant de façon égale dans toutes les directions, lorsque les deux antennes rayonnent la même puissance totale, soit :

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{rayonnée}}{4\pi}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rayonnée}} \quad (1.1)$$

où U représente l'intensité de radiation en W/sr.

Le gain G représente le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. La puissance rayonnée étant le produit de l'efficacité de rayonnement par la puissance acceptée, c'est-à-dire la puissance en entrée, le gain et la directivité sont reliés par l'efficacité η de l'antenne :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{acceptée}} \quad (1.2)$$

$$P_{rayonnée} = \eta P_{acceptée} \quad (1.3)$$

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (1.4)$$

1.2 Éléments de la problématique

L'essor technologique a permis le développement rapide des systèmes spatiaux et le nombre de satellites artificiels lancés dans l'espace ne cesse de croître. Cependant, le secteur spatial implique de nombreuses contraintes, telles que le poids, le coût, la fiabilité, la résistance ou encore la solidité, dus aux fortes contraintes mécaniques et thermiques s'exerçant sur le satellite. En outre, comme cela a été mis en lumière précédemment, le sous-système d'antenne constitue l'un des composants les plus critiques, du fait de sa taille et des fortes contraintes mécaniques et thermiques s'appliquant sur sa structure se trouvant nécessairement à l'extérieur du satellite. De surcroît, le système d'antenne doit pouvoir fournir le gain élevé nécessaire aux applications spatiales. Effectivement, il est essentiel d'avoir une grande efficacité énergétique, puisque parallèlement la puissance disponible est limitée, alors que la directivité nécessaire doit être très élevée afin d'engendrer un faisceau étroit et donc de pouvoir couvrir une surface délimitée au sol.

Par conséquent, le secteur spatial privilégie certains types d'antennes, telles que les antennes

réflecteurs, pouvant atteindre des gains de 40 dB voire 50 dB, et capables de synthétiser tout diagramme de rayonnement. Les systèmes de réflecteurs en offset notamment sont très répandus puisqu'ils limitent les problèmes de blocage et proposent une structure simple et légère, dont le déploiement est facilité après le décollage.

Néanmoins, actuellement, l'augmentation de la durée de vie en orbite des satellites induit une demande de reconfigurabilité de la part des systèmes d'antennes. Effectivement, les antennes à couvertures reconfigurables présentent l'avantage de pouvoir réaliser tout type de couvertures et donc de pouvoir s'adapter à plusieurs missions malgré leurs différences. La reconfigurabilité en rayonnement permettrait d'atteindre la compétitivité et l'adaptabilité des marchés internationaux des systèmes spatiaux.

De nos jours, la technique la plus répandue est la modification spatiale ou structurelle des réflecteurs ou des sous-réflecteurs qui peut être effectuée grâce à des petits rotors. Le déplacement ou la réorientation du réflecteur augmente cependant le niveau de polarisation croisée et des lobes secondaires. Les réseaux à commande électronique de phase et les réseaux d'illumination sont également des candidats actuels considérés. Le réseau à commande de phase est constitué par un regroupement d'antennes alimentées de manière cohérente afin de créer un faisceau pouvant être dirigé électriquement, tandis que le réseau d'illumination exploite le contrôle de l'illumination du réflecteur pour former et diriger le faisceau. Cependant, pour ces 3 systèmes la reconfigurabilité est alors atteinte au prix d'une complexité accrue et d'un coût financier important.

Des systèmes novateurs et prometteurs tels que les réseaux réflecteurs, systèmes apparentés aux réseaux transmetteurs, sont apparus depuis quelques années. Le réseau réflecteur peut être défini comme un réseau d'antennes élémentaires formant une surface réfléchissante qui applique une modulation de phase. En plus de leur fonctionnement assez similaire, les cellules utilisées pour les distributions de surface de ces réseaux peuvent présenter de grandes similitudes. Néanmoins, bien que les réseaux réflecteurs aient démontré de bonnes performances, ils présentent encore des réflexions incontrôlées de la puissance pour certains angles d'incidence. En outre, les réseaux transmetteurs ne souffrent pas de problème de blocage, ce qui rend le système particulièrement attrayant depuis plusieurs années.

Un réseau transmetteur, ou "transmitarray" en anglais, est constitué d'une surface appliquant une modulation de phase à un signal incident, formant ainsi la distribution de phase requise de l'autre côté du réseau, tel qu'illustré sur la Figure 1.2. Le système peut alors être conçu avec une seule source d'alimentation tout en réalisant plusieurs diagrammes de rayonnement grâce à l'ajustement des phases des éléments constitutifs du réseau.

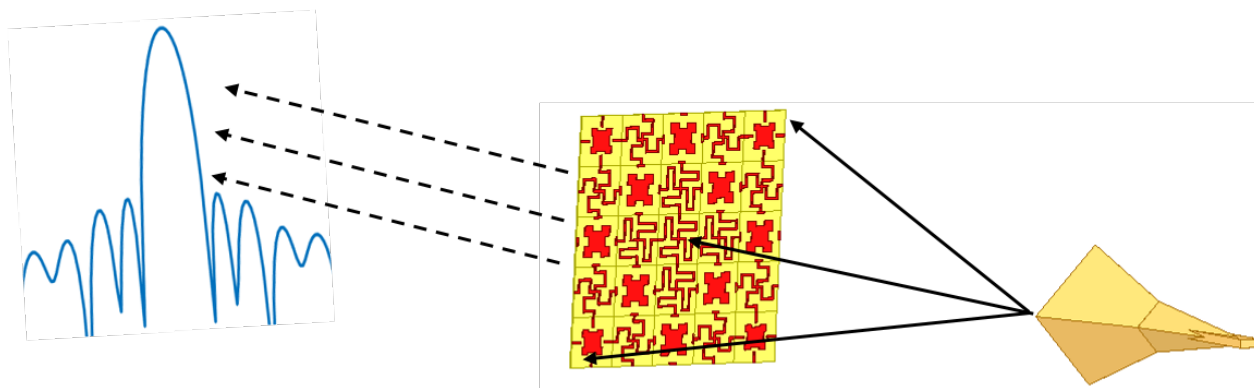


Figure 1.2 Principe d'une surface de réseau transmetteur

Généralement, 3 approches sont distinguées dans la conception des réseaux transmetteurs : les surfaces multicouches sélectives en fréquence, la conception réception/émission, et l'utilisation des méta-matériaux. Les recherches présentées dans ce document s'intéressent à la première approche dans laquelle chaque phase est contrôlée individuellement par les dimensions de l'élément imprimé sur une surface. L'utilisation de plusieurs couches superposées permet d'atteindre la plage de phase en transmission désirée.

Une solution possible est alors le développement d'une librairie de cellules unitaires permettant de couvrir une plage de phases en transmission. La disposition de ces cellules en réseau générant ainsi un réseau transmetteur spécifique et par conséquent un diagramme de rayonnement.

1.3 Objectifs de recherche

L'objectif général de ce projet de maîtrise est donc de réaliser plusieurs réseaux transmetteurs, c'est à dire des surfaces transparentes appliquant une distribution de phase prédéterminée permettant d'obtenir les diagrammes de rayonnement voulus.

Cette réalisation permettrait alors l'obtention d'un système d'antenne reconfigurable moins dispendieux que ceux actuellement disponibles pour les satellites.

Dans cette optique, le projet a été décomposé en deux objectifs spécifiques. Dans un premier temps, il sera nécessaire de réaliser la librairie de cellules unitaires. Ces cellules devront couvrir 360° de déphasage et présenter une largeur de bande minimale. L'optimisation des cellules se fondera ainsi sur l'examen minutieux des paramètres de diffusion S . Ultérieurement, la réalisation des réseaux transmetteurs, correspondants à des diagrammes de rayonnement prédéfinis, sera essentielle pour prouver le fonctionnement du système proposé. Les réseaux

devront démontrer des performances de gain élevé avec de faibles niveaux de polarisation croisée pour prétendre être employés dans le secteur spatial. De surcroît, chaque réseau transmetteur fabriqué formant théoriquement un diagramme de rayonnement spécifique, les mesures réelles seront analysées pour évaluer la fiabilité du système.

1.4 Démarche de la recherche

La recherche menée durant ce projet prend la suite de recherches menées par le docteur H. Nematollahi au cours des années 2012 à 2016 [1].

Dans un premier temps, un recensement de l'état de l'art ayant été effectué jusqu'en août 2016, il était nécessaire de s'intéresser aux dernières avancées accomplies dans le domaine. Ensuite, la problématique ayant été développée préalablement, il fallait reprendre l'aspect théorique traité afin de parvenir à la conception de la librairie de cellules unitaires aboutissant à la fabrication des réseaux transmetteurs. Par la suite, des simulations ont été réalisées. Dans un premier temps, il fallait parvenir à la création d'une librairie de cellules unitaires déphasantes performantes couvrant 360° . Une optimisation était conséquemment nécessaire afin d'obtenir des paramètres de diffusion S comparables, voire meilleurs, que ceux présentés dans la littérature. Postérieurement, les simulations des réseaux transmetteurs, ou du moins ce qui était possible en terme de simulations, ont été effectuées. Parallèlement, les fabrications des circuits et du support ont été concrétisées, précédées de la fabrication d'un réseau *Beam-tilt* permettant la validation expérimentale préalable des cellules unitaires.

Les mesures des réseaux transmetteurs fabriqués ont permis de valider le concept d'antenne réflecteur reconfigurable basé sur l'utilisation de ces réseaux transmetteurs.

1.5 Plan du mémoire

Le présent mémoire est décomposé en quatre parties que sont, la revue de littérature, le développement d'une librairie de cellules unitaire, la validation du concept des réseaux transmetteurs en tant que sous-système d'antenne, et la conclusion.

En premier lieu, la revue de littérature aura pour but de faire état des avancées techniques accomplies ou en cours de recherches concernant les antennes reconfigurables pour les applications satellites. Elle abordera notamment les techniques électromécaniques existantes permettant la reconfiguration de la couverture d'antenne, et s'attardera plus spécifiquement sur les systèmes de réseaux réflecteurs et de réseaux transmetteurs.

Ensuite, le développement de la librairie de cellules unitaires couvrant 360° de déphasage sera présenté. L'optimisation pour une largeur de bande des cellules unitaires tout en ga-

rantissant leur efficacité sous incidence oblique sera également explicitée. Enfin, la validation expérimentale des cellules sera effectuée grâce à la fabrication d'un réseau *Beam-tilt*.

Ultérieurement, la validation du concept des réseaux transmetteurs en tant que sous-système d'antenne permettant d'aboutir à la reconfigurabilité sera examinée. Les réseaux transmetteurs, après avoir été présentés, seront simulés sous HFSS, puis fabriqués et testés dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames. Trois réseaux transmetteurs seront ainsi examinés, permettant la re-focalisation du faisceau, la création d'un faisceau elliptique et la création d'un nul dans le diagramme de rayonnement proche de la direction de visée.

Enfin, la conclusion présentera une brève synthèse des travaux accomplis. Elle exposera également les limites de la solution proposée et des pistes d'améliorations futures.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Cette revue de littérature a pour but de faire état des avancées techniques actuellement accomplies ou en cours concernant les antennes reconfigurables pour applications satellitaires. Tout d'abord une brève mise en situation des spécificités d'antennes de satellites sera faite. Effectivement, le secteur spatial induit de nombreuses exigences à différents niveaux, des contraintes mécaniques et thermiques s'appliquant sur les structures, à la fiabilité, au coût et à la taille de tous ses composants. Ensuite, les différents types de reconfiguration d'antennes puis les antennes reconfigurables en rayonnement seront abordés. La majeure partie de cette section portera ensuite sur les techniques électromécaniques existantes afin de parvenir à la reconfiguration de la couverture d'antenne. Dans un premier temps, la technique répandue de modification spatiale ou structurelle des réflecteurs ou des sous-réflecteurs sera considérée [2]. En outre, un parallèle avec un procédé d'interchangeabilité de sous réflecteurs permettant la reconfiguration de la couverture d'antenne sera effectué avec notre propre système [3]. Ensuite, les réseaux à commande électronique de phase et les réseaux d'illuminations seront étudiés. Cependant, bien que présentant des avantages de flexibilité, ces types de reconfigurations sont actuellement atteints au prix d'une complexité accrue et d'un coût important. Ultérieurement, une étude approfondie des réseaux réflecteurs, une technologie présentant de nombreuses similarités aux réseaux transmetteurs, sera menée. Les cellules utilisées dans ces deux cas peuvent présenter de grandes similitudes, cependant, bien que les réseaux réflecteurs aient démontré de bonnes performances, ils présentent encore des réflexions incontrôlées de la puissance pour certains angles d'incidence. En outre, les réseaux transmetteurs ne souffrent pas de problème de blocage, rendant le système particulièrement attrayant depuis plusieurs années [4] [5].

2.1 Les antennes de satellite

Parmi la conception des éléments du satellite, le sous-système d'antenne constitue l'un des composants les plus critiques. Tout d'abord à cause de sa taille, qui d'une part ne peut être infiniment grande pour des difficultés liées au montage et également au repliement durant les phases de lancement et d'injection orbitale, mais qui d'autre part est reliée au gain de l'antenne, élevé pour les applications spatiales [6]. Ensuite, il ne faut pas oublier les nombreuses contraintes mécaniques et thermiques qui s'exercent sur le système d'antenne durant sa durée de vie. De surcroît, ces exigences doivent s'intégrer dans un système dont le poids et le coût sont déterminants.

Par conséquent, dans le domaine spatial, certains types d'antennes sont privilégiés, car regroupant les caractéristiques nécessaires et permettant notamment d'obtenir des gains élevés. C'est particulièrement le cas des antennes cornets, antennes à haute efficacité, largement utilisées en tant qu'antennes à couverture globale, antennes à formation de faisceau, et depuis quelques décennies antennes à faisceau multiples [7]. Cependant, avec leurs nombreux avantages les antennes réflecteurs dominent le marché spatial. Effectivement, pouvant atteindre des gains de 40 dB voire 50 dB [8] et permettant d'obtenir tout diagramme de rayonnement, les systèmes d'antennes réflecteurs offset présentent une structure simple et légère [7], deux critères fondamentaux dans le secteur spatial. En outre, ses simulations désormais aisées et fiables, donnent de très bonnes prédictions des performances pour la vie active du satellite [9].

2.2 Les antennes reconfigurables en rayonnement

Le concept d'antenne reconfigurable peut être daté de 1983, avec l'apparition du brevet déposé par le Docteur Schaubert [10]. Quelques années plus tard, en 1999, l'Agence de Recherche Avancée pour la Défense américaine (DARPA), lance le programme RECAP (Reconfigurable Aperture Program), un projet d'étude des antennes reconfigurables et de leurs potentielles applications [11]. Depuis, de nombreuses recherches ont été effectuées, concentrées d'abord sur les antennes micro-rubans [12] [13], pour ensuite s'étendre à tous les types d'antennes [14] [15]. Désormais, les antennes reconfigurables sont utilisées dans de nombreux domaines tels que les communications à large bande, les radios cognitives, les systèmes radars [16] [17], mais aussi principalement pour les applications spatiales [18]. Effectivement, la reconfigurabilité des antennes spatiales permet alors d'atteindre la compétitivité et l'adaptabilité imposée par les marchés internationaux.

Bien que différentes reconfigurabilités soient possibles et utilisées, en polarisation, en fréquence, ou en rayonnement [17], il sera ici question de la dernière, c'est-à-dire d'une antenne capable de modifier ses caractéristiques de rayonnement tout en maintenant son adaptation d'impédance et une bande passante stable [19].

Dans cette optique, plusieurs procédés ont été développés afin d'implémenter la reconfiguration du diagramme de rayonnement. Il existe ainsi des reconfigurations ferriques (ferro-électrique et ferromagnétique), reposant sur les propriétés diélectriques, magnétiques et/ou conductrices des matériaux [20], ou bien des techniques émergentes telles que les reconfigurations fluidiques [21].

2.3 Les reconfigurations électromécaniques

Les reconfigurations du diagramme de rayonnement les plus communes utilisent des techniques électromécaniques, dont la plus répandue exploite la technique MIMO via l'emploi de semi-conducteurs, des diodes PIN et des FET transistors [22] [23]. Néanmoins, plus récemment une fréquente alternative consiste à remplacer ces composants par des RF MEMS ou des RF NEMS plus performants [24] [25], qui présentent l'avantage de faibles pertes d'insertion, d'une bonne isolation, d'un facteur Q élevé, d'une excellente linéarité sur une large bande passante et d'une faible consommation énergétique [26] [27] [28] [19]. Ces composants, au cœur de nombreuses recherches actuellement, permettent par exemple d'améliorer les performances de déphaseurs, de filtres résonateurs ajustables, et d'antennes reconfigurables [29] [30].

2.3.1 Réflecteur et sous-réflecteur

Une des premières méthodes fréquemment déployée dans les systèmes satellitaires afin de parvenir à la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement repose sur le système du réflecteur. Effectivement, les antennes satellites privilégiées étant les antennes réflecteurs, les premières recherches s'y sont d'abord concentrées.

Dans un premier temps, la technique la plus simple apparue était de déplacer ou d'orienter mécaniquement le réflecteur. Ce déplacement ou cette réorientation induisent alors une modification de la direction du faisceau et conséquemment une réorientation de la zone de couverture. Cependant, ce système présente des désavantages importants tels qu'une polarisation croisée et des lobes secondaires élevés, et c'est pourquoi des modifications de la structure du système du réflecteur ont été envisagées.

En 1991, Clarricoats et Zhou ont développé un exemple d'antenne dont le diagramme de rayonnement serait reconfigurable en modifiant la structure du réflecteur. Le contour du réflecteur était alors manuellement altéré dans certaines régions afin de changer la direction et la forme du faisceau [31] [32]. Plus tard, des moteurs pas-à-pas contrôlés par ordinateurs ont été implémentés afin d'assurer une reconfiguration automatique de la surface du réflecteur et ainsi d'un nouveau diagramme de rayonnement [33]. Actuellement, des systèmes similaires sont utilisés pour des applications satellites, dans lesquels la déformation est appliquée au sous-réflecteur, qui produit alors le champ électromagnétique désiré sur le réflecteur principal permettant par conséquent le changement des propriétés de rayonnement [2] [34].

En 2012, une équipe de Thales Alenia Space a développé une antenne reconfigurable passive, basée sur l'utilisation de sous-réflecteurs commutables [3]. Les 4 sous-réflecteurs, préalable-

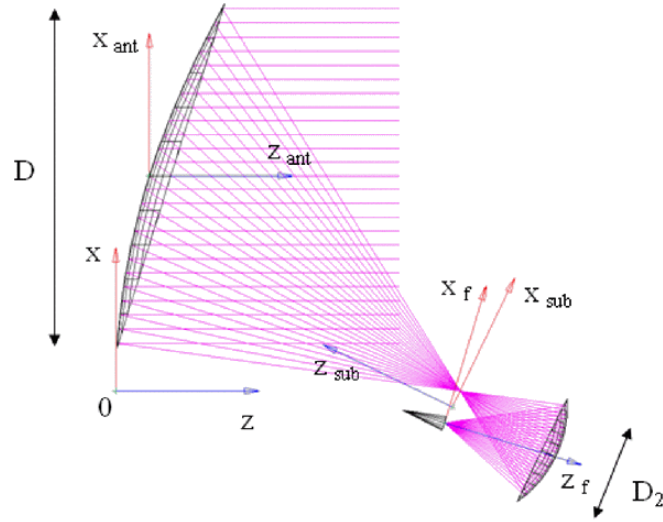


Figure 2.1 Figure de la géométrie à double réflecteur [34]

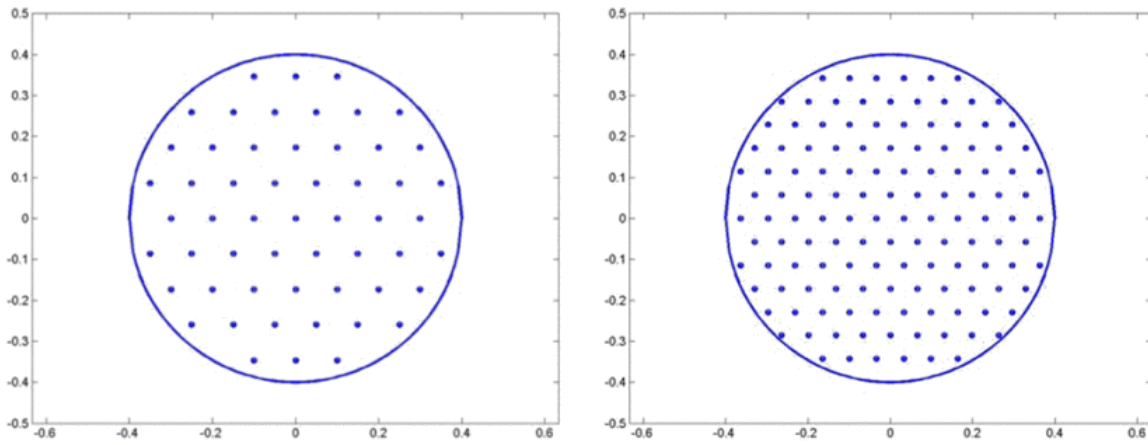


Figure 2.2 Position des actionneurs sur l'ouverture projetée du sous-réflecteur : à gauche 55 actionneurs et à droite 130 actionneurs [34]

ment modélisés pour des couvertures spécifiques, pouvaient alors être interchangés grâce à des actionneurs rotatifs. Ce système, illustré en Figure 2.3, est très proche du dispositif développé durant ce projet.

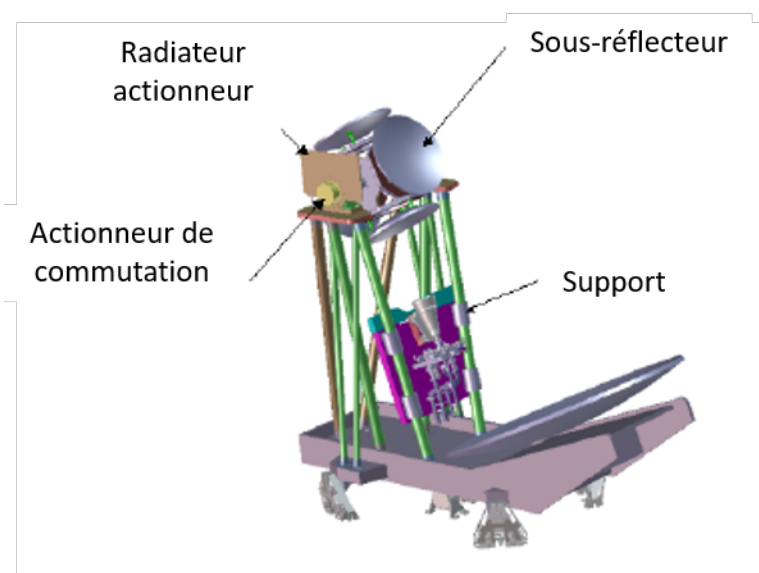


Figure 2.3 Illustration d’antenne Grégorienne à sous-réflecteur sélectionnable [3]

2.3.2 Antenne réseau à commande de phase ou Phased Array

Une antenne réseau à commande de phase, dite “phased array” en anglais, est un regroupement d’antennes élémentaires alimentées de manière cohérente, dont chaque élément est piloté par un contrôle de phase et parfois d’amplitude variables. Grâce au calcul du patron de rayonnement, ces dispositifs électroniques permettent la mise en forme du faisceau et ainsi l’obtention du diagramme de rayonnement souhaité. Ces réseaux sont principalement utilisés car ils permettent de produire un faisceau directif qui peut être redirigé électroniquement [35], et de plus, des algorithmes “d’optimisation adaptative” ont été élaborés, pour la plupart issus de la méthode appelée Howells-Applebaum [36] et de la procédure de Widrow [37].

Néanmoins, bien que ces antennes réseau aient été intensivement employées durant les dernières décennies, les réseaux d’alimentation et les déphaseurs nécessaires augmentent sa taille et son coût [35]. De surcroît, ces réseaux d’alimentation en lignes de transmission présentent des pertes importantes aux hautes fréquences, diminuant conséquemment l’efficacité des antennes réseaux à commande électronique de phase aux longueurs d’ondes millimétriques.

2.3.3 Réseau d'illumination

La méthode de reconfigurabilité d'antenne obtenue par l'illumination contrôlée du réflecteur parabolique est sûrement une des plus répandues dans les systèmes satellitaires.

Dès 1979, l'équipe du docteur Kermel développe une antenne active reconfigurable combinant la technique de formation de faisceau (BFN) et un réseau de sources actives [38] [39]. Le système d'antenne réflecteur offset est constitué d'un réseau d'alimentation actif de 128 cornets, individuellement associés à des amplificateurs, et capable de former 8 faisceaux modelés (« shaped beams ») sur la même bande de fréquence. De nombreuses recherches ont ensuite été menées et le sont encore, notamment sur les réseaux de commutation et l'alimentation par Matrice de Butler [40] [41].

Cependant, la reconfigurabilité proposée présentant de nombreuses pertes et une grande complexité due au nombre important de sources, les recherches actuelles cherchent à les minimiser, notamment en se passant d'éléments actifs [42] [43].

2.3.4 Réseau Réflecteur ou Reflectarray

Le réseau réflecteur, concept combinant des techniques d'antenne réseau et d'antenne réflecteur, est constitué par un réseau d'antennes élémentaires formant une surface réfléchissante. Une source primaire illumine la surface réflectrice formée d'une multitude de cellules à phase variables, qui vont réfléchir le signal reçu en lui ajoutant une phase spécifique. Chaque élément étant commandé par un déphaseur, le degré de liberté de formation de faisceau se trouve très élevé, cependant, contrairement aux réseaux à commande électronique de phase, l'amplitude ne peut être ajustée sur chaque élément et se retrouve déterminée par le cornet source [44], [45]. Le RR présente de nombreux avantages tels que son coût de fabrication, sa surface facilement déployable, à faible poids et volume, son balayage et sa grande ouverture de réseau [46].

En 1963, Berry, Malech, et Kennedy conçoivent le premier réseau transmetteur à partir d'un réseau de guide d'onde en court-circuit à longueurs variables [45]. Le cornet illumine le réseau qui va réfléchir le signal reçu. La phase de ce signal peut alors être contrôlée en modifiant les longueurs de guide d'onde, permettant d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité en champ lointain. Plus tard, Phelan développe un réseau spiral ingénieux polarisé circulairement basé sur l'utilisation de diodes PIN activant ses bras, et conséquemment ajustant les phases du RR [47].

En 1973, Malagasi [48] fait état du premier RR micro-ruban, tandis que parallèlement, Montgomery lui applique la méthode des éléments finis [49]. La communauté scientifique s'intéresse

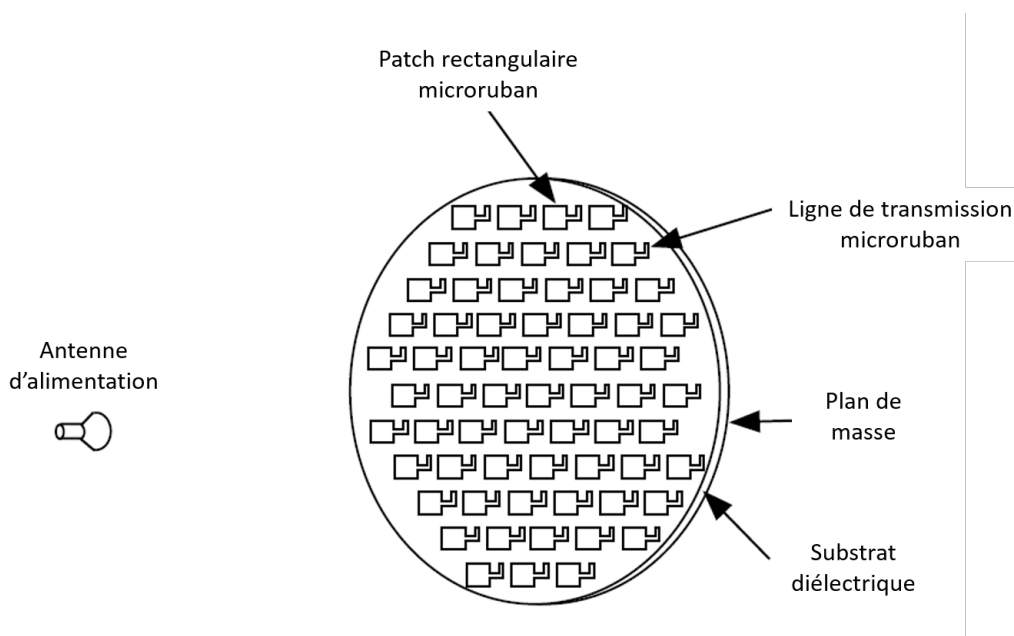


Figure 2.4 Réseau Réflecteur micro-ruban plat composé d’antennes patches identiques mais de lignes de transmission micro-ruban de différentes longueurs [46]

alors particulièrement à ce type de réseau avec le développement des antennes micro-rubans dans le but d’atteindre des antennes de faibles masses et à moindre coût [48] [50] [51]. De nombreux groupes de recherches se penchent alors sur le RR, dont notamment les équipes de F. Yang [52] [53] [54] [55], J.A. Encinar [56] [57] [58] [59], plus récemment de P. Pirinoli [60] [61], ou encore des entreprises telles que Jet Propulsion Laboratory (liée à la NASA) [62] [63] [64] [65], ou Thales Alenia Space [66].

La reconfiguration de l’antenne peut être passive, c’est-à-dire induisant une modification de la forme physique de ses composants, ou bien active, via l’utilisation d’éléments rayonnants classifiés comme composants commandables (diode, MEMS, FET...) ou matériaux accordables (cristal liquide, ferroélectrique...). La reconfiguration passive, plus simple, conséquemment plus attrayante, est atteinte par le biais de moteurs et d’actionneurs qui vont déplacer les composants en translation ou en rotation [67] [68]. Des variantes utilisent des surfaces à impédance dépendante de la fréquence [69], ou des systèmes d’interchangeabilité de RR. Dans le cas de l’antenne active, la reconfigurabilité, bien qu’atteinte à de grandes vitesses, est complexe et pas encore assez fiable pour une application spatiale. Les reconfigurabilités atteintes par des diodes PIN [59] ou des FETs [70] sont maintenant délaissés pour les systèmes MEMS présentant de faibles pertes, une faible consommation énergétique et une grande isolation [71]. Cependant, ceux-ci demandent une tension importante et leur fiabilité n’est pas encore idéale. Par ailleurs, récemment, de nombreux travaux ont été proposés pour implémenter le

contrôle électronique du RR sans la nécessité de mécanismes encombrants [72] [73], tel qu'un regroupement d'éléments basé sur des antennes patches à ouvertures couplées avec des lignes à retard [59].

Par ailleurs, bien que les performances du RR dépendent de son type et de sa nature, diélectrique, métallique, guide d'onde ou le plus commun en micro-rubans [74], il présente souvent une bande passante étroite [75] [76]. Afin d'augmenter cette bande passante, plusieurs techniques ont été proposées, dont des RR utilisant des anneaux angulaires [63], des conceptions multi-bandes [77], des cascades d'éléments à ouverture couplée [78], ou des couplages d'ensemble en résonance [79]. De plus, dans une configuration classique d'alimentation, des problèmes de blocage ont amené les chercheurs à employer des techniques d'offset [80], telles que des réflecteurs offset, ou des configurations Cassegrain [62]. Cependant, l'offset augmentant l'angle d'incidence, le chemin électrique entre la source et les éléments centraux ou extrémaux varient d'autant plus, amplifiant le problème de réflexions indésirables à certains angles d'incidence sensibles [44].

Parallèlement, différents systèmes de réseaux réflecteurs ont été développés, tels que les réseaux réflecteurs pliés, ou en anglais « Folded reflectarrays » [81] [82] [83], permettant de réduire le volume d'antenne nécessaire en employant des cellules unitaires bipolarisées et en plaçant une grille de polarisation au-dessus. La source envoie un signal en direction de la grille polarisante qui le réfléchit vers le RR. Celui-ci applique alors une phase prédéterminée et modifie la polarisation de 90° , permettant au signal de passer la grille et d'être rayonné (Figure 2.5).

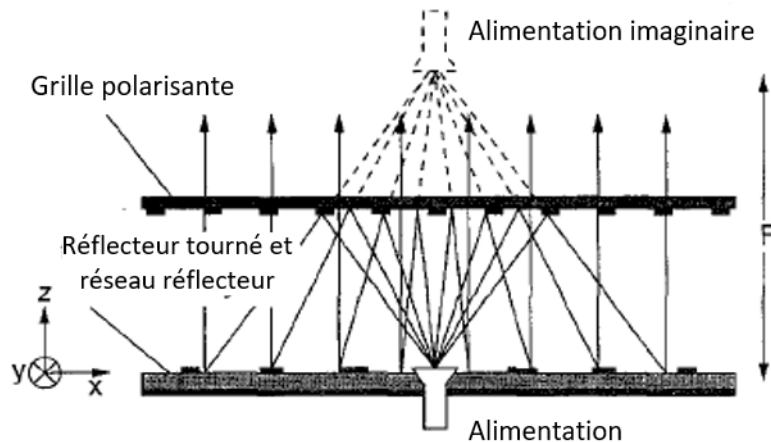


Figure 2.5 Principe du réseau réflecteur plié [84]

De surcroît, afin d'obtenir à la fois un gain élevé et une grande flexibilité, de nombreuses cellules peuvent alors être nécessaires, mais affectant les performances de rayonnement. C'est pourquoi un autre système, illustré en Figure 2.6, combine le RR et un réflecteur parabolique afin de trouver un compromis entre les performances et la compacité du système [85]. Le contrôle de phase est alors assuré par des diodes PIN et les couvertures des deux régions qui avaient été assignées comme objectifs sont représentées sur la Figure 2.7 pour deux positions différentes du réseau réflecteur. Il a également été envisagé de combiner les grandes surfaces des panneaux solaires et d'antennes afin de réduire la masse et le coût du système spatial [86]. Enfin, des développements de RRs basés sur l'utilisation de cristaux liquides pourrait permettre de produire des antennes électroniquement reconfigurables peu coûteuses et à gain élevé, grâce à un procédé de fabrication simplifié, sans la nécessité d'intégrer des centaines de composants dans le réseau [58]. Le contrôle de la phase est alors obtenu en exploitant les propriétés du cristal liquide, capable de modifier sa permittivité en fonction d'une tension de courant alternatif. Cependant, le cristal liquide présente des pertes élevées et ne fonctionne que sur une plage de température très précise, donc nécessitant l'intégration d'une fonction de contrôle de la température sur le système d'antenne, très difficile à concevoir et à fabriquer. L'utilisation de nouveaux matériaux, tels que le graphène [87], les méta-surfaces actives [88], les fines couches ferro-électrique [89], ou les matériaux opticalement actifs comme le Silicium [90], sont également envisagés, mais n'ont pas encore atteint la maturité nécessaire pour des applications spatiales.

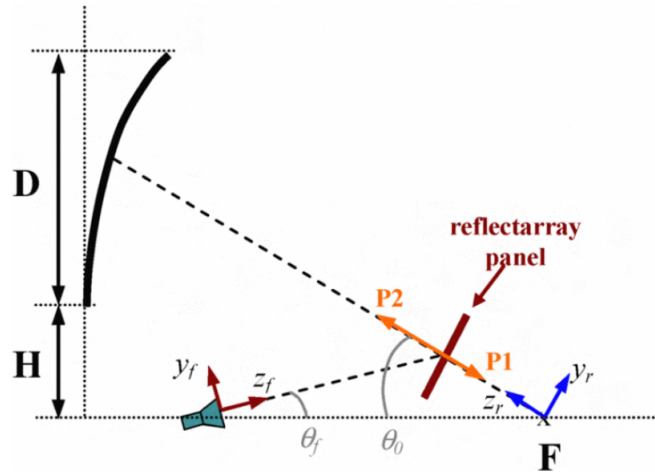


Figure 2.6 Principe d'une antenne réflecteur combinée à un réseau réflecteur [85]

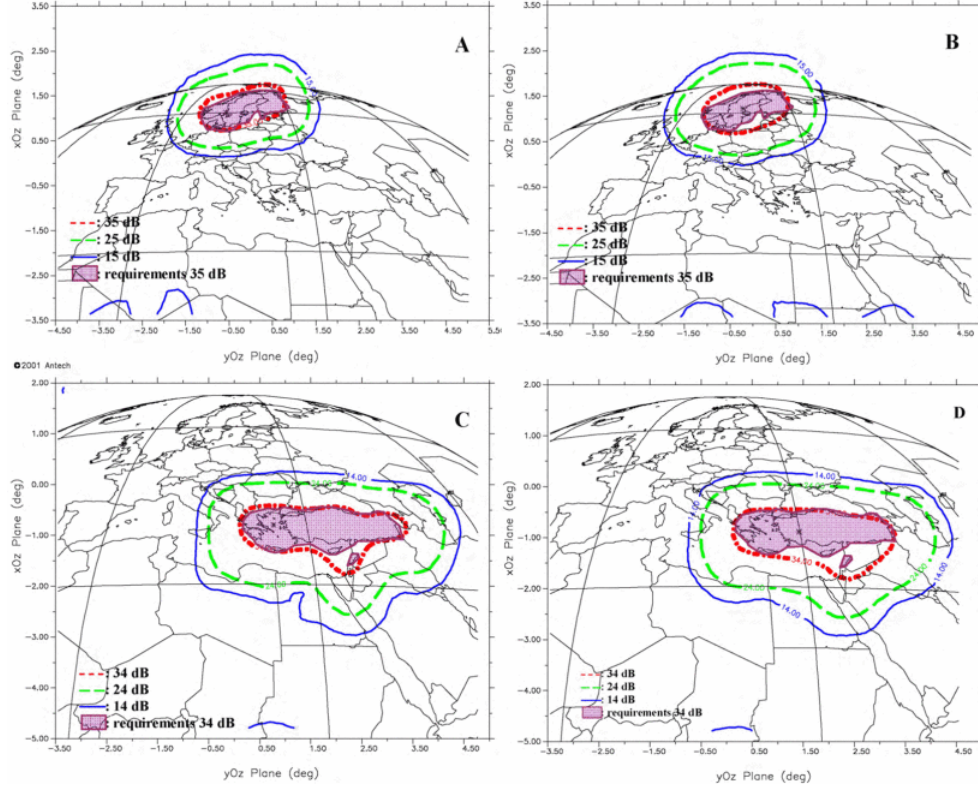


Figure 2.7 Diagramme de couverture pour les 2 régions avec le réseau réflecteur en position P1 (A,C) et en position P2 (B,D) [85]

2.3.5 Réseau Transmetteur ou Transmitarray

Les réseaux transmetteurs ou « transmitarray » en anglais, également dénommés lentilles discrètes, constituent un des domaines les plus attrayants en termes d'antennes à gain élevé, grâce aux nombreux avantages qu'ils offrent : gain élevé en rayonnement, efficacité élevée, flexibilité des caractéristiques de rayonnement, bas-profil, léger, et fabrication simple. Un réseau transmetteur combine une source d'alimentation, placée au voisinage du point focal équivalent, et une fine surface de transmission. La surface est composée d'un réseau d'éléments transmetteurs dont les phases sont individuellement ajustables. Éclairés par la source d'alimentation, ils permettent de transmettre le signal et de former la distribution de phase requise de l'autre côté du réseau. Le système peut alors être conçu avec une seule source d'alimentation et former plusieurs diagrammes de rayonnement, permettant un gain de coût, de poids, de volume, et de complexité pour le secteur spatial [5].

En 1949, Wiston Kock fait état d'une antenne à lentille produisant un effet de focalisation en augmentant physiquement la longueur du trajet à travers la lentille par rapport au trajet dans l'espace libre [91]. Des plaques conductrices parallèles au vecteur magnétique sont utilisées,

comme illustrées en Figure 2.8. Lorsque les plaques sont planes, l'onde continue son trajet sans délai, alors que leur déformation provoque un retard de phase.

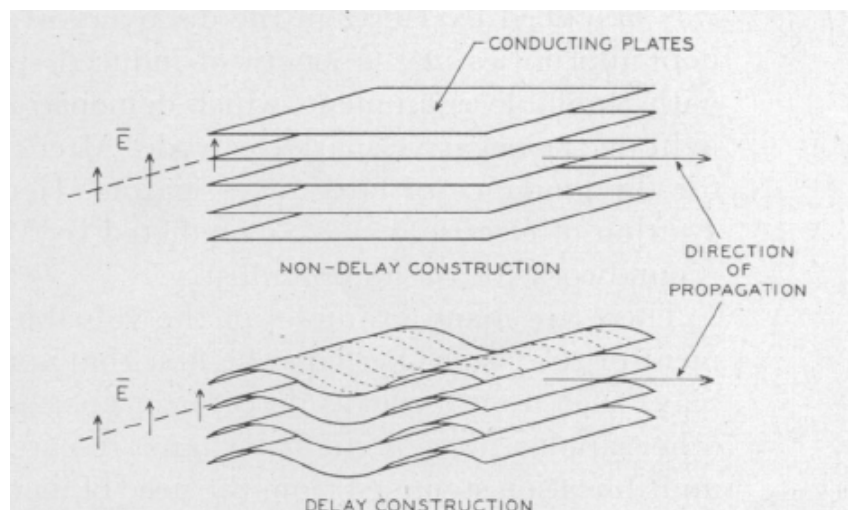


Figure 2.8 Utilisation de plaques ou grilles conductrices afin d'implémenter un retard d'onde [91]

Cependant, tout comme les réseaux réflecteurs, l'intérêt pour les réseaux transmetteurs augmente avec l'apparition des antennes planes et micro-rubans et la possibilité de reconfigurabilité simplifiée [92].

Généralement, on distingue trois approches différentes afin de contrôler les phases des éléments d'un réseau transmetteur, abrégé RT, qui sont l'utilisation de surfaces multicouches sélectives en fréquence (M-FSS), la conception réception/transmission, et l'approche des métamatériaux [4]. Dans le premier cas, chaque phase est individuellement contrôlée par les dimensions de l'élément, imprimé sur une surface sélective en fréquence. Une seule couche ne suffisant pas à compenser l'écart de phase [93], plusieurs couches sont utilisées et permettent d'augmenter la plage de phase en transmission, [94] [93]. La figure 2.9 est une représentation d'une telle structure dans laquelle les couches peuvent être séparées par l'air ou un substrat mince. C'est ce type de réseau qui sera fabriqué puis testé durant le projet.

La seconde approche de conception consiste généralement en deux réseaux planaire d'antennes imprimées, dont les éléments sont couplés ou interconnectés via des lignes de transmission [95] [96]. Le premier réseau, illuminé par une source d'alimentation, agit comme un récepteur. Les lignes de transmission ou les structures couplées permettent ensuite d'atteindre la distribution de phase et d'amplitude spécifique jusqu'au second réseau, agissant alors comme un émetteur, rayonnant dans l'espace. La Figure 2.10 illustre un élément d'une telle structure.

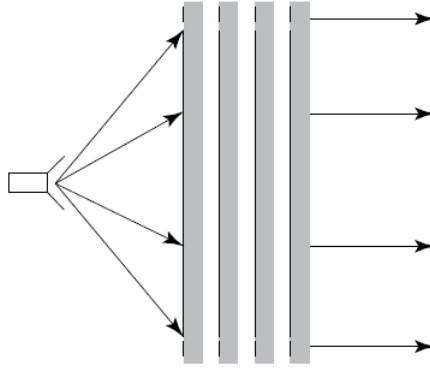


Figure 2.9 Configuration de réseau transmetteur utilisant des surfaces multicouches sélectives en fréquence [4]

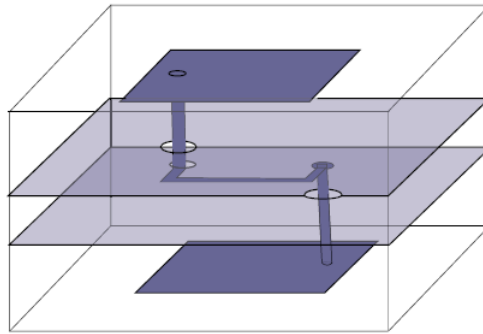


Figure 2.10 Réseau transmetteur utilisant une configuration récepteur/transmetteur [4]

Enfin, la dernière approche utilise la variation de la permittivité et perméabilité des méta-matériaux pour contrôler la phase des éléments [97] [98].

Identiquement aux réseaux réflecteurs, il existe des réseaux transmetteurs passifs, induisant une modification de la forme physique des composants, et des réseaux transmetteurs actifs, c'est-à-dire permettant un contrôle dynamique des phases en transmissions par l'utilisation de dispositifs ou matériaux adaptables. Les gestions de reconfigurabilité d'antenne peuvent être atteintes par les mêmes systèmes que ceux utilisés dans le cadre des réseaux réflecteurs. Concernant les antennes passives, en plus des moteurs et actionneurs, il est également possible d'employer un réseau en réception/transmission interchangeable placé en face de l'antenne afin d'en modifier le diagramme de rayonnement [99]. Les différentes techniques existantes actuellement pour parvenir à la reconfigurabilité dynamique des phases en transmission sont présentées dans le Tableau 2.11.

Type	Technology	Maturity - reliability	Integration (incl. biasing)	D/A control	Complexity (cost)	Loss (microwave / THz)	Bias power consumption	Linearity	Switching time
Lumped elements	PIN diodes	+	-	D	+	-/-	-	0	+
	Varactor diodes	+	-	A	+	-/-	+	-	+
	RF-MEMS	0	+	D ¹	+	+/0	+	+	0
Hybrid	Ferro-electric thin film	0	+	A	0	0/-	+	0	+
Tunable materials	Liquid crystal	0	0	A	0	-/+	0	0	-
	Graphene	-	+	A	0	-/+	+	-	+
	Photo-conductive	0	-	A	0	-/-	-	-	+
Mechanical	Fluidic	0	-	A	0	0/+	+	0	-
	Micromotors	-	0	A	-	+	0	+	-

Figure 2.11 Comparaison de certaines technologies mises en oeuvre pour la reconfigurabilité du réseau transmetteur - [+ , 0 , -] se réfèrent respectivement à [bon, neutre, mauvais] [100]

La reconfigurabilité élémentaire à 1 bit, atteinte grâce aux diodes PIN [101], a été considérablement amélioré en termes de performances, que ce soit en pertes, en largeur de bande, ou en nombre d'états de phases accessibles [102] [103]. Cependant, les systèmes MEMS, présentant moins de pertes, une faible consommation énergétique et une grande isolation, semblent privilégiés, même s'ils n'ont pas encore atteint la maturité nécessaire à une utilisation spatiale. Par ailleurs, de nombreuses recherches s'intéressent maintenant au Graphène pour des applications en THz [104]. Effectivement, ce matériau composé d'une seule couche d'atome de carbone cristallins, possède des propriétés électro-optiques uniques, dont sa conductivité qui peut être contrôlée en ajustant son potentiel chimique, soit par dopage, ou soit par un champ électrique continu. En outre, les recherches sur les micro-fluides, permettant d'atteindre toute phase en transmission, et permettant ainsi de se passer des mécanismes électroniques désavantageux à haute fréquence, semblent également très prometteuses [105] [106] [107].

Actuellement, les réseaux transmetteurs étant au cœur de nombreuses recherches, de nombreuses pistes de réflexion sont ouvertes. Tout d'abord, des propositions sur l'augmentation de la bande passante ont été faites, comme dans [108], où une optimisation de la distribution de phase sur l'ouverture est proposée. Ensuite, afin de réduire la taille finale du système pour l'intégration dans des systèmes spatiaux, des antennes à sources multiples et à plusieurs configurations, dont la reconfiguration est obtenue par les différents états des diodes PIN, ont été mises au point [109]. En outre, des réseaux bi-bandes apparaissent pour les télécommunications satellitaires en bande K/Ka, pour lesquelles les antennes doivent être capables de couvrir deux bandes de fréquences distinctes, 17.7 à 21 GHz en liaison descendante, et 27.5 à 31 GHz en liaison montante. Dans [110], deux sous-réseaux sont intercalés, et bien que partageant la même ouverture physique, chacun est capable de rayonner indépendamment avec ses propres caractéristiques.

Un réseau transmetteur reconfigurable à 1 bit est proposé dans [101], c'est-à-dire à 2 états de phase. L'élément unitaire, illustré sur la Figure 2.12, est composé de 2 fentes H orthogonales reliées par une ligne de transmission couplée sur laquelle sont intégrées 2 diodes PIN. En appliquant une tension de polarisation au milieu, positive ou négative, l'une des 2 diodes PIN est activée tandis que l'autre est éteinte, créant un courant de couplage de la fente en réception excitant la fente en transmission en direction opposée, et conséquemment avec une différence de phase de 180° .

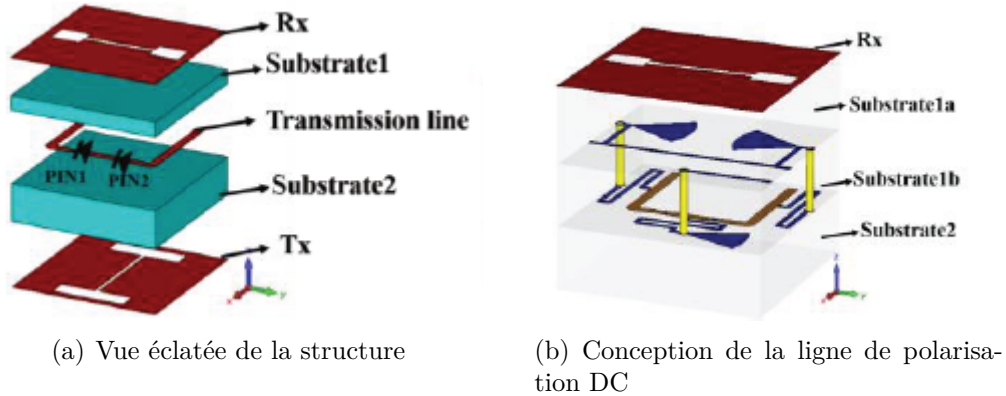
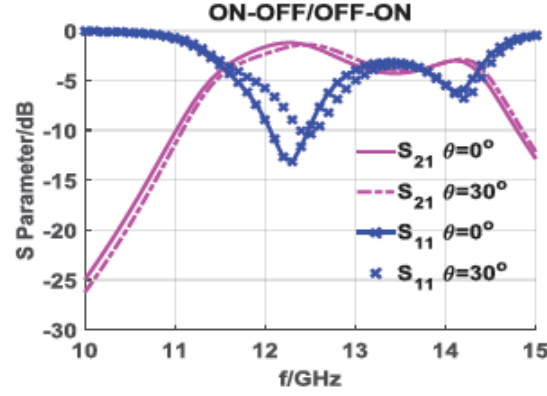
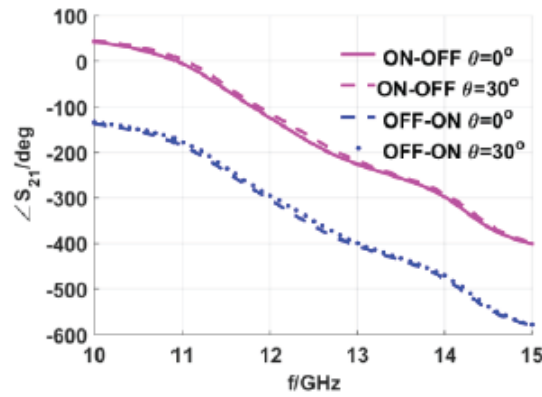


Figure 2.12 Cellule unitaire à 1 bit [101]

Les résultats de simulation sous incidences normale et oblique sont représentés en Figure 2.13. Sous incidence normale et oblique, les pertes d'insertion sont de 1.6 dB et 2.3 dB, et le coefficient de réflexion est de -9 dB et -6 dB à 12 GHz respectivement. Une largeur de bande à 3 dB des pertes d'insertion de 10% est atteinte sous incidence normale, et l'étude de l'incidence oblique indique une petite variation de phase de 9° , soit une erreur de 5%.



(a) Amplitude



(b) Phase en transmission

Figure 2.13 Simulations de l'élément unitaire sous incidences normale et oblique [101]

Le réseau transmetteur, composé par 16×16 éléments, est ensuite fabriqué puis testé. Une efficacité d'ouverture de 23% pour un gain de 18.8 dBi à 12 GHz sont mesurés. Les pertes du gain sont principalement attribuées aux pertes des éléments unitaires et à la quantification à 1 bit selon les auteurs. Une plus grande ouverture du réseau et un gain plus élevé pourraient donc permettre d'obtenir de meilleures performances.

Plus récemment, dans [111], un réseau transmetteur électroniquement reconfigurable et polarisé linéairement en bande Ka a été proposé. L'architecture repose sur 196 éléments unitaires à large bande et à faibles pertes à 2 bits de phase de résolution, c'est-à-dire 4 états de phase (0° , 90° , 180° , 270°), formant un réseau de 14×14 éléments. Illustrée en Figure 2.15, la cellule unitaire, basée sur des patches rectangulaires, est composée de 6 couches de métal, 3 substrats diélectriques et 2 films adhésifs. La reconfiguration est atteinte par le biais de 2 diodes PIN soudées sur chacune des 2 surfaces des patches rayonnants, qui peuvent donc contrôler la phase en transmission.

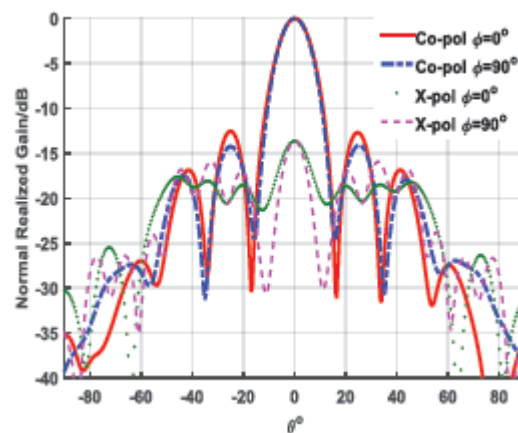


Figure 2.14 Diagramme de rayonnement [101]

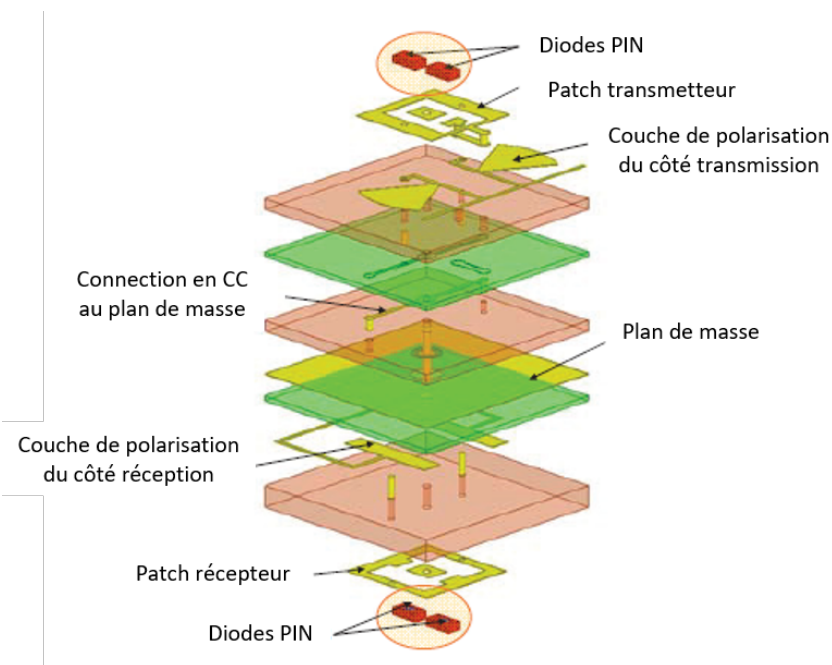
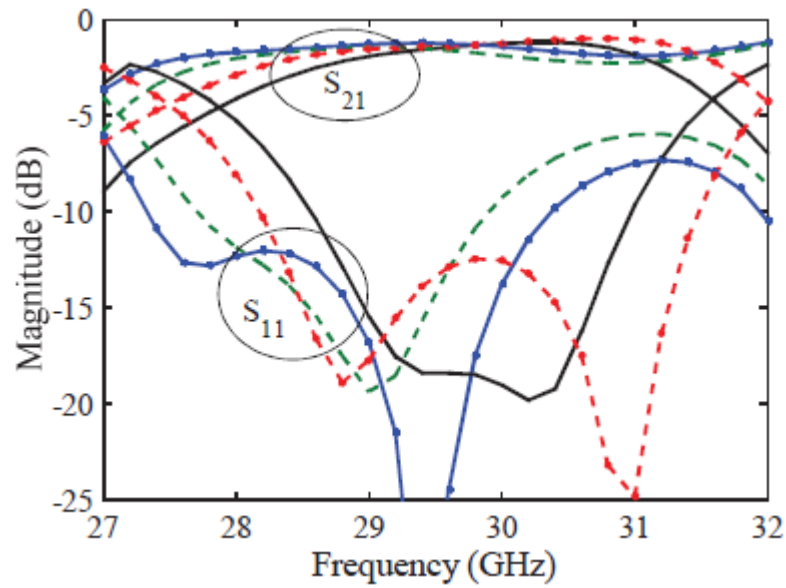
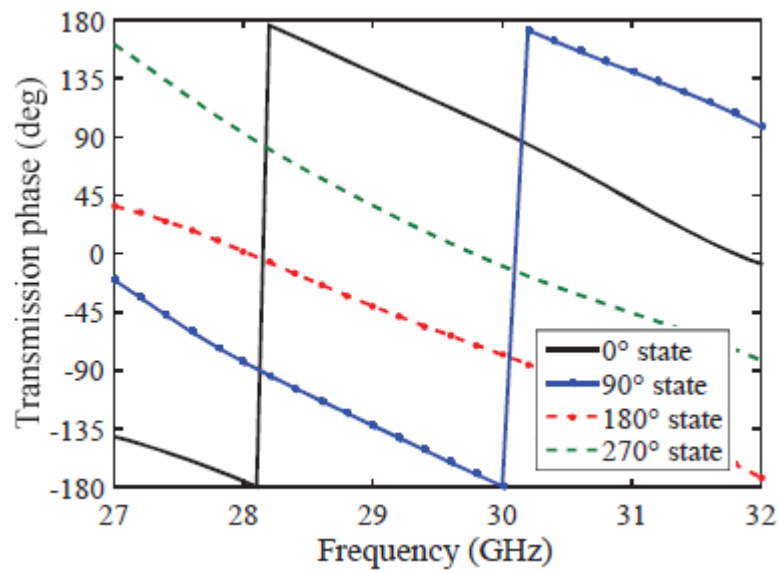


Figure 2.15 Vue éclatée en 3D de la cellule unitaire à 2 bits [111]

Les résultats des simulations effectuées sous HFSS Ansys sont présentés en Figure 2.16. L'amplitude en réflexion des cellules unitaires est inférieure à 10 dB pour quasiment au moins 8% de largeur de bande pour les 4 états de phase proposés. Les pertes d'insertion pour les 4 cellules sont environ égales à 1.2 dB permettant d'atteindre une largeur de bande à 3 dB d'au moins 10% pour chacun des états. Enfin, la Figure 2.16(b) illustre les phases en transmission en fonction de la fréquence, sur laquelle on peut constater une erreur maximale de 30° entre les états de phase théoriquement distants de 90°.



(a) Amplitude des coefficients en réflexion et en transmission



(b) Phase en transmission

Figure 2.16 Simulation des paramètres de diffusion pour les 4 états de phase de la cellule unitaire [111]

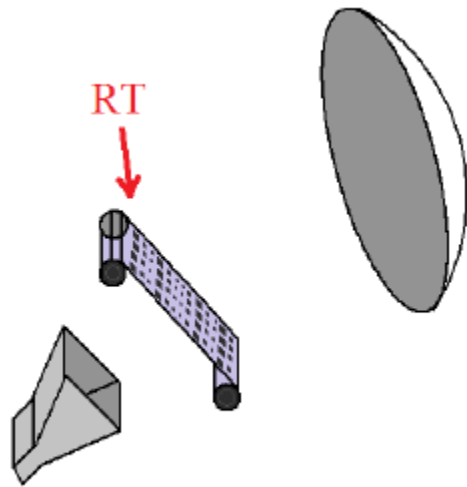
2.4 Conclusion

Ce projet vise à fabriquer et à tester une antenne reconfigurable satellitaire, c'est-à-dire devant satisfaire les exigences imposées par le domaine spatial. Effectivement, le système d'antenne devra être capable de résister aux contraintes mécaniques et thermiques qui s'exerceront sur lui, à la fois lors du lancement, mais aussi lors de sa durée de vie en orbite. En outre, le système devra également intégrer les limitations de consommation énergétique, de taille, de poids, tout en assurant la fiabilité et la durabilité des performances de l'antenne.

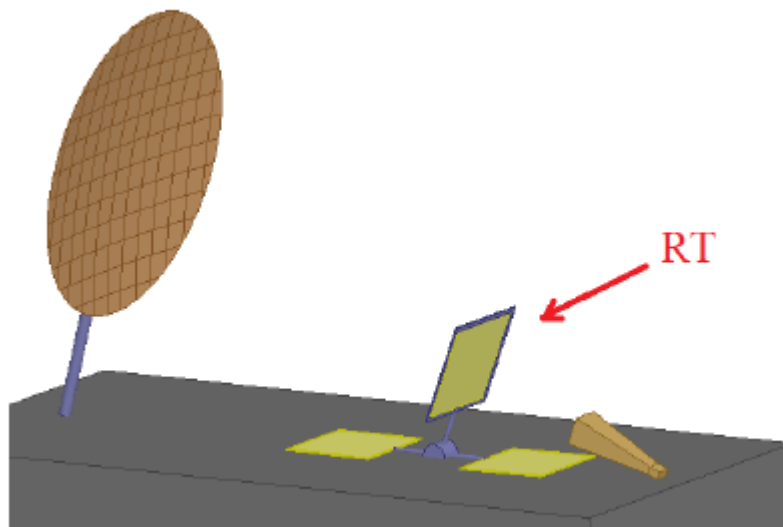
Jusqu'à ce jour, aucune littérature n'a proposé de combiner un réseau transmetteur et un réflecteur parabolique. Pourtant, une telle combinaison pourrait permettre d'obtenir une antenne de satellite reconfigurable répondant aux critères spatiaux.

Ce travail constitue la suite du doctorat effectué par Hoda Nematollahi, dans lequel celle-ci a mis en avant la faisabilité d'un tel système et ses avantages. Elle a pour cela développé plusieurs réseaux transmetteurs après l'étude des cellules unitaires constitutives des réseaux, sans avoir eu le temps de pouvoir les fabriquer. Des études sur la résistance du RT au stress thermique et mécanique, ainsi qu'aux erreurs de placements du RT dans le système ont également été menées. L'objectif de ce projet de maîtrise est donc de simuler, fabriquer et tester un tel système d'antenne. Celui-ci permettra la réorientation de la zone de couverture grâce à l'interchangeabilité de réseaux transmetteurs, chacun élaboré pour former un diagramme de rayonnement prédéfini à l'avance. Deux systèmes mécaniques, illustrés en Figure 2.17, avaient alors été proposés pour l'interchangeabilité. Le premier système consiste en deux tambours motorisés permettant de faire défiler les RT, tandis que le second, plus réalisable, s'appuie sur un actionneur rotatif permettant la sélection du RT désiré.

Finalement, le système d'antenne développé permettra la réorientation de la zone de couverture et la création de zéros sur le diagramme de rayonnement. Il présente des avantages en termes de coût, car il n'y a pas nécessité d'un système complexe, de poids, car alimenté par un seul cornet, de consommation énergétique, simplement limitée à l'utilisation des moteurs du système d'interchangeabilité, et une sensibilité réduite aux erreurs de placement et de tolérance des surfaces, comparativement aux réseaux réflecteurs. Néanmoins, la reconfiguration visée est passive, et ne sera conséquemment possible que pour un certain nombre limité de couvertures prédéfinies à l'avance.



(a) Réseau Transmetteur en défilement



(b) Réseau Transmetteur remplaçable

Figure 2.17 Systèmes mécaniques proposés pour la reconfiguration [1]

CHAPITRE 3 DÉVELOPPEMENT D'UNE LIBRAIRIE DE CELLULES UNITAIRES

L'objectif principal de ce travail consistait à poursuivre le travail de thèse entrepris par la docteure Hoda Nematollahi [1]. Plusieurs réseaux transmetteurs avaient alors été conçus théoriquement et le principal objectif était donc de les fabriquer afin de pouvoir les tester, puis de comparer les résultats obtenus aux résultats théoriques. Le fonctionnement d'un réseau transmetteur reposant sur les cellules unitaires le constituant, la première étape consistait conséquemment à obtenir ces dites cellules.

Le but principal de ce chapitre est de passer en revue les différentes étapes qui ont été nécessaires à l'élaboration de la bibliothèque de cellules unitaires.

Dans un premier temps, le principe d'opération et la procédure de conception des cellules unitaires seront expliqués brièvement. Ensuite le modèle unitaire de la cellule, puis son optimisation sous le logiciel HFSS d'ANSYS seront examinés. Ultérieurement, l'impact de l'incidence oblique sur les cellules unitaires sera étudié. Ensuite, la difficulté de fabrication du réseau transmetteur, et plus explicitement de son support, sera mise en lumière. Finalement, la validation des cellules unitaires sera effectuée grâce à la fabrication d'un réseau permettant la déviation de faisceau.

3.1 Principe d'opération et conception des cellules unitaires

Les réseaux transmetteurs, dont le rôle est d'appliquer une fonction de déphasage sur l'onde incidente afin d'obtenir le diagramme de rayonnement voulu, sont basés sur l'utilisation de cellules unitaires, développées et étudiées par Hoda Nematollahi [1]. Le modèle électrique équivalent de la cellule unitaire est présenté dans la thèse "Études sur la reconfigurabilité d'antennes à réflecteur basée sur l'utilisation de réseaux transmetteurs " [1].

Une cellule unitaire est composée de 4 couches de substrat fin séparées par l'air, sur lesquelles sont imprimées des motifs de cuivre, éléments au pouvoir capacitif ou inductif. Les cellules sont conçues pour une polarisation linéaire et sont symétriques, c'est à dire que les couches extérieures de la Figure 3.1 sont identiques et les couches intérieures pareillement. Le substrat choisi dans [1] était du Pyralux AP8545R d'épaisseur 4 mils et il a été décidé de poursuivre avec ce même substrat, dont les caractéristiques ont été définies à 19GHz d'après les fiches techniques Dupont disponibles ($\epsilon_r = 3.25$ et $\tan \sigma = 0.0044$).

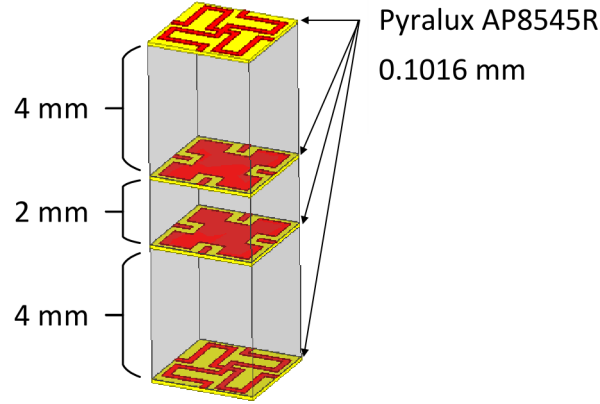


Figure 3.1 Schéma d'une cellule unitaire

Dans le modèle électrique équivalent, chaque cellule est représentée par une admittance parallèle, avec des valeurs de susceptances notées b_1 et b_2 , séparées par les distances d_1 et d_2 d'air. La condition d'adaptation d'impédance du circuit à l'impédance en espace libre, soit l'adaptation de l'onde incidente à l'entrée du circuit, permet d'obtenir une formule quadratique de la susceptance b_2 en fonction de la susceptance b_1 pour des distances d_1 et d_2 fixées pour le modèle à 4 couches [1] :

$$\begin{aligned}
 & b_2^2(-n - m^2n + 2b_1mn - b_1^2m^2n) + \\
 & b_2(2b_1^2mn + 2b_1^2m^2 + 2 + 2m^2 - 4b_1m - 2b_1m^2n) \\
 & 2b_1 - 2b_1m^2 - 4b_1mn - 2b_1^2m - b_1^2n + b_1^2m^2n = 0
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

où $m = \tan(kd_1)$, $n = \tan(kd_2)$, et k est le nombre d'onde dans l'air.

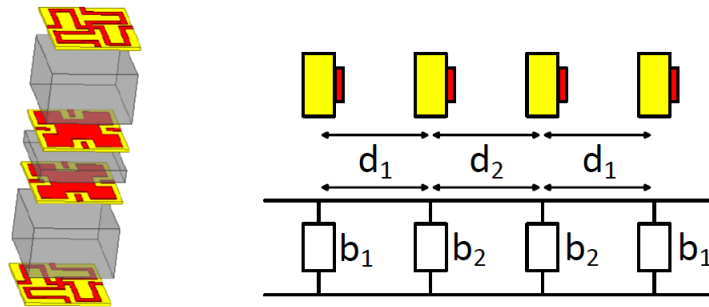


Figure 3.2 Schéma d'une cellule unitaire et son modèle électrique équivalent

L'équation quadratique précédente présente 2 solutions, et pour des distances d fixées il est alors possible de tracer les courbes de la phase en transmission en fonction de la susceptance b_1 , puis les courbes correspondantes de la susceptance b_2 en fonction de la susceptance b_1 (Figure 3.3). Pour un état de phase donné, la valeur de susceptance b_1 peut alors être déterminée (Figure 3.3(a) ou (c)), puis cette valeur est utilisée pour trouver la susceptance b_2 correspondante à l'adaptation d'impédance (Figure 3.3(b) ou (d)), toujours pour la même solution. L'obtention de ces valeurs de susceptances permet alors de choisir les cellules élémentaires nécessaires pour chaque déphasage désiré. Leur étude dans [1] a permis de connaître leurs limites de susceptances atteignables présentées dans le Tableau 3.1. Il semble alors intéressant de dénoter le caractère inductif et capacitif de la cellule méandre, réalisables grâce à la modification des longueurs et largeurs de lignes, ainsi qu'à la proximité entre les lignes et les frontières de la cellule.

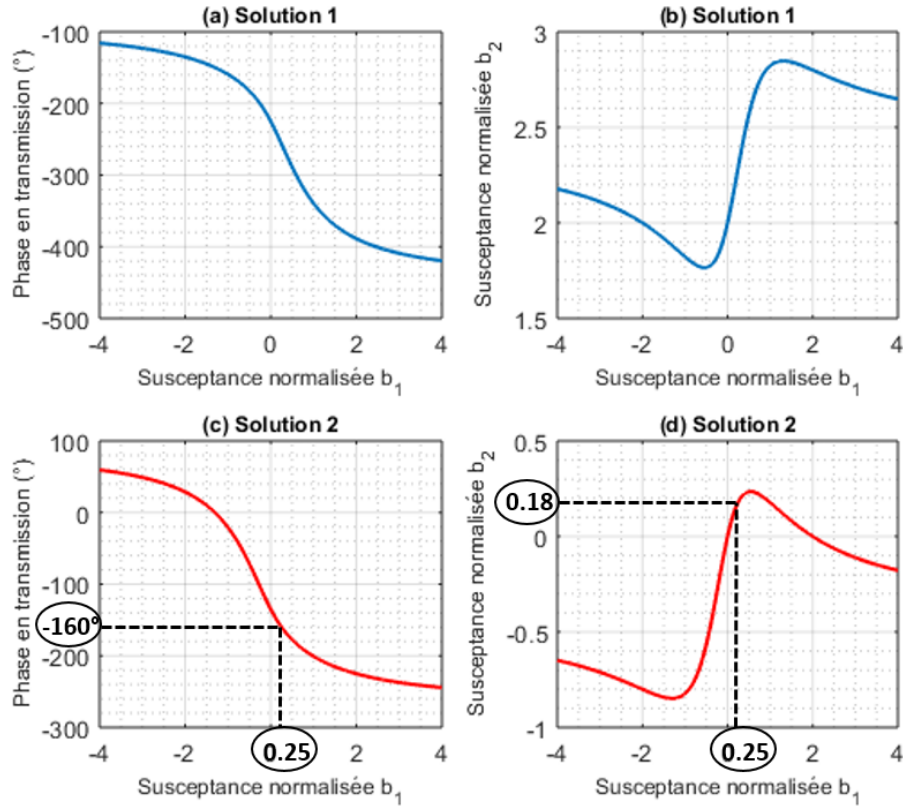


Figure 3.3 Courbes des 2 solutions possibles de l'équation quadratique 3.1 présentant les phases en transmission en fonction de la susceptance b_1 et la susceptance b_2 en fonction de la susceptance b_1 pour les distances $d_1 = \frac{\lambda}{4}$ et $d_2 = \frac{\lambda}{8}$ à 19GHz

Tableau 3.1 Susceptances des cellules élémentaires

Cellule élémentaire	Géométrie	Susceptances normalisées
Méandre		-1.86 $\rightarrow$ 0.579
UC-EBG [112]		0.56 $\rightarrow$ 4.29

Afin de couvrir l'ensemble des déphasages désirés, c'est à dire 360° , une étude de quantification a été faite dans [1], et a aboutit à un design satisfaisant pour 9 états de phase, correspondant à un pas de 40° .

3.2 Optimisation des cellules unitaires

Le modèle de la cellule unitaire, illustré dans la Figure 3.2, a été repris afin d'identifier les différents points à optimiser dans le but d'obtenir des cellules optimales, c'est à dire présentant les meilleures performances possibles. Dans ce but, les paramètres S sont étudiés, c'est à dire les pertes en réflexions S_{11} , les pertes en transmission S_{21} , et la phase en transmission S_{21} . Ce dernier paramètre indique le déphasage produit par la cellule unitaire. Une attention particulière est apportée à la largeur de bande obtenue, définie par les seuils spécifiés dans la littérature.

Le modèle de la cellule unitaire est simulé sous ANSYS High-Frequency Structure Simulator (HFSS) par la méthode des éléments finis. La cellule unitaire est placée dans un "guide d'onde" de dimensions $2.4cm$ soit $1.5 * \lambda$. De surcroît, les conditions aux limites maître-esclave et une excitation par ports de Floquet, permettent de simuler un réseau périodique infini de cellules identiques sous une illumination d'onde plane.

Tout d'abord, le fonctionnement du système étant fixé à la fréquence de 19GHz, il a été mis en avant que les paramètres du substrat, le Pyralux AP8545R, devaient être ajustés à cette fréquence d'opération, ce qui n'avait pas été réalisé durant l'étude menée dans [1]. D'après les fiches techniques Dupont disponibles, les paramètres de permittivité relative et de tangente de pertes diélectriques ont été évalués respectivement à $\epsilon_r = 3.25$ et $\tan \sigma = 0.0044$.

De plus, les chemins de cuivre avaient été modélisés dans [1] par des conducteurs électriques parfaits, ce qui a été modifié afin que ceux-ci soient modélisés par du cuivre dont les paramètres respectifs de permittivité relative, perméabilité relative, et conductivité électrique sont $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 0.999991$ et $\sigma = 58.10^6 \text{ S.m}^{-1}$.

Ensuite, selon les résultats de la Figure 3.3, certains déphasages peuvent être atteints par différentes combinaisons, c'est à dire que le choix et la disposition des cellules élémentaires pour un état de phase n'a pas toujours de solution unique. Les différentes alternatives de chaque état de phase ont alors être étudiées afin d'opter pour la solution optimale, tout en sachant que la limitation de la valeur $|b_1|$ favorise la largeur de bande de la cellule. Les deux cellules élémentaires de taille $124mils * 124mils$ sont illustrées en Figures 3.4 et 3.5 .

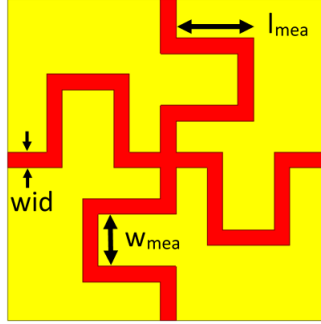


Figure 3.4 Illustration de le cellule élémentaire Méandre et de ses paramètres

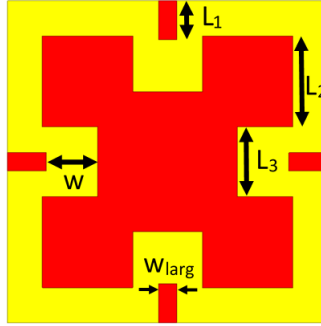


Figure 3.5 Illustration de la cellule élémentaire UC-EBG et de ses paramètres

La majeure partie de l'optimisation des cellules unitaires réside dans le choix de la longueur des chemins de cuivre des cellules élémentaires des composants (Figures 3.4 et 3.5). Deux étapes se distinguent alors. Dans un premier temps, des variations des différentes longueurs, combinées différemment entre elles, sont effectuées. Une analyse est ensuite nécessaire afin d'identifier les longueurs les plus "sensibles", c'est à dire les longueurs influençant le plus les résultats. Il faut alors bien prendre en compte l'influence des combinaisons des variations des différents chemins de cuivre entre eux, qui n'ont pas un impact négligeable. Pour cela, différentes combinaisons et variations des paramètres sont effectuées. Dans un second temps, après avoir convenablement sélectionné les paramètres sensibles, une optimisation automatique disponible dans le logiciel est possible. Afin de limiter le temps de calcul, seulement

deux à trois paramètres au maximum peuvent être sélectionnés suivant la méthode décrite précédemment. Les objectifs de l'optimisation sont alors transcrit mathématiquement, en d'autres termes le seuil acceptable du coefficient de transmission S_{21} et la plage de valeur acceptable de phase en transmission de la cellule $\phi(S_{21})$. La méthode d'optimisation Quasi-Newton a été utilisée. Chaque cellule unitaire étant unique, l'ajustement des objectifs doit se faire individuellement pour chacune d'entre elles. Les paramètres finaux sont regroupés dans le Tableau 3.2.

Tableau 3.2 Paramètres des cellules unitaires en *mils*

Cellule	Couche	Paramètres				
1	Int	$w=9$	$w_{larg}=8$	$L_1=21$	$L_2 = 38.5$	$L_3=32$
	Ext	$wid=7.7$	$w_{mea}=21$	$l_{mea}=52.5$		
2	Int	$w=23$	$w_{larg}=18$	$L_1=1$	$L_2 = 42.25$	$L_3=28$
	Ext	$w=31$	$w_{larg}=22$	$L_1=5.5$	$L_2 = 26$	$L_3=25$
3	Int	$wid=5$	$w_{mea}=30.5$	$l_{mea}=28$		
	Ext	$wid=5$	$w_{mea}=16.5$	$l_{mea}=16$		
4	Int	$wid=6$	$w_{mea}=22.5$	$l_{mea}=32.5$		
	Ext	$wid=6$	$w_{mea}=27.5$	$l_{mea}=30$		
5	Int	$wid=6$	$w_{mea}=34.5$	$l_{mea}=34$		
	Ext	$wid=6$	$w_{mea}=31$	$l_{mea}=36$		
6	Int	$wid=6$	$w_{mea}=32$	$l_{mea}=40$		
	Ext	$wid=6$	$w_{mea}=30.5$	$l_{mea}=41$		
7	Int	$wid=5$	$w_{mea}=12$	$l_{mea}=53$		
	Ext	$wid=5$	$w_{mea}=14.5$	$l_{mea}=52$		
8	Int	$wid=6$	$w_{mea}=15$	$l_{mea}=54.75$		
	Ext	$w=10$	$w_{larg}=6$	$L_1=27$	$L_2 = 18$	$L_3=26$
9	Int	$w=6$	$w_{larg}=6$	$L_1=28$	$L_2 = 33.5$	$L_3=36$
	Ext	$wid=6$	$w_{mea}=17$	$l_{mea}=50.5$		

Les performances finales des cellules unitaires sont présentées en Figures 3.6, 3.7, et 3.8, et les caractéristiques à 19GHz dans le Tableau 3.3. Les cellules unitaires 1, 2, 8 et 9, sont constituées par au moins un élément élémentaire de type UC-EBG.

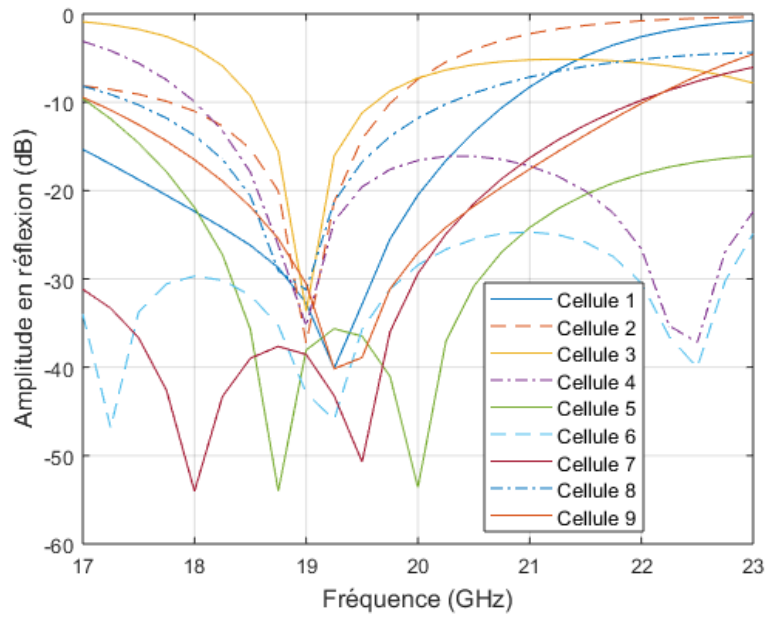


Figure 3.6 Pertes en réflexion des cellules unitaires en fonction de la fréquence

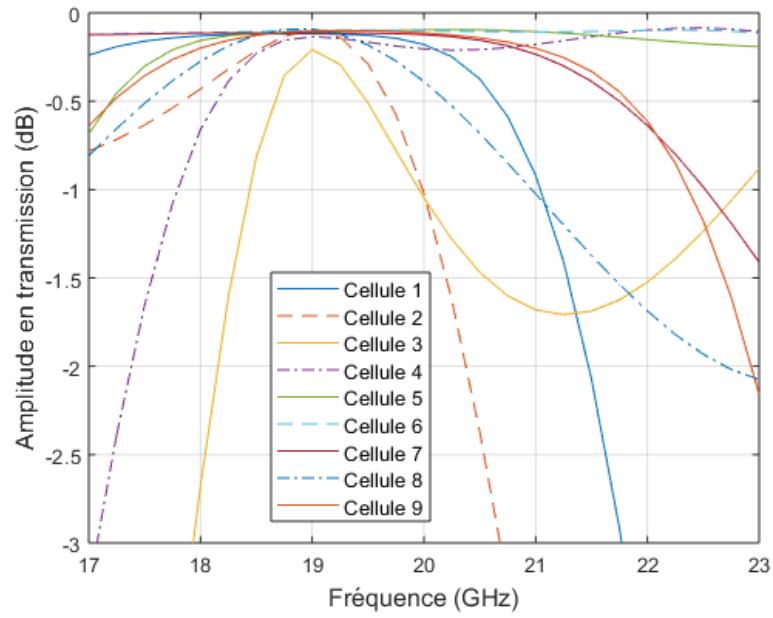


Figure 3.7 Amplitude en transmission des cellules unitaires en fonction de la fréquence

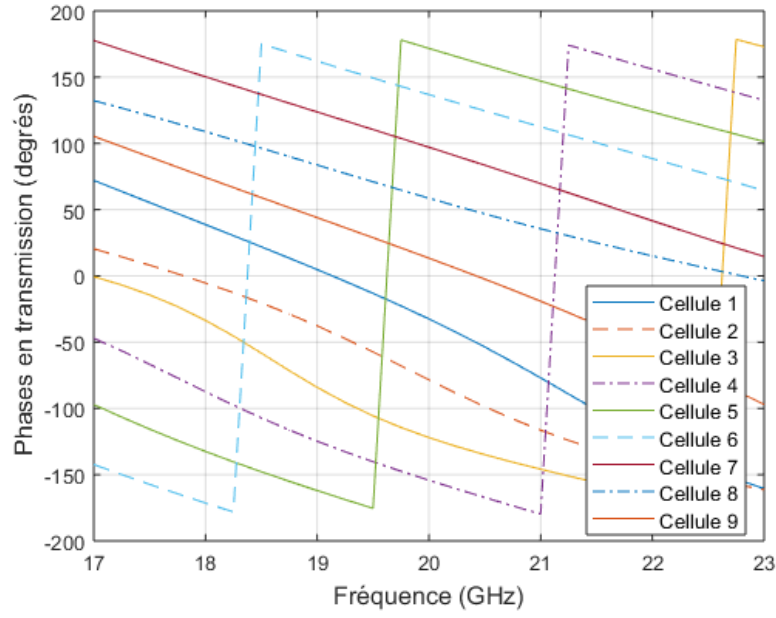


Figure 3.8 Phase en transmission des cellules unitaires en fonction de la fréquence

Tableau 3.3 Caractéristiques des cellules unitaires à 19 GHz

Cellule	Déphasage théorique	Simulations				
		S_{11} dB	S_{21} dB	$\phi(S_{21})$	Largeur de bande à -1 dB du S_{21}	Largeur de bande à -3 dB du S_{21}
1	0°	-32.7	-0.12	4.7°	> 21.6 %	> 25.0 %
2	-40°	-37.3	-0.1	-37.7°	> 15.8 %	> 19.5 %
3	-80°	-33.7	-0.21	-84.1°	8.0 %	> 26.8 %
4	-120°	-35.3	-0.13	-124.8°	> 27.4 %	> 31.0 %
5	-160°	-38	-0.11	-162°	> 31.6 %	> 31.6 %
6	-200°	-42.9	-0.1	-198°	> 31.6 %	> 31.6 %
7	-240°	-38.6	-0.11	-236.3°	> 29.0 %	> 31.6 %
8	-280°	-31.2	-0.09	-276.3°	> 20.8 %	> 31.6 %
9	-320°	-30.6	-0.1	-316.1°	> 28.2 %	> 31.6 %

Les pertes d'insertion à 19GHz sont en-dessous de 0.22 dB, et aux alentours de 0.1 dB pour la plupart des cas. Les largeurs de bande à 1 dB et 3 dB des pertes d'insertion couvertes par les 9 cellules représentent respectivement des bandes minimales de 8.5% et 14.7% centrées à 19GHz. Cette largeur de bande étant toujours limitée par les cellules 2 et 3, c'est à dire les cellules possédant les valeurs de susceptances b_1 les plus élevées, comme cela avait été souligné lors de leur développement [1]. En outre, le parallélisme des courbes de phase en fonction de la fréquence pour une largeur de bande de 6GHz, de 17GHz à 23GHz explicitement, peut être observé sur la Figure 3.8. Cette linéarité des phases en transmission en fonction de la fréquence illustre les performances large bande des cellules unitaires.

Les largeurs de bande à 1 dB et 3 dB obtenues présentent des performances équivalentes, voire meilleures, par rapport à la littérature actuelle. Effectivement, il est possible de trouver des largeurs de bande à 3 dB de 18% afin de couvrir 360° comme dans [113], mais avec l'utilisation de 4 états de phase différents seulement. De la même manière des chercheurs proposent des largeurs de bande à 1 dB plus importantes mais pour un éventail plus petit que 360° , tels que dans [114] avec une largeur de bande de 24.27% pour un éventail de 51.5° , ou dans [115] avec une largeur de bande de 13% pour un éventail de 270° . En éliminant l'état de phase limitant de la librairie de cellule unitaire conçue, il serait alors possible d'obtenir des largeurs de bande à 1 dB et 3 dB respectivement de 11.6% et 19.2% pour un éventail de 320° .

3.3 Étude de l'incidence oblique

Dans une structure de réseau transmetteur, telle qu'illustrée dans la Figure 3.9, les cellules unitaires composant le RT ne se retrouvent pas toutes sous le même angle d'incidence des rayons émanant du cornet. Effectivement, en fonction de la position de la cellule unitaire dans le RT, celle-ci pourra se retrouver sous incidence oblique, ce qui pourra alors modifier les caractéristiques de la cellule, et notamment les paramètres S . Il est donc nécessaire d'effectuer une étude des impacts de l'incidence oblique sur le réseau transmetteur.

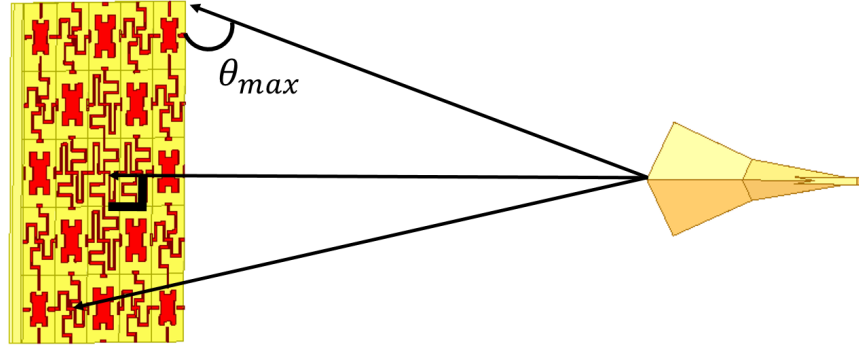


Figure 3.9 Illustration de l'incidence oblique sur les cellules du réseau transmetteur

3.3.1 Performances des cellules unitaires sous incidence oblique

En premier lieu, il est essentiel de vérifier que quelque soit l'angle d'incidence, les cellules unitaires soient performantes, c'est à dire respectent les caractéristiques recherchées, et notamment en termes de paramètres de diffusion que sont les paramètres S .

En effet, on comprend bien qu'une cellule se trouvant au centre se trouvera sous incidence normale, tandis qu'une cellule positionnée dans une extrémité se trouvera sous incidence oblique. Afin de déterminer la valeur de cet angle maximum, les paramètres du montage sont à considérer, et plus exactement l'illumination de la surface du RT par le cornet, illustrée en Figure 3.10. Le calcul de l'angle maximum vertical ou horizontal aboutit ainsi à $\Theta = 28^\circ$.

Généralement, l'impact de l'incidence oblique étant le plus nuisible pour l'angle $\phi = 45^\circ$, il a été convenu de réaliser les simulations pour un cas intermédiaire, c'est à dire pour $\phi = 22.5^\circ$.

D'après la Figure 3.11, on constate qu'à l'exception d'une cellule, les pertes d'insertion sont toujours largement inférieures à -1 dB quelque soit l'angle d'incidence. Cette cellule présente néanmoins des pertes d'insertion inférieures à -3 dB pour des angles d'incidences allant jusqu'à 21° . En outre, les courbes des phases en transmission en fonction de l'angle d'incidence présentent une pente similaire, avec en moyenne une augmentation de 20° par rapport à la

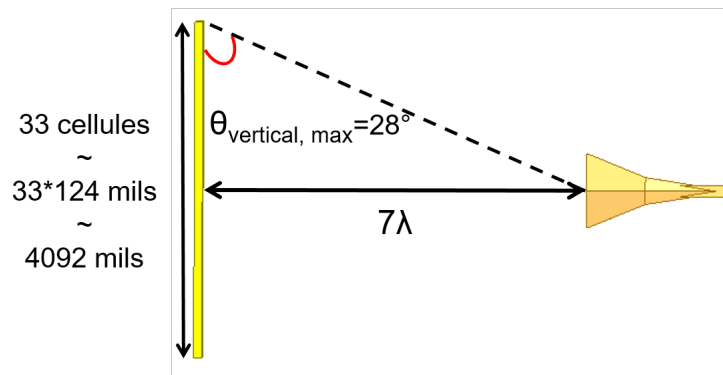


Figure 3.10 Illumination de la surface du RT par le corne dans le montage final

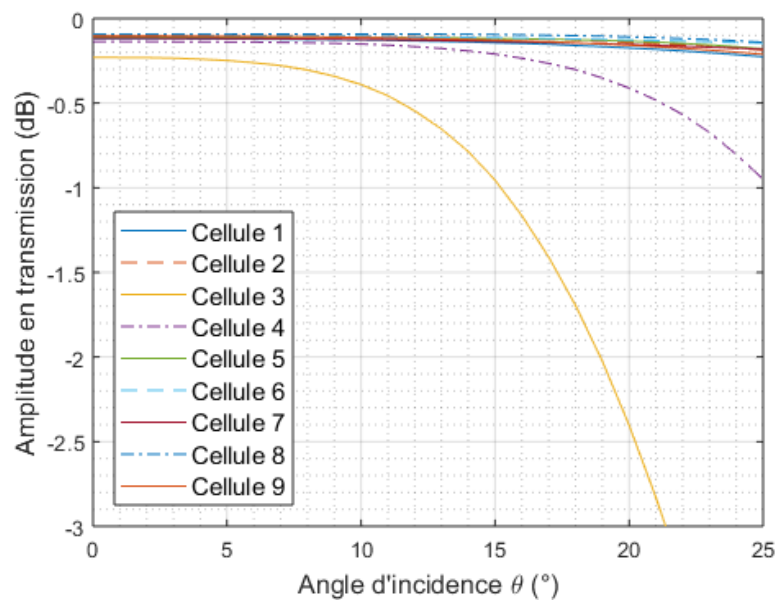


Figure 3.11 Amplitude en transmission des cellules unitaires en fonction de l'angle d'incidence θ pour $\phi = 22.5^\circ$ à 19GHz

phase initiale, c'est à dire la moitié de la phase de discrétisation de 40° . Conséquemment, un changement de cellules pourrait être envisagé pour des angles d'incidences supérieurs à 20° pour la cellule 3, qui se verrait remplacée par la cellule 4, et éventuellement pour la cellule 4 à laquelle se substituerait la cellule 5.

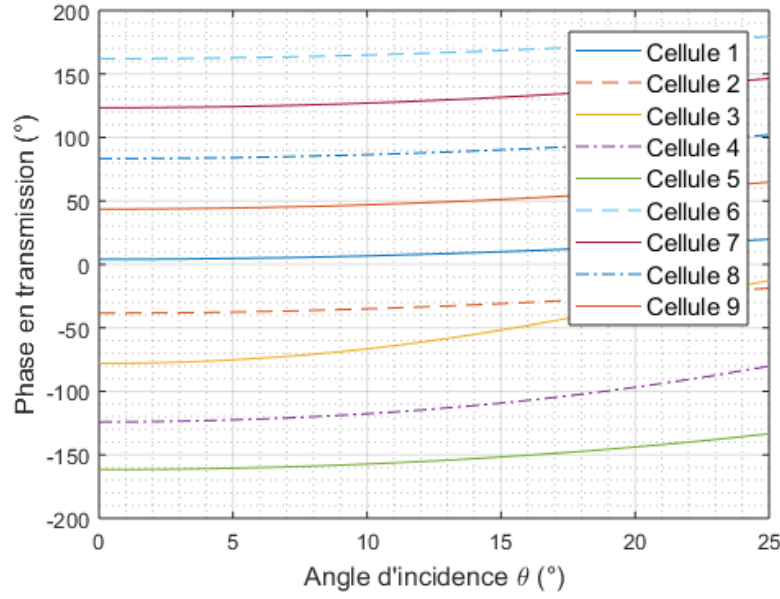


Figure 3.12 Phase en transmission des cellules unitaires en fonction de l'angle d'incidence θ pour $\phi = 22.5^\circ$ à 19GHz

3.3.2 Facteur de réseau sous incidence oblique

Par ailleurs, il est également intéressant de modéliser l'impact des erreurs de phase induites sur le RT sur le diagramme de rayonnement. Dans ce but, l'erreur moyenne de phase est calculée à partir des 9 courbes d'erreur de phases des cellules unitaires. La fonction d'erreur de phase en fonction de l'angle d'incidence ainsi déterminée est représentée en Figure 3.13. Cette fonction sera ensuite prise en compte dans le calcul du diagramme de rayonnement final.

Effectivement, dans un second temps, une étude du diagramme de réseau du RT1 est faite afin de pouvoir ultérieurement juger de l'impact des erreurs de phase. Le diagramme de réseau est donné par l'expression suivante :

$$\bar{e}(\theta, \phi) = \bar{g}(\theta, \phi) f(\theta, \phi), \quad (3.2)$$

dans laquelle $\bar{g}$ représente le diagramme d'élément et f le facteur de réseau.

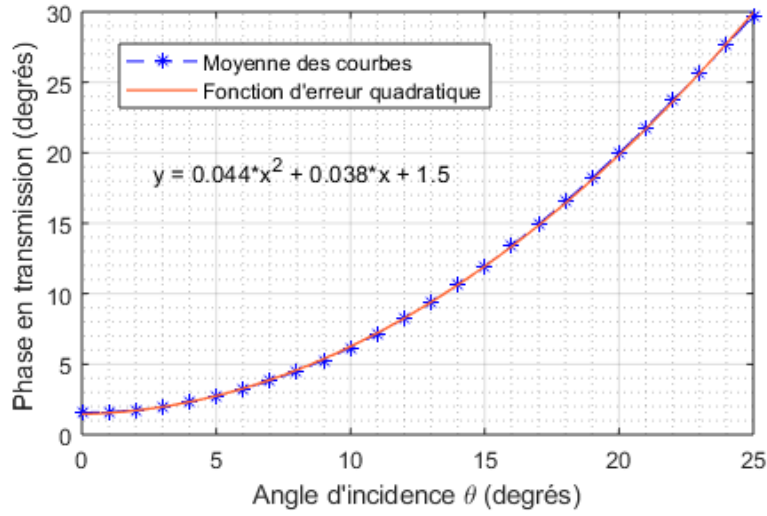


Figure 3.13 Interpolation de la fonction d'erreur de phase des cellules unitaires en fonction de l'angle d'incidence θ

$$f(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j\alpha_n} e^{jk\vec{r}_0 \cdot \vec{d}_n} \quad (3.3)$$

avec a_n : amplitude de l'élément n

α_n : phase de l'élément n en degrés

$\vec{r}_0$: position d'un point dans le système global

$\vec{d}_n$: position de l'origine du système de l'élément n dans le système global

Le facteur de réseau déterminant la plupart des caractéristiques du diagramme de réseau, c'est son expression qui sera développée afin d'analyser les conséquences de l'incidence oblique. L'interpolation de la courbe des erreurs moyennes de phase fournit la fonction d'erreur de phase qui est ensuite insérée dans l'expression du facteur de réseau :

$$f_{\text{erreur}}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(\alpha_n + f_{\text{ErreurPhase}}(\theta))} e^{jk\vec{r}_0 \cdot \vec{d}_n} \quad (3.4)$$

avec

$$f_{\text{ErreurPhase}}(\theta) = 0.044\theta^2 + 0.038\theta + 1.5 \quad \text{en degrés} \quad (3.5)$$

$$\text{soit} \quad f_{\text{ErreurPhase}}(\theta) = 0.00077\theta^2 + 0.00066\theta + 0.26 \quad \text{en radian} \quad (3.6)$$

Le réseau transmetteur utilisé est le *RT1* présenté en section 4.3 dont le rôle est de re-focaliser le faisceau. Il est constitué de 33×33 cellules unitaires, de taille unitaire 124mils*124mils, dont la distribution de phase est illustrée en Figure 3.16. L'excitation est produite avec un cornet diagonal OFR6415 distant de 7λ à la fréquence de 19GHz. La simulation du cornet sous le logiciel FEKO permet d'extraire une matrice réseau contenant les amplitudes et les phases du champ électrique sur une surface en plusieurs points déterminés. Les points sont conséquemment choisis au milieu de chacune des 1089 (33×33) cellules unitaires composant le réseau, tel qu'exposé sur la Figure 3.14.

Les facteurs de réseau dans les plans *E* et *H*, en tenant compte des phases sous incidence oblique, sont tracés en Figure 3.15.

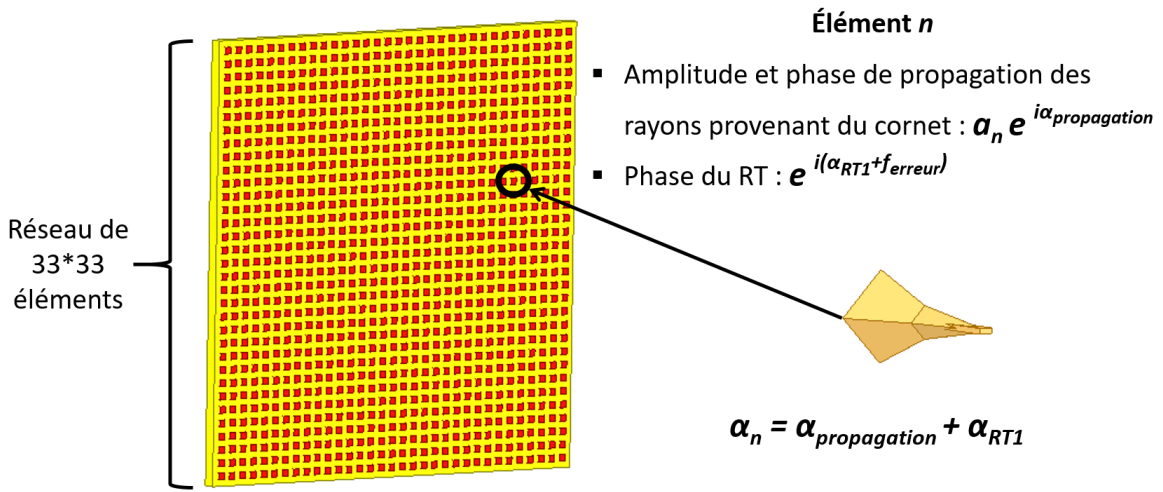
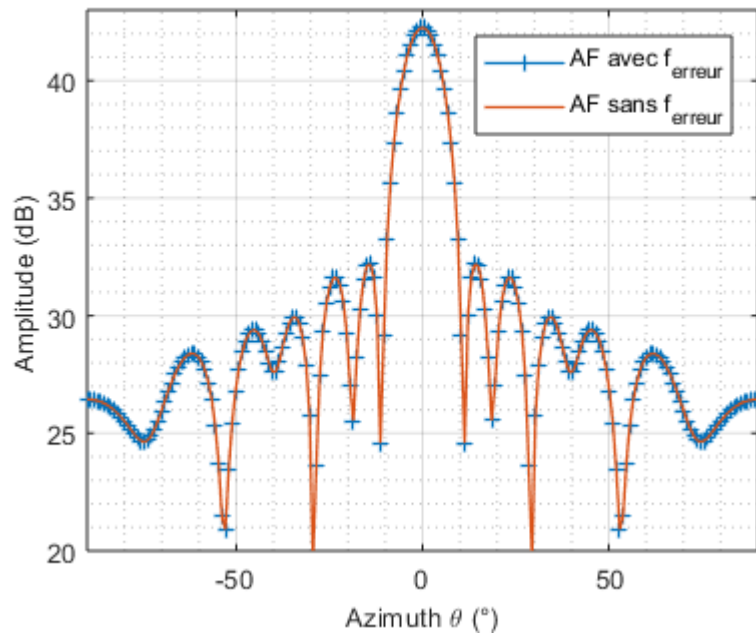
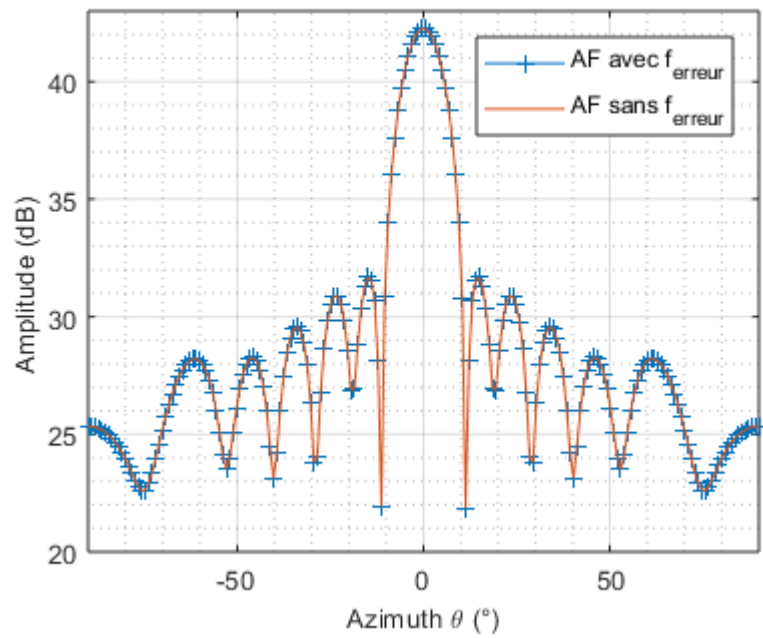


Figure 3.14 Schéma de l'illumination de l'élément n du réseau

On constate que les erreurs de phase des cellules unitaires induites par l'incidence oblique n'ont qu'une très faible incidence sur le facteur de réseau du réseau transmetteur. Les courbes avec et sans la fonction d'erreur semblent confondues sur la plage d'azimuth de 180° . L'ajustement de la disposition des cellules en fonction de l'angle d'incidence ne semble donc pas indispensable. Ces résultats valident l'utilisation des cellules unitaires sous incidence oblique, c'est à dire au moins jusqu'à 25° .



(a) En Plan E



(b) En Plan H

Figure 3.15 Facteur de réseau du RT1 avec et sans fonction d'erreur

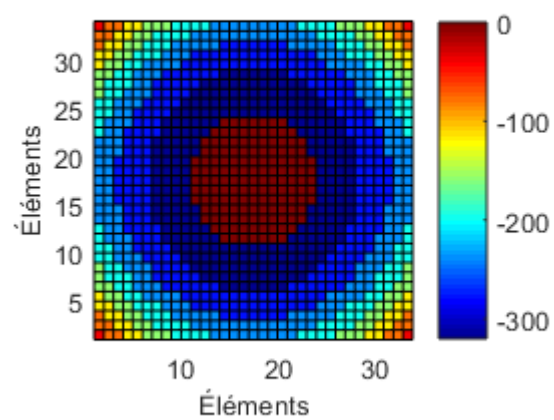


Figure 3.16 Déphasages de la surface du RT utilisés pour le calcul du facteur de réseau

3.4 Réalité de la fabrication du système

En réalité, les fabrications des circuits d'antennes et du support maintenant les couches sont très complexes. Le schéma du support est disponible en Figure 3.17 et des photos illustrant le système sont présentées en Figure 3.18.

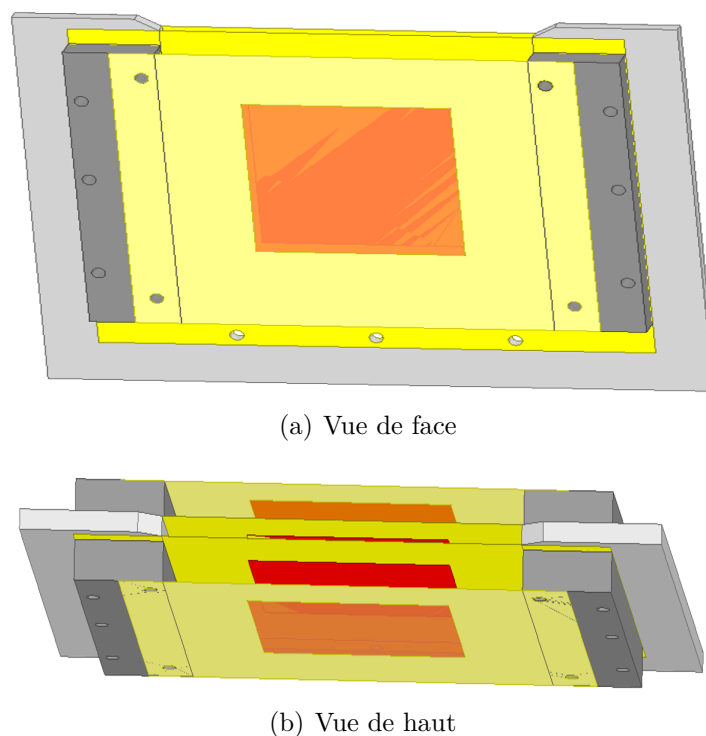


Figure 3.17 Schéma du support du réseau transmetteur

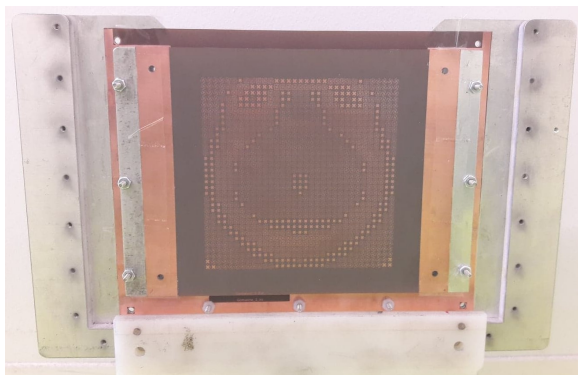
Le support est constitué d'une plaque d'aluminium en forme de **U** d'épaisseur 2 mm afin de séparer les couches intérieures qui sont collées à l'aide de ruban adhésif puis vissées. Quatre plaquettes d'aluminium d'épaisseur 4 mm sont ensuite utilisées pour maintenir les couches extérieures. Chaque couche est fixée à une plaquette d'aluminium vissée sur la structure en **U** puis collée à la seconde plaquette qui est ensuite tirée et vissée.

Effectivement, le support exige de respecter l'alignement des couches et leur espacement. Plusieurs vis d'alignement sont donc nécessaires lors du montage et plusieurs combinaisons de techniques ont été mises en oeuvre afin d'aboutir à une solution optimale, tout en prenant en compte l'aspect de "ré-utilisation" du support pour les différents RTs. D'abord, la colle, à étalement aléatoire pouvant créer des renflements, a été jumelée avec l'utilisation de vis, dont la découpe des trous se trouvaient légèrement décalée dû aux ondulations du substrat causée par la répartition non uniforme du cuivre. Une alternative faisant intervenir du ruban adhésif a ensuite été proposée afin de tendre correctement les couches.

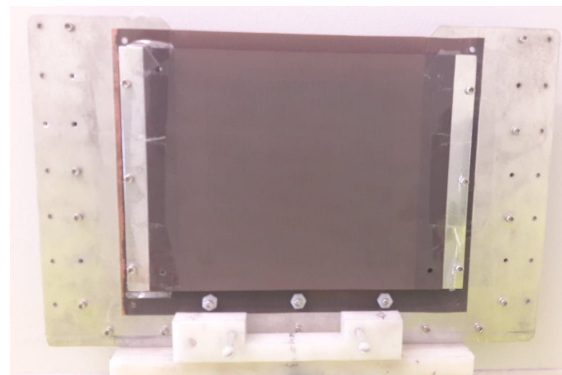
Le procédé d'assemblage d'un RT commence donc avec la fixation de la couche intérieure arrière du RT avec 3 vis d'alignement qui resteront au cours du montage. Ensuite le côté de la couche extérieure arrière sur laquelle se trouvent 2 des vis d'alignement est fixé à une plaquette d'aluminium, elle-même vissée au support. Le second côté de la couche est ensuite fixé à une autre plaquette, elle-même tirée vers l'extérieur puis vissée. Par la suite, les étapes se répètent pour les couches avant, en s'appliquant à tendre la seconde plaquette du même côté que précédemment.

Après quelques fabrications et mesures, plusieurs géométries de cadres en Rohacell ont été étudiées afin d'être insérées entre les couches de substrat afin d'assurer une séparation convenable. Le Rohacell HF71 utilisé est une mousse rigide à cellules fermées basée sur la chimie du polyméthacrylimide (PMI) qui ne contient aucun CFC. Ses constantes diélectriques extrêmement basses et ses propriétés de transmission particulièrement favorables aux hautes fréquences, en font un candidat idéal dans les applications antenne.

Des "cadres intérieurs" de Rohacell, matériau quasi-transparent ($\epsilon_r = 1.093$ et $\tan\delta = 0.01$ à 19GHz) illustrés en Figure 3.19 ont donc été introduits. D'épaisseur de 2mm et 4mm, ils ont été insérés respectivement entre les couches intérieures, et entre les couches intérieures/extérieures. Ces cadres solides permettent aux couches de substrat de reposer directement sur des surfaces et non plus sur l'air, limitant ainsi l'erreur d'espacement entre les couches.



(a) Vue de face



(b) Vue de dos

Figure 3.18 Photos du réseau transmetteur et de son support

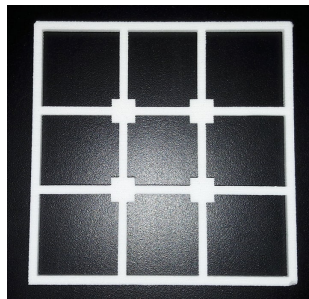


Figure 3.19 Photo d'un support de Rohacell à insérer entre les couches de substrat

Une brève étude a été menée sur la marge d'erreur d'espacement permise entre les couches. Pour cela, des simulations faisant varier les espacements entre les couches ont été réalisées sur les cellules unitaires. Les résultats pour des variations égales des distances entre les couches intérieures et extérieures sont présentés en Figures 3.20, 3.21 et 3.22. δ représente la variation de distance par rapport à la distance nominale entre les couches. Les résultats complémentaires de l'étude pour les autres cellules unitaires sont exposés en Annexe A.

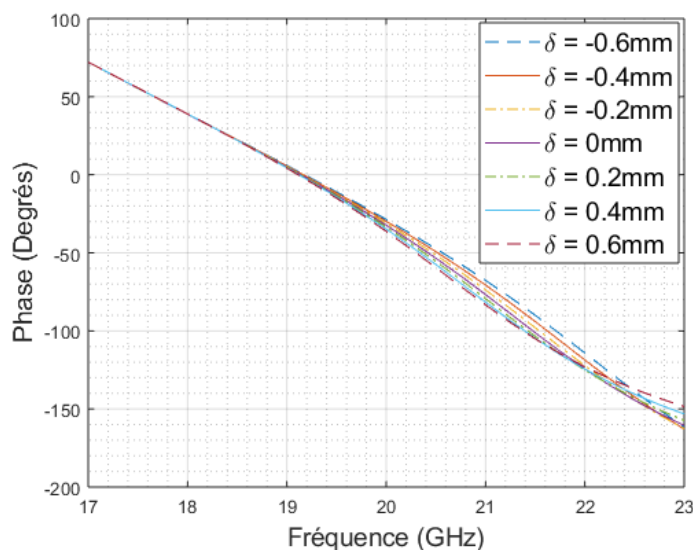


Figure 3.20 Phases en transmission de la cellule unitaire 1 en fonction de la fréquence

Les résultats exposés dans le cas de la cellule 1 sont généralisables aux autres cellules, excepté la cellule 3 plus sensible. La variation de distance entre les couches n'a que peu d'influence sur la phase en transmission des cellules unitaires, mais induit cependant des modifications des réponses en amplitudes en réflexion et en transmission. Une variation maximale de 0.4mm sera donc tolérée par rapport aux valeurs nominales d'espacement entre les couches.

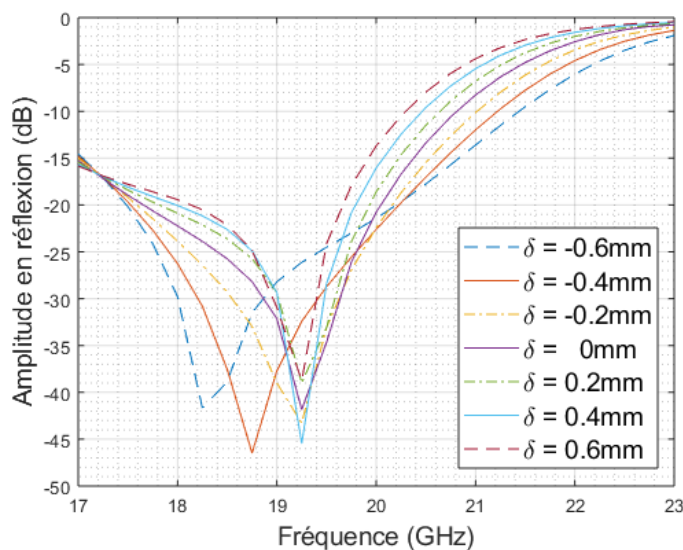


Figure 3.21 Amplitude en réflexion de la cellule unitaire 1 en fonction de la fréquence

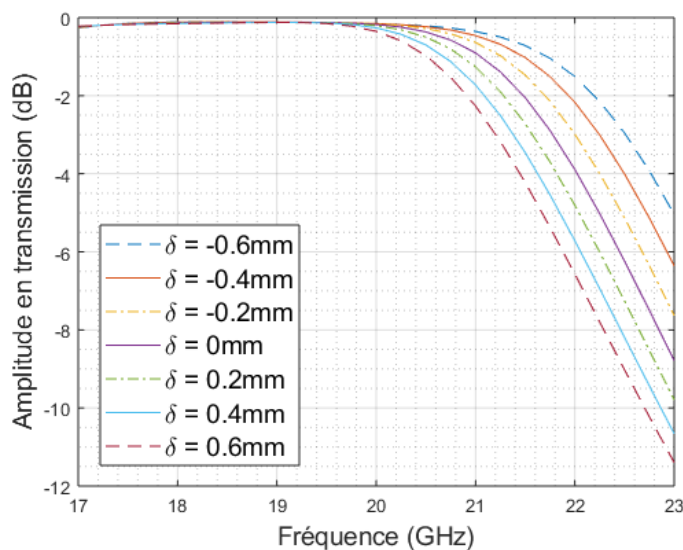


Figure 3.22 Amplitude en transmission de la cellule unitaire 1 en fonction de la fréquence

En outre, le substrat utilisé étant semi-flexible, une tendance à onduler se fait ressentir à la fois lors de la fabrication des circuits et lors de l'insertion dans le support. Ces ondulations sont ensuite à l'origine d'erreurs de placements et de tailles des cellules élémentaires, puis lors de l'installation des couches, des erreurs d'alignement et de distances de séparation des couches peuvent survenir.

La réalisation des circuits requiert une précision de l'ordre de 0.5 mils. Or concrètement, les machines du Poly-Grames assurent une précision au maximum à 1 mil. Les dimensions optimisées des cellules unitaires se voient conséquemment octroyées un pourcentage d'erreur maximum de 20% pour les longueurs les plus courtes, c'est à dire 5 mils. De plus, de nombreux essais ont été nécessaires afin de parvenir à cette tolérance.

Finalement, plusieurs mois et de très nombreuses tentatives auront été nécessaires afin d'obtenir des circuits avec une tolérance viable et un support satisfaisant à la fois l'alignement des couches et leur espacements.

3.5 Validation des cellules

Afin de pouvoir juger de l'efficacité des cellules unitaires fabriquées, il semble péremptoire de les caractériser réellement. Deux montages différents ont alors été réalisés et les cellules unitaires ont ainsi pu être testées dans la chambre anéchoïque du centre de recherche du Poly-Grames. Pour ces deux tests, un réseau de 36*36 cellules permettant une déviation de faisceau a été conçu grâce à une progression de phase linéaire.

Le cornet utilisé est un cornet diagonal OFR6413, fonctionnant de 18 à 40 GHz avec un gain nominal de 17 dBi.

3.5.1 Validation des cellules unitaires

En premier lieu, il convient de caractériser chacune des cellules unitaires, c'est à dire de mesurer la phase et l'amplitude en transmission. Effectivement, le but recherché durant ce test est de pouvoir juger de l'efficacité des cellules unitaires en termes de performances individuelles.

A cette fin, le premier test consiste à mesurer le champ proche transmis par les cellules sous incidence normale. Un guide d'onde rectangulaire tronqué est utilisé comme sonde, balayant des colonnes de cellules identiques, tel que présenté sur le schéma du montage en Figure 3.23 et sur la photo du montage en Figure 3.24. Ce guide d'onde est placé à 3 cm de la surface de cellules afin de limiter à la fois les interactions mutuelles et l'influence des ordres supérieurs. Par ailleurs, dans le but d'assurer les distances de séparation convenables entre les couches de cellules, des supports de Rohacell développés préalablement (Section 3.4) ont été insérés entre celles-ci.

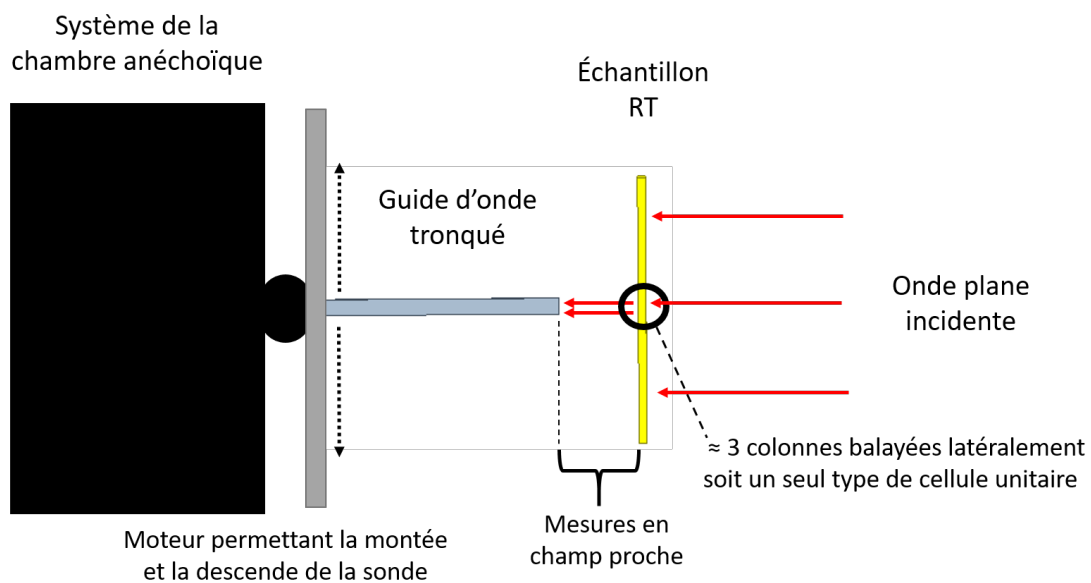


Figure 3.23 Schéma du montage avec le guide d'onde tronqué

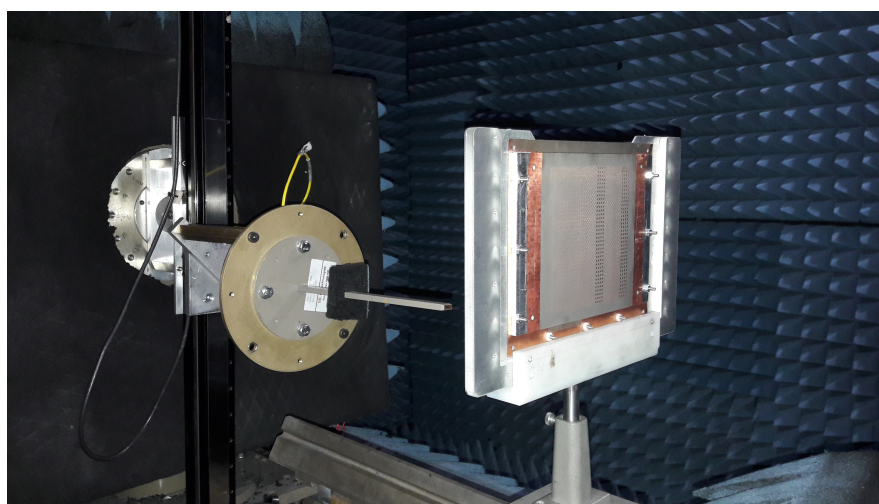


Figure 3.24 Photo du montage réalisé en chambre anéchoïque avec le guide d'onde tronqué

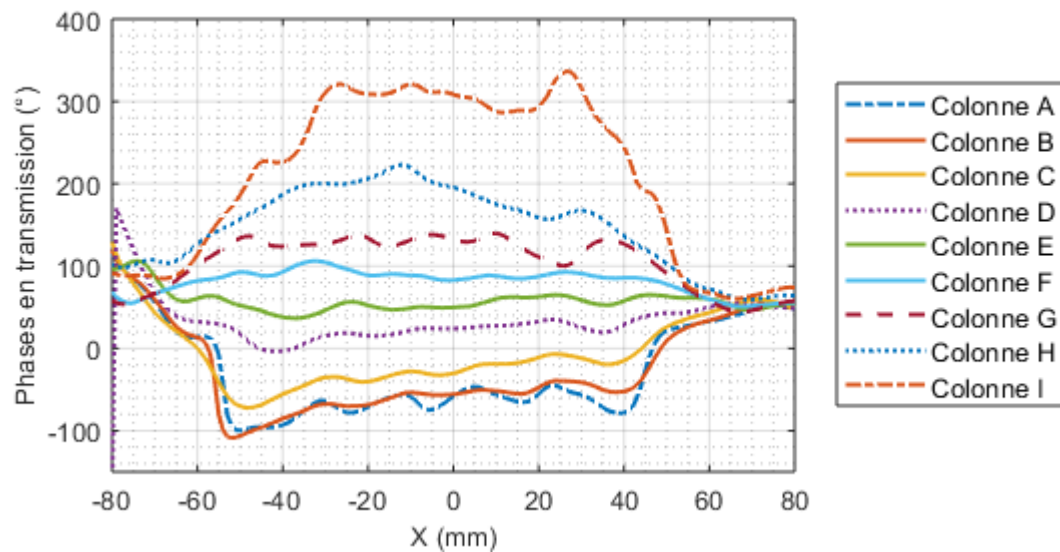


Figure 3.25 Phases en transmission mesurées des cellules unitaires à 19 GHz avec l'insertion de Rohacell entre les couches

La Figure 3.25 représente les phases en transmission des 9 colonnes de cellules variant de -100° à 300° . En réalité, les 2 colonnes des extrémités présentent des phases en transmission éloignées des colonnes adjacentes avec un saut de phase important. Cette erreur peut être attribuée à la fois à la largeur de la sonde approximativement égale à celle de 2 cellules, et également à la distance séparant le guide d'onde de la surface de cellules, supérieure à la largeur des colonnes de cellules identiques. Néanmoins, en se basant sur les colonnes B à H, c'est à dire un ensemble de 7 cellules supposé couvrir 240° , la phase en transmission s'étend de -55° à 195° , soit 250° . La moyenne de déphasage entre chacune de ces cellules est donc de 41.6° pour un déphasage théorique de 40° , donc un résultat expérimental très proche.

3.5.2 Obtention d'un diagramme de déviation de faisceau

Dans un second temps, le diagramme de rayonnement de l'antenne est mesuré dans la chambre anéchoïque. Le RT, conçu pour effectuer une déviation de faisceau de $\theta = 8^\circ$, est installé dans le montage représenté en Figure 3.26. Le cornet source illumine la lentille convergente qui permet de produire une onde plane incidente sur le RT. Ce dernier applique alors une modulation de phase au signal transmis afin de générer le diagramme de rayonnement souhaité. Le montage expérimental réalisé dans les laboratoires du Poly-Grames est représenté en Figure 3.27.

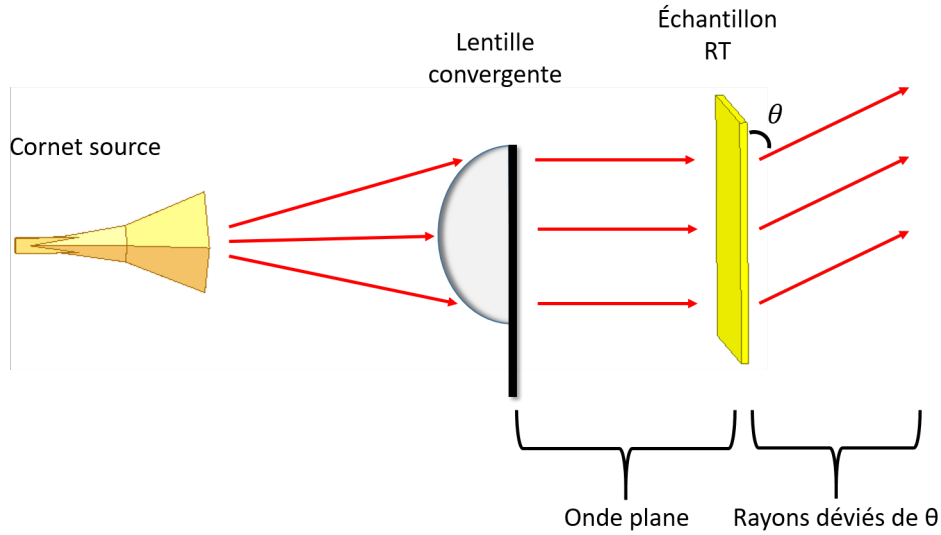


Figure 3.26 Schéma du montage expérimental avec la lentille pour la focalisation des rayons

Dans la chambre anéchoïque, la surface est placée au-dessus de l'axe de rotation en azimuth du système pour limiter les erreurs dues au mouvement de rotation. Le centre de phase du cornet, se trouvant à 1.16cm à l'intérieure par rapport à son ouverture, est placé à la distance focale $f = 12.95\text{cm}$ de la lentille, elle-même distante de 6cm de la surface. Durant les tests, de la mousse est fixée sur les cotés latéraux du montage afin que le cornet récepteur reçoive uniquement le signal ayant traversé la surface. Deux séries de tests ont alors été menées, l'une sans le Rohacell pour séparer les couches, et l'autre avec.

Les Figures 3.28 et 3.29 représentent respectivement les diagrammes en rayonnement des composantes polarisées et contra-polarisées du *Beam-tilt* sans l'insertion de Rohacell et avec l'insertion de Rohacell. Le Tableau 3.5 présente les déviations de faisceaux mesurées avec et sans Rohacell introduit dans le *Beam-tilt*. Ainsi, des déviations de 6.3° et de 8.6° respectivement sans et avec Rohacell sont observées à 19GHz. Malgré une quantification à 9 états de phases, la déviation visée, de 8° , est atteinte avec une précision quasiment inférieure à

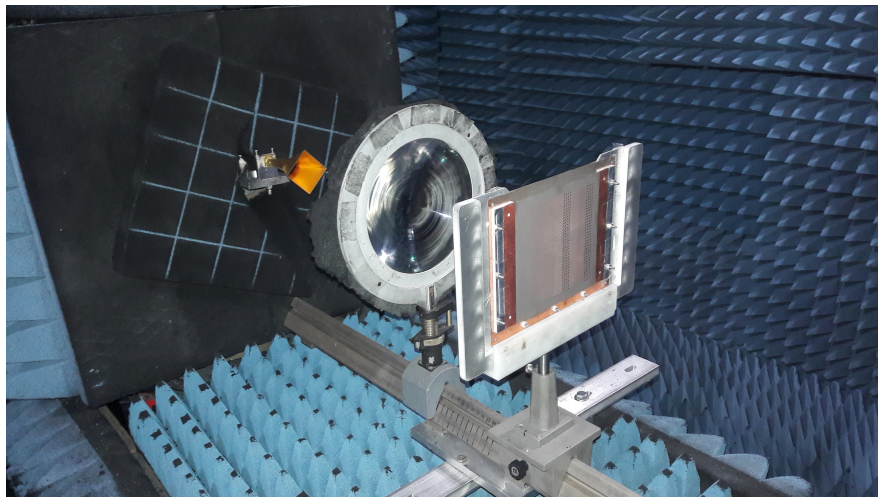


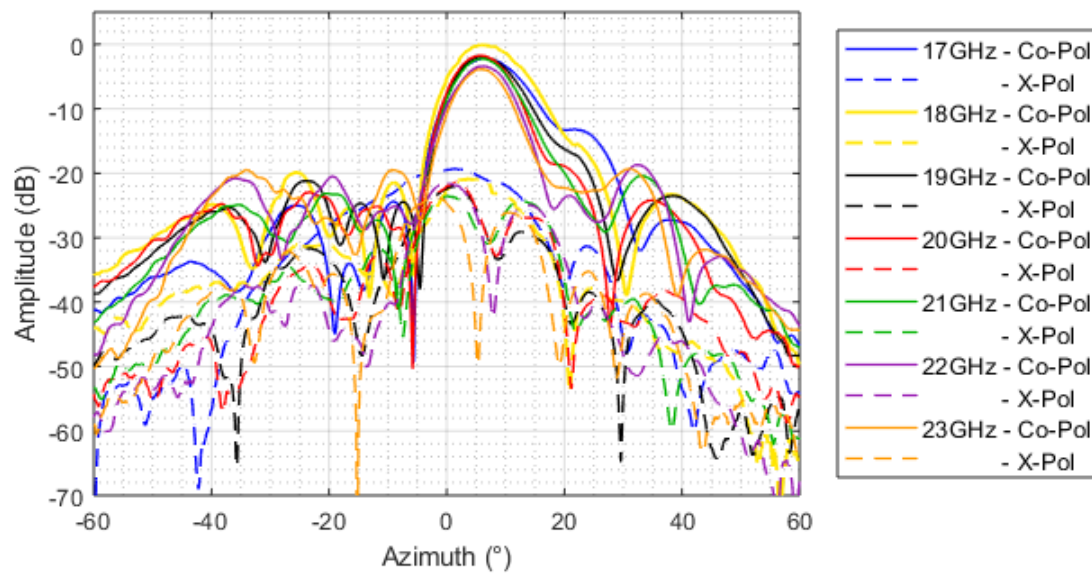
Figure 3.27 Photo du montage réalisé en chambre anéchoïque pour la mesure de déviation de faisceau

2° pour l'ensemble de la bande de fréquences. De la même manière, des pertes maximales de -1.9 dB et -2.5 dB peuvent être constatées. Effectivement, l'introduction d'un matériau supplémentaire, le Rohacell, modifie évidemment le comportement des cellules, à la fois dans l'amplitude et la phase en transmission. Le Rohacell introduit ainsi des pertes moyennes de -1.12 dB supplémentaires au réseau. Cependant, la perte d'amplitude du réseau s'explique aussi par l'élargissement du faisceau focalisé de 2.23° sans Rohacell, et de 3.47° avec Rohacell en moyenne, en comparaison avec le faisceau de la lentille seule.

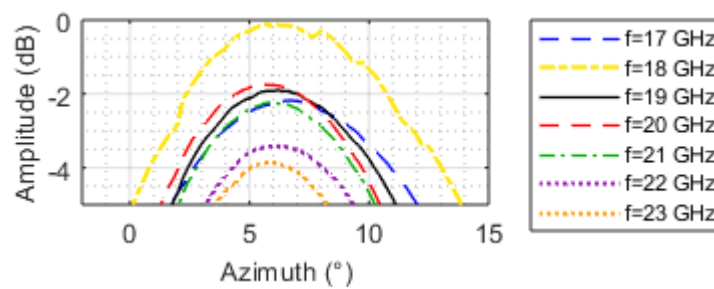
En outre, les niveaux des lobes secondaires sont inférieurs à plus de -15 dB pour les deux cas mesurés, et la polarisation croisée quasiment toujours inférieure à -20 dB.

Tableau 3.4 Largeurs et amplitudes des faisceaux mesurées pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquences	Largeurs de faisceaux			Amplitudes normalisées	
	Lentille seule	RT	RT Rohacell	RT	RT Rohacell
17GHz	8.2°	10.65°	11.35°	-2.17 dB	-2.92 dB
18GHz	7.5°	10°	11.95°	-0.11 dB	-2.95 dB
19GHz	7.35°	9.35°	10.75°	-1.89 dB	-2.54 dB
20GHz	6.65°	8.5°	10.25°	-1.75 dB	-3.3 dB
21GHz	6.65°	9°	9.65°	-2.23 dB	-4.05 dB
22GHz	6.25°	8.35°	9.15°	-3.42 dB	-3.08 dB
23GHz	5.7°	7.8°	9.2°	-3.85 dB	-4.44 dB



(a) Composantes co-polarisées et cross-polarisées

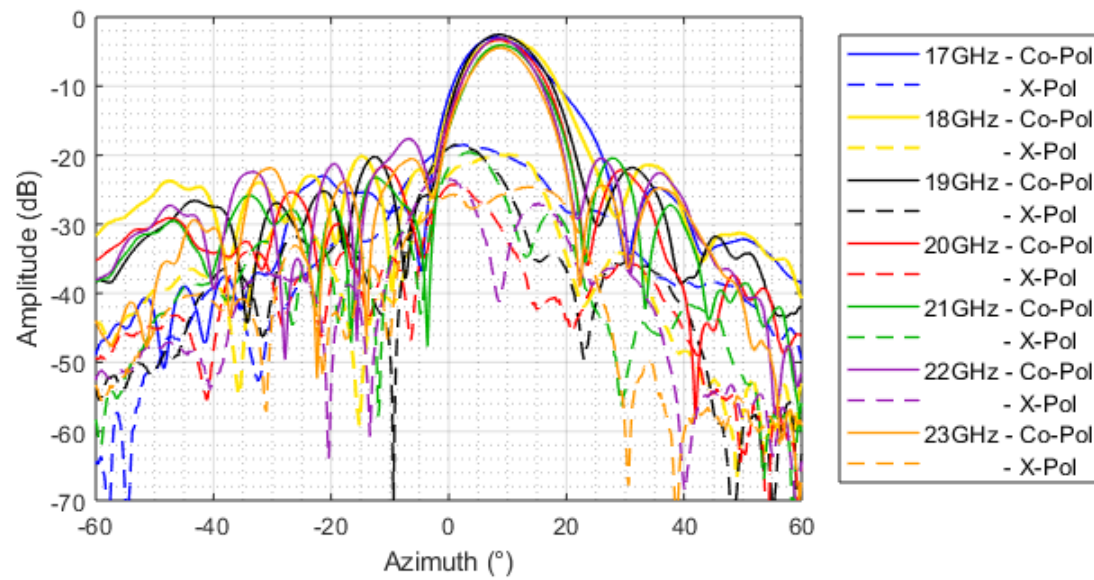


(b) Composantes co-polarisées

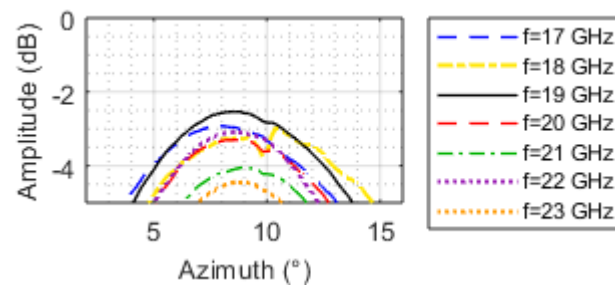
Figure 3.28 Diagramme de rayonnement du réseau *Beam-tilt* pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Tableau 3.5 Déviations des faisceaux mesurées pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquences	Déviation de faisceaux	
	RT	RT Rohacell
17GHz	6.7°	8°
18GHz	6.2°	9.2°
19GHz	6.3°	8.6°
20GHz	5.9°	8.6°
21GHz	6°	9°
22GHz	6.2°	8.6°
23GHz	6°	8.8°



(a) Composantes co-polarisées et cross-polarisées



(b) Composantes co-polarisées

Figure 3.29 Diagramme de rayonnement du réseau *Beam-tilt* pour les fréquences de 17GHz à 23GHz avec l'introduction de Rohacell entre les couches

3.6 Conclusion

Le travail de thèse effectué dans [1] a été repris afin d'aboutir à la fabrication d'un système d'antenne à réflecteur reconfigurable basé sur l'utilisation de réseaux transmetteurs pour des applications satellites en bande K. Un système mécanique permettant l'interchangeabilité des réseaux transmetteurs assurerait alors la reconfigurabilité passive visée. Ces réseaux transmetteurs reposent sur l'utilisation de cellules unitaires permettant la création de tout diagramme de rayonnement.

Ce chapitre a présenté l'élaboration, et plus exactement l'optimisation, de la bibliothèque de cellules unitaires. Les 9 états de phase, couvrant 360° , ont pu être optimisés pour la bande de fréquences de 17GHz à 23GHz. Des largeurs de bande à 1 dB et 3 dB de 8.5% et 14.7% respectivement ont été atteintes permettant de qualifier ces cellules de larges bandes. D'ailleurs, une compensation pour l'état de phase limitant sur la bande de fréquences permettrait d'atteindre des largeurs de bande à 1 dB et 3 dB de 11.6% et 19.2% respectivement, situant cette librairie de cellules parmi les meilleures actuellement dans la littérature disponible. En outre, une étude sous incidence oblique a pu valider l'efficacité des cellules unitaires pour la géométrie finale du montage.

Ultérieurement, la fabrication d'un réseau *Beam-tilt* (de déviation de faisceau) a permis la validation expérimentale des cellules unitaires. D'une part, les différentes phases en transmissions des cellules unitaires ont pu être observées grâce à un montage impliquant un guide d'onde tronqué. D'autre part, le diagramme de rayonnement du *Beam-tilt* a confirmé la déviation de faisceau attendue. En outre, afin d'assurer les distances séparant les couches de cellules, les test précédents ont ensuite été réalisés avec l'introduction de Rohacell entre les couches. Évidemment, l'introduction d'un tel matériau augmente les pertes du système et modifie les phases en transmissions mais assure néanmoins un résultat acceptable sur la bande de fréquences de 17GHz à 22GHz.

Finalement, la bibliothèque de cellules unitaires conçue présente de faibles pertes et un contrôle de phase couvrant 360° , permettant conséquemment la génération d'un grand nombre de réseaux transmetteurs et subséquemment des diagrammes de rayonnement leur correspondant.

CHAPITRE 4 VALIDATION DU CONCEPT DES RÉSEAUX TRANSMETTEURS EN TANT QUE SOUS-SYSTÈME D'ANTENNE

L'objectif principal de cette recherche consistait à poursuivre le travail de thèse entrepris dans [1]. Le but de ce travail était de concevoir une antenne reconfigurable en rayonnement pour des applications satellites en bande K. Plusieurs réseaux transmetteurs avaient alors été conçus théoriquement afin de démontrer la reconfigurabilité du système.

Le chapitre précédent a introduit les cellules unitaires constituant ces réseaux et prouvé leur efficacité grâce aux tests menés en chambre anéchoïque. Dans ce chapitre, les réseaux transmetteurs seront présentés, simulés, et mesurés afin de démontrer le fonctionnement du système complet.

Dans un premier temps, le principe d'opération du montage sera explicité et illustré. Ensuite, les méthodes d'analyse du système seront mises en lumière, et notamment les méthodes utilisées pour les simulations sous le logiciel HFSS-Ansys. Subséquemment, les trois réseaux transmetteurs conçus théoriquement dans [1] seront présentés. Chacune des simulations des réseaux transmetteurs seront explicitées, puis comparées, le cas échéant, avec les mesures obtenues en chambre anéchoïque.

4.1 Principe d'opération du montage à réaliser

Le système complet de l'antenne reconfigurable est représenté en Figure 4.1. Un cornet diagonal illumine le réseau transmetteur situé à une distance de 7λ à 19GHz, soit 11.05cm. Ce dernier se trouve au point focal F du réflecteur parabolique, positionné en offset. Les spécifications techniques du montage sont regroupées dans le Tableau 4.1.

Dans une situation idéale, le centre de phase du cornet aurait été confondu avec le point focal du réflecteur. Cependant, à cause du peu d'espace de dégagement du réflecteur disponible, le RT aurait chevauché l'espace de rayonnement du réflecteur. Les rayons réfléchis par ce dernier seraient conséquemment passés à nouveau à travers le RT, modifiant le diagramme de rayonnement. C'est pourquoi, le RT nécessitant plus d'espace, le cornet a été reculé d'une distance de 7λ . Toutes les études suivantes ont donc été menées pour une telle géométrie, et notamment les travaux préliminaires accomplis dans [1].

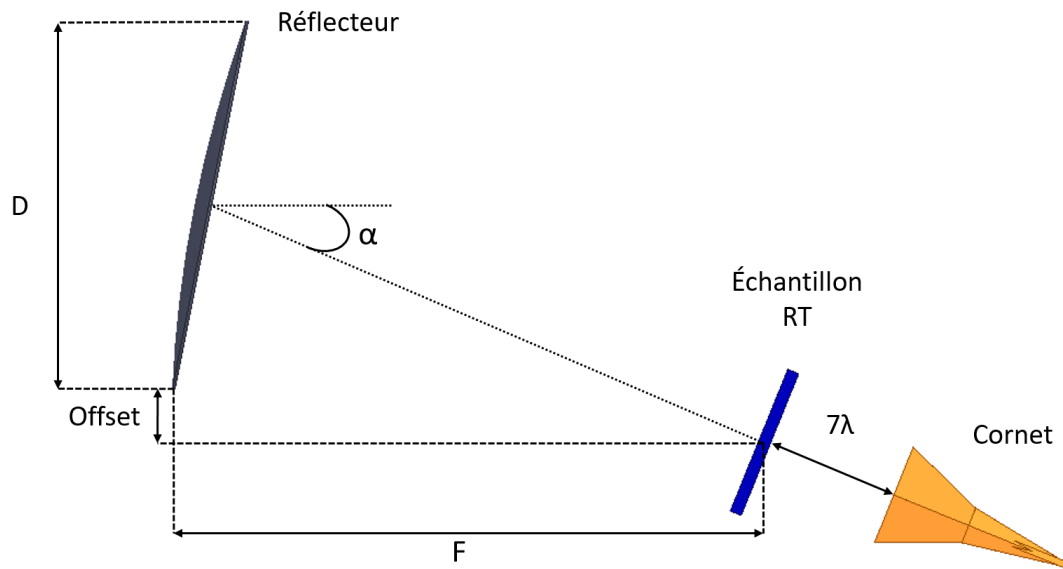


Figure 4.1 Schéma du système complet légendé

Tableau 4.1 Caractéristiques du montage

Réflecteur	
Diamètre de l'ouverture projetée D	25cm
Distance focal F	40cm
Offset	3.5cm
Réseau Transmetteur	
Dimensions totale	10.39cm
Nombre de cellules	33 * 33
Distance du point focal	0
Distance du cornet	7λ
Cornet	
Inclinaison	22.11°
Distance du RT	7λ
Distance du centre de phase par rapport à l'ouverture du cornet	-1.16cm
Polarisation	verticale

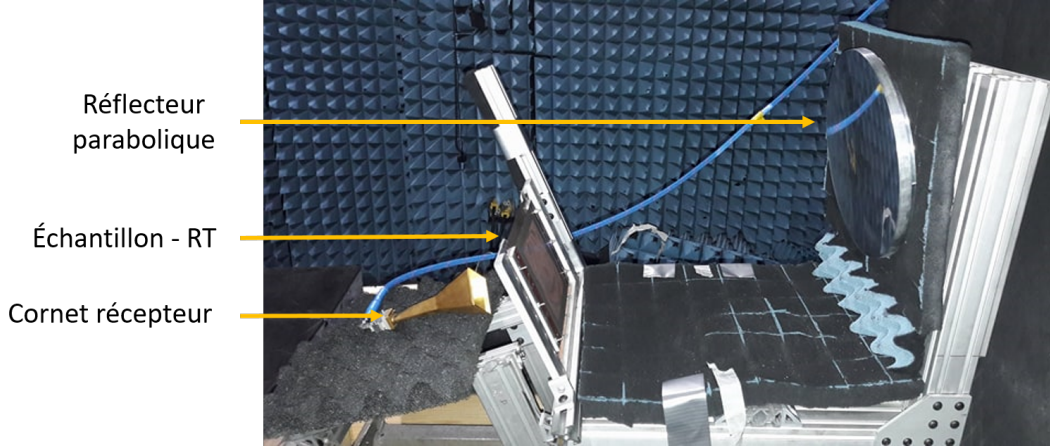


Figure 4.2 Photo du système complet dans les laboratoires du Poly-Grames

4.2 Analyse du système

Dans l'architecture exposée ci-dessus, le cornet utilisé est un cornet diagonal OFR6413 avec une ouverture de 49.55mm. D'après la formule suivante, le RT étant placé à une distance de 7λ du cornet, il se trouve dans le champs proche de ce dernier :

$$R_{champs\ proche} = \frac{2D_{max}^2}{\lambda} \quad (4.1)$$

soit $R_{champs\ proche} = 310,99\ mm\ (\approx 20\lambda)$

avec D : taille de l'ouverture de l'antenne et λ : longueur d'onde à la fréquence considérée.

Trois différents fichiers sont créés afin de simuler le système complet sous le logiciel HFSS. Dans un premier temps, le modèle "Open region" est utilisé pour simuler le cornet. Ensuite, dans un second fichier dans le même projet, le RT est construit en utilisant les propriétés de symétries plan E et plan H, permettant de simuler seulement $\frac{1}{4}$ ou $\frac{1}{2}$ RT en fonction de sa symétrie. L'excitation en champs proche du cornet lui est appliqué grâce à l'option de "Linked Field". Néanmoins, l'excitation appliquée ne peut être simulée que pour une seule fréquence à la fois. Il faut donc générer des projets différents pour chaque fréquence en modifiant la fréquence d'opération dans le fichier du cornet et dans le fichier contenant le RT. Les résultats en champs lointains sont ensuite exportés en format "ffd" pour être appliqués au réflecteur.

Par suite, le troisième fichier contient le réflecteur, modélisé en tant que parfait conducteur électrique (PEC), auquel les champs extraits du RT sont appliqués. Ce fichier peut se trouver dans le même projet que celui créé précédemment ou non.

Il est à noter que lors de l'extraction des champs de l'ensemble cornet-RT, il est considéré que le réflecteur se trouve dans le champ lointain de cet ensemble. Par définition, un objet est considéré comme se trouvant dans le champ éloigné d'une antenne dès lors qu'il satisfait aux 2 conditions suivantes :

$$r > \frac{2 D^2}{\lambda} \quad \text{et} \quad r > 10 \lambda \quad (4.2)$$

avec r : distance entre l'objet et l'antenne

D : taille de l'antenne

λ : longueur d'onde à la fréquence considérée

Dans le cas présent, le réflecteur se trouve dans le champ éloigné du cornet mais pas de l'ensemble cornet-RT :

Cas du cornet	$r = 51.0cm$ d'où $r > 10\lambda = 15.8cm$ et $r > \frac{2 D^2}{\lambda} = 31.1cm$
Cas de l'ensemble	$r = 40.0cm$ d'où $r > 10\lambda = 15.8cm$ mais $r < \frac{2 D^2}{\lambda} = 136.8cm$

Le modèle plaçant le réflecteur dans le champ lointain de l'ensemble cornet-RT est donc approximatif puisqu'une seule des deux conditions est satisfaite. Conséquemment, les résultats de simulation ne pourront pas représenter des résultats exacts, mais permettront tout de même d'obtenir des approximations des résultats réels.

En outre, la technique utilisée permettant l'extraction des champs lointains d'un système 1 pour les appliquer sur un système 2, restreint les capacités du logiciel sur le système 2, et empêche notamment le calcul du gain. Le gain du système final ne sera donc pas accessible, mais l'efficacité en rayonnement et la directivité du système oui.

Chacun des RTs étudiés ont été préalablement conçus dans [1] pour une fréquence d'opération à 19GHz. Les simulations et mesures ont tout de même été réalisées sur une plage de fréquence de 17GHz à 23GHz.

Le premier réseau transmetteur, *RT1*, permet la re-focalisation du faisceau principal. Les réseaux transmetteurs 2 et 3, *RT2* et *RT3*, permettent respectivement la formation d'un faisceau elliptique et la formation d'un zéro proche du lobe principal d'un faisceau focalisé. Les déphasages de la surface du *RT1* ont donc été simplement calculés pour compenser la distribution de phase incidente sur le RT émanant du cornet. Cependant, les distributions de phases nécessaires pour les deux autres RTs ont requis l'utilisation du logiciel POS de l'ensemble TICRA lors des recherches préalables menées par la docteure Nematollahi [1].

A partir de ces fichiers, différents codes Matlab ont été créés, permettant la discrétisation à 9 états de phase, puis le choix arbitraire d'un déphaseur global si nécessaire, et enfin la compensation de la cellule 3 sous incidence oblique afin d'aboutir à la distribution de phase optimale. Effectivement, les cellules unitaires présentant les meilleurs paramètres de diffusion seront autant que possible disposées au centre du RT, recevant la plus grande puissance incidente du cornet. Ensuite, bien que la compensation n'était pas indispensable, le choix a été fait d'appliquer une compensation pour la cellule 3 uniquement, au-delà des angles d'incidence de plus de 20° . Dans ces cas là, la cellule 3 a été substituée par la cellule 4 présentant une phase sous incidence oblique plus proche de la phase désirée de -80° , comme démontrée dans la section 3.3 et plus particulièrement sur la Figure 3.12.

A titre de référence, la Figure 4.3 représente les résultats de simulation du cornet et du réflecteur seuls dans le montage final, c'est à dire sans réseau transmetteur. Le cornet est placé à sa position finale, soit 7λ derrière la position du point focal.

Il est à noter que les composantes en polarisation croisée sont bien présentes sur les deux graphiques de la Figure 4.3, mais ne sont pas forcément visibles dans les deux cas car inférieures au minimum de la directivité affichée.

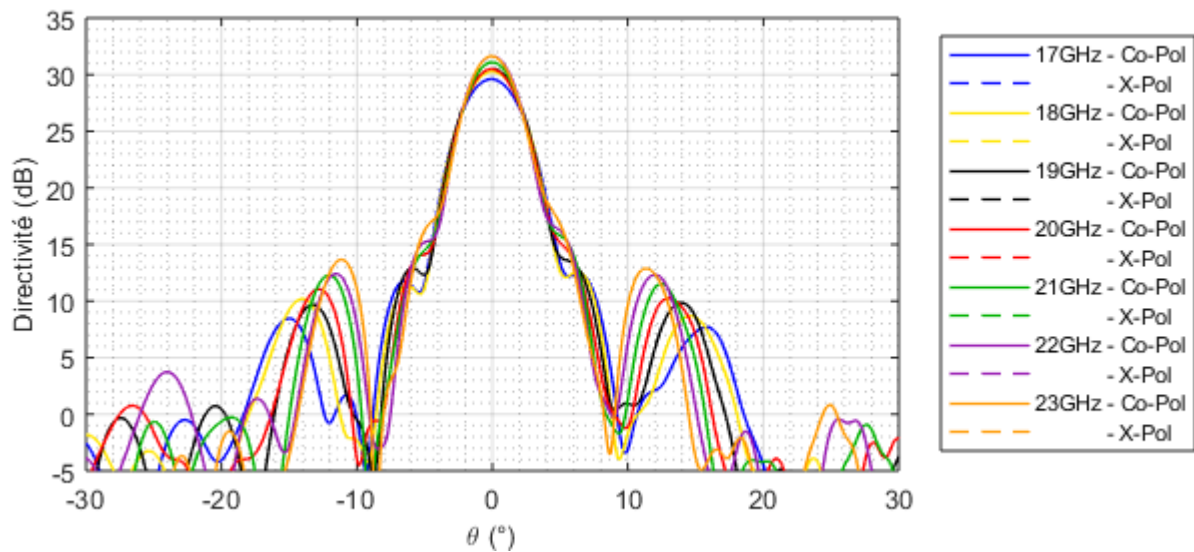
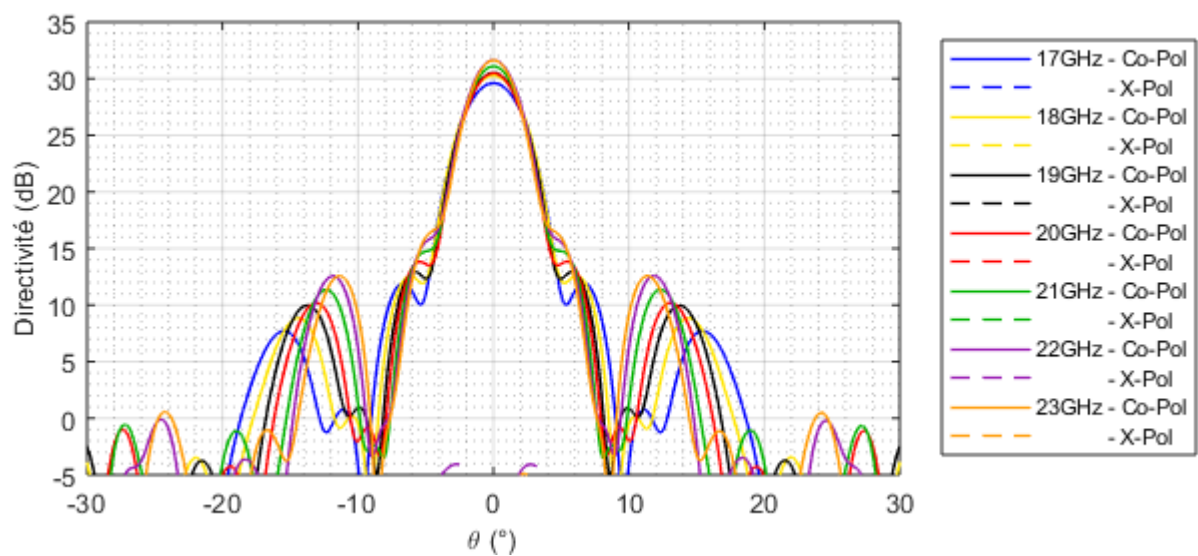
(a) En $\phi = 0^\circ$ (b) En $\phi = 90^\circ$

Figure 4.3 Diagrammes de rayonnement simulés du système cornet-réfecteur sans réseau transmetteur

4.3 *RT1* : Re-focalisation de faisceau

Le premier réseau transmetteur à simuler et à fabriquer, le *RT1*, permet simplement la re-focalisation du faisceau.

Effectivement, le cornet ne se trouve pas dans le plan focal du réflecteur mais à une distance de 7λ derrière celui-ci. Il est donc nécessaire de compenser le trajet lumineux des rayons émanant de la source, le cornet, jusqu'à la surface du RT. La distribution de phase sur la surface compense donc simplement la distribution de phase incidente provenant du cornet. En d'autres termes, les phases des éléments du RT sont égales mais de signes opposés aux phases incidentes sur la surface :

$$\phi_{RT}(i, j) = -\phi_{Cornet}(i, j) \quad (4.3)$$

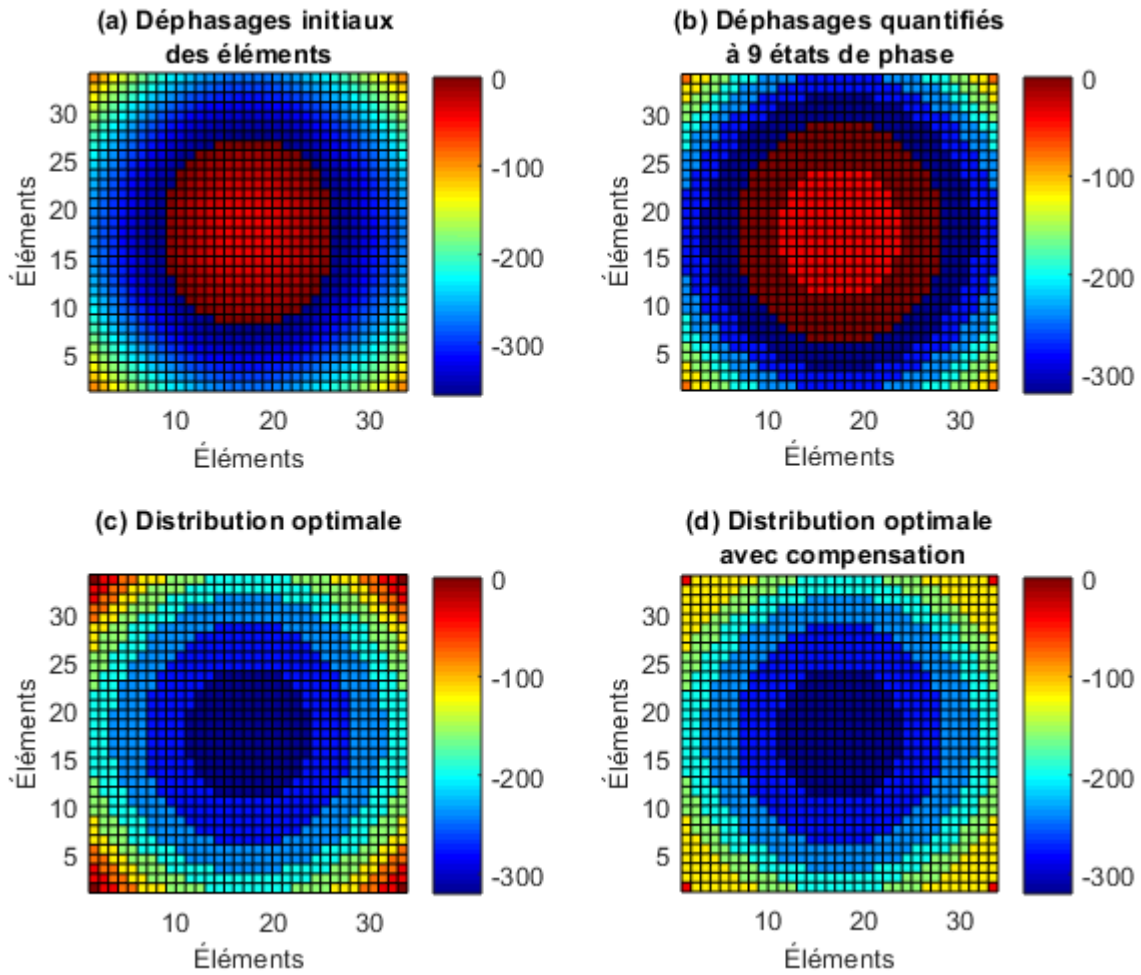


Figure 4.4 Déphasages des éléments de la surface du *RT1*

La Figure 4.4(a) représente la distribution de phase initiale calculée pour la compensation exacte du trajet lumineux du signal provenant du cornet. Subséquemment, une quantification à 9 états de phase est appliquée, aboutissant à la Figure 4.4(b). Afin d'optimiser les performances du RT, les meilleures cellules sont ensuite placées autant que possible au centre de la surface, 4.4(c), puis une compensation pour l'incidence oblique est appliquée, 4.4(d).

Suite aux difficultés de fabrication et d'assemblage rencontrées, deux études ont ensuite été menées parallèlement pour l'étude du *RT1*. Dans un premier temps, le réseau a été étudié seul, puis dans un second temps avec l'ajout des cadres de Rohacell entre les couches de substrat, tel que mentionné dans la section 3.4.

4.3.1 *RT1*

Résultats de simulation

Après avoir optimisé la distribution de phase de la surface du *RT1*, les simulations ont été réalisées telles qu'expliquées dans la section précédente 4.2. La distribution de phase présentant 2 plans de symétrie, seulement la simulation du quart du RT était nécessaire.

Les résultats des diagrammes de rayonnement obtenus sont présentés sur les Figures 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9, 4.10 et 4.11. Le Tableau 4.2 regroupe les performances simulées du *RT1* pour les fréquences de 17GHz à 22GHz.

Le niveau des lobes secondaires est calculé comme suit :

$$SLL = D_{max} - D_{SLL} \quad (4.4)$$

où D_{max} représente la directivité maximum
 D_{SLL} représente le niveau de directivité des lobes secondaires.

Pour le calcul du niveau de polarisation croisée, il a été choisi de prendre en compte la largeur de bande à 3 dB de la directivité. Le niveau de polarisation croisée représente alors la directivité maximum à laquelle le maximum du niveau de polarisation croisée sur la largeur de faisceau à 3 dB a été retranché, soit :

$$X - Pol = D_{max, Co-Pol} - D_{max \text{ sur } 3dB, X-Pol} \quad (4.5)$$

où $D_{max, Co-Pol}$ représente la directivité maximum de la polarisation principale
 $D_{max \text{ sur } 3 \text{ dB}, X-Pol}$ représente la directivité maximum sur la largeur de faisceau à 3 dB de la polarisation croisée.

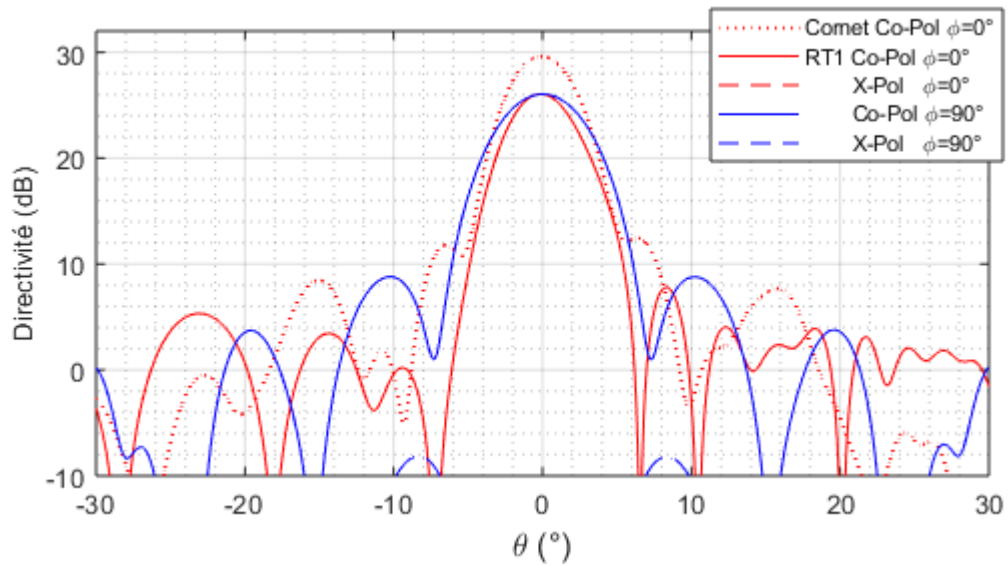


Figure 4.5 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT1* à 17GHz

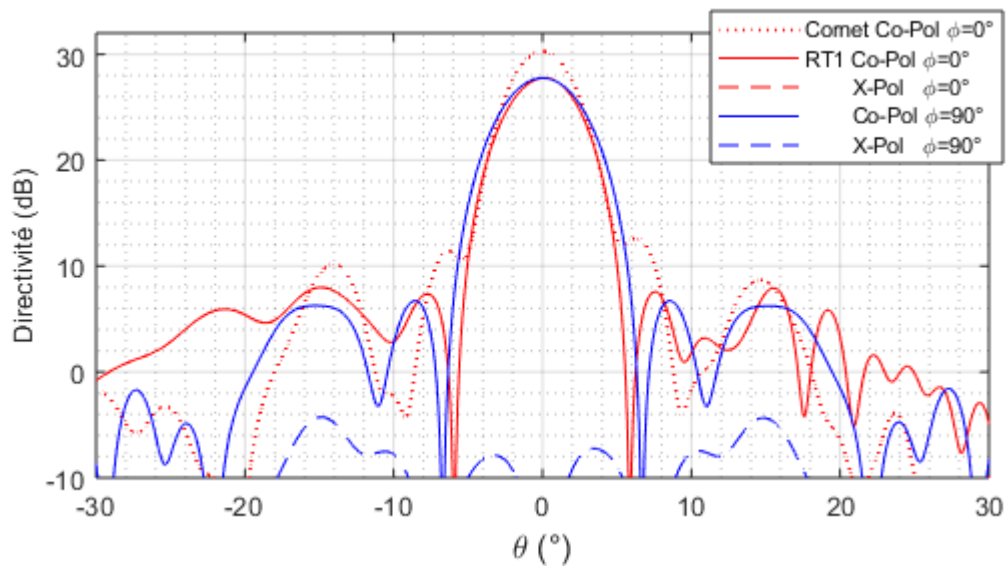


Figure 4.6 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT1* à 18GHz

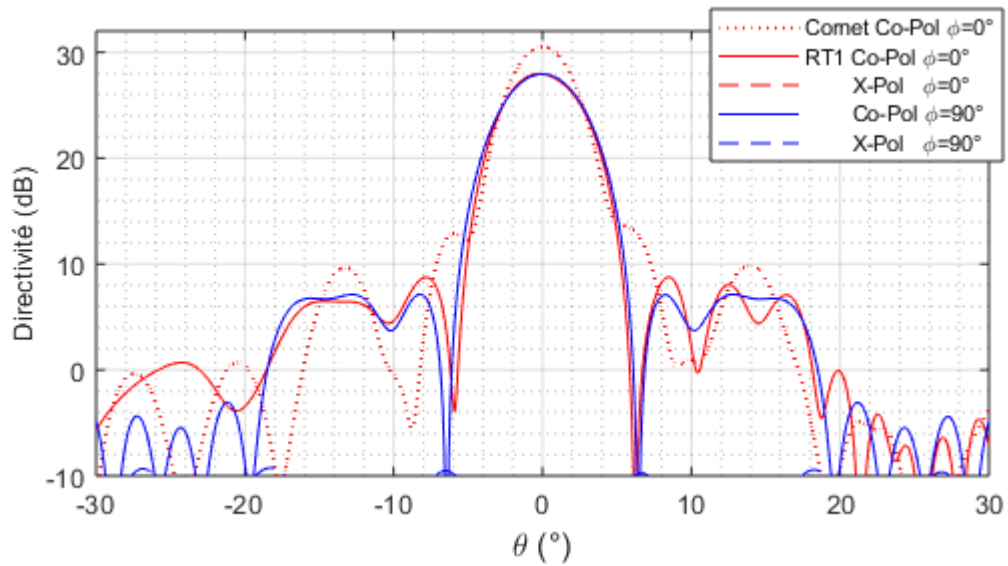


Figure 4.7 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT1* à 19GHz

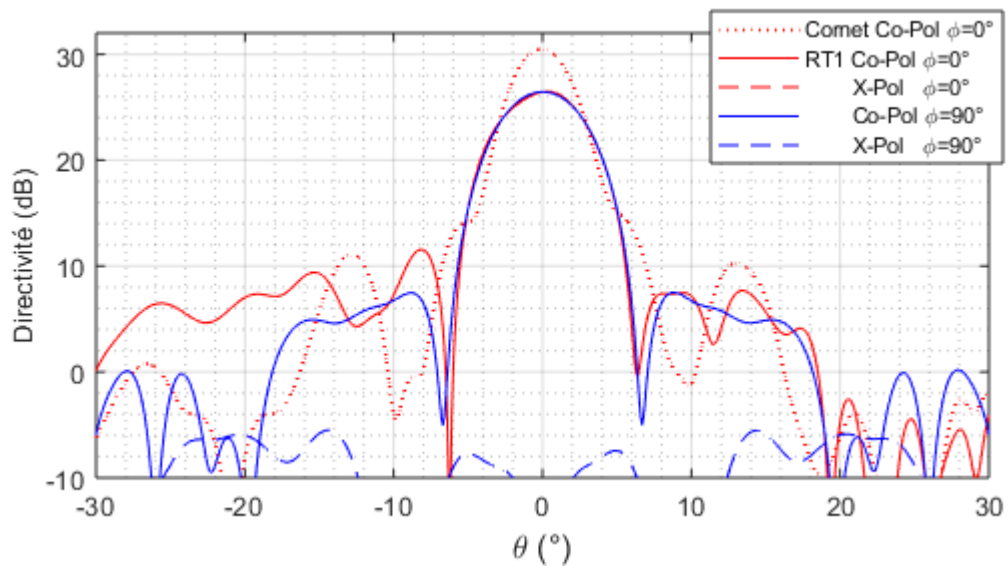


Figure 4.8 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT1* à 20GHz

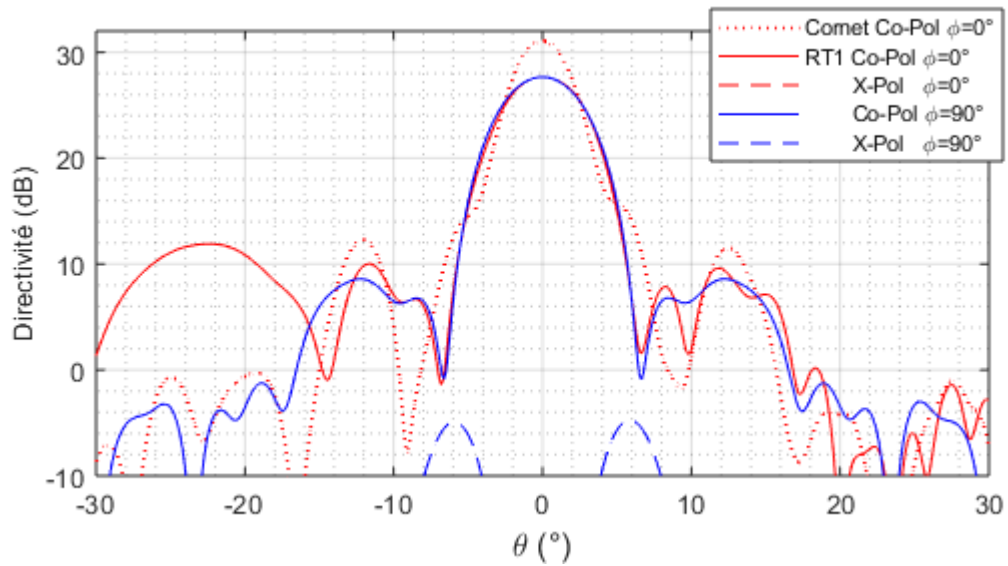


Figure 4.9 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT1* à 21GHz

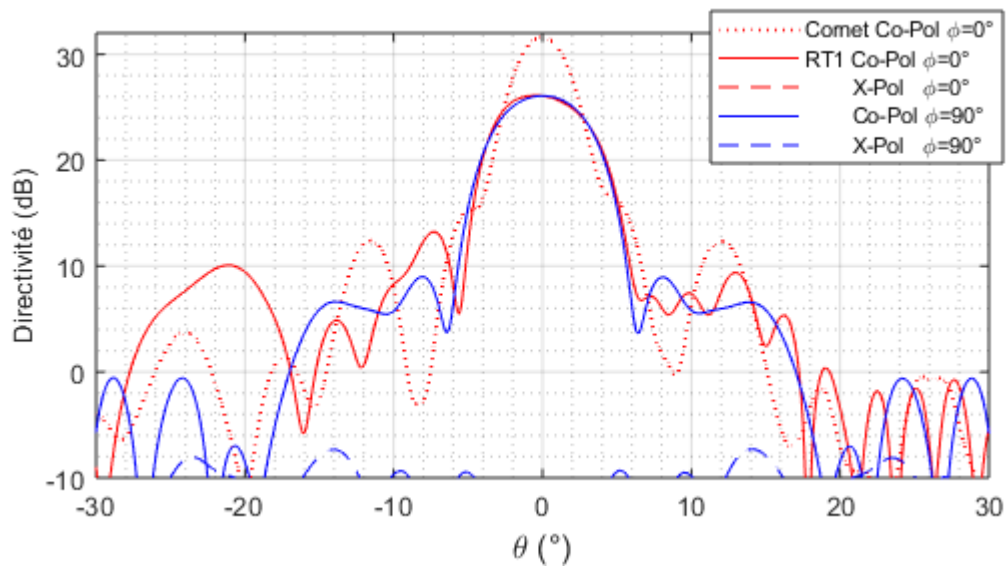


Figure 4.10 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT1* à 22GHz

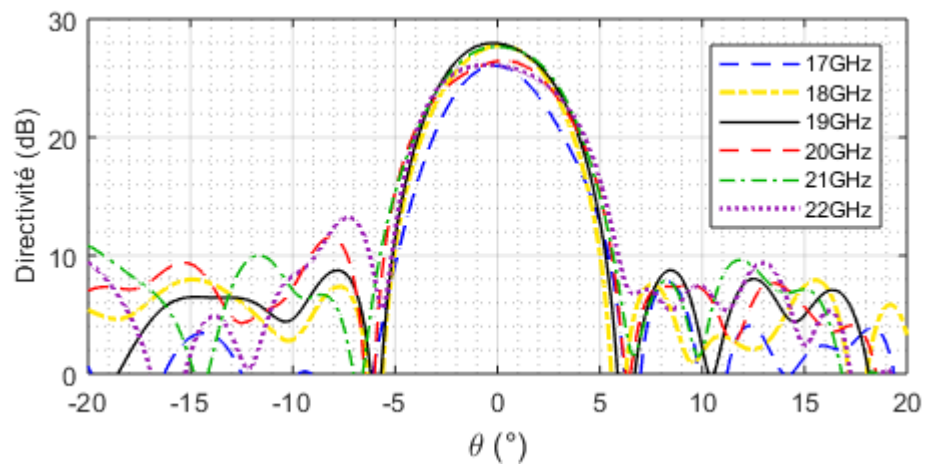
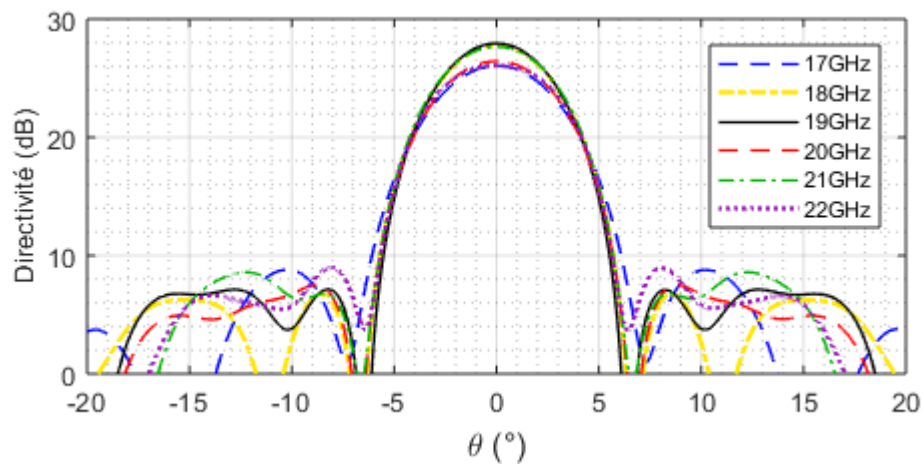
La directivité maximal du *RT1* est donc atteinte à 19GHz, fréquence pour laquelle le système a été optimisé. Comme mentionné préalablement en Section 4.2, il n'est pas possible d'obtenir le gain du système complet avec la méthode utilisée pour les simulations. Cependant, en supposant que le réflecteur est un parfait conducteur sans pertes, les pertes dans le montage proviennent de l'ensemble cornet-RT. L'efficacité de rayonnement de cet ensemble, c'est à dire le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance acceptée, permet alors d'accéder au gain final du système. Ainsi le Tableau 4.2 présente les gains simulés du *RT1*, dont presque tous sont supérieurs à 25.5 dB. En outre, les niveaux des lobes secondaires sont toujours inférieurs à -13 dB, et la polarisation croisée est toujours inférieure à plus de 35 dB à la polarisation principale.

Le Tableau 4.3 compare les directivités simulées du système formé du cornet et du réflecteur à ceux du système formé du cornet, du *RT1* et du réflecteur. Une perte importante d'amplitude moyenne de -3.6 dB est observée sur la bande de fréquences de 17GHz à 22GHz, qui peut être expliquée par l'élargissement du faisceau principal, d'une moyenne de 1.5°. En outre, sur la bande de fréquences de 18GHz à 20GHz seulement, la perte d'amplitude est moins importante, avec une moyenne de -3 dB, pour un élargissement moyen de faisceau de 1.3°.

Tableau 4.2 Résultats des simulations du *RT1* pour les fréquences de 17GHz à 22GHz

Fréquence	Directivité	Largeur de faisceau	SLL	X-Pol	Efficacité	Gain
17GHz	26.1 dB	4.5°	-18 dB	<-38 dB	94.02%	24.54 dB
18GHz	27.8 dB	4.85°	-20 dB	<-35 dB	92.65%	25.76 dB
19GHz	28.0 dB	5.25°	-19 dB	<-39 dB	95.73%	26.80 dB
20GHz	26.5 dB	5.8°	-15 dB	<-35 dB	98.15%	26.01 dB
21GHz	27.7 dB	5.55°	-17 dB	<-40 dB	98.3%	27.23 dB
22GHz	26.1 dB	6.5°	-13 dB	<-37 dB	98.51%	25.71 dB

Mais en réalité, le rôle du *RT1* diffère quelque peu de celui du cornet seul. Le cornet présente une petite ouverture avec une distribution de phase non uniforme alors que le *RT1* est l'équivalent d'une plus grande surface avec une distribution uniforme. Conséquemment, l'ensemble cornet-RT présente un faisceau principal plus étroit et plus élevé dans le champ lointain que le cornet seul, comme illustré sur les Figures 4.12, 4.13 et 4.14. Un "taper" d'amplitude est donc créé sur la surface du réflecteur, diminuant l'efficacité d'illumination de celui-ci. Il en résulte une directivité moindre du système cornet-RT-réflecteur comparativement au système cornet-réflecteur dans le champ lointain.

(a) En $\phi = 0^\circ$ (b) En $\phi = 90^\circ$ Figure 4.11 Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du *RT1*

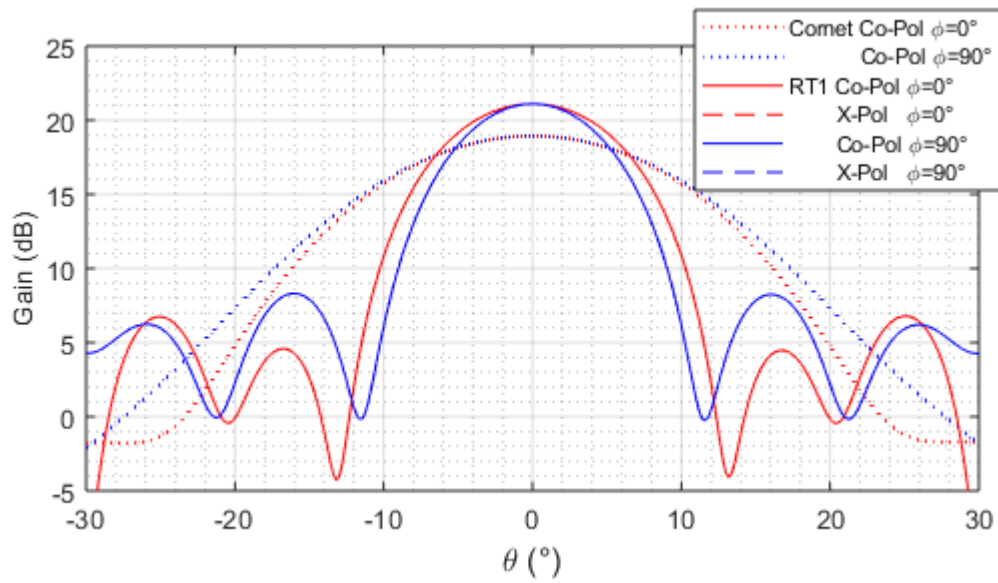


Figure 4.12 Diagramme de rayonnement du système cornet-*RT1* à 18GHz

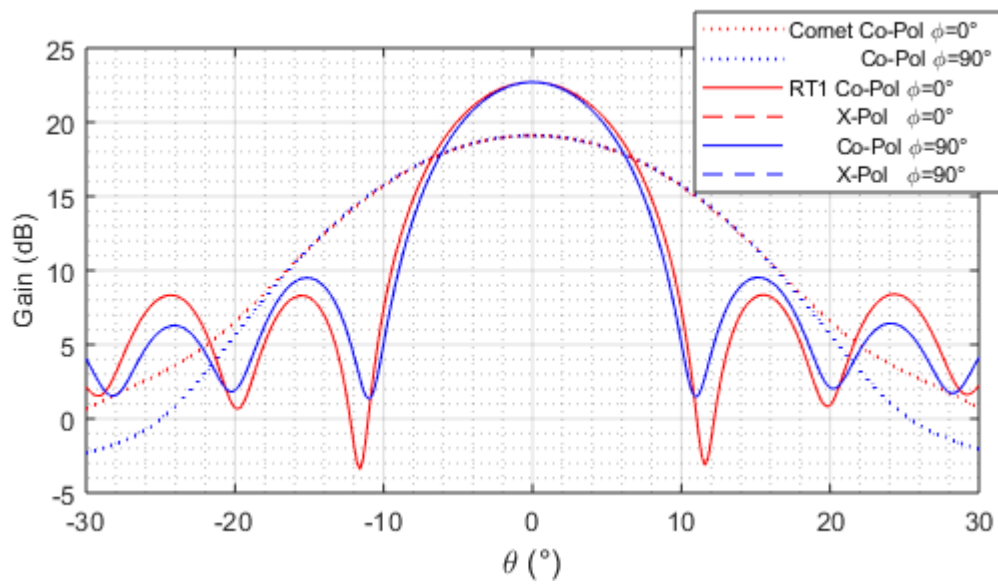


Figure 4.13 Diagramme de rayonnement du système cornet-*RT1* à 19GHz

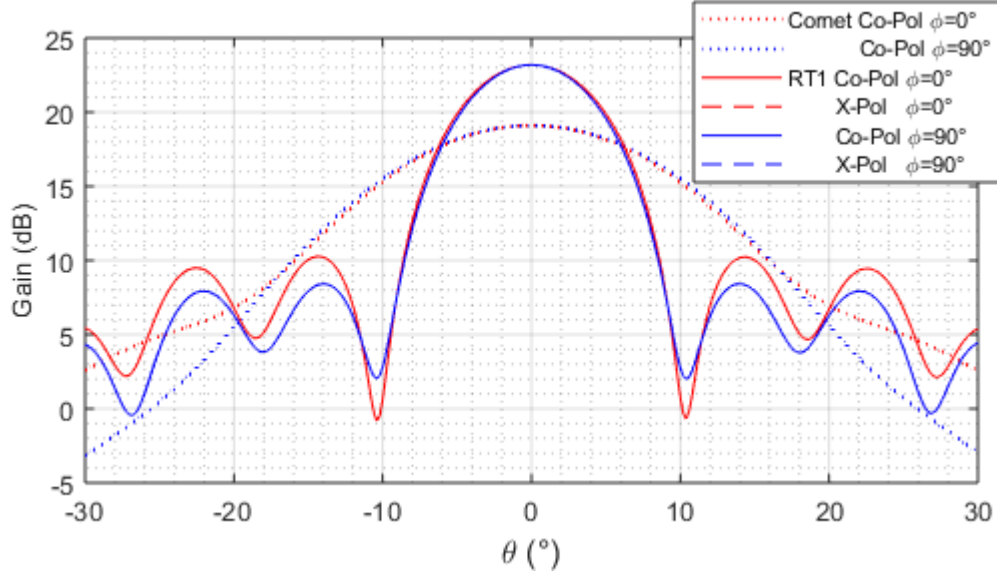


Figure 4.14 Diagramme de rayonnement du système cornet-*RT1* à 20GHz

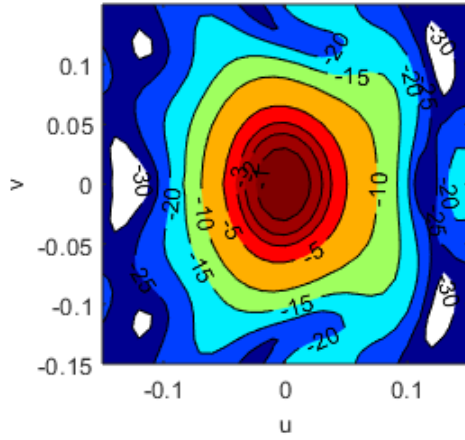
Tableau 4.3 Comparaison des résultats des simulations du *RT1* et du cornet seul pour les fréquences de 17GHz à 22GHz

Fréquence	Perte d'amplitude en directivité	Largeur de faisceau	
		Cornet	RT
17GHz	-3.5 dB	4.35°	4.5°
18GHz	-2.5 dB	4.2°	4.85°
19GHz	-2.5 dB	4°	5.25°
20GHz	-4.0 dB	3.8°	5.8°
21GHz	-3.6 dB	3.6°	5.55°
22GHz	-5.5 dB	3.5°	6.5°

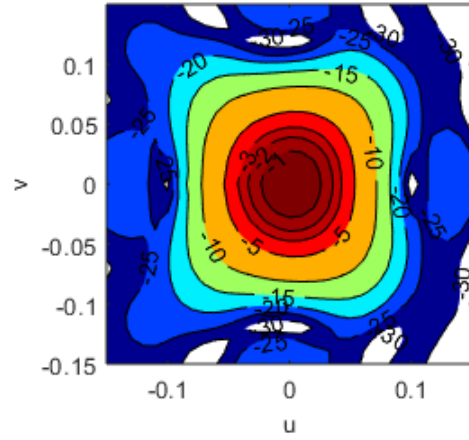
La Figure 4.15 représente les contours d'iso-directivité du *RT1* dans le plan (u,v) où u et v sont définis respectivement par :

$$u = \sin\theta\cos\phi \quad \text{et} \quad v = \sin\theta\sin\phi \quad (4.6)$$

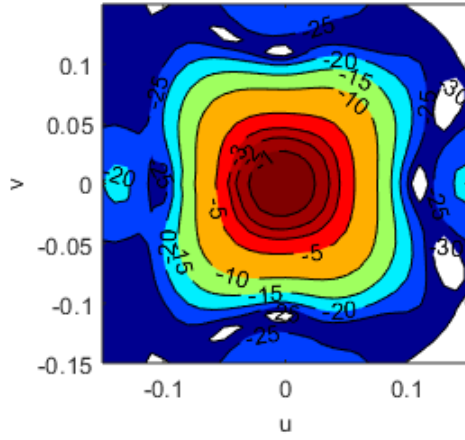
Les contours obtenus exhibent bien le caractère de focalisation du faisceau recherché, avec des contours essentiellement ronds ou un peu plus carrées, mais uniformes dans toutes les directions.



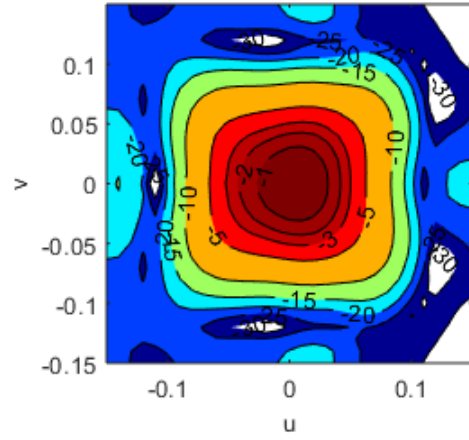
(a) A 17GHz



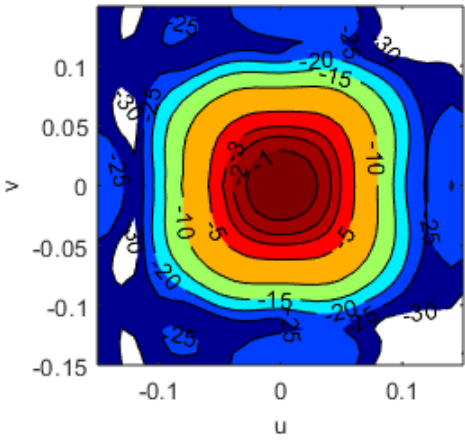
(b) A 18GHz



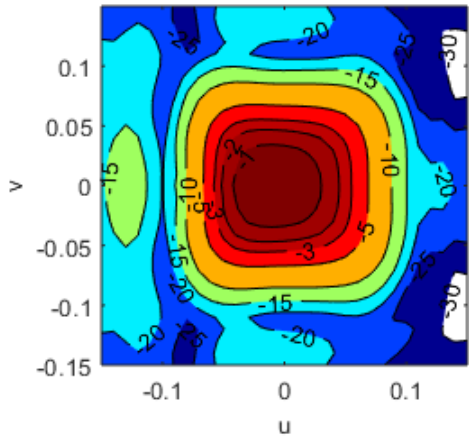
(c) A 19GHz



(d) A 20GHz



(e) A 21GHz



(f) A 22GHz

Figure 4.15 Contours d'iso-directivité du système complet avec *RT1*

Résultats des tests

Dans un second temps, une fois la fabrication réalisée, le *RT1* a pu être testé en chambre anéchoïque dans le système MI-3000 du Poly-Grames.

Les diagrammes de rayonnement des mesures sont présentés sur les Figures 4.16, 4.18, 4.19 et 4.20. Les résultats des autres fréquences sont disponibles en Annexe D. Chacun des résultats du RT a été normalisé par rapport aux maximums des résultats à la même fréquence du système sans RT, c'est à dire au système comprenant uniquement le cornet et le réflecteur à des fins de comparaisons.

Les niveaux de lobes secondaires et polarisation croisée sont calculés de la même manière que précédemment mais avec les amplitudes en gain :

$$SLL = G_{max} - G_{SLL} \quad (4.7)$$

où G_{max} représente le gain maximum normalisé
 G_{SLL} représente le niveau de gain normalisé des lobes secondaires.

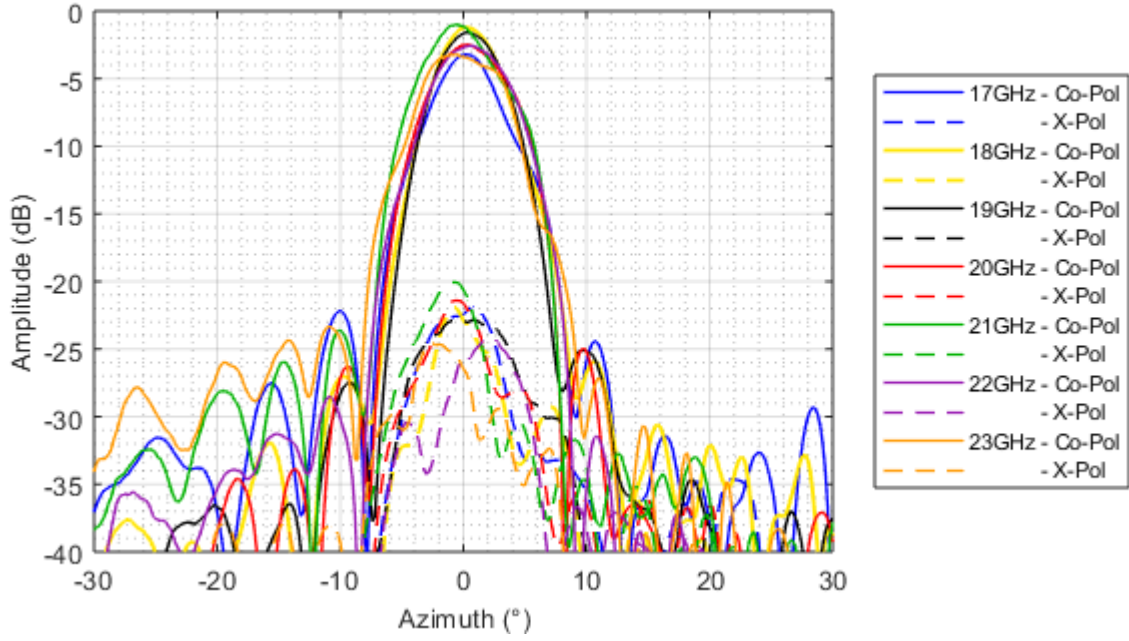
$$X - Pol = G_{max, Co-Pol} - G_{max \text{ sur } 3dB, X-Pol} \quad (4.8)$$

où $G_{max, Co-Pol}$ représente le gain normalisé maximum de la polarisation principale
 $G_{max \text{ sur } 3 \text{ dB}, X-Pol}$ représente le gain normalisé maximum sur la largeur de faisceau à 3 dB de la polarisation croisée.

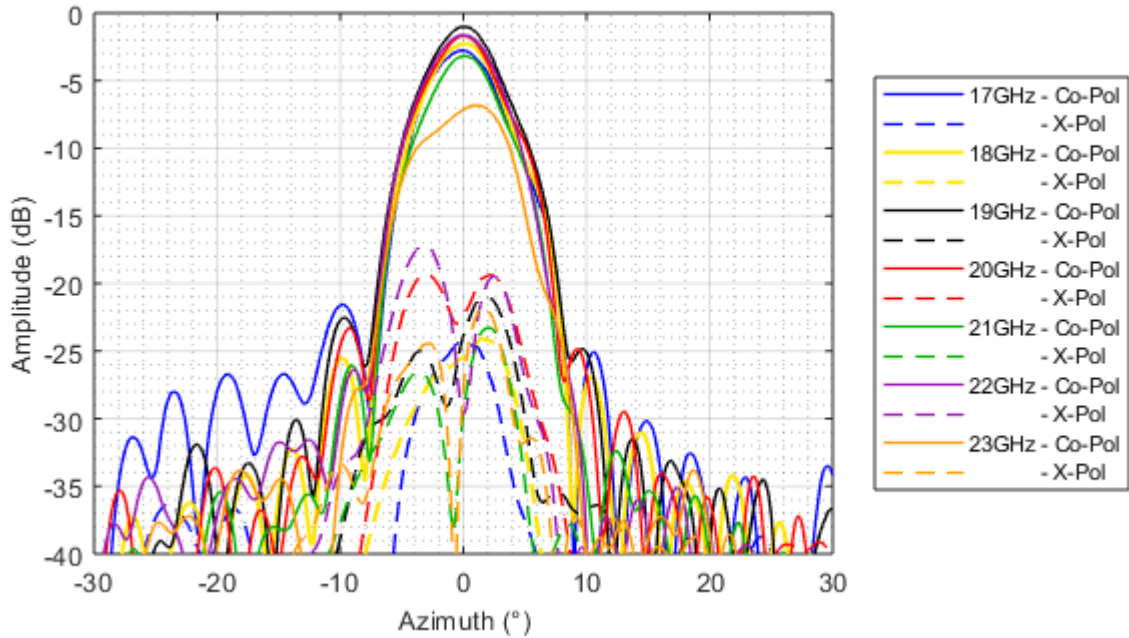
Le Tableau 4.4 compare les résultats mesurés du cornet seul et du *RT1*. La différence d'amplitude entre le gain maximum du système cornet-réflecteur et le gain maximum du système cornet-RT-réflecteur constitue la perte d'amplitude du réseau. Ainsi, les pertes d'amplitude de la bande de fréquences de 18GHz à 22GHz sont inférieures à -3 dB avec une moyenne de -1.78 dB. La différence de gain s'explique encore une fois par une chute de directivité et par l'élargissement du faisceau principal, d'une moyenne de 1.58°, très proche de la moyenne de 1.5° observée dans les résultats simulés. De plus, il est à noter que les pertes d'amplitude de gain observées sont très proches des pertes de directivité obtenues en simulation, laissant à penser que ces pertes proviennent en fait de la perte d'efficacité d'illumination du réflecteur du au "taper" d'amplitude créé (Section 4.3.1). Évidemment, les pertes intrinsèques des éléments du réseau interviennent également dans la diminution du gain, mais leur effet semble négligeable.

Par ailleurs, les niveaux de lobes secondaires sont moins élevés que lors des résultats de simulations, avec un niveau minimal de -19 dB à 17GHz, alors que la polarisation croisée est

plus élevée avec des niveaux pouvant augmenter jusqu'à -16 dB. Ces différences peuvent *a priori* être expliquées par l'approximation de champ lointain utilisée lors des simulations.



(a) En $\phi = 0^\circ$



(b) En $\phi = 90^\circ$

Figure 4.16 Diagrammes de rayonnement mesurés du *RT1*

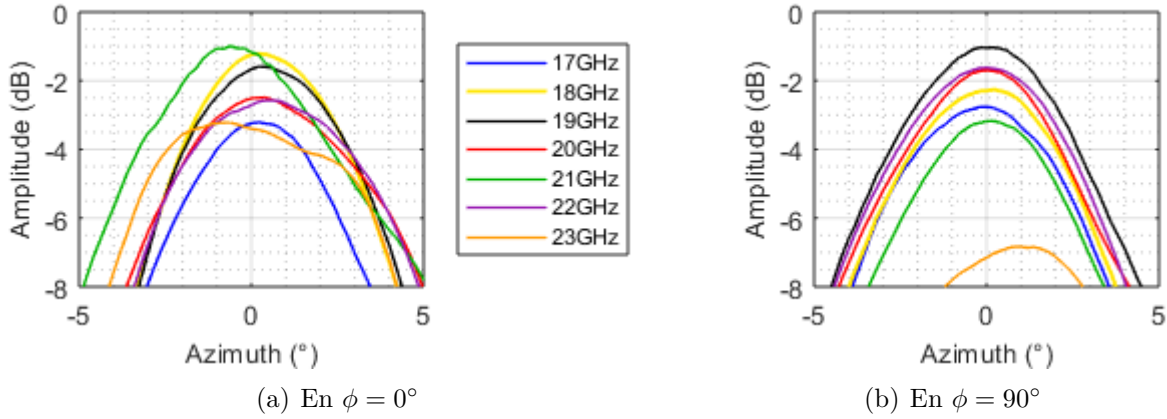


Figure 4.17 Diagrammes de rayonnement mesurés de la composante co-polarisée du *RT1*

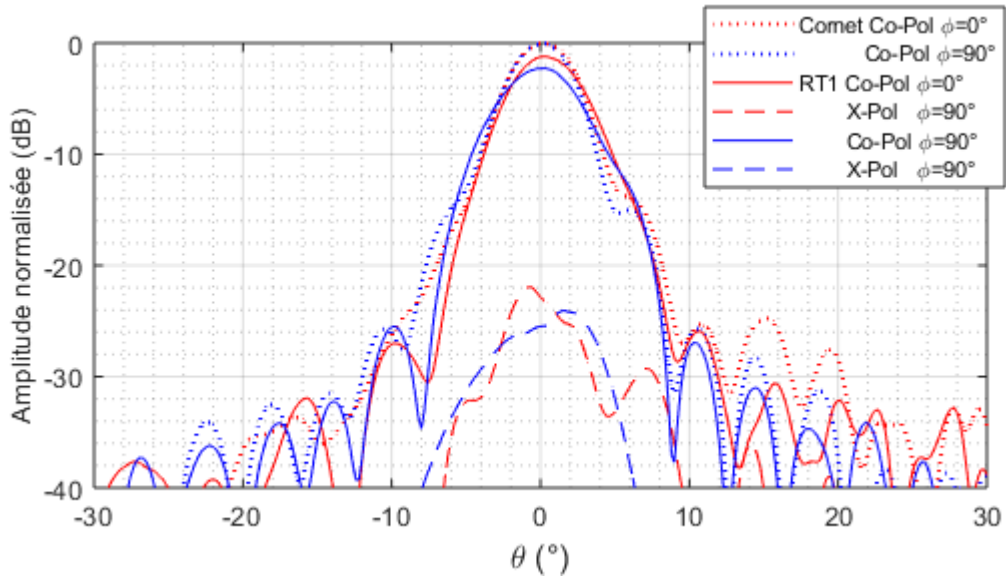


Figure 4.18 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* à 18GHz

En outre, comme souligné par la Figure 4.17, les maxima pour chaque fréquence ne se situent pas à la même amplitude dans les plans E et H. Cette différence d'amplitude incombe sûrement de la déviation du faisceau dans le montage expérimental.

Les résultats de simulation et les résultats réels présentent une certaine corrélation, sans être toutefois en adéquation totale. Les résultats réels semblant en réalité plus prometteurs que les simulations, démontrant des performances proches du design initial.

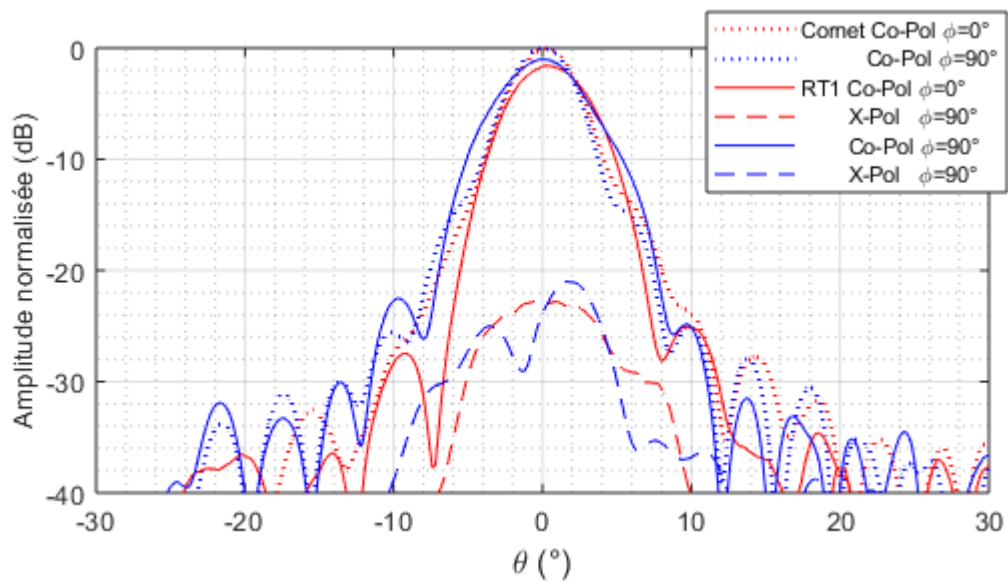


Figure 4.19 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* à 19GHz

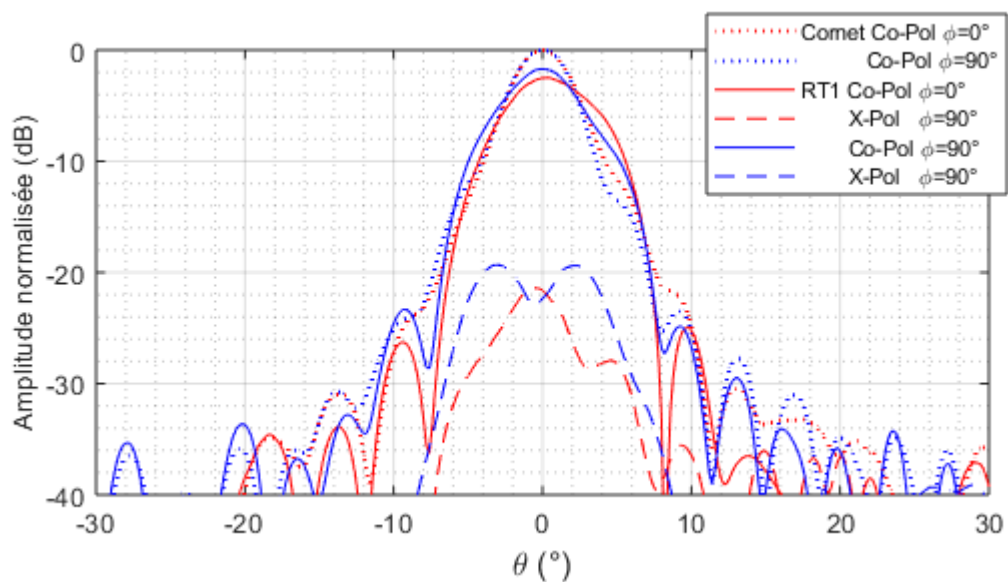


Figure 4.20 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* à 20GHz

Tableau 4.4 Résultats des mesures du *RT1* pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Perte d'amplitude en Gain	Largeur de faisceau		SLL	X-Pol
		Cornet	RT		
17GHz	-3.2 dB	4.6°	4.9°	-19 dB	<-21 dB
18GHz	-1.2 dB	4.5°	5.0°	-25 dB	<-22 dB
19GHz	-1.6 dB	4.2°	5.35°	-23.5 dB	<-19 dB
20GHz	-2.5 dB	4.1°	6.4°	-22.5 dB	<-17 dB
21GHz	-1 dB	4.3°	5.6°	-22.5 dB	<21 dB
22GHz	-2.6 dB	3.8°	6.45°	-26 dB	<-16 dB
23GHz	-3.2 dB	4.0°	7.2°	-20 dB	<-19 dB

4.3.2 *RT1* avec Rohacell

Parallèlement, les simulations et les tests du *RT1* ont été accomplis en introduisant du Rohacell entre les couches afin d'assurer les distances théoriques les séparant.

Résultats de simulation

Les simulations ont été menées de la même manière que précédemment en ajoutant les dessins de Rohacell entre les couches. Les caractéristiques du Rohacell utilisé, le HF 71, ont été extrapolés à la fréquence 19GHz, c'est à dire avec une permittivité relative $\epsilon_r = 1.093$ et une tangente de perte $\tan\delta = 0.01$.

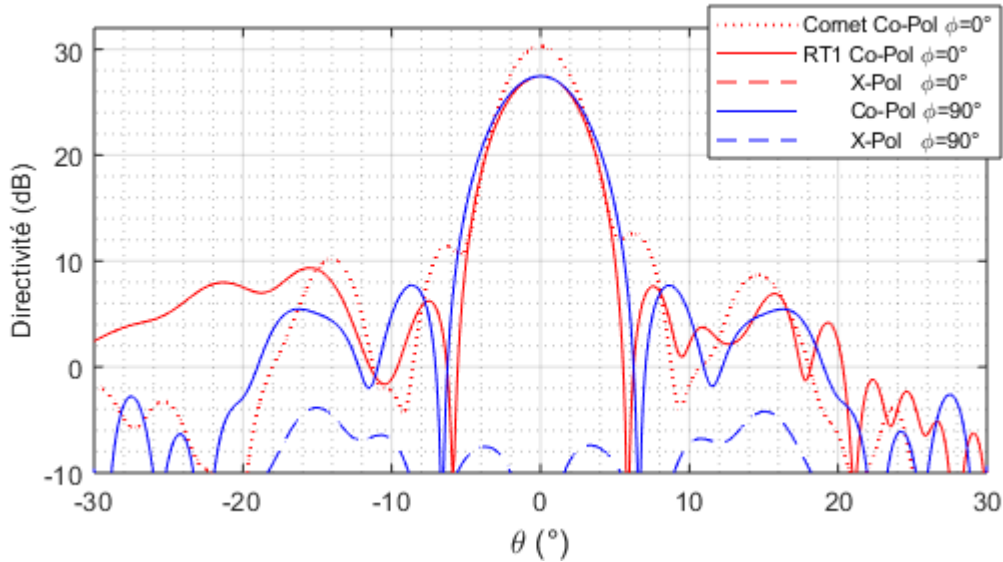


Figure 4.21 Diagramme de rayonnement du *RT1* avec l'introduction de Rohacell à 18GHz

Les Figures 4.21, 4.22, 4.23, et 4.24 représentent les diagrammes de rayonnement du *RT1* avec l'introduction de Rohacell. Les diagrammes de rayonnement supplémentaires, correspondant aux fréquences 17GHz et 21GHz, sont disponibles en Annexe E.

Le Tableau 4.5 regroupe les performances techniques du *RT1* avec l'introduction des cadres de Rohacell. La directivité simulée est donc supérieure à 25.5 dB sur la plage de fréquence de 17GHz à 21GHz, et présente des maxima un peu plus faibles que les maxima du *RT1* sans Rohacell. Ainsi, une perte moyenne de directivité de -1.22 dB est observable sur la bande de fréquences de 17GHz à 21GHz, tout en notant que les pertes introduites par le Rohacell augmentent avec la fréquence (Tableau 4.6). L'introduction des cadres de Rohacell abaisse donc la directivité du réseau, mais l'élargissement du faisceau justifie également d'une partie de la

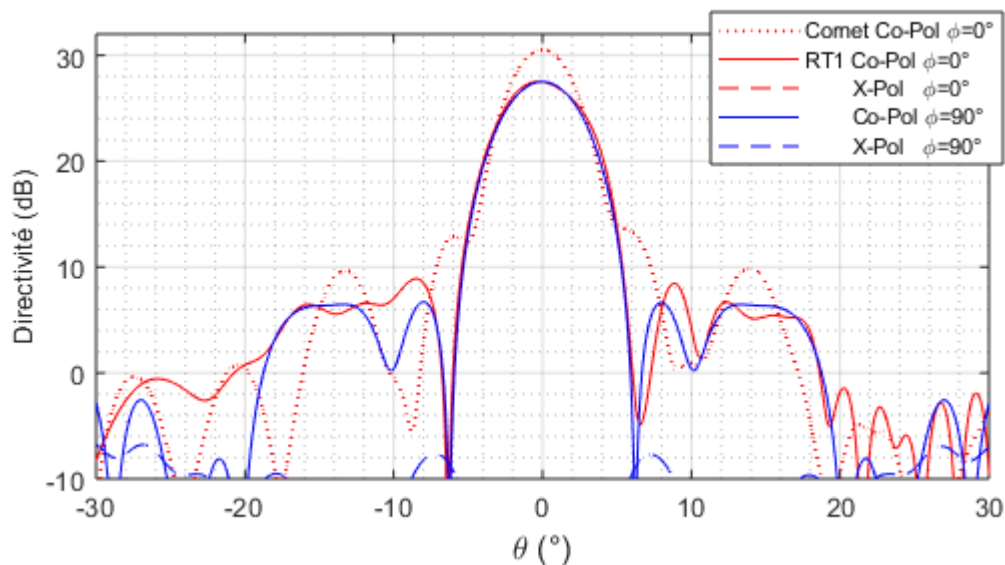


Figure 4.22 Diagramme de rayonnement du *RT1* avec l'introduction de Rohacell à 19GHz

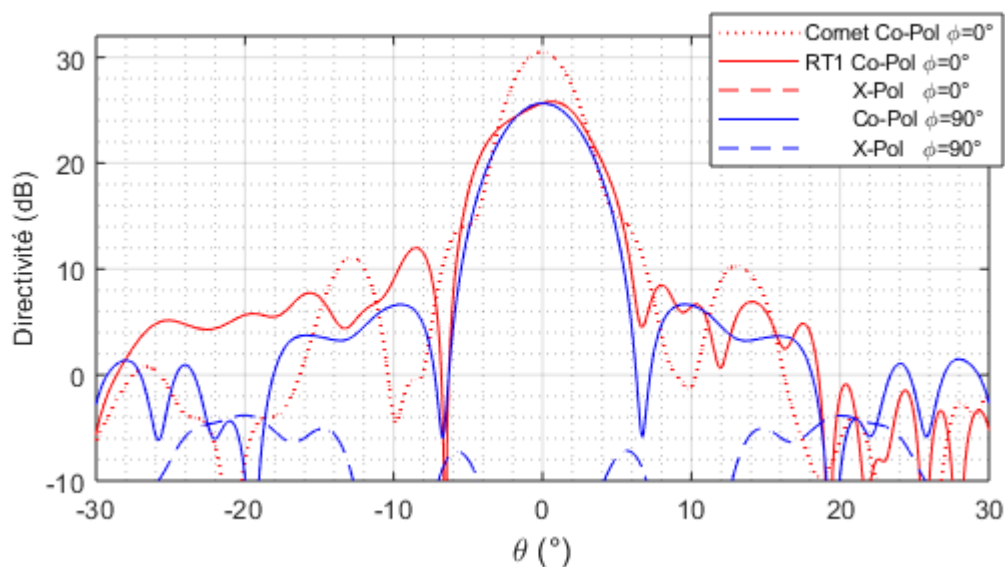
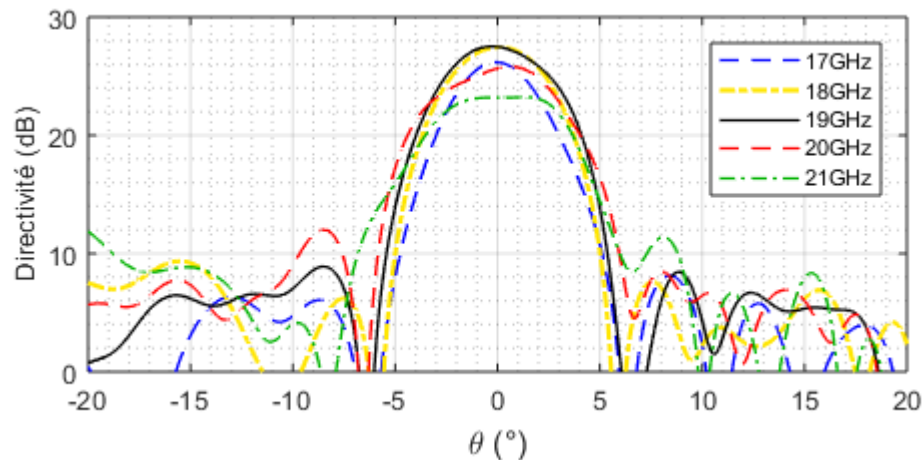
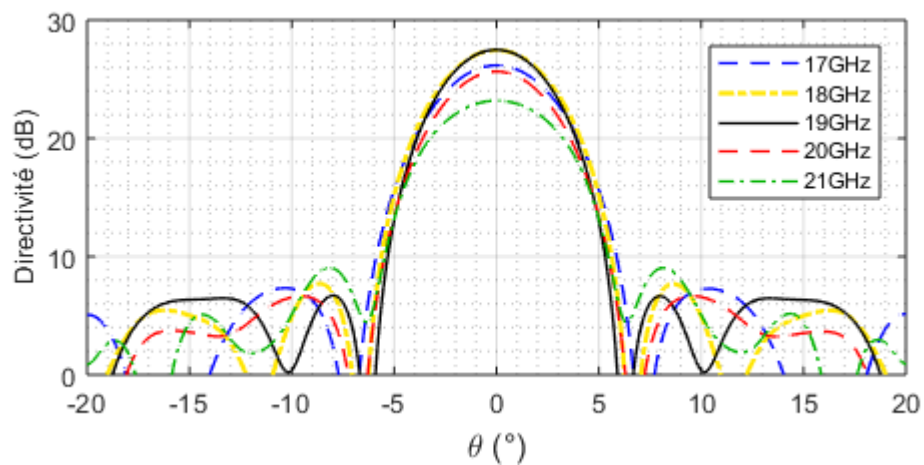


Figure 4.23 Diagramme de rayonnement du *RT1* avec l'introduction de Rohacell à 20GHz

chute de directivité (Tableau 4.6). Les largeurs de faisceaux sont effectivement plus grandes que les largeurs simulées du *RT1* sans Rohacell, mais l'efficacité de rayonnement décline. En effet, les efficacités de rayonnement dans le cas sans Rohacell étaient toutes supérieures à 92% (Tableau 4.2), alors qu'elles sont comprises entre 87% et 92% avec Rohacell, représentant une perte moyenne de 5.8% d'efficacité. Ces pertes de gain peuvent être attribuées au Rohacell présent.

(a) En $\phi = 0^\circ$ (b) En $\phi = 90^\circ$ Figure 4.24 Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du *RT1* avec Rohacell

D'autre part, les niveaux des lobes secondaires sont légèrement remontés, tout comme le niveau de la polarisation croisée.

L'introduction de Rohacell abaisse donc la directivité et le gain du système d'antenne, ce qui n'est pas particulièrement recommandé pour des applications satellites pour lesquelles des gains élevés sont requis.

Tableau 4.5 Résultats des simulations du $RT1$ avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 21GHz

Fréquence	Directivité	Largeur de faisceau	SLL	X-Pol	Efficacité	Gain
17GHz	26.2 dB	4.2°	-18 dB	<-30 dB	87.72%	22.98 dB
18GHz	27.5 dB	5°	-18 dB	<-30 dB	89.15%	24.52 dB
19GHz	27.5 dB	5.5°	-19 dB	<-35 dB	90.35%	24.85 dB
20GHz	25.8 dB	6.3°	-14 dB	<-30 dB	92.56%	23.88 dB
21GHz	23.2 dB	6.3°	-12 dB	<-30 dB	90.11%	20.90 dB

Tableau 4.6 Comparaison du système cornet- $RT1_{Rohacell}$ -réflecteur avec les systèmes cornet-réflecteur et cornet- $RT1$ -réflecteur pour les fréquences de 17GHz à 21GHz

Fréquence	Perte d'amplitude en directivité par rapport à la référence		Largeur de faisceau	
	Cornet	$RT1$ sans Rohacell	Cornet	RT-Rohacell
17GHz	-3.0 dB	-0.1 dB	4.35°	4.2°
18GHz	-2.8 dB	-0.3 dB	4.2°	5°
19GHz	-3.0 dB	-0.5 dB	4°	5.5°
20GHz	-4.7 dB	-0.7 dB	3.8°	6.3°
21GHz	-8.1 dB	-4.5 dB	3.6°	6.3°

Résultats des tests

Les supports de Rohacell ont ensuite été insérés entre les couches du *RT1* fabriqué, et les mesures en chambre anéchoïque ont pu être réalisées.

Les diagrammes de rayonnement des mesures sont présentés sur les Figures 4.25, 4.26, 4.27 et 4.28. Les amplitudes en gain ont été normalisées par rapport au système constitué par le cornet et le réflecteur uniquement, c'est à dire sans réseau transmetteur, à chaque fréquence correspondante. Les résultats des autres fréquences sont disponibles en Annexe E.

Tableau 4.7 Résultats des mesures du *RT1* avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Perte d'amplitude du Gain	Largeur de faisceau		SLL	X-Pol
		Cornet	RT		
17GHz	-3.3 dB	4.6°	5.4°	-20 dB	<20 dB
18GHz	-1.1 dB	4.5°	5.2°	-25 dB	<20 dB
19GHz	-3 dB	4.2°	5.85°	-22 dB	15 dB
20GHz	-2.5 dB	4.1°	6.4°	-22.5 dB	<20 dB
21GHz	+0.4 dB	4.3°	4.2°	-23 dB	15 dB
22GHz	-4.9 dB	3.8°	8°	-22 dB	15 dB
23GHz	-5.3 dB	4.0°	8.1°	-19 dB	11 dB

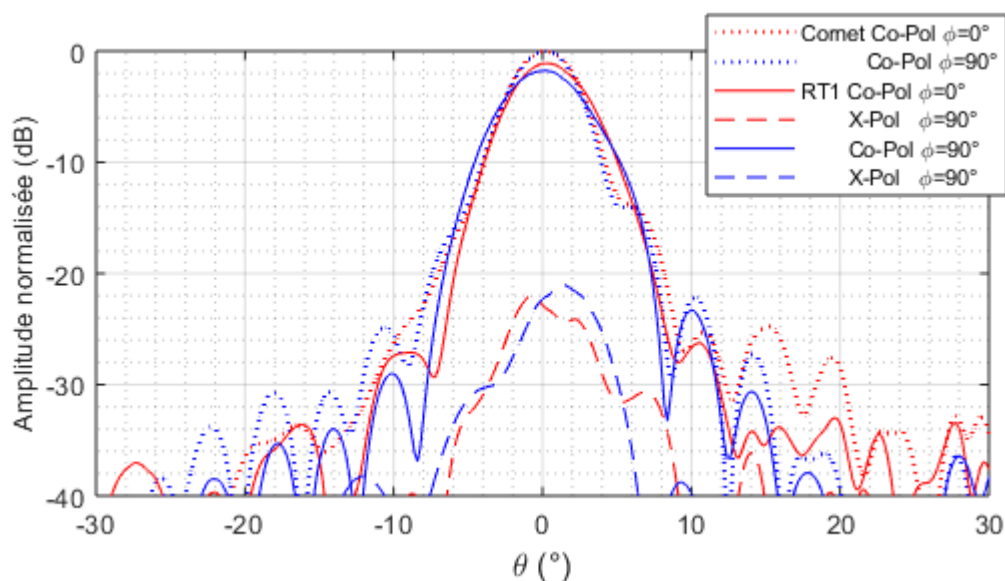


Figure 4.25 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* avec Rohacell à 18GHz

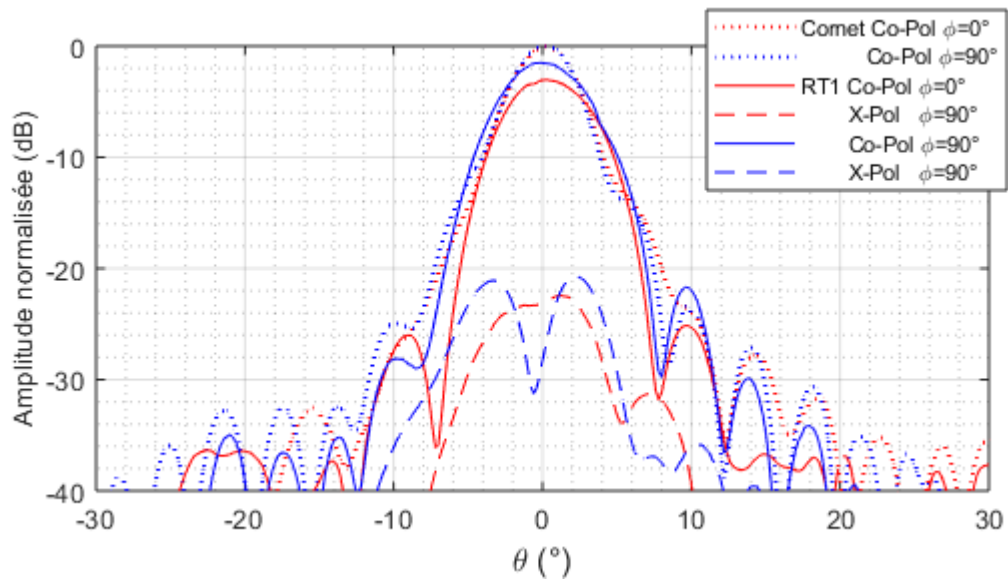


Figure 4.26 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* avec Rohacell à 19GHz

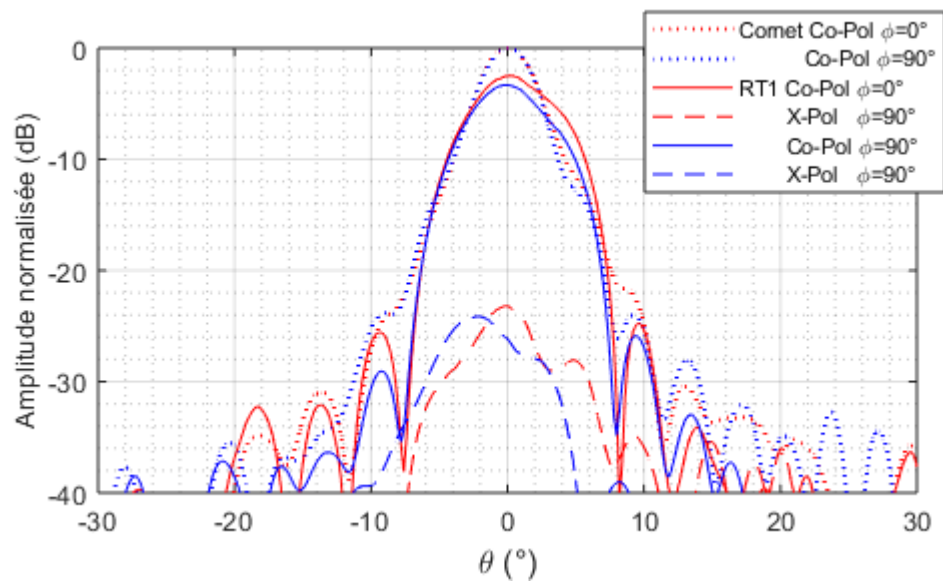
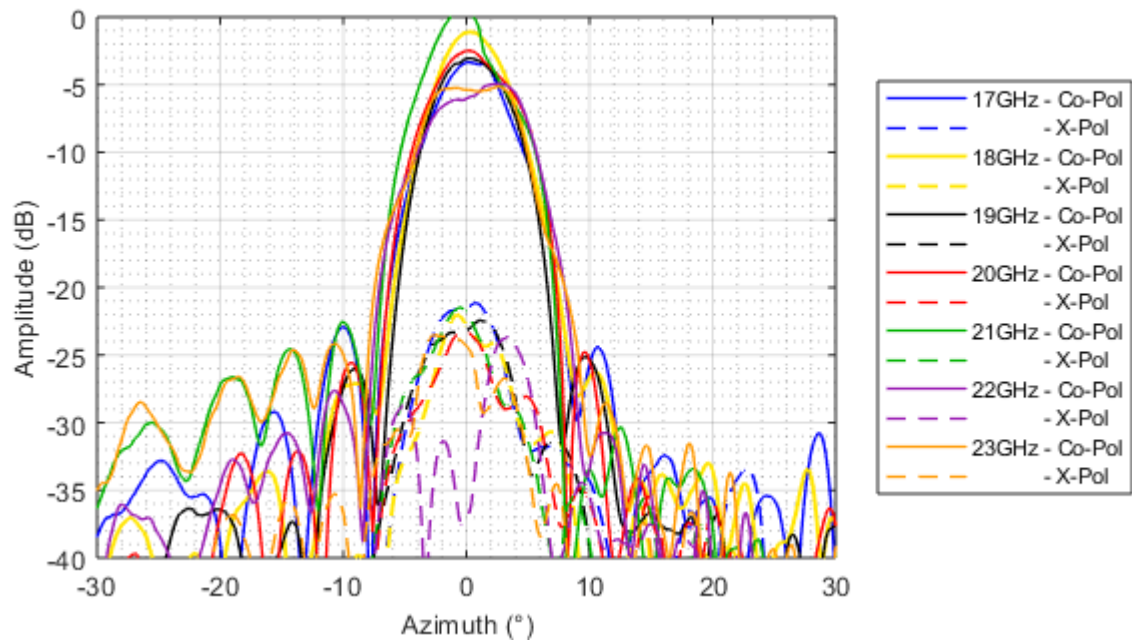
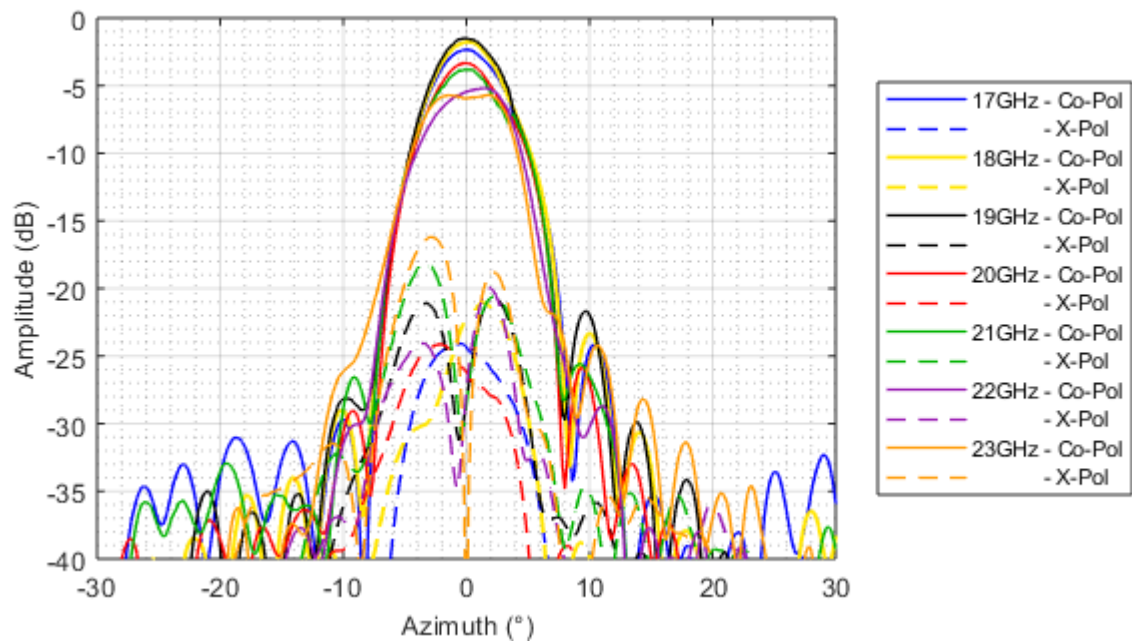


Figure 4.27 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* avec Rohacell à 20GHz

(a) En $\phi = 0^\circ$ (b) En $\phi = 90^\circ$ Figure 4.28 Diagrammes de rayonnement mesurés du $RT1$ avec Rohacell

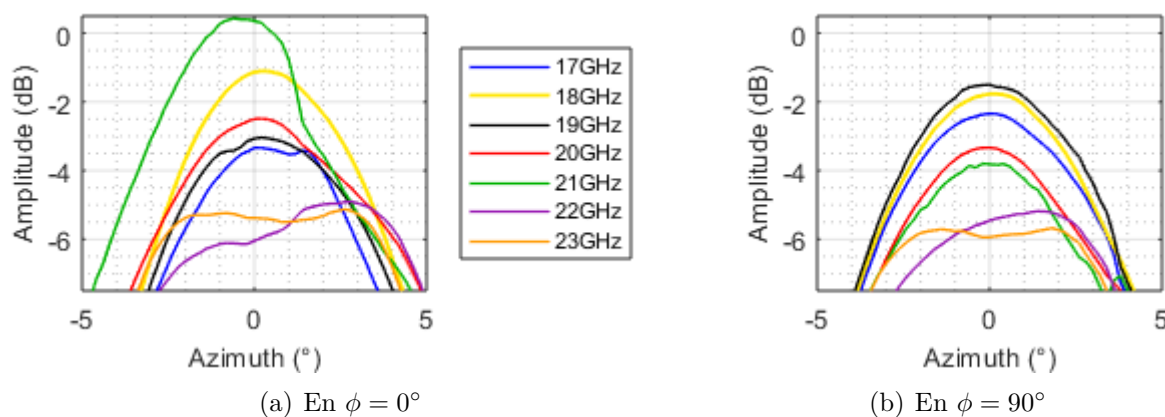


Figure 4.29 Diagrammes de rayonnement mesurés de la composante co-polarisée du *RT1* avec Rohacell

Le Tableau 4.7 compare les résultats des tests du système cornet-réflecteur et du système cornet-*RT1*-réflecteur avec l'introduction des supports de Rohacell. Les pertes de gain sont plus importantes que lors des mesures du *RT1* sans Rohacell, avec une moyenne de perte de -0.63 dB pour chaque fréquence sur la bande de 17GHz à 23GHz. Néanmoins, si la bande de fréquences de 17GHz à 21GHz est prise en compte uniquement, les pertes moyennes par fréquence sont équivalentes dans les deux cas. Cependant, cette équivalence est acquise grâce aux résultats à 21GHz pour lesquels il semblerait que l'introduction de Rohacell augmente le gain du réseau. Néanmoins, cette augmentation du gain est accompagnée par le rétrécissement de la largeur de faisceau. Effectivement, pour les autres fréquences le phénomène inverse se produit, c'est à dire une baisse du gain qui s'explique par l'élargissement du faisceau, produit par les erreurs de phase dues à la présence de Rohacell. Il peut également être noté que les largeurs de faisceaux des antennes simulées et mesurées sont comparables. En outre, les niveaux de lobes secondaires sont encore une fois moins élevés que lors des résultats de simulation, avec un niveau minimal de -19 dB à 23GHz, tandis que la polarisation croisée est plus élevée avec des niveaux pouvant augmenter jusqu'à -11 dB. Encore une fois, cette différence peut être attribuée aux approximations effectuées lors des simulations du système sous HFSS-ANSYS.

L'introduction de Rohacell, induisant des erreurs de phase, semble donc comprimer le faisceau, en l'élargissant et le diminuant. Les résultats des simulations et des mesures présentent encore une fois quelques différences. Les largeurs de faisceaux étant plus importantes lors des mesures et le niveau des lobes secondaires plus faibles, bien que les simulations conjecturaient un niveau de polarisation croisée plus faible que les mesures réelles. Ces différences pouvant sûrement être expliquées par les approximations effectuées lors des simulations du système.

Conclusion

Dans les deux cas étudiés du *RT1*, les résultats de simulation et les résultats réels présentent une certaine corrélation, sans être toutefois en adéquation totale. L'introduction de Rohacell modifie évidemment les caractéristiques des cellules unitaires et par conséquent leurs performances. Ainsi, l'introduction de cadres de Rohacell engendre principalement une diminution de la directivité accompagnée par un élargissement du faisceau, dus aux erreurs de phases produites. En outre, il peut être noté que les largeurs de faisceaux simulées et mesurées dans les deux cas sont comparables et qu'un phénomène de "beam squint" est également observable. Outre cela, les résultats du *RT1* sans Rohacell démontrent des résultats satisfaisants en terme de performance de gain sur la bande de fréquences de 18GHz à 22GHz. La Figure 4.30 représente d'ailleurs les courbes de gain du *RT1* sans Rohacell simulées et mesurées, normalisées chacune par rapport au système sans RT, c'est à dire au système cornet-rélecteur.

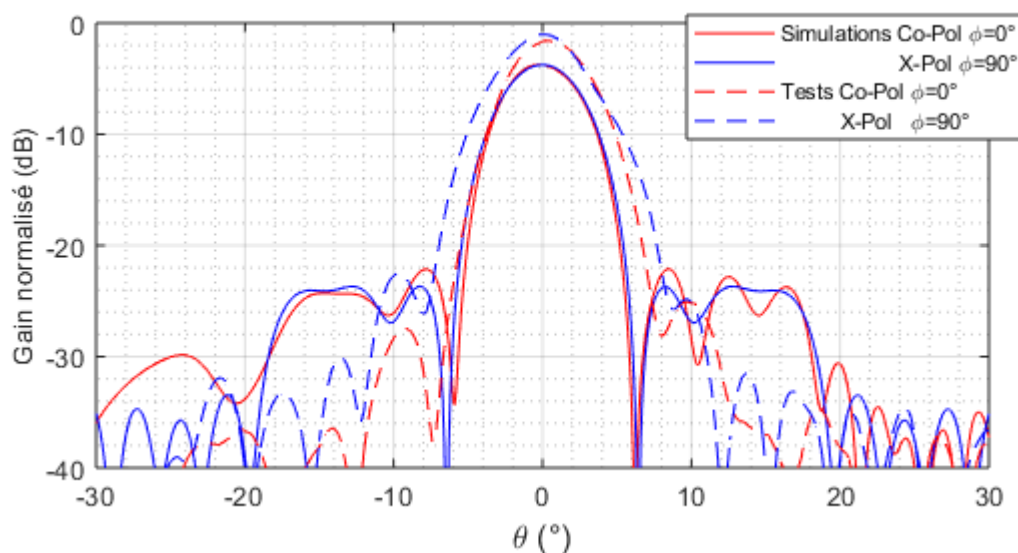


Figure 4.30 Diagrammes de rayonnement en gains normalisés du *RT1* simulé et mesuré à 19GHz

4.4 *RT2* : Formation d'un faisceau elliptique

Le second réseau transmetteur étudié permet la formation d'un faisceau elliptique.

Initialement conçu dans [1], un but d'optimisation d'une couverture elliptique de 10° par 4.5° avait été assigné. Le processus d'obtention des déphasages nécessaires sur la surface du RT est explicité dans [1].

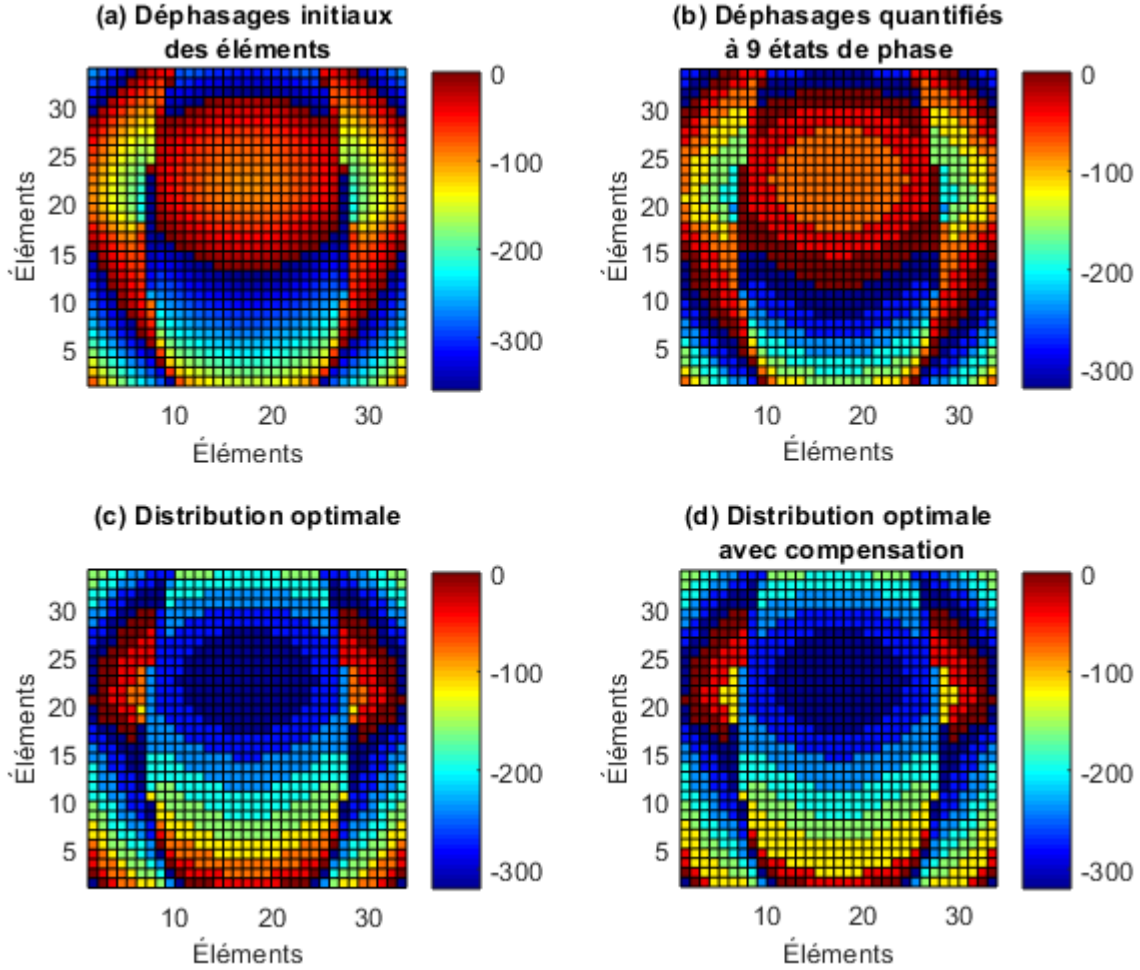


Figure 4.31 Déphasages des éléments de la surface du *RT2*

La Figure 4.31(a) représente la distribution des déphasages initiaux nécessaires calculés pour la formation du faisceau elliptique. Subséquemment, la démarche expliquée dans la section précédente est réitérée. Ainsi, une quantification à 9 états de phase est appliquée, aboutissant à la Figure 4.31(b). Ensuite, afin d'optimiser les performances du RT, les meilleures cellules sont placées autant que possible au centre de la surface, 4.4(c), puis une compensation pour l'incidence oblique est appliquée, 4.4(d). Cette dernière figure représente donc les déphasages

de la surface du *RT2* utilisés lors des simulations.

La distribution de phase obtenue ne présentant pas deux plans de symétrie mais un seul, la moitié du RT était nécessaire pour les simulations, augmentant conséquemment le temps des simulations.

4.4.1 *RT2*

Résultats de simulation

Les diagrammes de rayonnement obtenus sont présentés sur les Figures 4.32, 4.33, 4.34, 4.35, 4.36, 4.37 et 4.38, et les performances sont regroupées dans les Tableaux 4.8 et 4.9.

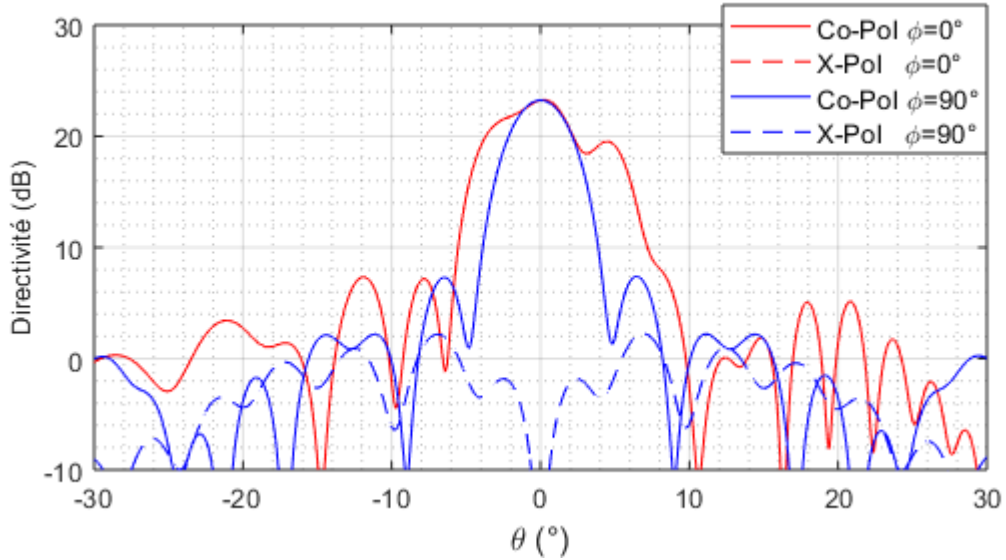


Figure 4.32 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT2* à 17GHz

Tableau 4.8 Résultats des simulations du *RT2* pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Directivité		SLL	X-Pol	Efficacité	Gain
	Plan $\phi = 0^\circ$	Plan $\phi = 90^\circ$				
17GHz	23.3 dB	23.25 dB	-16 dB	<-30 dB	87.46%	20.38 dB
18GHz	25.8 dB	24.9 dB	-18 dB	<-25 dB	93.4%	24.01 dB
19GHz	26.3 dB	25.3 dB	-19 dB	<-20 dB	93.02%	24.46 dB
20GHz	24.3 dB	22.55 dB	-14 dB	<-15 dB	93.8%	22.79 dB
21GHz	26.6 dB	25.2 dB	-18 dB	<-15 dB	96.69%	25.72 dB
22GHz	25.5 dB	20.7 dB	-15 dB	<-15 dB	93.47%	23.83 dB

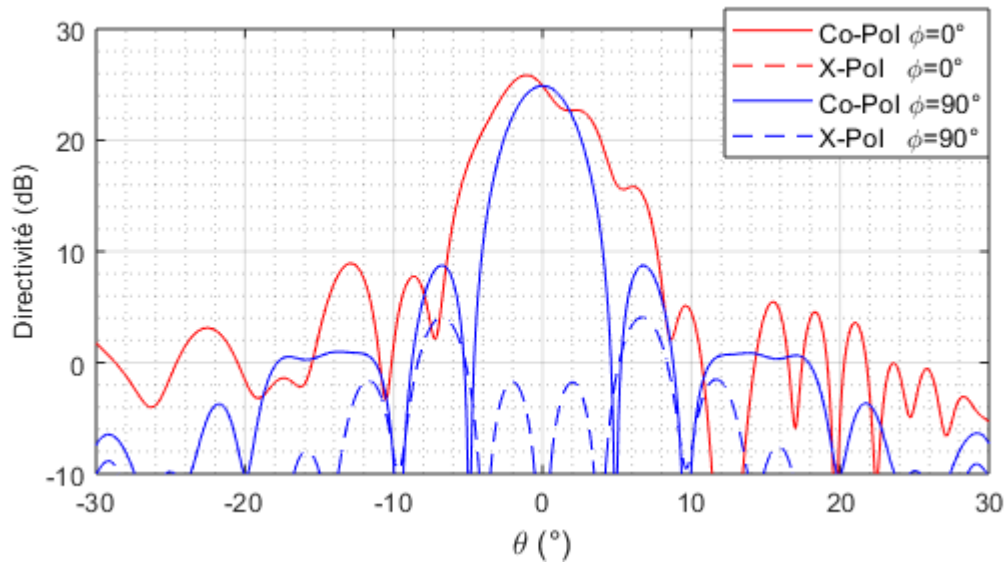


Figure 4.33 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT2* à 18GHz

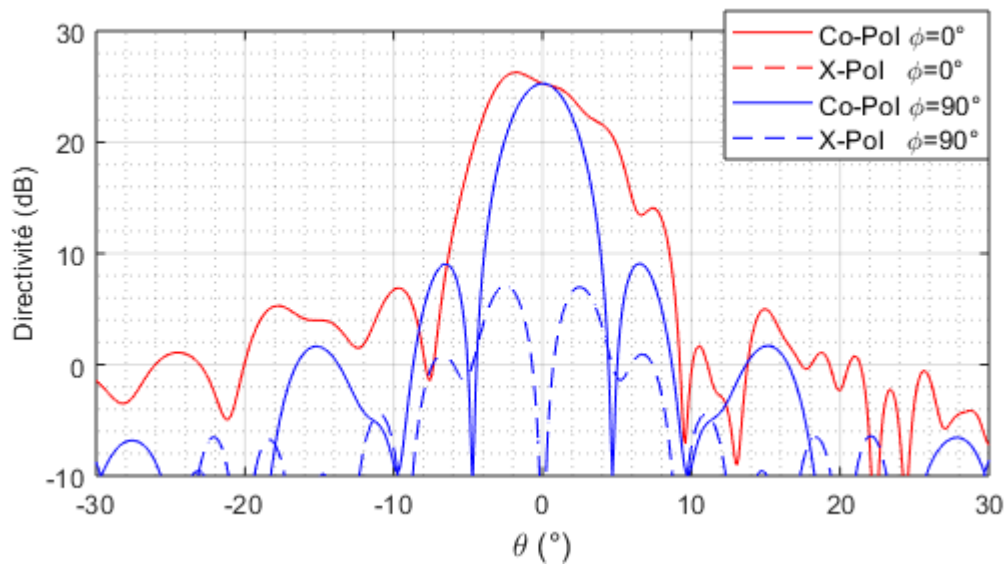


Figure 4.34 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT2* à 19GHz

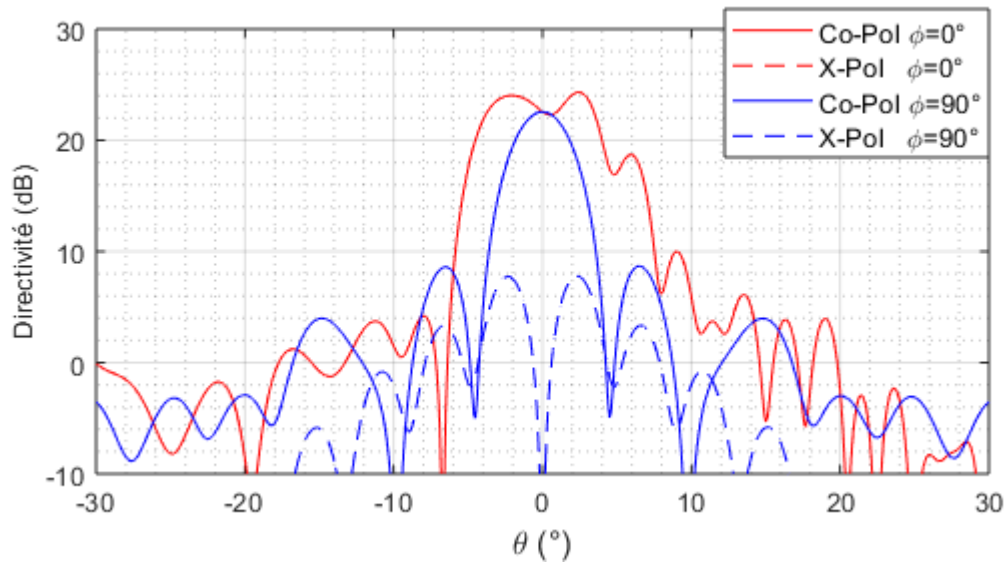


Figure 4.35 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT2* à 20GHz

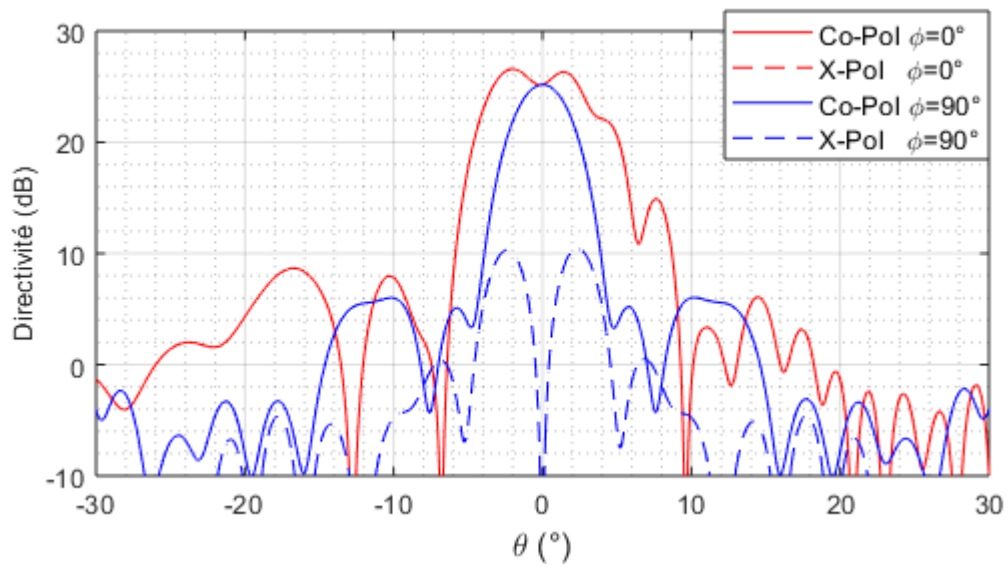


Figure 4.36 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT2* à 21GHz

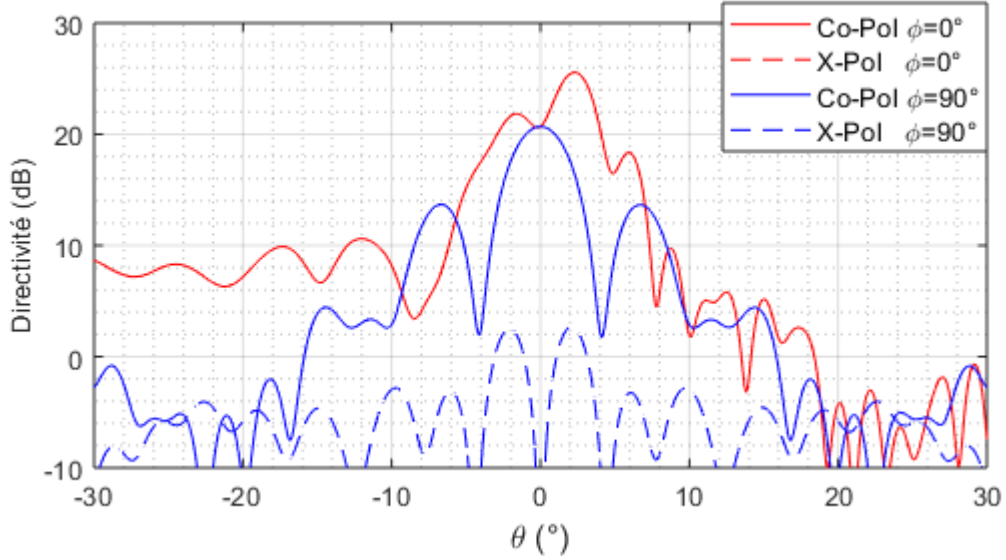
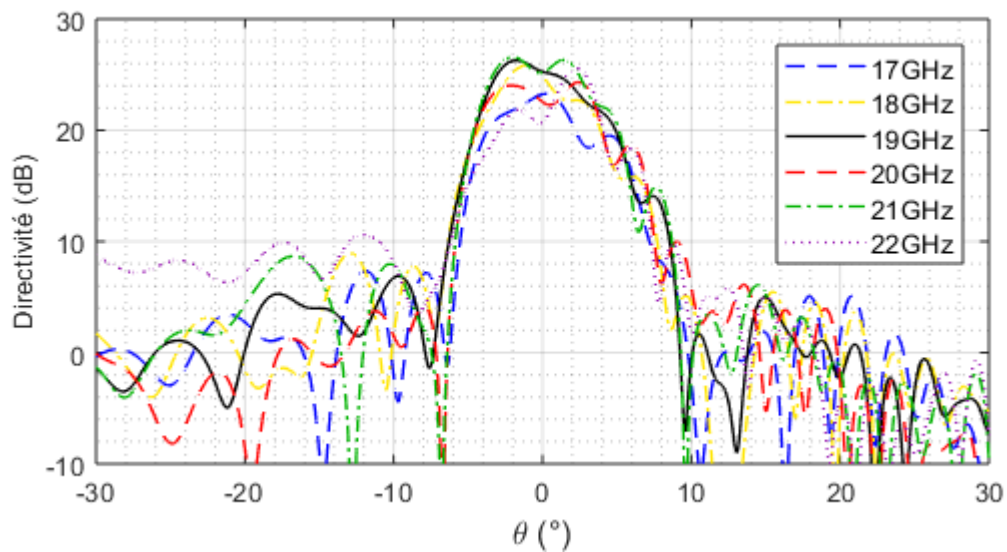
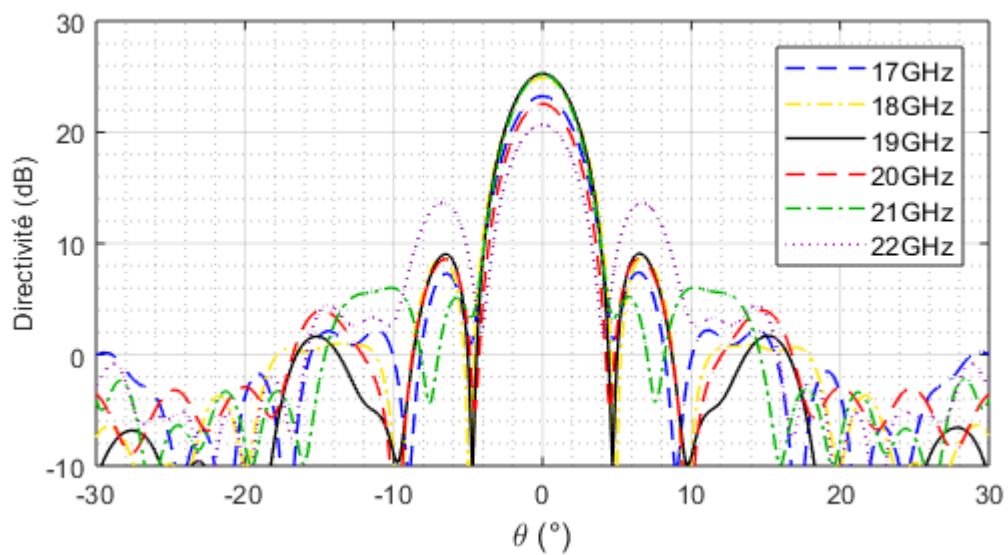


Figure 4.37 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT2* à 22GHz

La directivité du *RT2* est supérieure à 23 dB pour toute la bande de fréquences, et les gains, calculés à partir des efficacités de rayonnement, sont supérieurs à 20 dB, voire même 22.5 dB en excluant la fréquence à 17GHz. D'autre part, les niveaux des lobes secondaires sont toujours inférieurs à -14 dB, et la polarisation croisée est toujours au moins inférieure de -15 dB à la polarisation principale.

La formation d'un faisceau elliptique augmente la largeur du faisceau et conséquemment induit une diminution de la directivité. Effectivement, une augmentation moyenne de 0.5° est observée sur la bande de fréquences de 17GHz à 22GHz, accompagnée d'une perte moyenne de directivité de -1.7 dB. Néanmoins, la largeur moyenne du faisceau n'atteint pas la valeur théorique visée de 10° , même à 19GHz, fréquence pour laquelle le système est optimal (Tableau 4.9). Effectivement, la Figure 4.39 met en lumière la forme "*en vague*" de la composante polarisée principale en $\phi = 0^\circ$, et non pas en forme "*de plateau*" comme le suggérerait la conception théorique du *RT2*. La largeur de faisceau à 3 dB est fortement amoindrie par cette forme, dont une largeur à 5 dB convient mieux à caractériser l'ellipse réelle formée. Ainsi, le Tableau 4.9 compare les largeurs de faisceaux du *RT2* dans les plans E et H, et permet de mettre en lumière le caractère elliptique du réseau dans le plan E.

(a) En $\phi = 0^\circ$ (b) En $\phi = 90^\circ$ Figure 4.38 Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du *RT2*

Les contours d'iso-directivité, représentés en Figure 4.40, illustrent mieux le caractère ellipsoïdal du faisceau obtenu.

Faute de temps, ce réseau transmetteur n'a pas pu être fabriqué, la priorité ayant été mise sur les deux autres réseaux transmetteurs, plus pertinents au projet AVIO-601.

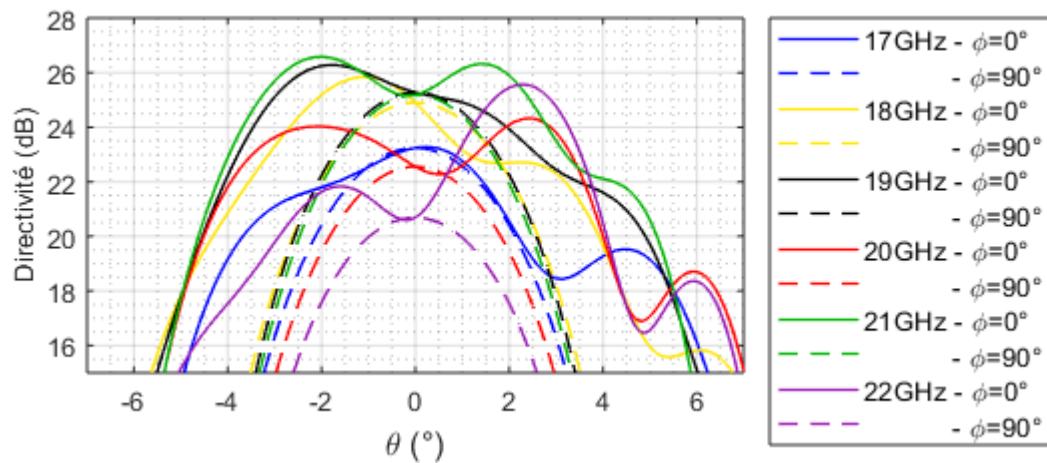
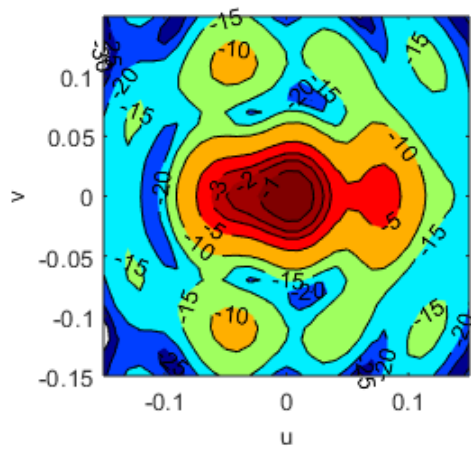


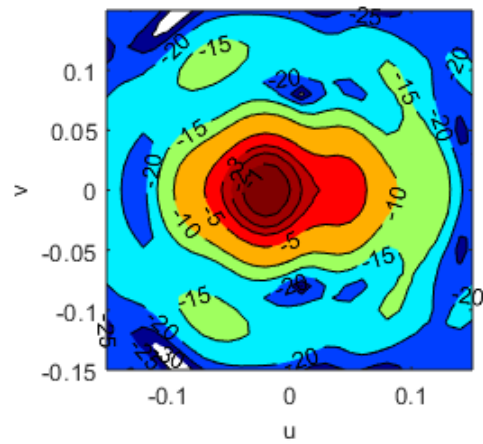
Figure 4.39 Diagramme de rayonnement de la composante co-polarisée du système complet avec *RT2*

Tableau 4.9 Largeurs de faisceaux du *RT2* pour les fréquences de 17GHz à 22GHz

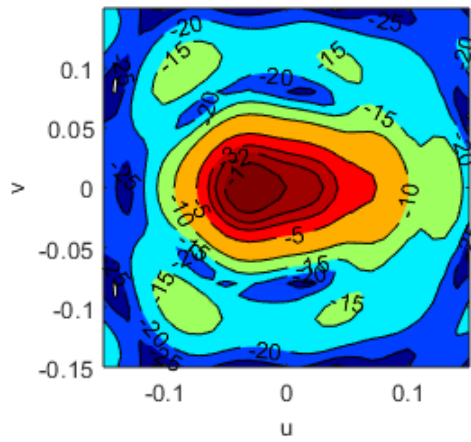
Fréquence	Largeur de faisceau à 3 dB		Largeur de faisceau à 5 dB	
	Plan $\phi = 0^\circ$	Plan $\phi = 90^\circ$	Plan $\phi = 0^\circ$	Plan $\phi = 90^\circ$
17GHz	5.75°	4°	9.65°	5.15°
18GHz	5.75°	4.2°	7.7°	5.3°
19GHz	6.25°	4°	8.55°	5.0°
20GHz	7.95°	3.9°	8.8°	5.0°
21GHz	6.8°	3.8°	8.9°	4.85°
22GHz	3°	3.9°	7.7°	4.9°



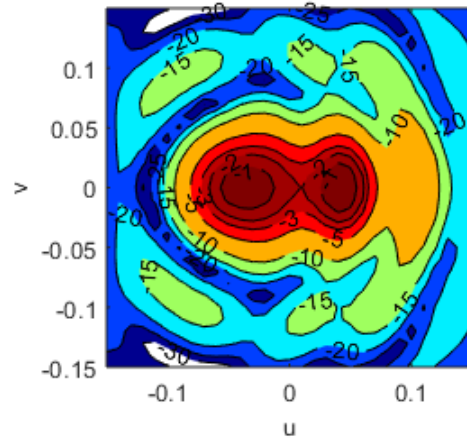
(a) A 17GHz



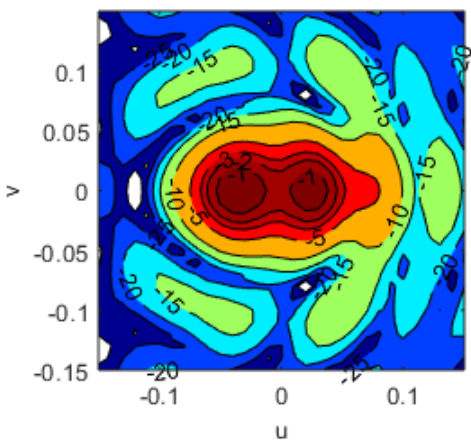
(b) A 18GHz



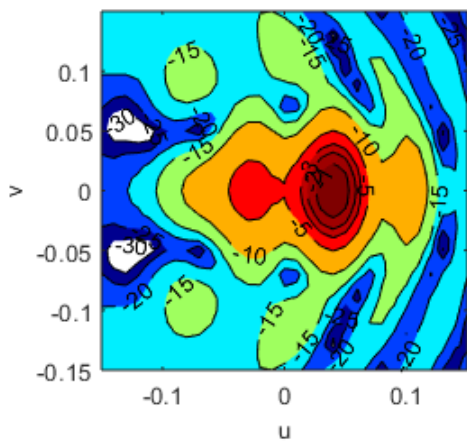
(c) A 19GHz



(d) A 20GHz



(e) A 21GHz



(f) A 22GHz

Figure 4.40 Contours d'iso-directivité du système complet avec *RT2*

4.5 *RT3* : Création d'un nul

Le troisième réseau transmetteur étudié a été conçu pour former un zéro proche du lobe principal d'un faisceau focalisé.

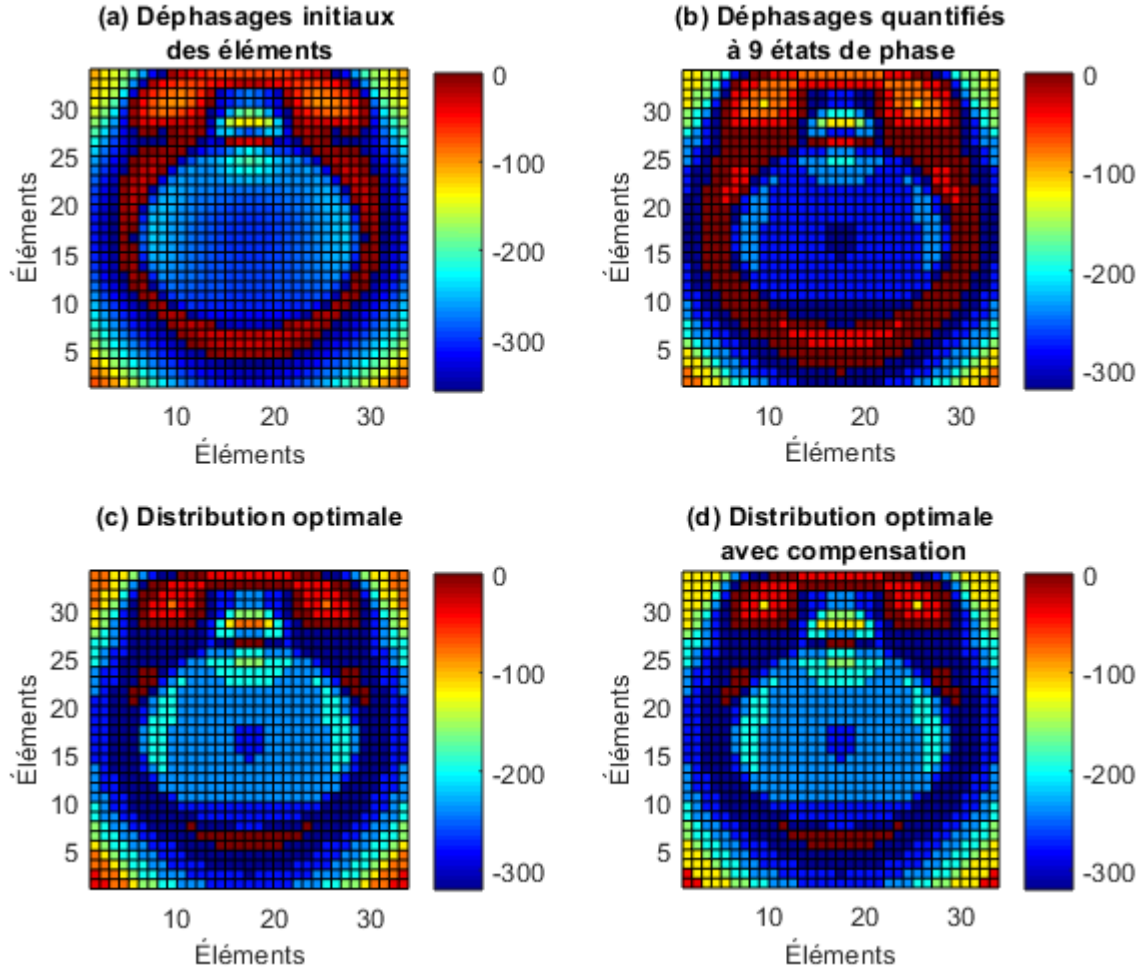


Figure 4.41 Déphasages des éléments de la surface du *RT3*

Dans ce but, le *RT1* théorique conçu dans la thèse [1] a servi de faisceau de référence avec un premier nul à $\theta = \pm 8.75^\circ$. L'objectif du *RT3* était alors d'introduire un zéro à $\theta = -6^\circ$ avec une directivité inférieure à 23.5 dB par rapport au maximum, et d'obtenir une directivité plus élevée que le *RT1* en $\theta = 0^\circ$ sur un cône de 2° . La création du nul doit donc être réalisée dans la plan $\phi = 0^\circ$, c'est à dire dans le plan E du système.

Dans notre cas, les résultats de simulation du *RT1* indiquaient un premier zéro à $\theta = -5.9^\circ$, tel que vu sur la Figure 4.11, c'est à dire à la position même souhaitée du zéro à synthétiser.

Cependant, les mesures du *RT1* indiquaient bien la formation du premier nul autour de $\theta = \pm 8^\circ$ (4.16).

La Figure 4.41(a) représente les déphasages initiaux de la surface calculés pour la formation du zéro proche du lobe principal. La Figure 4.41(b) illustre la quantification à 9 états de phase, puis les Figures 4.41(c) et 4.41(d) exposent respectivement l'optimisation de la distribution de phase et la compensation pour l'incidence oblique. La Figure 4.41(d) représente donc les déphasages de la surface du réseau utilisés pour les simulations et pour la fabrication du réseau.

Encore une fois, la distribution de phase obtenue ne présentant qu'un seul plan de symétrie, la simulation de la moitié du *RT3* est nécessaire.

4.5.1 *RT3*

Résultats de simulation

Les diagrammes de rayonnement du *RT3* sont présentés sur les Figures 4.42, 4.43, 4.44, 4.45, 4.46, 4.47 et 4.48.

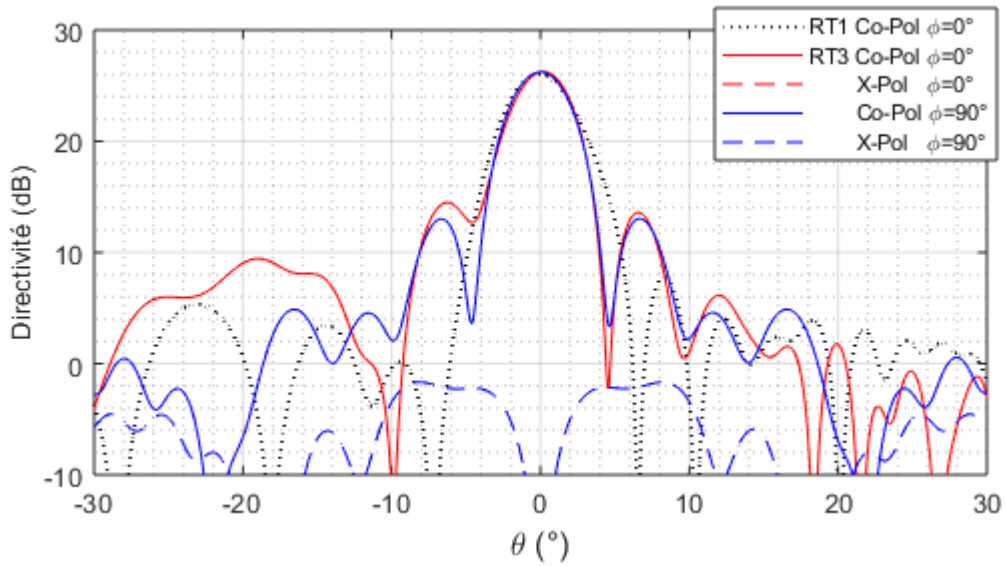


Figure 4.42 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT3* à 17GHz

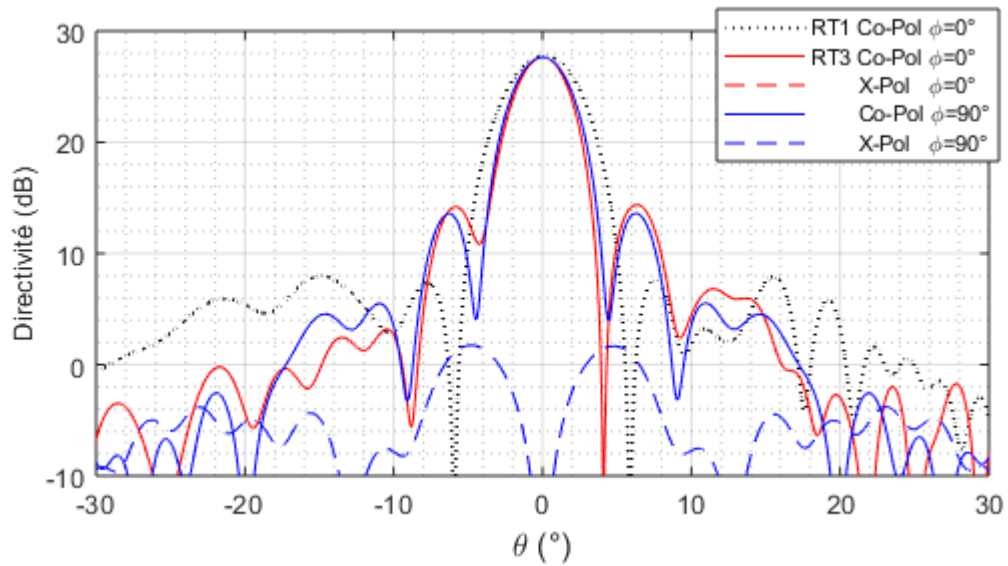


Figure 4.43 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT3* à 18GHz

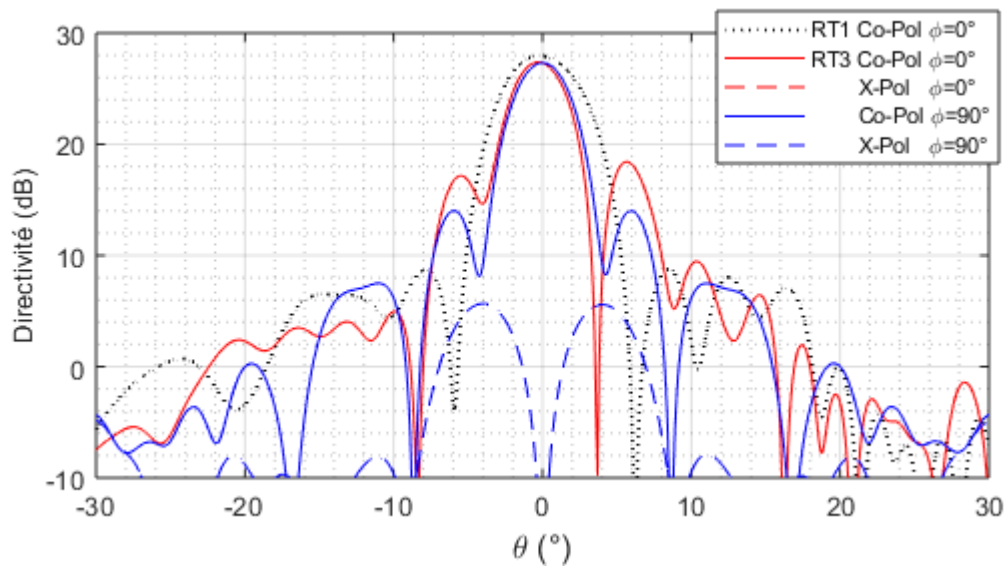


Figure 4.44 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT3* à 19GHz

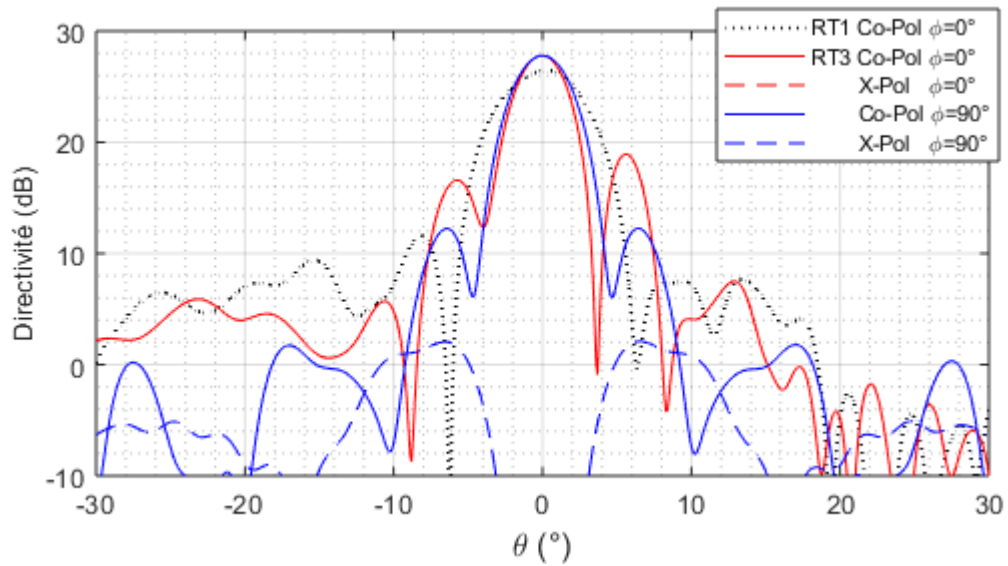


Figure 4.45 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT3* à 20GHz

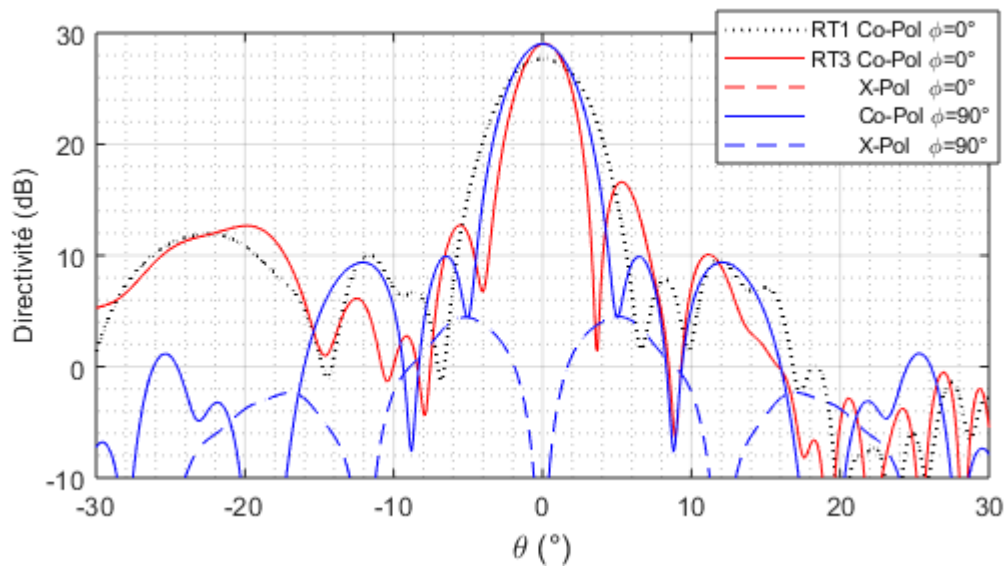


Figure 4.46 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT3* à 21GHz

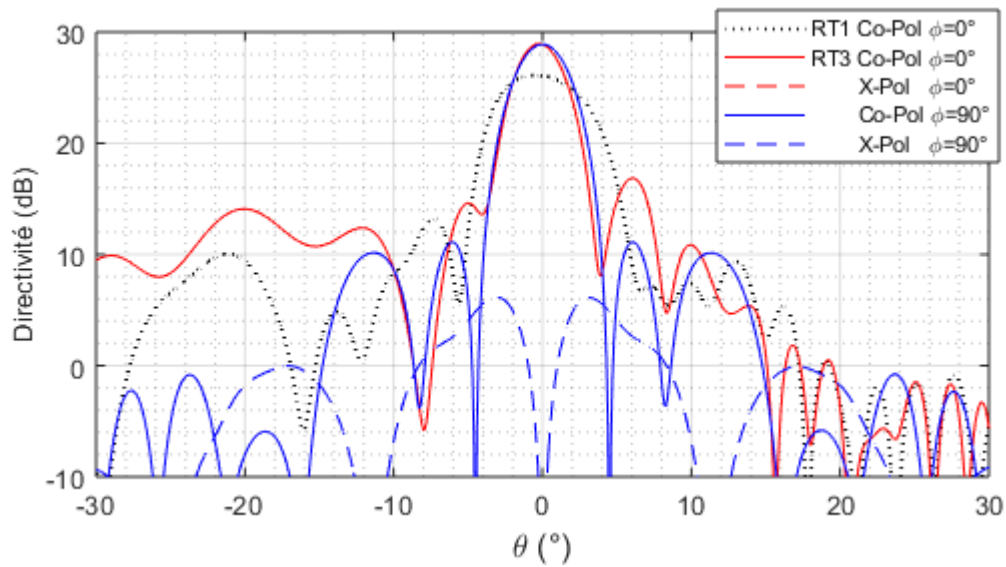


Figure 4.47 Diagramme de rayonnement du système complet avec *RT3* à 22GHz

Tableau 4.10 Résultats des simulations du *RT3* dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 22GHz

Fréquence	Directivité	Largeur de faisceau	SLL	X-Pol	Efficacité	Gain
17GHz	26.3 dB	3.95°	-11.8 dB	<-25 dB	87.66%	23.05 dB
18GHz	27.65 dB	3.55°	-13.3 dB	<-25 dB	90.6%	25.05 dB
19GHz	27.4 dB	3.7°	-9.0 dB	<-20 dB	91.29%	25.01 dB
20GHz	27.8 dB	3.45°	-8.9 dB	<-25 dB	95.52%	26.55 dB
21GHz	29.05 dB	3.2°	-12.5 dB	<-25 dB	95.26%	27.67 dB
22GHz	28.95 dB	3.35°	-12.1 dB	<-20 dB	95.2%	27.56 dB

Tableau 4.11 Résultats des simulations du *RT3* dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 22GHz

Fréquence	Nul		
	Position	Directivité	Profondeur
17GHz	-4.6°	12.6 dB	-13.7 dB
18GHz	-4.25°	10.7 dB	-16.95 dB
19GHz	-4.05°	14.6 dB	-12.8 dB
20GHz	-3.95°	12.3 dB	-15.5 dB
21GHz	-4.0°	6.7 dB	-22.35 dB
22GHz	-4.0°	13.5 dB	-15.45 dB

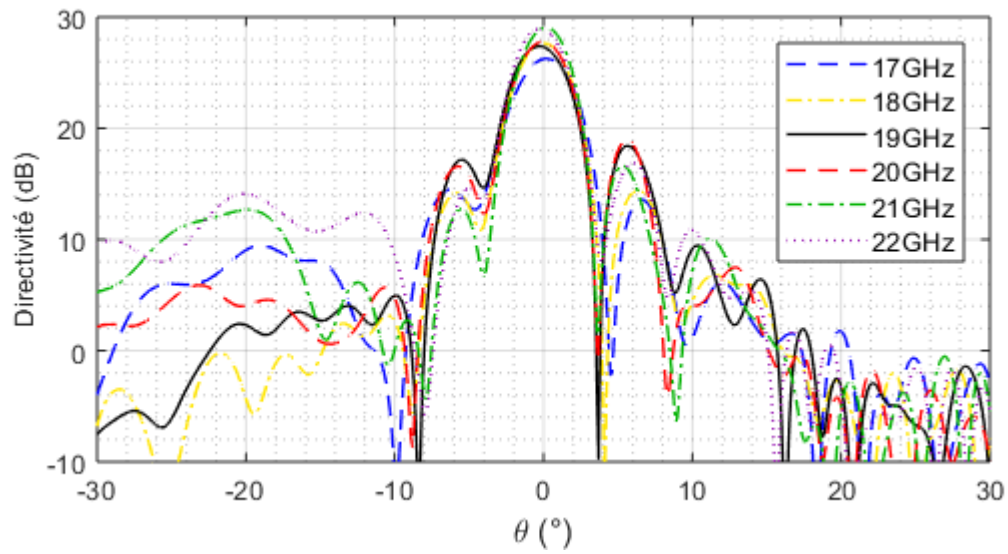
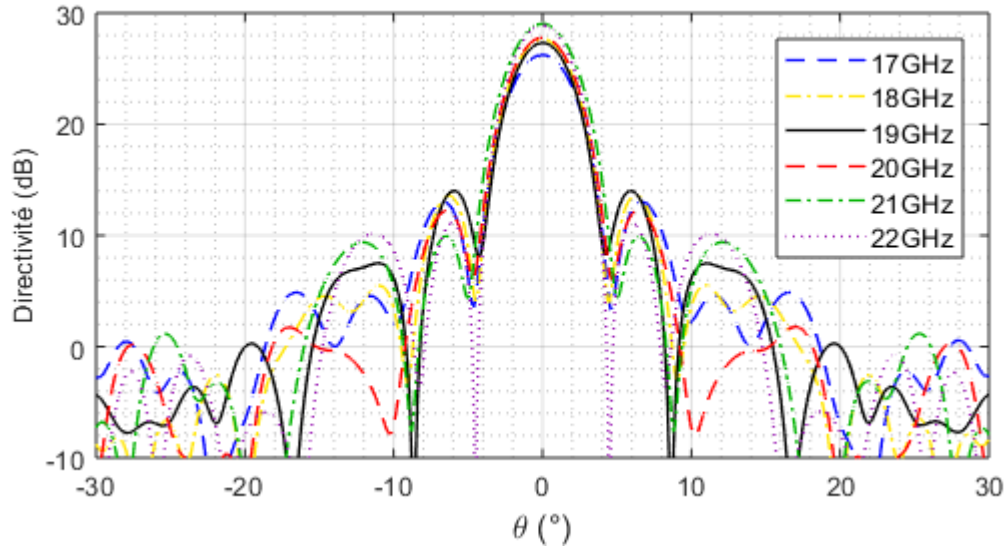
(a) En $\phi = 0^\circ$ (b) En $\phi = 90^\circ$ Figure 4.48 Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du $RT3$

Tableau 4.12 Comparaisons des simulations du $RT3$ et du $RT1$ dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 22GHz

Fréquence	Perte d'amplitude par rapport au $RT1$	Largeur de faisceau où $D > D_{RT1}$
17GHz	+ 0.2 dB	1.1°
18GHz	- 0.15 dB	0°
19GHz	- 0.6 dB	0°
20GHz	+ 1.3 dB	2.35°
21GHz	+ 1.35 dB	2.7°
22GHz	+ 2.85 dB	3.3°

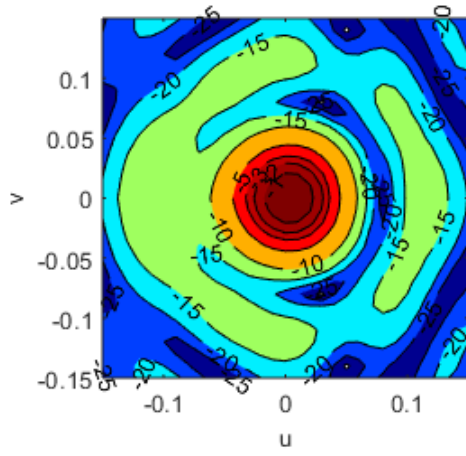
Les Tableaux 4.10 et 4.11 réunissent les performances du $RT3$, pour lequel la directivité est toujours supérieure à 26 dB dans le plan E, induisant un gain supérieur à 23 dB, voire même supérieur à 25 dB en excluant la fréquence à 17GHz. Outre cette dernière fréquence, l'efficacité de rayonnement du $RT3$ est d'ailleurs supérieure à 90%. De plus, le niveau de polarisation croisée est au moins 20 dB inférieur au niveau de la polarisation principale.

Les zéros synthétisés se situent en moyenne à $+2^\circ$ de la position initialement prévue à -6° , soit en d'autres termes à $\theta = -4.1^\circ$, mais se situent tous dans un intervalle de moins de 1° . La directivité du zéro était supposée être inférieure à 23.5 dB par rapport au maximum, ce qui n'est pas le cas dans les résultats obtenus, avec la pire fréquence à 19GHz pour laquelle la profondeur du zéro est seulement de -12.8 dB.

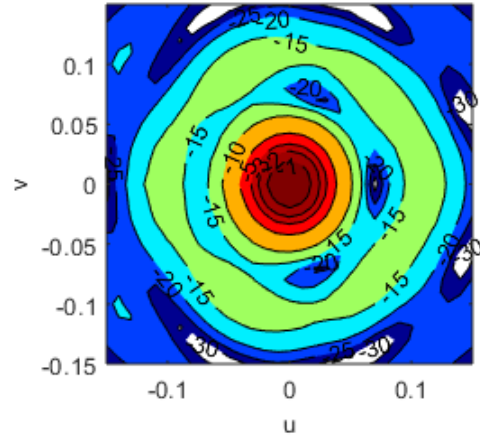
Il semble important de noter que la création d'un nul dans le diagramme de rayonnement implique la re-direction de la puissance, et conséquemment augmente le niveau des lobes secondaires. Effectivement le niveau des lobes secondaires a significativement augmenté, avec un niveau minimal de -8.9 dB à 20GHz.

Le Tableau 4.12 compare certaines caractéristiques de performances du $RT1$ et du $RT3$. Pour la majorité des fréquences, la directivité du $RT3$ est égale ou supérieure à la directivité du $RT1$. Cette augmentation de la directivité s'accompagne conséquemment d'une diminution de la largeur du faisceau. Il était souhaité parmi les buts assignés lors de la conception du $RT3$, que celui-ci obtienne une directivité plus élevée que le faisceau de référence, c'est à dire le $RT1$, sur un cône de 2° . Les résultats de 20GHz à 22GHz satisfont cette exigence, mais pas les résultats de 17GHz à 19GHz, pour lesquels la directivité du $RT1$ est même légèrement supérieure pour les fréquences à 18GHz et 19GHz.

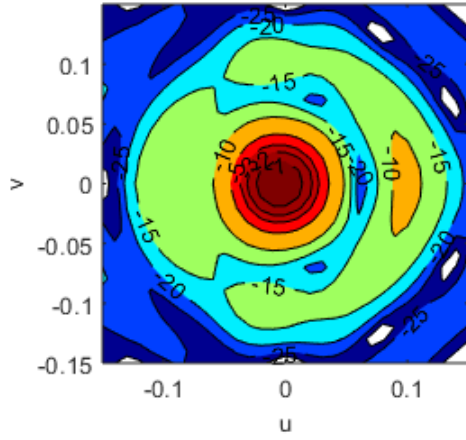
Les contours d'iso-directivité représentés en Figure 4.49 illustrent les zéros de chaque fréquence. Par exemple, pour un zéro se situant à $\theta = -4^\circ$, tel que pour les fréquences de 19GHz à 22GHz, alors le zéro se situe à $u = -0.07$ et $v = 0$.



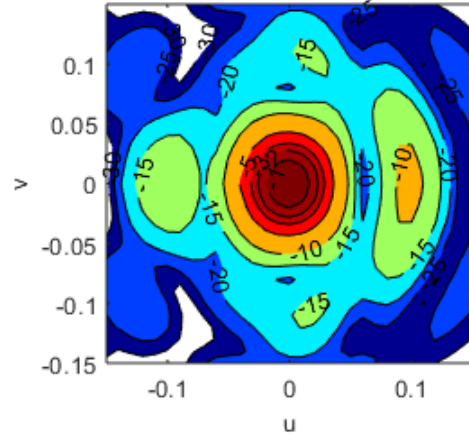
(a) A 17GHz



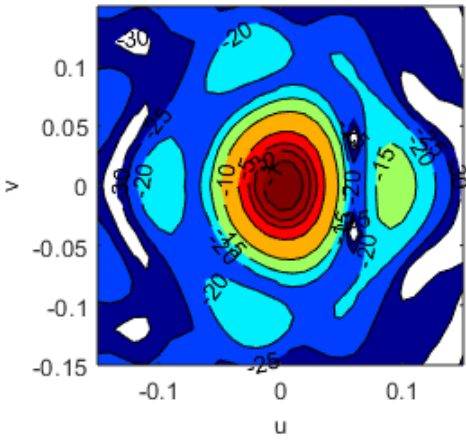
(b) A 18GHz



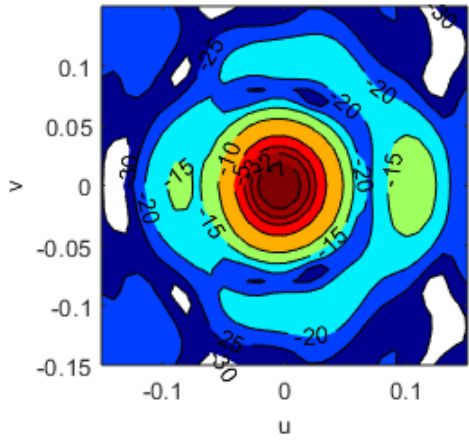
(c) A 19GHz



(d) A 20GHz



(e) A 21GHz



(f) A 22GHz

Figure 4.49 Contours d'iso-directivité du système complet avec $RT3$

Résultats des tests

Le *RT3* a ensuite été fabriqué et testé dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames.

Les Figures 4.50, 4.51, 4.52 et 4.53 représentent les diagrammes de rayonnement normalisés par rapport au système cornet-réfecteur à la même fréquence. Les résultats pour les autres fréquences sont disponibles en Annexe F.

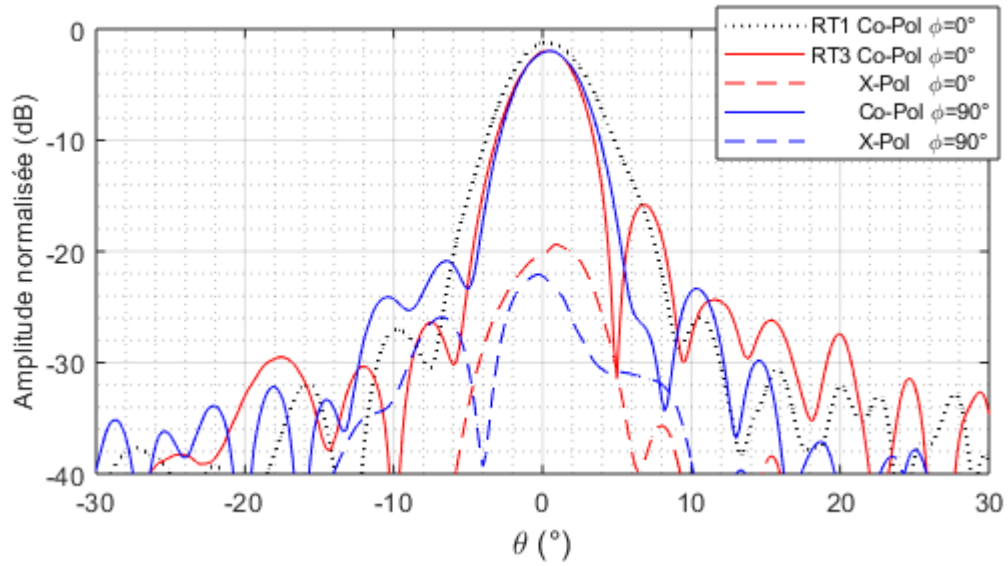


Figure 4.50 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* à 18GHz

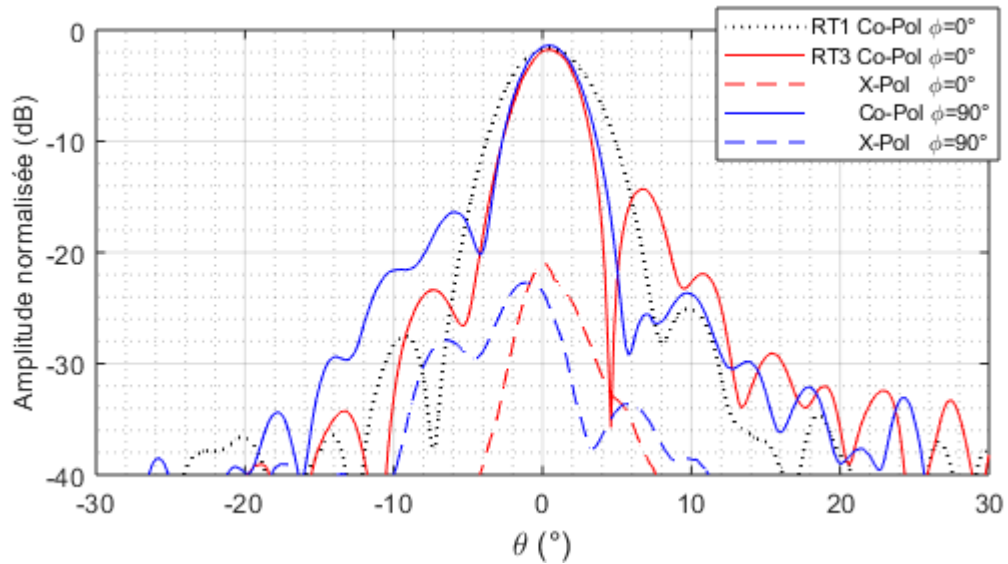


Figure 4.51 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* à 19GHz

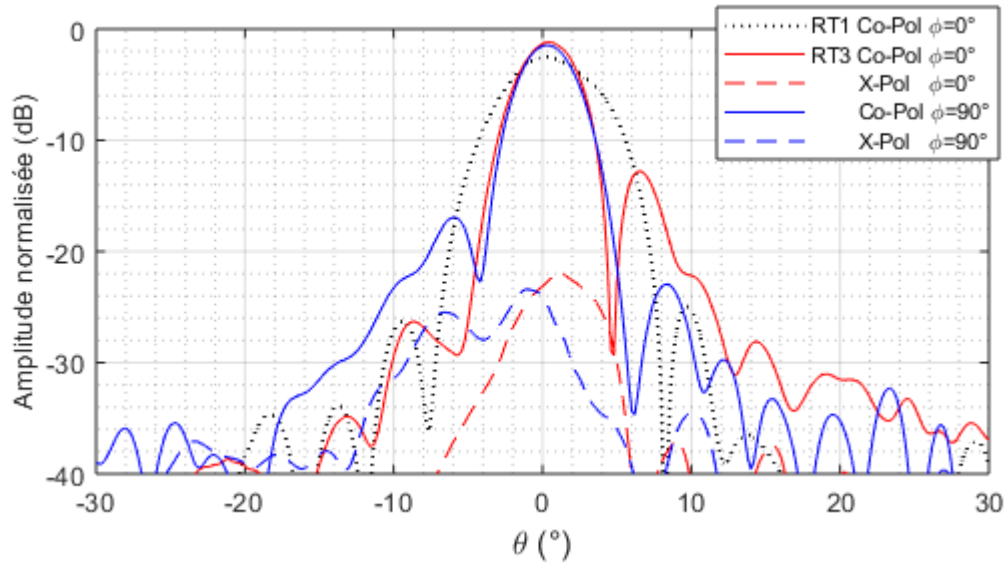


Figure 4.52 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* à 20GHz

Tableau 4.13 Résultats des mesures du *RT3* dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Perte d'amplitude du Gain	Largeur de faisceau	SLL	X-Pol
17GHz	-2.3 dB	4.5°	-17.4 dB	<-18 dB
18GHz	-1.95 dB	4.2°	-14 dB	<-20 dB
19GHz	-1.75 dB	3.8°	-12.7 dB	<-20 dB
20GHz	-1.15 dB	4°	-11.7 dB	<-20 dB
21GHz	-1.1 dB	4.55°	-12.4 dB	<-20 dB
22GHz	-2.4 dB	4.2°	-10.4 dB	<-20 dB
23GHz	-1.3 dB	4.6°	-15.2 dB	<-20 dB

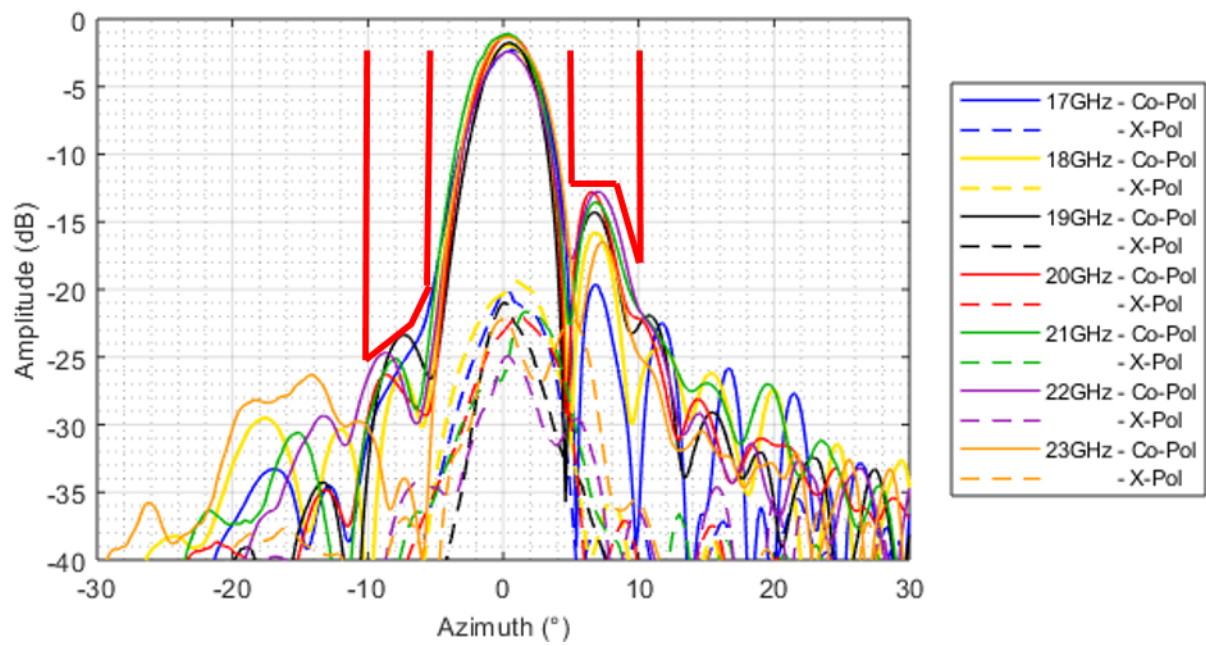
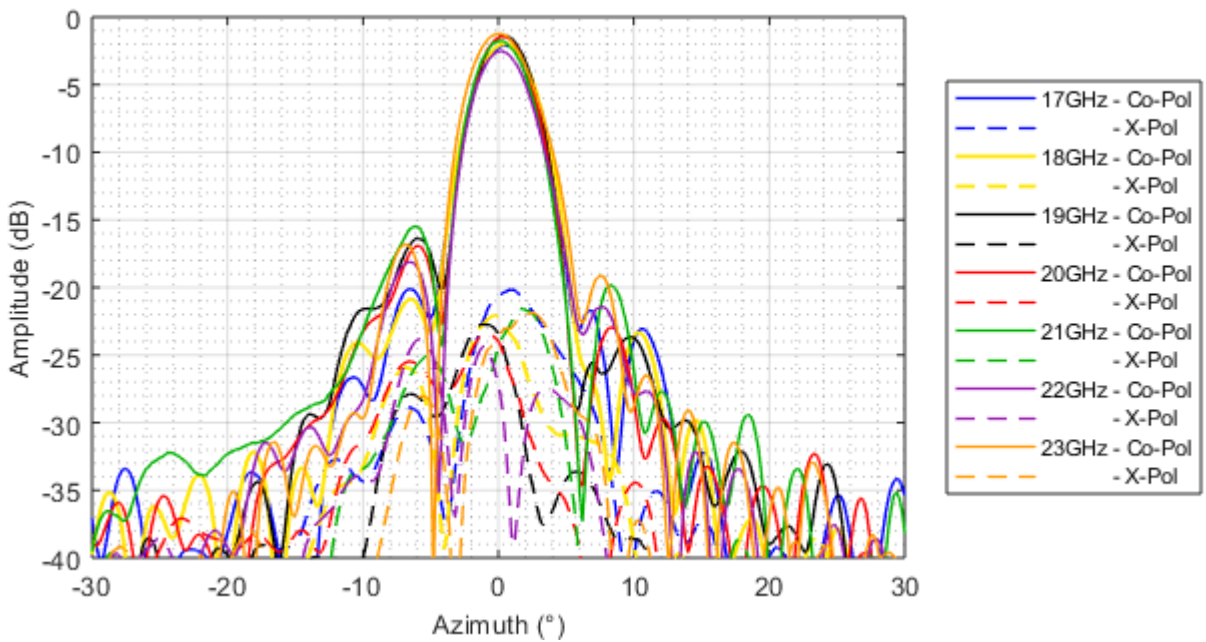
(a) En $\phi = 0^{\circ}$ (b) En $\phi = 90^{\circ}$ Figure 4.53 Diagrammes de rayonnement mesurés du *RT3*

Tableau 4.14 Résultats des mesures du $RT3$ dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Nul		
	Position	Directivité	Profondeur
17GHz	-6.0°	-23 dB	-20.7 dB
18GHz	-6.0°	-30.2 dB	-28.25 dB
19GHz	-5.3°	-26.8 dB	-25.05 dB
20GHz	-5.7°	-29.2 dB	-28.05 dB
21GHz	-6.4°	-29 dB	-27.9 dB
22GHz	-6.4°	-30 dB	-27.6 dB
23GHz	-6.0°	-40 dB	-38.7 dB

Tableau 4.15 Comparaisons des mesures du $RT3$ et du $RT1$ dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Perte d'amplitude par rapport au $RT1$	Largeur de faisceau où $D > D_{RT1}$
17GHz	+ 0.9 dB	2.6°
18GHz	- 0.75 dB	0°
19GHz	- 0.15 dB	0°
20GHz	+ 1.35 dB	2.75°
21GHz	- 0.1 dB	0°
22GHz	+ 0.2 dB	0.95°
23GHz	+ 1.9 dB	3.6°

Les Tableaux 4.13 et 4.14 regroupent les caractéristiques de rayonnement mesurées du $RT3$ et le Tableau 4.15 compare les résultats des mesures du $RT1$ et du $RT3$.

Les largeurs de faisceaux mesurées sont donc plus importantes que les largeurs de faisceaux simulées, alors qu'en parallèle le gain du $RT3$ par rapport au $RT1$ n'est pas toujours supérieur. Effectivement, les fréquences à 18GHz et 19GHz du $RT3$ présentent une amplitude de gain plus faible que le $RT1$, comme l'avait suggéré les simulations, mais l'amplitude en gain à 21GHz s'est également détériorée. En moyenne de 17GHz à 23GHz, le $RT3$ introduit une hausse de gain de +0.48 dB par rapport au $RT1$.

D'autre part, le niveau de la polarisation croisée est légèrement au-dessus de celui estimé lors des simulations, avec un niveau quasiment toujours inférieur à plus de 20 dB par rapport à la polarisation principale.

En outre, le nul s'est déplacé par rapport aux résultats de simulation, pour se positionner quasiment exactement à la valeur théorique de $\theta = -6^\circ$. De surcroît, la profondeur du nul s'est accrue, engendrant une différence d'au moins -20 dB avec le maximum, et voire même une différence d'au moins -25 dB en excluant la fréquence à 17GHz. La théorie prévoyant la synthèse d'un nul à $\theta = -6^\circ$ pour une directivité inférieure à 23.5 dB du maximum a donc été honorée pour quasiment toute la bande de fréquences. Il est également intéressant de noter que le nul le plus profond ne se forme pas à $\theta = -6^\circ$ mais à $\theta = +6^\circ$, contrairement au résultat initial prévu dans [1].

De plus, si l'intervalle de -10° à -5° est considéré, il semble évident que l'annulation d'interférences serait beaucoup plus aisée avec l'utilisation de cette distribution de déphaseurs, c'est à dire avec ce réseau transmetteur. La comparaison est d'autant plus évidente lorsque le patron de rayonnement initial, soit du *RT1*, est pris en compte, tel que sur la Figure 4.44 à 19GHz. Dans le cas d'annulation d'interférences, le *RT3* présente donc un avantage par rapport au *RT1*, même si cela implique d'augmenter le niveau des lobes secondaires.

Les résultats réels sont donc en très bonne concordance avec les résultats initiaux théoriques, indiquant de bonnes performances du *RT3* sur la bande de 18GHz à 23GHz, voire même de 17GHz à 23GHz. Nonobstant, il peut être souligné que même si les simulations sous ANSYS-HFSS permettent de conjecturer sur d'éventuels résultats, les approximations effectuées ne permettent pas d'obtenir une grande précision des résultats, et conséquemment les résultats réels semblent un peu diverger.

4.5.2 $RT3$ avec Rohacell

Dans un second temps, le $RT3$ a été ré-examiné en introduisant des supports de Rohacell entre les couches. Des simulations ont donc été réalisées, suivies de mesures réelles du réseau transmetteur.

Résultats de simulation

Les Figures 4.54, 4.55, 4.56 et 4.57 exhibent les résultats de simulations du $RT3$ obtenus avec l'introduction de Rohacell entre les couches. Les résultats pour les autres fréquences sont disponibles en Annexe G.

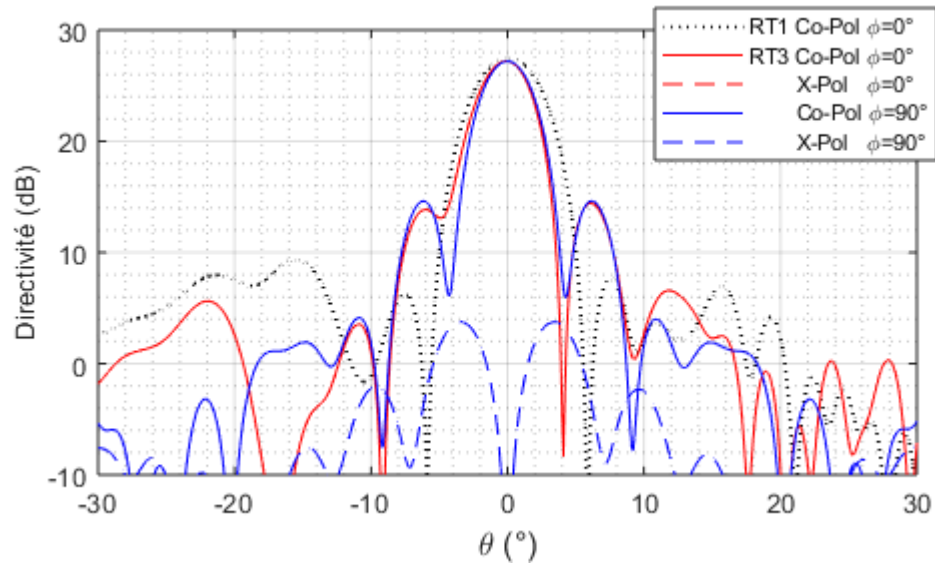


Figure 4.54 Diagramme de rayonnement du $RT3$ avec l'introduction de Rohacell à 18GHz

Tableau 4.16 Résultats des simulations du $RT3$ avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 21GHz

Fréquence	Directivité	Largeur de faisceau	SLL	X-Pol	Efficacité	Gain
17GHz	25.5 dB	4.3°	-8.45 dB	<-30 dB	82.54%	21.05 dB
18GHz	27.2 dB	3.85°	-12.8 dB	<-25 dB	84.88%	22.92 dB
19GHz	27.6 dB	3.55°	-9.3 dB	<-25 dB	85.47%	23.59 dB
20GHz	27.65 dB	3.3°	-8.3 dB	<-25 dB	89.73%	24.81 dB
21GHz	28.6 dB	3.35°	-10.6 dB	<-25 dB	86.82%	24.83 dB

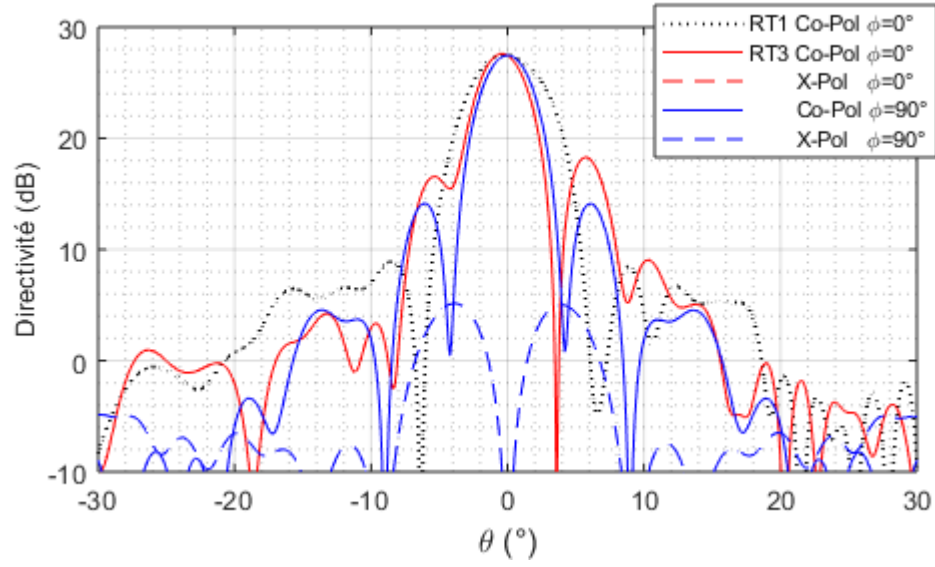


Figure 4.55 Diagramme de rayonnement du *RT3* avec l'introduction de Rohacell à 19GHz

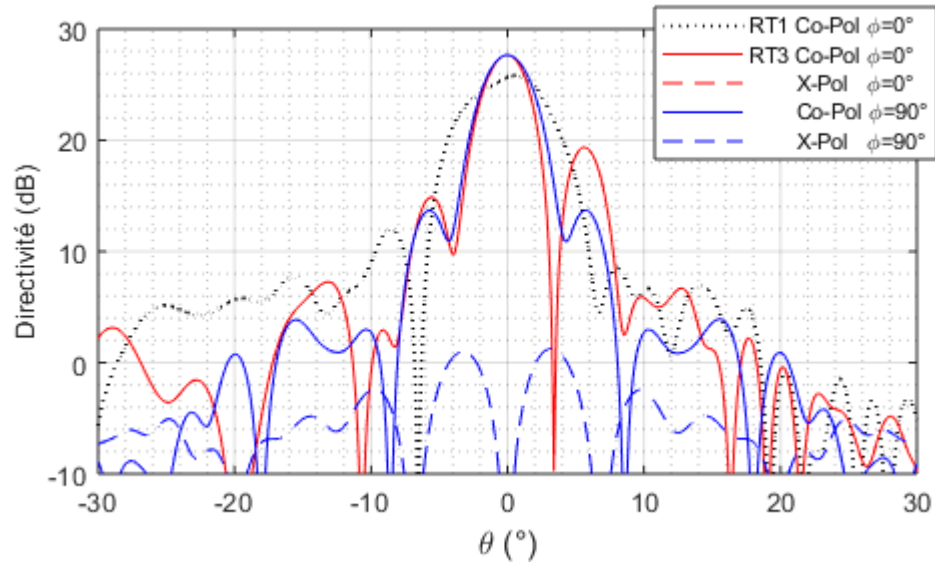
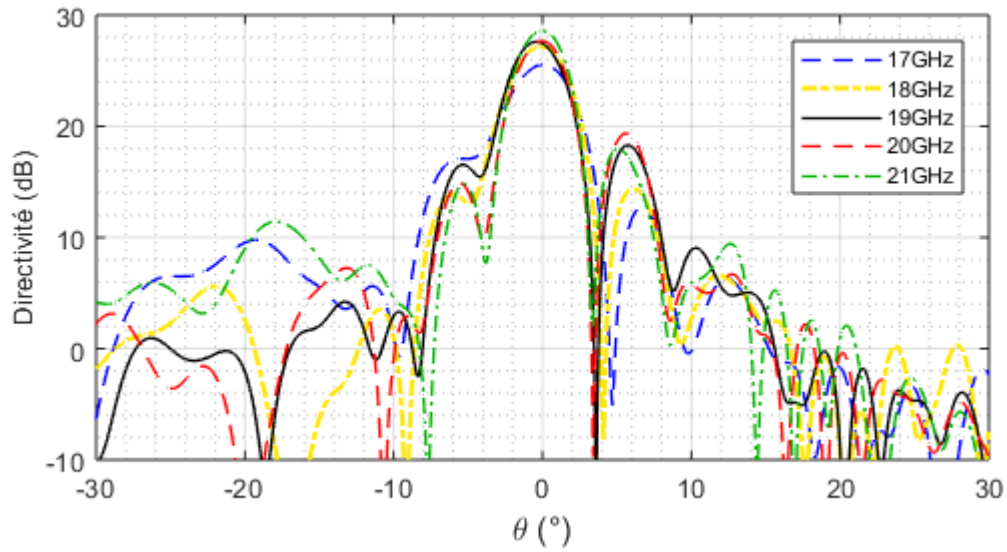
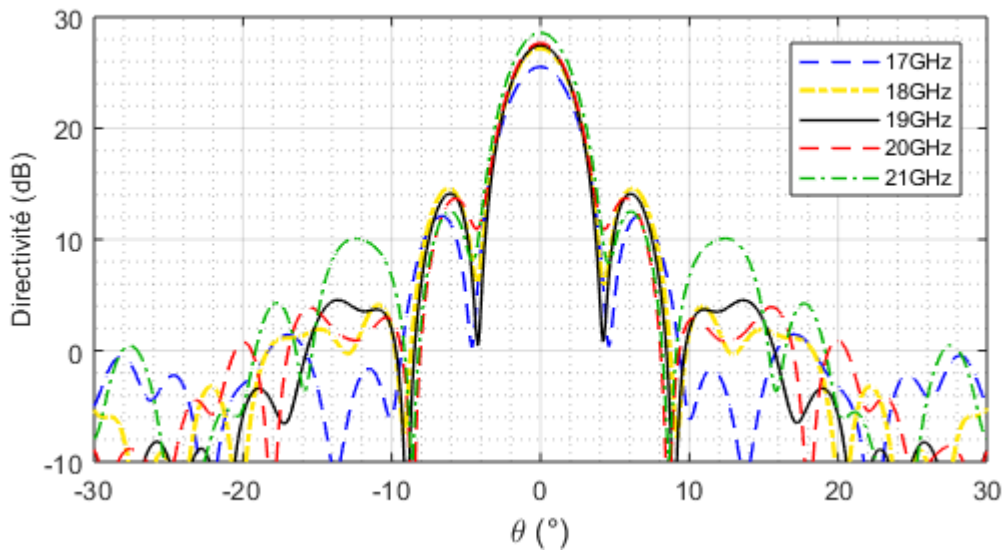


Figure 4.56 Diagramme de rayonnement du *RT3* avec l'introduction de Rohacell à 20GHz

(a) En $\phi = 0^\circ$ (b) En $\phi = 90^\circ$ Figure 4.57 Diagrammes de rayonnement de la composante co-polarisée du *RT3* avec Rohacell

Les caractéristiques du *RT3* sont regroupées dans les Tableaux 4.16 et 4.17, dont l'introduction de Rohacell a légèrement atténué les performances. La directivité et l'efficacité de rayonnement ont été détériorées, induisant des gains supposés compris entre 21 dB et 25 dB représentant ainsi une perte moyenne de plus de -2 dB. La position des zéros a été légèrement décalée par rapport aux résultats du *RT3* sans Rohacell, et se situe désormais aux alentours de $\theta = -4.3^\circ$ dans un intervalle de moins 1° .

De plus, les profondeurs des nuls n'atteignent pas l'objectif fixé de -23.5 dB, avec un minimum à la fréquence 17GHz pour laquelle la profondeur est seulement de -8.4 dB.

En outre, le niveau de polarisation croisée est toujours au moins 25 dB inférieur au niveau de la polarisation principale, tandis que le niveau des lobes secondaires est toujours élevé avec un minimum de -8.3 dB à 20 GHz.

Tableau 4.17 Résultats des simulations du *RT3* dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 21GHz

Fréquence	Nul		
	Position	Directivité	Profondeur
17GHz	-4.6°	17.1 dB	-8.4 dB
18GHz	-4.9°	13.0 dB	-14.2 dB
19GHz	-4.4°	15.4 dB	-12.2 dB
20GHz	-4.0°	9.7 dB	-17.95 dB
21GHz	-3.8°	7.6 dB	-21 dB

Tableau 4.18 Comparaisons des simulations du *RT3* avec Rohacell et du *RT1* avec Rohacell pour les fréquences de 17GHz à 21GHz

Fréquence	Perte d'amplitude par rapport au <i>RT1</i>	Largeur de faisceau où $D > D_{RT1}$
17GHz	-0.7 dB	0°
18GHz	-0.3 dB	0°
19GHz	+0.1 dB	0.6°
20GHz	+1.85 dB	2.6°
21GHz	+5.4 dB	4.2°

Une comparaison entre le *RT1* avec Rohacell et le *RT3* avec Rohacell est réalisée dans le Tableau 4.18. Encore une fois, outre les fréquences à 17GHz et à 18GHz, la directivité du *RT3* est égale ou supérieure à la directivité du *RT1*, et s'accompagne d'une légère diminution de la largeur de faisceau. De la même manière, les fréquences à 17GHz et 18GHz, présentant une directivité du *RT1* supérieure à celle du *RT3*, ne respectent pas l'objectif de directivité plus élevée que le faisceau de référence sur un cône de 2°.

Résultats des tests

Subséquentement, le Rohacell a été introduit entre les couches du *RT3* afin de réaliser les mesures du système.

Les Figures 4.58, 4.59, 4.60 et 4.61 exhibent les diagrammes de rayonnement du *RT3* avec Rohacell. L'amplitude en gain a été normalisée par rapport au système cornet-réflecteur à la même fréquence. Les résultats des autres fréquences sont disponibles en Annexe G.

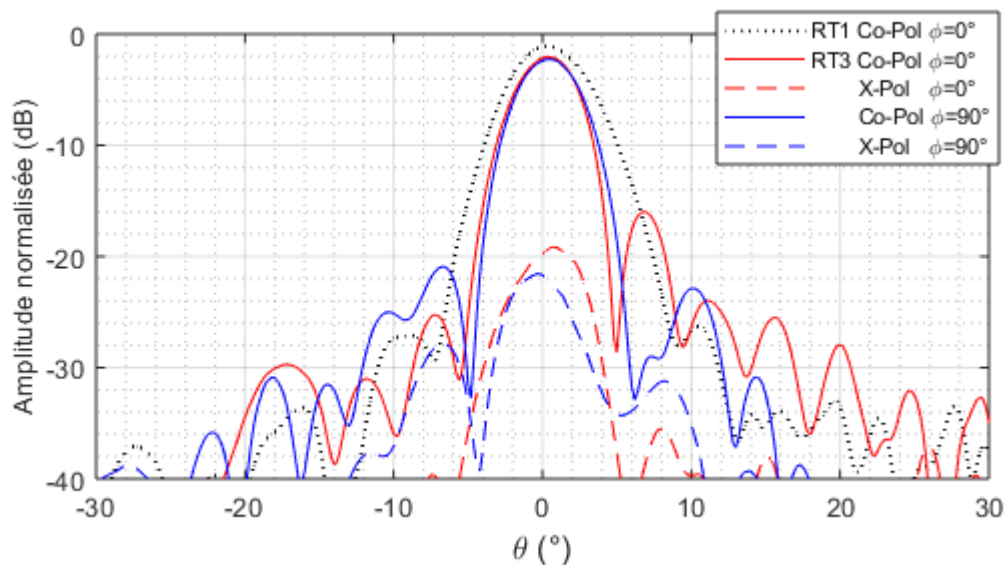


Figure 4.58 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* avec Rohacell à 18GHz

Tableau 4.19 Résultats des mesures du *RT3* avec Rohacell dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Perte d'amplitude du Gain	Largeur de faisceau	SLL	X-Pol
17GHz	-1.9 dB	3.55°	-17.3 dB	<-18 dB
18GHz	-2.05 dB	4.2°	-13.95 dB	<-19 dB
19GHz	-2.05 dB	3.8°	-12.25 dB	<-20 dB
20GHz	-1.4 dB	4.05°	-12.2 dB	<-20 dB
21GHz	-0.9 dB	4.3°	-13.6 dB	<-19 dB
22GHz	-2.5 dB	4.2°	-10.3 dB	<-20 dB
23GHz	-1.3 dB	4.7°	-14.7 dB	<-19 dB

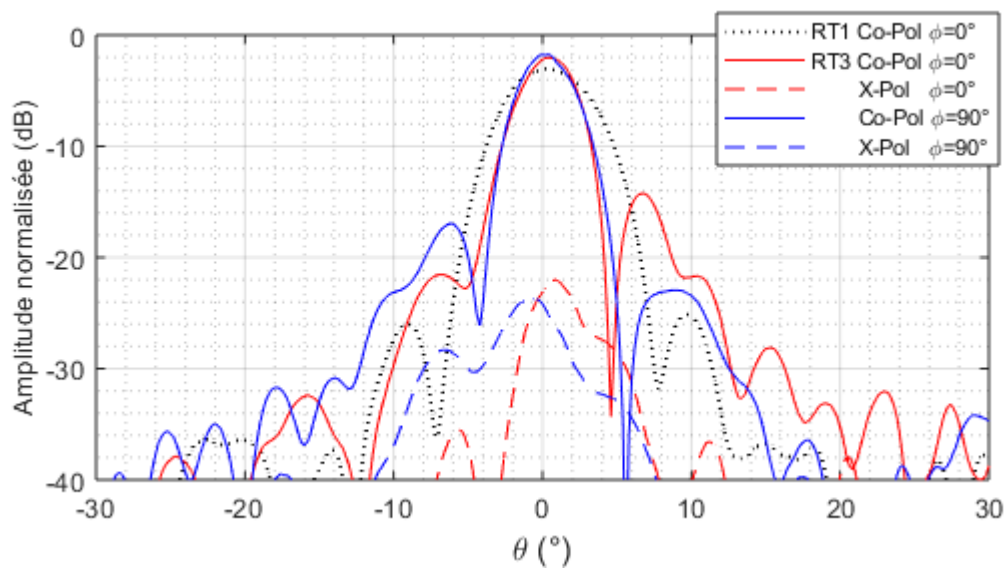


Figure 4.59 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* avec Rohacell à 19GHz

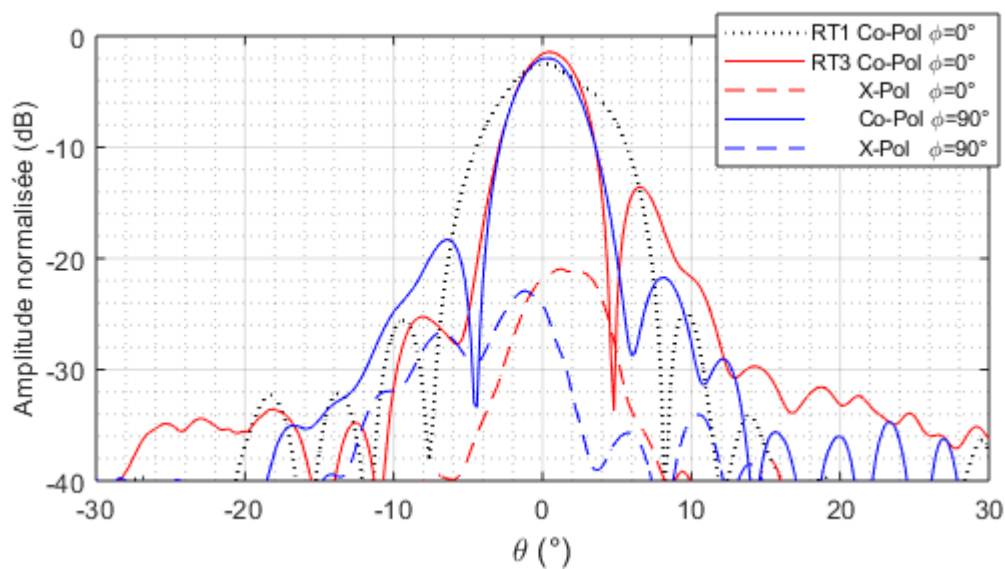


Figure 4.60 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* avec Rohacell à 20GHz

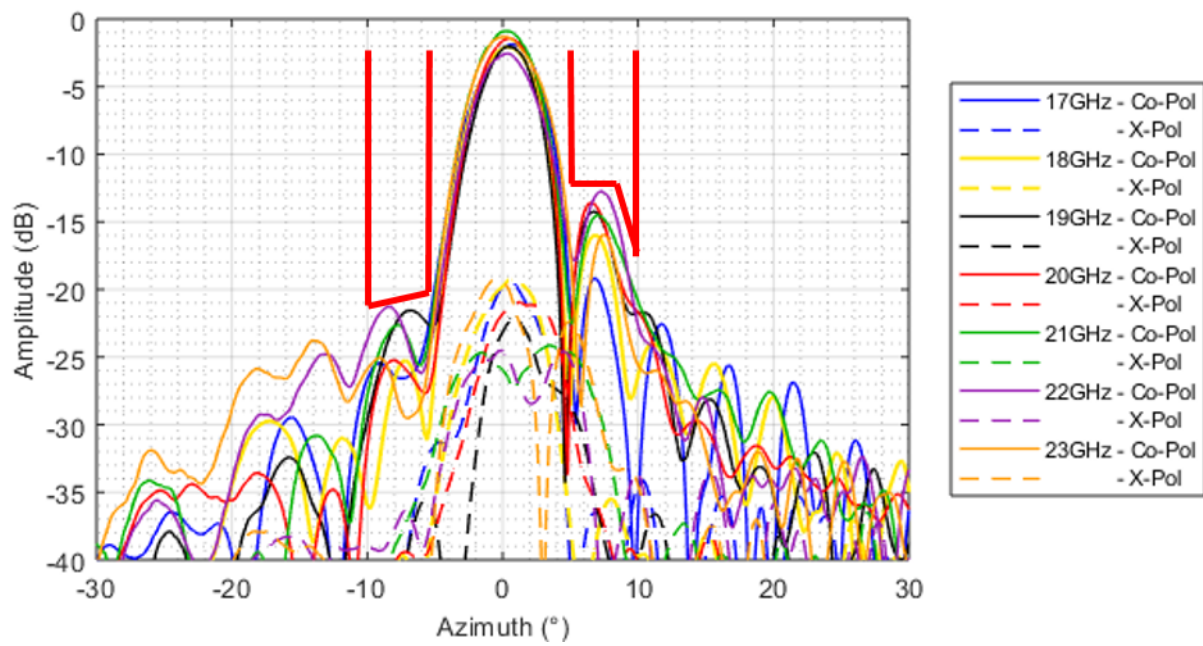
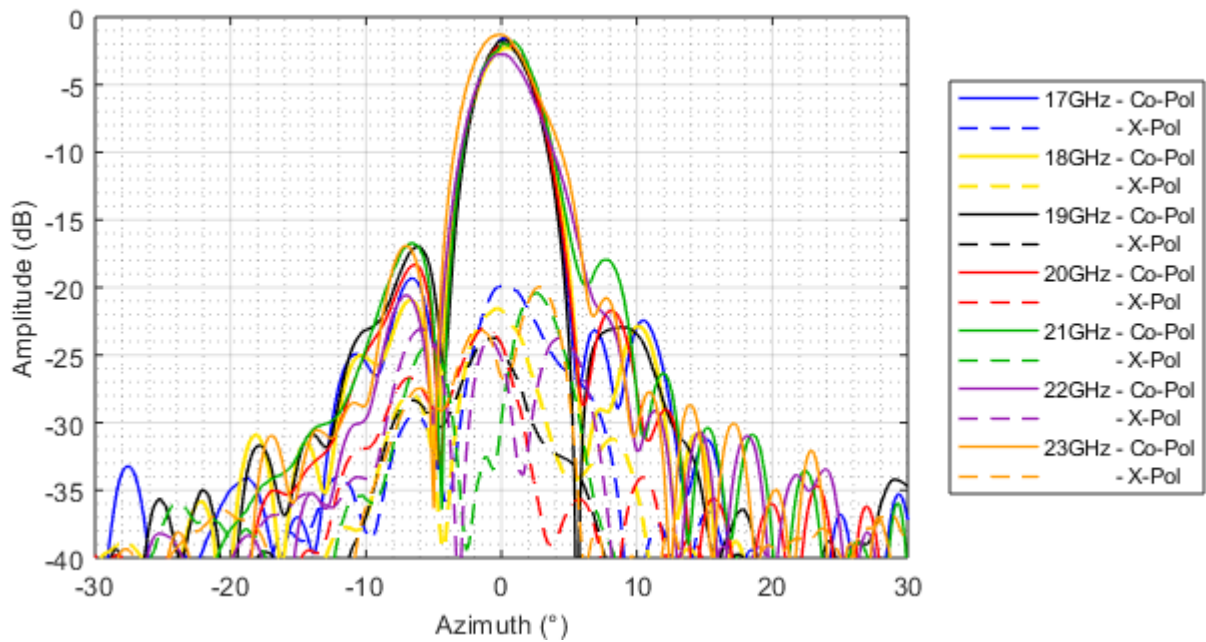
(a) En $\phi = 0^{\circ}$ (b) En $\phi = 90^{\circ}$ Figure 4.61 Diagrammes de rayonnement mesurés du $RT3$ avec Rohacell

Tableau 4.20 Résultats des mesures du $RT3$ avec Rohacell dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Nul		
	Position	Directivité	Profondeur
17GHz	-6.5°	-26 dB	-24.1 dB
18GHz	-5.6°	-31.1 dB	-29.05 dB
19GHz	-5.2°	-22.8 dB	-20.75 dB
20GHz	-5.7°	-27.8 dB	-26.4 dB
21GHz	-6.1°	-25.6 dB	-24.7 dB
22GHz	-6.0°	-26.2 dB	-23.7 dB
23GHz	-6.5°	-29.2 dB	-27.9 dB

Tableau 4.21 Comparaisons des mesures du $RT3$ avec Rohacell et du $RT1$ avec Rohacell dans le plan E pour les fréquences de 17GHz à 23GHz

Fréquence	Perte d'amplitude par rapport au $RT1$	Largeur de faisceau où $D > D_{RT1}$
17GHz	+ 1.4 dB	3.15°
18GHz	- 0.95 dB	0°
19GHz	+ 0.95 dB	2.3°
20GHz	+ 1.05 dB	2.5°
21GHz	- 1.3 dB	0°
22GHz	+ 2.4 dB	3.7°
23GHz	+ 4.0 dB	3.85°

Les Tableaux 4.19 et 4.17 rassemblent les performances du $RT3$ avec Rohacell, tandis que le Tableau 4.21 confronte les caractéristiques du $RT1$ avec Rohacell à celles du $RT3$ avec Rohacell.

Les résultats des mesures indiquent un élargissement du faisceau par rapport aux simulations menées. Le nul se positionne à nouveau à sa position théorique initiale, c'est à dire à $\theta = -6^\circ$ en moyenne. Cependant, le niveau de polarisation croisée est plus élevé que celui que suggérait les simulations, avec une différence minimum de seulement -18 dB.

L'introduction de Rohacell diminue très peu la directivité du réseau et ne modifie quasiment pas la largeur de faisceau. Parallèlement, la position du nul reste inchangée pour la bande de fréquences, tout comme le niveau de polarisation croisée. Le niveau des lobes secondaires n'a pas non plus subi de changements notables avec un niveau minimal de -10.3 dB à 22GHz, contre un niveau minimal de -10.4 dB à la même fréquence sans Rohacell. Conséquemment, l'effet du Rohacell semble mineur pour ce réseau.

Pour la majorité des fréquences, l'amplitude du *RT3* avec Rohacell est supérieure à l'amplitude du *RT1* et permet d'atteindre le cône de 2° souhaité, hormis pour les fréquences à 18GHz et 21GHz. En outre, comme il a été souligné précédemment, le nul est de nouveau aux alentours de $\theta = -6^\circ$ avec une directivité au moins inférieure à -20 dB au maximum, voire même -24 dB outre la fréquence à 19GHz.

Si l'intervalle de -10° à -5° est à nouveau considéré, il semble toujours très efficace d'utiliser le *RT3* dans le but d'atténuer des interférences sur cette plage de valeur en azimuth. Évidemment, le niveau des lobes secondaires est augmenté dû à la re-direction de la puissance du faisceau, mais un tel réseau semble avantageux pour l'annulation d'interférences à une position définie.

Conclusion

L'analyse du *RT3* a permis de mettre en lumière des discordances entre les résultats de simulation sous HFSS et les résultats réels obtenus après des mesures en chambre anéchoïque. Ainsi, les résultats réels semblent révéler des performances très proches des objectifs assignés lors de la conception initiale sous le logiciel GRASP, alors que les simulations sous HFSS projetaient des résultats plus différents, et notamment sur l'emplacement des zéros. Il faut néanmoins rappeler que les simulations sous HFSS ont été réalisées sous l'hypothèse que le réflecteur se trouvait dans le champ lointain du système cornet-RT. Outre cela, l'introduction des cadres de Rohacell semble avoir un impact mineur sur le fonctionnement de ce réseau. Les résultats mesurés ont démontré de bonnes performances et semblent permettre l'atténuation des interférences à la position choisie. Tel qu'illustré en Figure 4.62, l'utilisation d'un tel réseau transmetteur présente donc un avantage par rapport à un faisceau focalisé, tel que le permet le *RT1*, dans le cas d'annulation d'interférences, même si cela implique d'augmenter le niveau des lobes secondaires.

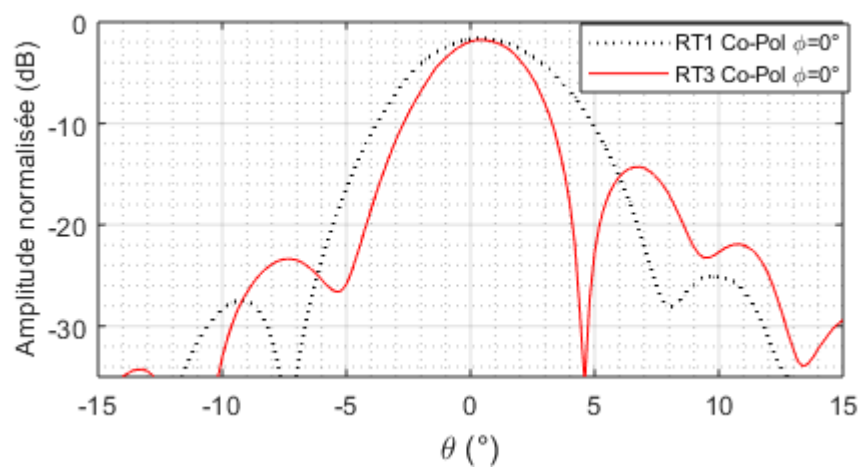


Figure 4.62 Diagrammes de rayonnement mesurés du système complet du *RT1* et du *RT3* à 19GHz

4.6 Conclusion

Le travail de thèse entrepris par le docteur Nematollahi [1] visait la fabrication d'un système d'antenne à réflecteur reconfigurable basé sur l'utilisation de réseaux transmetteurs pour des applications satellites en bande K. La conception de ces réseaux transmetteurs assurerait la reconfigurabilité passive souhaitée. La bibliothèque de cellules unitaires développée dans le chapitre précédent devait alors permettre la création d'une multitude de diagramme de rayonnement.

Ce chapitre s'appliquait conséquemment à valider le concept des réseaux transmetteurs en tant que sous-système d'antenne permettant la reconfigurabilité. En premier lieu, le principe d'opération du montage et les méthodes d'analyse ont été éclaircis. Les simulations sous le logiciel HFSS-Ansys sont donc réalisées en deux temps, d'une part la simulation de la partie cornet-RT, et d'autre part la simulation de la partie réflecteur.

Ensuite l'examen de trois réseaux transmetteurs a été conduit. Le premier réseau transmetteur, le *RT1*, permet la re-focalisation du faisceau principal, et a servi de référence de comparaison. Les réseaux transmetteurs 2 et 3, *RT2* et *RT3*, permettent respectivement la formation d'un faisceau elliptique et la formation d'un zéro proche du lobe principal d'un faisceau focalisé.

Les analyses ont mis en lumière les discordances qu'il pouvait exister entre les résultats conjecturés par les simulations et les résultats réels obtenus en chambre anéchoïque. Les résultats réels semblent ainsi révéler des performances plus proches des objectifs préalablement définis lors de la conception des réseaux transmetteurs sous GRASP [1]. Néanmoins, les simulations réalisées sous HFSS impliquaient l'approximation plaçant le réflecteur dans le champ lointain du système cornet-RT, et ne pouvaient conséquemment aboutir à des résultats exacts. Ainsi, les résultats du *RT3* permettent par exemple de valider l'utilisation d'un tel réseau dans le cas de recherche d'atténuation d'interférences à une position définie.

Par ailleurs, l'introduction de Rohacell engendre principalement une légère diminution du gain, accompagnée par l'élargissement du faisceau principal, dus aux erreurs de phases engendrées.

Finalement, les résultats des réseaux transmetteurs conçus sont proches des résultats initiaux souhaités et permettent de valider le concept des réseaux transmetteurs en tant que sous-système d'antenne reconfigurable.

CHAPITRE 5 CONCLUSIONS

L'objectif de ce mémoire était de concevoir un système d'antenne reconfigurable basé sur l'utilisation de réseaux transmetteurs.

Un système capable d'intégrer une fonction de reconfigurabilité en rayonnement dans un montage conventionnel d'antenne à réflecteur avait été élaboré dans [1]. Un tel dispositif présenterait alors des avantages non négligeables au niveau des coûts et de la difficulté par rapport aux techniques actuelles. Cette solution pourrait être utilisée dans des scénarios de changements de couvertures prédéterminées, et ce vers un grand nombre de couvertures choisies puisqu'une pluralité de diagrammes de rayonnement serait réalisable.

Plusieurs réseaux transmetteurs avaient été conçus théoriquement et la principale finalité était conséquemment de les fabriquer puis de les tester afin de valider leurs performances en tant que sous-système d'antenne. Le fonctionnement des réseaux transmetteurs reposant sur les cellules unitaires les constituant, l'élaboration d'une bibliothèque de cellules unitaires performantes était d'abord nécessaire.

5.1 Synthèse des travaux

La recherche menée durant ce projet de maîtrise s'intéressait au concept utilisant des réseaux transmetteurs dans un système d'antenne à réflecteur afin de parvenir à la reconfigurabilité en rayonnement de l'antenne. Un tel mécanisme pourrait ainsi permettre des changements de couvertures prédéterminées durant les missions du satellite en orbite.

Le travail effectué a d'abord été consacré à l'élaboration, et plus exactement à l'optimisation, d'une bibliothèque de cellules unitaires. Les 9 états de phase, couvrant 360° , ont ainsi été optimisés pour la bande de fréquences de 17GHz à 23GHz. La conception initiale a été reprise afin de prendre en compte les caractéristiques réelles du substrat, dont notamment les pertes diélectriques dans le Rohacell qui n'étaient pas adaptées à la fréquence, et les pertes dans le cuivre qui n'avaient pas été comptabilisées. La largeur de bande des cellules constituant le facteur restrictif des performances d'après la littérature, une attention particulière lui a été attribuée. Ainsi, des largeurs de bande à 1 dB et 3 dB de 8.5% et 14.7% respectivement ont été atteintes, permettant de qualifier ces cellules de larges bandes. En outre, avec des compensations sur les états de phase limitant, des largeurs de bande de 11.6% et 19.2% à 1 dB et 3 dB respectivement sont atteintes. De plus, une étude sous incidence oblique a pu valider l'efficacité des cellules unitaires pour toute position dans la géométrie du montage

final.

Ultérieurement, la validation expérimentale des cellules unitaires a été réalisée grâce à la fabrication d'un réseau *Beam-tilt*. L'observation des différentes phases des cellules unitaires séparées par des sauts de 40° a confirmé les performances des cellules, tout comme l'obtention du diagramme de rayonnement exposant bien la déviation de faisceau attendue.

Finalement, la bibliothèque de cellules unitaires conçue présente de faibles pertes et un contrôle de phase couvrant 360° , permettant conséquemment la génération d'un grand nombre de réseaux transmetteurs et donc d'une diversité de diagrammes de rayonnement. La bibliothèque de cellules présentent des pertes un peu élevées que la bibliothèque présentée dans [1], mais présente *a priori* des résultats plus proches de la réalité.

Subséquent, trois réseaux transmetteurs ont été étudiés afin de valider leur utilisation en tant que sous-système d'antenne à réflecteur. Le premier réseau transmetteur, le *RT1*, permet la re-focalisation du faisceau principal, et a servi de référence de comparaison. Les réseaux transmetteurs 2 et 3, *RT2* et *RT3*, permettent respectivement la formation d'un faisceau elliptique et la formation d'un zéro proche du lobe principal d'un faisceau focalisé. Les analyses ont mis en lumière les discordances qu'il pouvait exister entre les résultats conjecturés par les simulations et les résultats réels obtenus en chambre anéchoïque. Les résultats réels semblent ainsi révéler des performances plus proches des objectifs définis initialement lors de la conception des réseaux transmetteurs sous GRASP. Par exemple, la position du nul dans le *RT3* a bien été mesurée à $\theta = -6^\circ$, comme le prétendait la conception initiale, tandis que les simulations avec Ansys-HFSS projetaient le nul à $\theta = -4^\circ$. Il faut néanmoins garder à l'esprit que les résultats obtenus par les simulations HFSS ne pouvaient représenter qu'une approximation, compte tenu de l'hypothèse initiale retenue, plaçant le réflecteur parabolique dans le champ lointain du système cornet-RT.

D'autre part, pour pallier à la variation d'espacements entre les couches, des supports de Rohacell ont été introduits entre celles-ci. Cette addition a principalement engendré une légère diminution de la directivité, accompagnée de l'élargissement du faisceau principal.

Finalement, les mesures des réseaux transmetteurs fabriqués ont présenté des résultats proches des résultats souhaités initialement lors de la conception et permettent donc de valider l'utilisation des réseaux transmetteurs en tant que sous-système d'antenne reconfigurable.

Une nouvelle conception d'antenne réflecteur reconfigurable basée sur l'utilisation de réseaux transmetteurs a donc été présentée et validée expérimentalement. Un tel système pourrait conséquemment permettre des solutions d'antennes plus légères, moins coûteuses et moins complexes que les solutions existantes actuellement.

5.2 Limitations de la solution proposée

Néanmoins, des limitations de la solution proposée doivent être soulignées. Effectivement en premier lieu, il convient de noter que des pertes d'amplitudes non négligeables apparaissent pour certains réseaux transmetteurs à certaines fréquences. Ainsi, la bande de fréquences visée de 17GHz à 23GHz, ne présente pas toujours des résultats optimaux selon les réseaux transmetteurs. Ces différences de performances des réseaux peuvent être liées aux performances des cellules unitaires elles-mêmes, évidemment positionnées différemment selon le diagramme souhaité donc selon le réseau.

Ces différences peuvent également s'expliquer par le fait que le substrat utilisé n'est pas rigide et induit conséquemment des ondulations non désirables du réseau. Des modifications des performances des cellules unitaires dues aux espacements entre les couches surviennent alors. En effet, mis en lumière lors de l'étude des tolérances d'espacements entre les couches du substrat, des variations minimales engendrent des changements notables.

Par conséquent, un tel système d'antenne semblerait trop fragile pour pouvoir convenir à des applications satellites pour le moment. Une robustesse de la part des couches du réseau et de leur maintien serait donc nécessaire pour s'adapter au marché spatial et aux conditions requises.

En outre, les divergences obtenues entre les résultats de simulations et les résultats de mesures empêchent une éventuelle optimisation des résultats à partir de changements de position des cellules unitaires. Les éventuelles modifications du réseau devraient alors être fabriquées puis testées afin d'accéder aux résultats réels, ce qui exigerait un temps considérable ainsi qu'une utilisation abusive des matériaux.

Par ailleurs, une limitation du projet peut être relevée concernant la reconfiguration passive du système d'antenne. En effet, la reconfiguration passive signifie que toute variation de couverture du système d'antenne doit avoir été prévue préalablement afin qu'un réseau transmetteur spécifique ait été conçu. Cette condition limite en conséquence le nombre de reconfigurations possibles, d'une part du fait que toutes les possibilités ne peuvent être conçues préalablement, et d'autre part du fait que le système hypothétique mécanique permettant la reconfiguration ne pourrait *a priori* pas contenir des centaines de réseaux transmetteurs.

5.3 Améliorations futures

Plusieurs pistes d'améliorations s'inscrivant dans la continuité de ce projet pourraient être proposées.

Tout d'abord, un autre substrat plus rigide pourrait être examiné pour le support des cellules unitaires. Alternativement, l'insertion d'un matériau entre les couches, comme le Rohacell, pourrait être envisagé mais devrait être réalisé sur l'ensemble de la surface de cellules, et conséquemment avoir nécessité une optimisation dans cette forme physique.

D'autre part, la comparaison des résultats de simulations menées sur différents logiciels pourrait permettre de mieux estimer les résultats réels et donc de pouvoir optimiser les surfaces de cellules des réseaux pour aboutir à des résultats optimaux.

Enfin, la reconfigurabilité du système repose sur l'interchangeabilité des réseaux entre eux et nécessiterait conséquemment le développement d'un tel système mécanique. Cette réalisation constituerait l'étape finale de la création d'un système d'antenne reconfigurable basé sur l'utilisation de réseaux transmetteurs.

RÉFÉRENCES

- [1] H. Nematollahi. *Études sur la reconfigurabilité d'antennes à réflecteur basée sur l'utilisation de réseaux transmetteurs*. PhD thesis, École Polytechnique de Montréal, Aout 2016.
- [2] G. Washington, Hwan-Sik Yoon, M. Angelino, and W. H. Theunissen. Design, modeling, and optimization of mechanically reconfigurable aperture antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(5) :628–637, May 2002.
- [3] L. Schreider, R. Chiniard, S. Depeyre, and J. Brossier. Earth deck antenna providing coverage flexibility. In *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, pages 1–4, June 2012.
- [4] A. Abdelrahman, F. Yang, A. Elsherbeni, and P. Nayeri. *Analysis and Design of Transmitarray Antennas*. 2016.
- [5] A. H. Abdelrahman, P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang. Design of single-feed multi-beam transmitarray antennas. In *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 1264–1265, July 2014.
- [6] A. K. Maini and V. Agrawal. *Satellite Technology : Principles and Applications*. 2nde Edition edition, 2011.
- [7] T. Kitsuregawa. *Advanced Technology in Satellite Communication Antennas. Electrical Mechanical Design*. 1990.
- [8] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, and M. Bellanger. *Les Antennes. Théorie, conception et applications*. 2009.
- [9] V. J. Leonidas. *Antenna engineering handbook*. 4th Edition edition, 2007.
- [10] D. Schaubert. Frequency-agile polarization diversity microstrip antennas and frequency scanned arrays, Jan. 1983.
- [11] J. K. Smith. Reconfigurable aperture antenna (RECAP), 1999.
- [12] R. A. Monzingo, R. L. Haupt, and T. W. Miller. *Introduction to adaptive arrays*. Scitech Publishiing, INC, Raleigh, NC, 2nd Edition edition, 2011.
- [13] D. Guha and Y. M. M. Antar. *Microstrip and Printed Antennas : New Trends, Techniques and Applications*. Wiley, 2011.
- [14] W. L. Stutzman and G. A. Thiele. *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, Inc, 3rd edition edition, 2013.

- [15] L. Boccia. *Space Antenna Handbook*. John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [16] J. Constantine, Y. Tawk, and C.G. Christodoulou. *Design of Reconfigurable Antennas Using Graph Models. Synthesis Lectures on Antennas*. 2013.
- [17] J.T. Bernhard. *Reconfigurable Antennas*. 2007.
- [18] Sudhakar Rao, Minh Tang, Chih-Chien Hsu, and Jim Wang. Advanced antenna technologies for satellite communication payloads. In *First European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–6, Nov 2006.
- [19] F. B. Gross. *Frontiers in Antennas : Next Generation Design Engineering*. McGraw-Hill, New York ;Toronto, 2011.
- [20] K. C. Hwang and Hyo J. Eom. Slot array antenna using a rectangular waveguide partially filled with a ferrite slab. In *IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, 2006.*, pages 412–415, March 2006.
- [21] C. H. Chen and D. Peroulis. Liquid rf mems wideband reflective and absorptive switches. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(12) :2919–2929, Dec 2007.
- [22] J. T. Bernhard. Reconfigurable antennas and apertures : state of the art and future outlook, 2003.
- [23] N. Hisamatsu. *Low-profile natural and metamaterial antennas : analysis methods and applications*. 2016.
- [24] G. M. Rebeiz and J. B. Muldavin. Rf mems switches and switch circuits. *IEEE Microwave Magazine*, 2(4) :59–71, Dec 2001.
- [25] R. George, C. R. S. Kumar, and S. A. Gangal. Design of series rf mems switches suitable for reconfigurable antenna applications. In *2017 International Conference on Circuit ,Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, pages 1–5, April 2017.
- [26] X. Li. *Multiple-Input Multiple-Output Communications Systems Using Reconfigurable Antennas*. PhD thesis, École Polytechnique de Montréal, April 2015.
- [27] L. Dussopt L. Petit and J. Laheurte. MEMS-switched parasitic-antenna array for radiation pattern diversity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54 :2624–2631, 2006.
- [28] R. Mahameed, N. Sinha, M. Pisani, and G. Piazza. Dual beam actuation of piezoelectric air rf mems switchesmonolithically integrated with air contour-mode resonators. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 18(10), October 2008.

- [29] A. A. Ibrahim, A. Batmanov, and E. P. Burte. Design of reconfigurable antenna using rf mems switch for cognitive radio applications. In *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*, pages 369–376, May 2017.
- [30] C. D. Nikolopoulos, A. T. Baklezos, and C. N. Capsalis. *Wideband, Multiband, and Smart Reconfigurable Antennas for Modern Wireless Communications*, chapter Chapter 7 : Reconfigurable antennas : Theory and techniques - a survey, pages 203–236. IGI Global, 2015.
- [31] P.J.B. Clarricoats and H. Zhou. The design and performance of a reconfigurable mesh reflector antenna. In *1991 Seventh International Conference on Antennas and Propagation, ICAP 91 (IEE)*, pages 322–325 vol.1, Apr 1991.
- [32] R. C. Brown, P. Clarricoats, and Z. Hai. The performance of a prototype reconfigurable mesh reflector for spacecraft antenna applications. In *1989 19th European Microwave Conference*, pages 874–878, Sept 1989.
- [33] P.J.B. Clarricoats, H. Zhou, and A. Monk. Electronically controlled reconfigurable reflector antenna. In *Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*, pages 179–181 vol.1, June 1991.
- [34] C. Cappellin and K. Pontoppidan. Feasibility study and sensitivity analysis for a reconfigurable dual reflector antenna. In *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 2017–2021, March 2009.
- [35] R. J. Mailloux. *Phased Array Antenna Handbook*. 2nd Edition edition, 2005.
- [36] S. Applebaum. Adaptive arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 24(5) :585–598, Sep 1976.
- [37] B. Widrow and J. McCool. A comparison of adaptive algorithms based on the methods of steepest descent and random search. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 24(5) :615–637, Sep 1976.
- [38] D. DiFonzo, P. Karmel, and A. Atia. A multiple shaped beam reconfigurable satellite antenna. In *1979 Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 17, pages 457–460, June 1979.
- [39] R. M. Sorbello, P. R. Karmel, and R. W. Gruner. Feed array and beam forming network design for a reconfigurable satellite antenna. In *1980 Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 18, pages 78–81, June 1980.
- [40] L. Josefsson and P. Persson. *Conformal Array Antenna Theory and Design*. 2006.
- [41] Y. Wang, T. Wan, and B. Yang. Design of a pattern reconfigurable antenna with single patch base on butler matrix feeding network. In *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 2194–2196, March 2017.

- [42] Y. Tawk, J. Costantine, A. H. Ramadan, K. Y. Kabalan, and C. G. Christodoulou. A reconfigurable feeding network. In *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, pages 1534–1536, April 2014.
- [43] H. M. Lee. Pattern reconfigurable micro-strip patch array antenna using switchable feed-network. In *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 2017–2020, Dec 2010.
- [44] John Huang and Jose Antonio Encinar. *Recent and Future Applications*, pages 320–. Wiley-IEEE Press, 2008.
- [45] D. Berry, R. Malech, and W. Kennedy. The reflectarray antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 11(6) :645–651, Nov 1963.
- [46] J. Huang. Analysis of a microstrip reflectarray antenna for microspacecraft applications, February 1995.
- [47] H Richard Phelan. Spiraphase reflectarray for multitarget radar. *Microwave journal*, 20 :67, 1977.
- [48] C.S. Malagisi. Microstrip disc element reflect array. In *EASCON '78; Electronics and Aerospace Systems Convention*, pages 186–192, 1978.
- [49] JP Montgomery. A microstrip reflectarray antenna element. In *Annales d'Astrophysique*, 1978.
- [50] R. E. Munson, H. A. Haddad, and J. Hanlen. Microstrip reflectarray antenna for satellite communication and radar cross-section enhancement or reduction, Aug. 1987.
- [51] J. Huang. Microstrip reflectarray. In *Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*, pages 612–615 vol.2, June 1991.
- [52] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni. Single-feed multi-beam reflectarray antennas. In *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, July 2010.
- [53] P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang. Radiation analysis approaches for reflectarray antennas [antenna designer’s notebook]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 55(1) :127–134, Feb 2013.
- [54] F. Yang. Progress in reflectarray antenna research : From enhanced frequency features to advanced radiation capabilities. In *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 2484–2487, April 2013.
- [55] A. Z. Elsherbeni, P. Nayeri, and F. Yang. Reflectarray antennas for space applications. In *2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pages 362–365, Sept 2012.

- [56] J. A. Encinar. Analysis and design of dual frequency reflectarrays using microstrip stacked patches of variable size. In *1996 26th European Microwave Conference*, volume 1, pages 221–224, Sept 1996.
- [57] C. Tienda, M. Arrebola, J. A. Encinar, and G. Toso. Analysis of parabolic reflectarray in dual-reflector configuration. In *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, April 2010.
- [58] G. Perez-Palomino, M. Barba, J. A. Encinar, R. Cahill, R. Dickie, and P. Baine. Liquid crystal based beam scanning reflectarrays and their potential in satcom antennas. In *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 3428–3431, March 2017.
- [59] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar. X-band reflectarray antenna with switching-beam using pin diodes and gathered elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(12) :5700–5708, Dec 2012.
- [60] P. De Vita, A. Di Maria, A. Freni, G. L. Dassano, P. Pirinoli, and R. E. Zich. Design, optimization and analysis of broadband reflectarray antennas. In *2007 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pages 1070–1072, Sept 2007.
- [61] M. Beccaria, P. Pirinoli, M. Orefice, and P. di Torino. Design and analysis of reflectarray antennas printed on curved surfaces. In *2016 IEEE Sixth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, pages 238–241, July 2016.
- [62] J. Huang, C. Han, and K. Chang. A cassegrain offset-fed dual-band reflectarray. In *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 2439–2442, July 2006.
- [63] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, and Kai Chang. A c/ka dual frequency dual layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(11) :2871–2876, Nov 2004.
- [64] John Huang and A. Fera. Inflatable microstrip reflectarray antennas at x and ka-band frequencies. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with : USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.99CH37010)*, volume 3, pages 1670–1673 vol.3, July 1999.
- [65] J. Huang. Capabilities of printed reflectarray antennas. In *Proceedings of International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 131–134, Oct 1996.
- [66] C. Apert, T. Koleck, P. Dumon, T. Dousset, and C. Renard. Erasp : A new reflectarray antenna for space applications. In *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, Nov 2006.

- [67] J. Huang. Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest*, volume 1, pages 582–585 vol.1, June 1995.
- [68] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii. Reconfigurable patch antennas for steerable reflectarray applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(5) :1388–1392, May 2006.
- [69] D. Sievenpiper, J. Schaffner, R. Loo, G. Tandon, S. Ontiveros, and R. Harold. A tunable impedance surface performing as a reconfigurable beam steering reflector. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(3) :384–390, Mar 2002.
- [70] J. O. McSpadden, Lu Fan, Kai Chang, and John Huang. Ka-band beam steering reflectarray study. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with : USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.99CH37010)*, volume 3, pages 1662–1665 vol.3, July 1999.
- [71] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, and R. Gillard. A steerable reflectarray antenna with mems controls. In *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003.*, pages 494–499, Oct 2003.
- [72] O. Bayraktar, O. A. Civi, and T. Akin. Beam switching reflectarray monolithically integrated with rf mems switches. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(2) :854–862, Feb 2012.
- [73] R. Sorrentino, R. V. Gatti, and L. Marcaccioli. Recent advances on millimetre wave reconfigurable reflectarrays. In *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 2527–2531, March 2009.
- [74] M. H. Dahri, M. H. Jamaluddin, M. I. Abbasi, and M. R. Kamarudin. A review of wideband reflectarray antennas for 5g communication systems. *IEEE Access*, 5 :17803–17815, 2017.
- [75] H. Rajagopalan and Y. Rahmat-Samii. Loss quantification for microstrip reflectarray : Issue of high fields and currents. In *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, July 2008.
- [76] H. Rajagopalan and Y. Rahmat-Samii. On the reflection characteristics of a reflectarray element with low-loss and high-loss substrates. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 52(4) :73–89, Aug 2010.
- [77] S. H. Hsu, C. Han, J. Huang, and K. Chang. An offset linear-array-fed ku/ka dual-band reflectarray for planet cloud/precipitation radar. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(11) :3114–3122, Nov 2007.

- [78] F. Venneri, S. Costanzo, and G. Di Massa. Bandwidth behavior of closely spaced aperture-coupled reflectarrays. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012, 2012.
- [79] M. R. Chaharmir, J. Shaker, N. Gagnon, and D. Lee. Design of broadband, single layer dual-band large reflectarray using multi open loop elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(9) :2875–2883, Sept 2010.
- [80] F. S. Johansson. A new planar grating-reflector antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 38(9) :1491–1495, Sep 1990.
- [81] D. Zhou, C. Zhang, S. Gao, T. Chaloun, W. Menzel, and V. Ziegler. New multi-layer millimetre-wave folded reflectarray antennas for satellite communications. In *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 821–824, March 2012.
- [82] W. Menzel, D. Pilz, and M. Al-Tikriti. Millimeter-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 44(3) :24–29, Jun 2002.
- [83] J. A. Zornoza, R. Leberer, J. A. Encinar, and W. Menzel. Folded multilayer microstrip reflectarray with shaped pattern. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(2) :510–518, Feb 2006.
- [84] D. Pilz and W. Menzel. Folded reflectarray antenna. *Electronics Letters*, 34(9) :832–833, Apr 1998.
- [85] C. Menudier and T. Koleck. Potentialities of reflector antennas with reflectarray feeds for reconfigurable coverage. In *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, June 2009.
- [86] M. Zawadzki and J. Huang. Integrated rf antenna and solar array for spacecraft application. In *Proceedings 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology (Cat. No.00TH8510)*, pages 239–242, 2000.
- [87] E. Carrasco and J. Perruisseau-Carrier. Reflectarray antenna at terahertz using graphene. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12 :253–256, 2013.
- [88] B. Ratni, A. de Lustrac, G. P. Piau, and S. N. Burokur. Active metasurface for a reconfigurable reflectarray antenna. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 2071–2072, July 2017.
- [89] K. Nadaud, R. Gillard, E. Fourn, C. Borderon, and H. W. Gundel. A triple-slot active reflectarray cell using a ferroelectric capacitor. In *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–4, May 2015.

- [90] P. Alizadeh, A. S. Andy, C. Parini, and K. Z. Rajab. A reconfigurable reflectarray antenna in ka-band using optically excited silicon. In *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–5, April 2016.
- [91] W. E. Kock. Path-length microwave lenses. *Proceedings of the IRE*, 37(8) :852–855, Aug 1949.
- [92] J. Mazotta, M. DeLisio, and Jung-Chih Chiao. Quasi-optical discrete beam steering grids. In *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.99CH36282)*, volume 4, pages 1825–1828 vol.4, June 1999.
- [93] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang. Transmission phase limit of multilayer frequency-selective surfaces for transmitarray designs. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(2) :690–697, Feb 2014.
- [94] M. Li, M. A. Al-Joumayly, and N. Behdad. Broadband true-time-delay microwave lenses based on miniaturized element frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(3) :1166–1179, March 2013.
- [95] C. C. Cheng and A. Abbaspour-Tamijani. Study of 2-bit antenna ndash ;filter ndash ;antenna elements for reconfigurable millimeter-wave lens arrays. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(12) :4498–4506, Dec 2006.
- [96] C. c. Cheng, A. Abbaspour-Tamijani, and C. Birtcher. Millimeter-wave beam-steering using an array of reconfigurable antenna-filter-antenna elements. In *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 449–452, June 2006.
- [97] Y. Zhang, R. Mittra, and W. Hong. On the synthesis of a flat lens using a wide-band low-reflection gradient-index metamaterial. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 25(16) :2178 – 2187, 2011.
- [98] S. Kamada, N. Michishita, and Y. Yamada. Metamaterial lens antenna using dielectric resonators for wide angle beam scanning. In *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, July 2010.
- [99] P. P. de la Torre and M. Sierra-Castaner. Design of a 12 ghz transmit-array. In *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 2152–2155, June 2007.
- [100] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier. Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control : A review. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(1) :183–198, Jan 2014.
- [101] M. Wang, S. Xu, F. Yang, and M. Li. Design of a ku-band 1-bit reconfigurable transmitarray with 16 x00d7;16 slot coupled elements. In *2017 IEEE International Sym-*

- posium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 1991–1992, July 2017.
- [102] J. Luo, F. Yang, S. Xu, and M. Li. A 1-bit double-layer square slot element for reconfigurable transmitarray design. In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pages 641–642, June 2016.
 - [103] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen. Design of a reconfigurable transmit-array at x-band frequencies. In *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, pages 1–4, June 2012.
 - [104] W. M. Hassan. Multilayer graphene-only transmitarray antenna (mgot) for terahertz applications. In *2017 34th National Radio Science Conference (NRSC)*, pages 43–48, March 2017.
 - [105] E. Erdil, K. Topalli, N. S. Esmailzad, Ö. Zorlu, H. Kulah, and O. Aydın Civi. Reconfigurable nested ring-split ring transmitarray unit cell employing the element rotation method by microfluidics. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(3) :1163–1167, March 2015.
 - [106] M. Li and N. Behdad. Fluidically tunable frequency selective/phase shifting surfaces for high-power microwave applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(6) :2748–2759, June 2012.
 - [107] B. J. Lei, A. Zamora, T. F. Chun, A. T. Ohta, and W. A. Shiroma. A wideband, pressure-driven, liquid-tunable frequency selective surface. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(9) :465–467, Sept 2011.
 - [108] A. H. Abdelrahman, P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang. Bandwidth improvement methods of transmitarray antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(7) :2946–2954, July 2015.
 - [109] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen. Reconfigurable transmit-array antenna with multiple focal sources. In *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, pages 2308–2312, April 2014.
 - [110] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt. Characterization of dual-band dual-linearly polarized transmitarray antennas. In *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 121–124, Oct 2017.
 - [111] F. Diaby, A. Clemente, L. Di Palma, L. Dussopt, K. Pham, E. Fourn, and R. Sauleau. Linearly-polarized electronically reconfigurable transmitarray antenna with 2-bit phase resolution in ka-band. In *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pages 1295–1298, Sept 2017.

- [112] Fei-Ran Yang, Kuang-Ping Ma, Yongxi Qian, and T. Itoh. A uniplanar compact photonic-bandgap (uc-pbg) structure and its applications for microwave circuit. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(8) :1509–1514, Aug 1999.
- [113] Y. Ge, C. Lin, and Y. Liu. Broadband folded transmitarray antenna based on an ultrathin transmission polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pages 1–1, 2018.
- [114] S. H. Ramazannia Tuloti, P. Rezaei, and F. Tavakkol Hamedani. High-efficient wideband transmitarray antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(5) :817–820, May 2018.
- [115] E. Erfani, S. O. Tatu, M. Niroo-Jazi, and S. Safavi-Naeini. A millimeter-wave transmitarray antenna. In *2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, pages 1–2, July 2016.

ANNEXE A Étude des tolérances d'espacements entre les couches du substrat

Résultats des simulations des variations d'espacements entre les couches du substrat pour toutes les cellules unitaires 2 à 9.

Les variations d'espacements des couches ont été simulées symétriquement par rapport aux couches intérieures pour un δ variant de -0.6mm à 0.6mm.

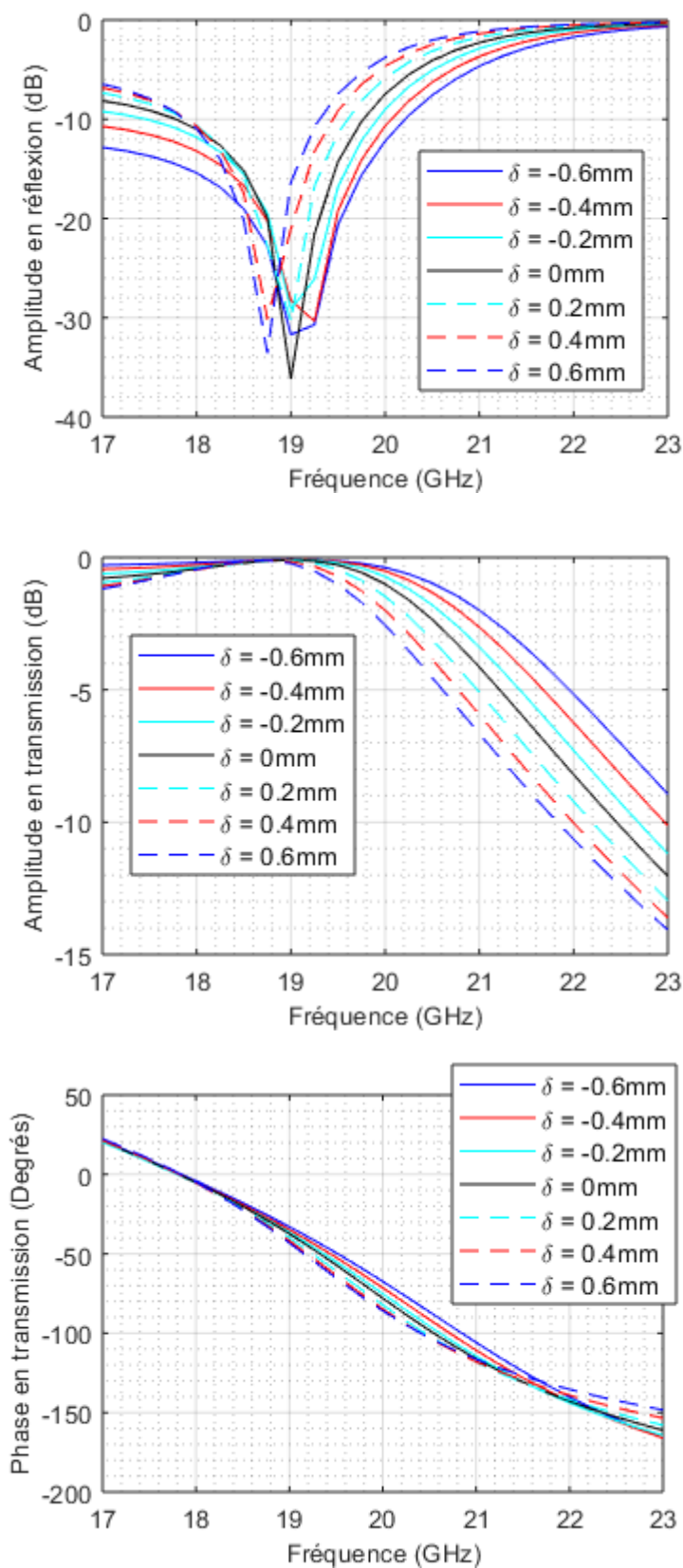


Figure A.1 Paramètres S de la cellule unitaire 2 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

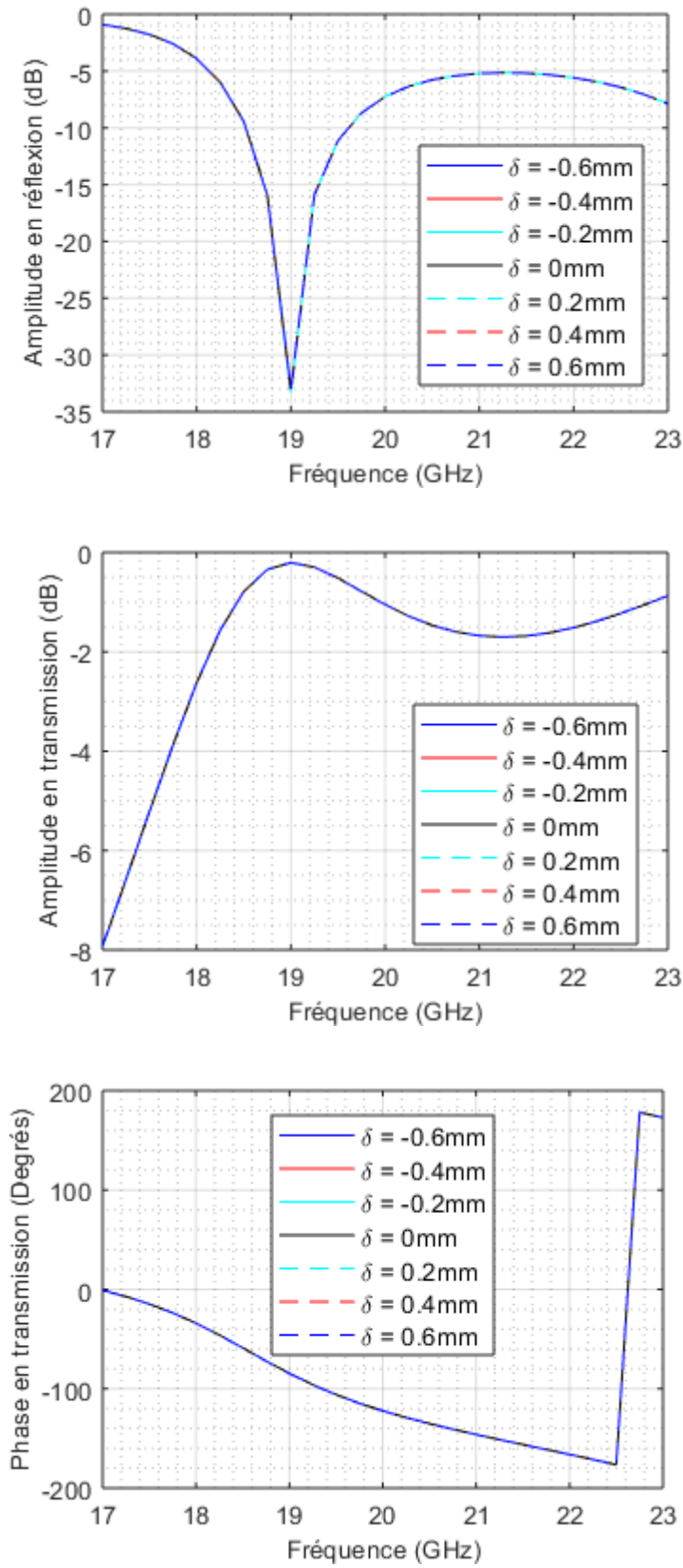


Figure A.2 Paramètres S de la cellule unitaire 3 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

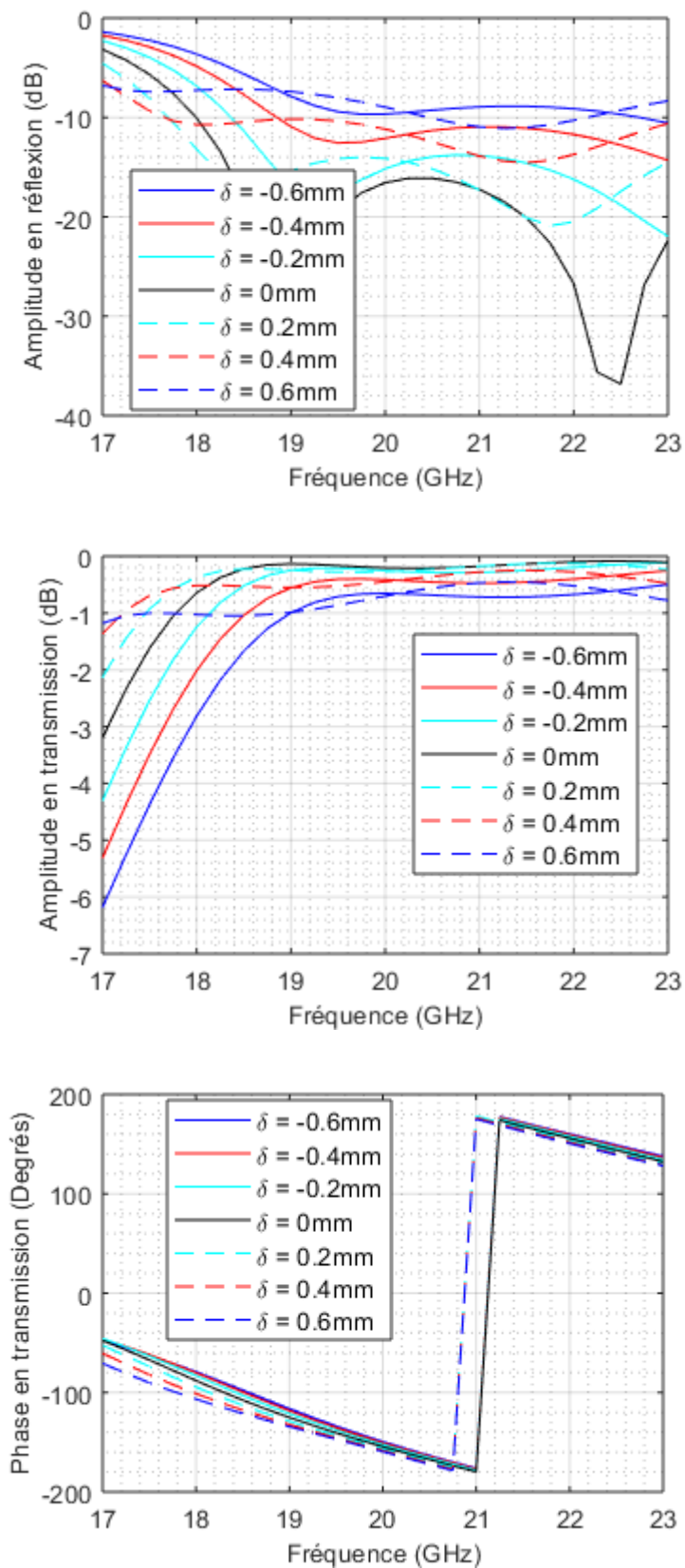


Figure A.3 Paramètres S de la cellule unitaire 4 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

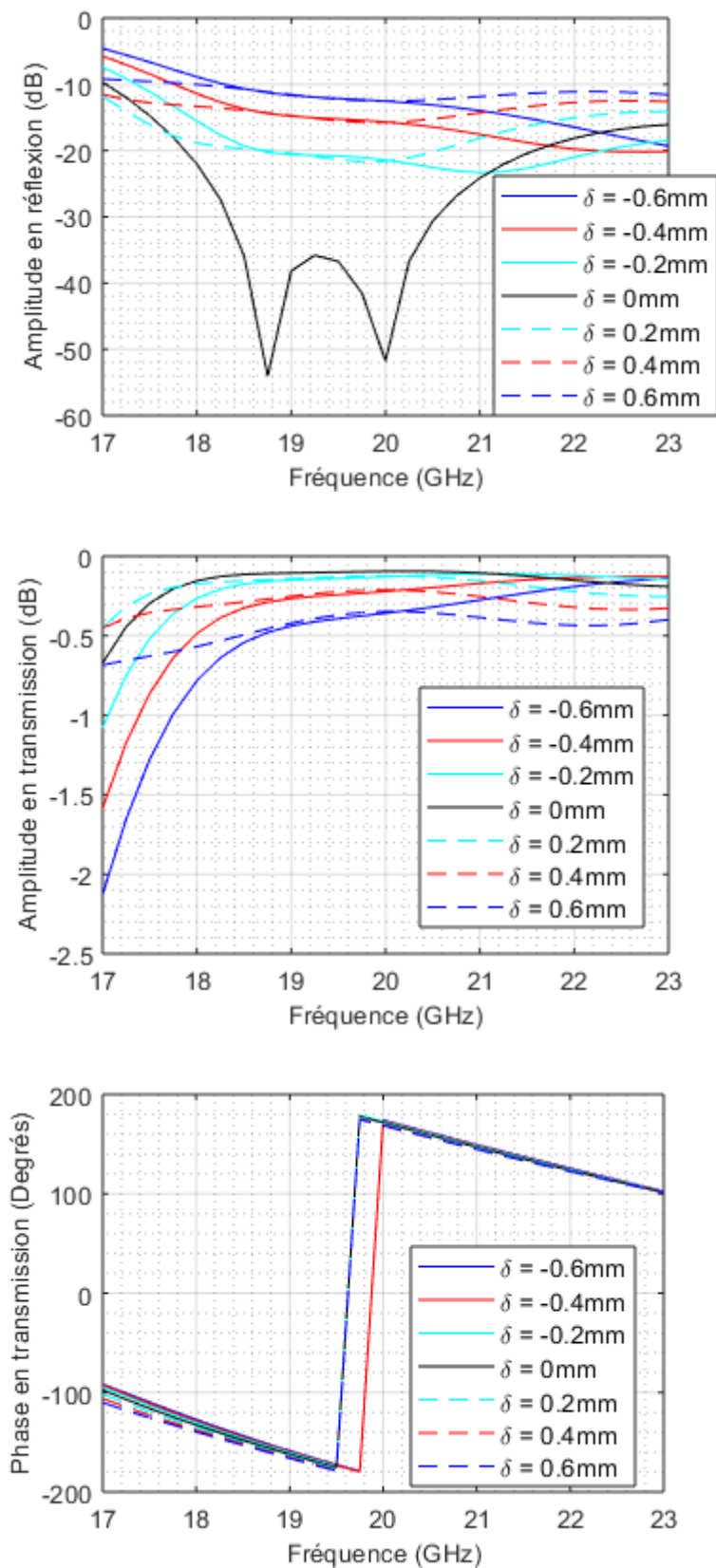


Figure A.4 Paramètres S de la cellule unitaire 5 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

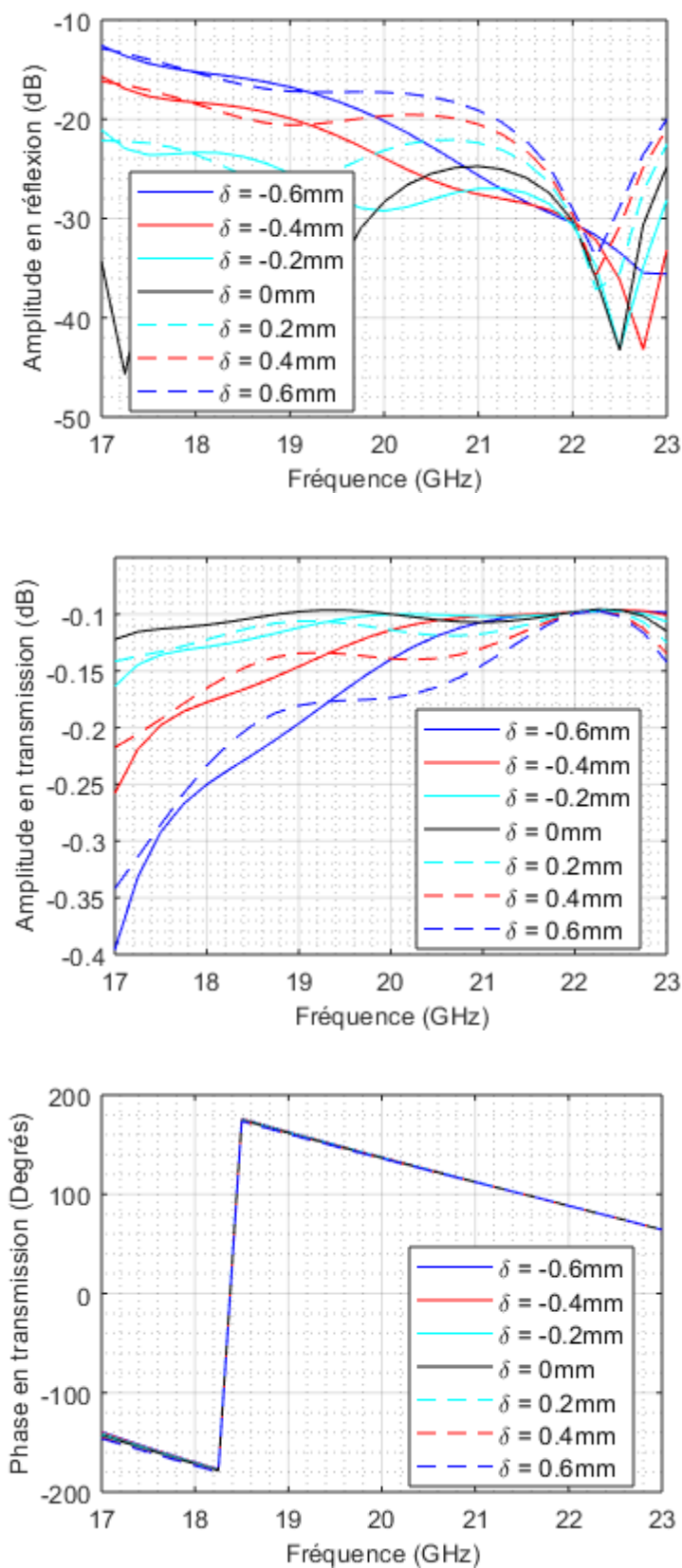


Figure A.5 Paramètres S de la cellule unitaire 6 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

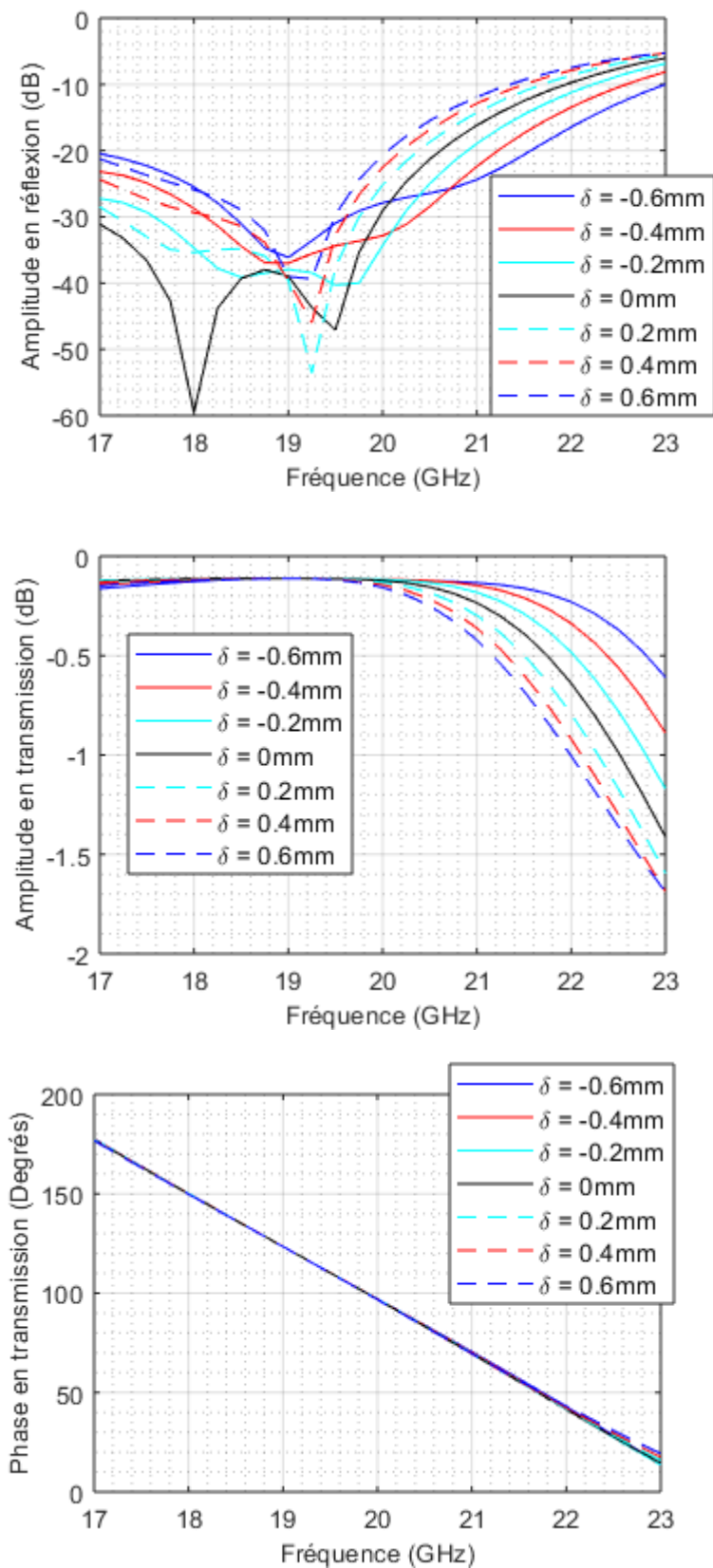


Figure A.6 Paramètres S de la cellule unitaire 7 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

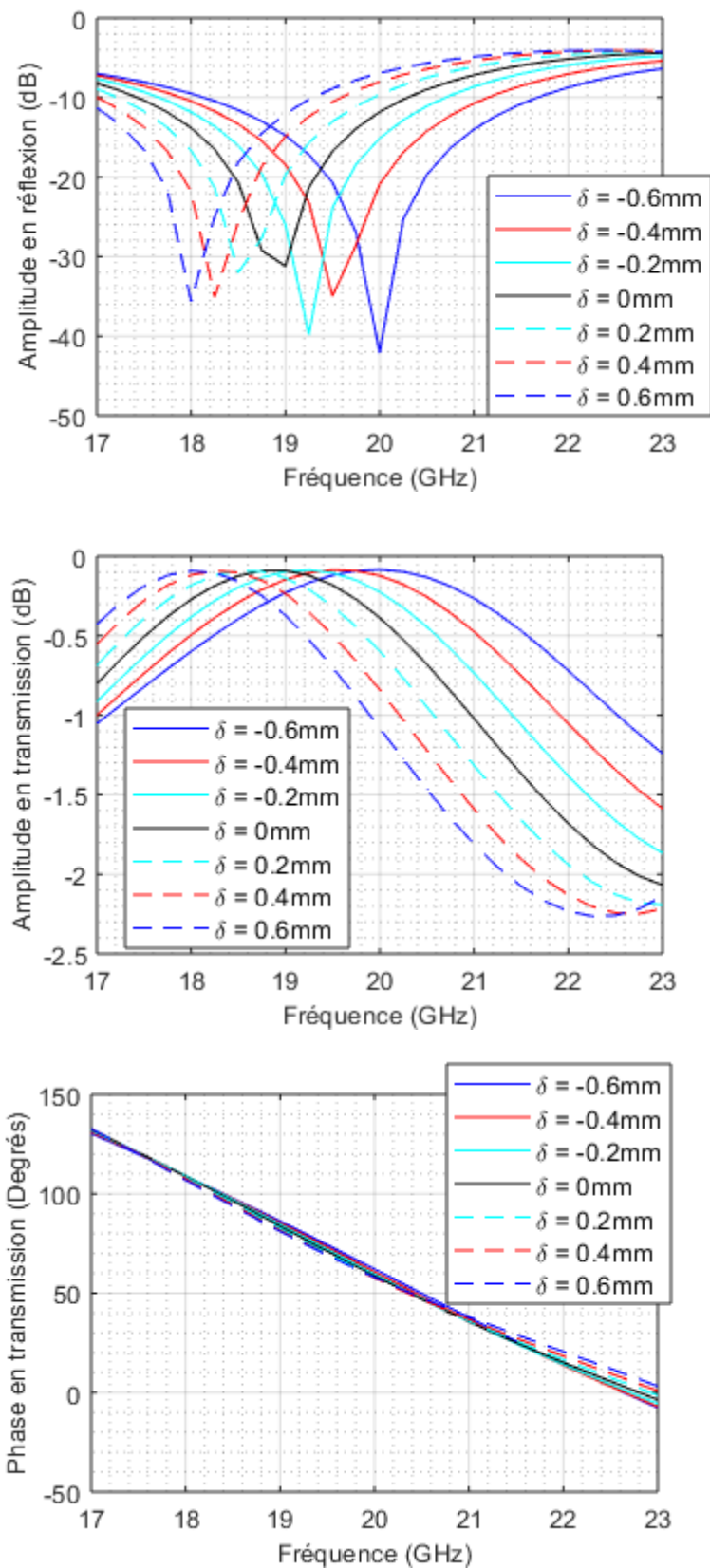


Figure A.7 Paramètres S de la cellule unitaire 8 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

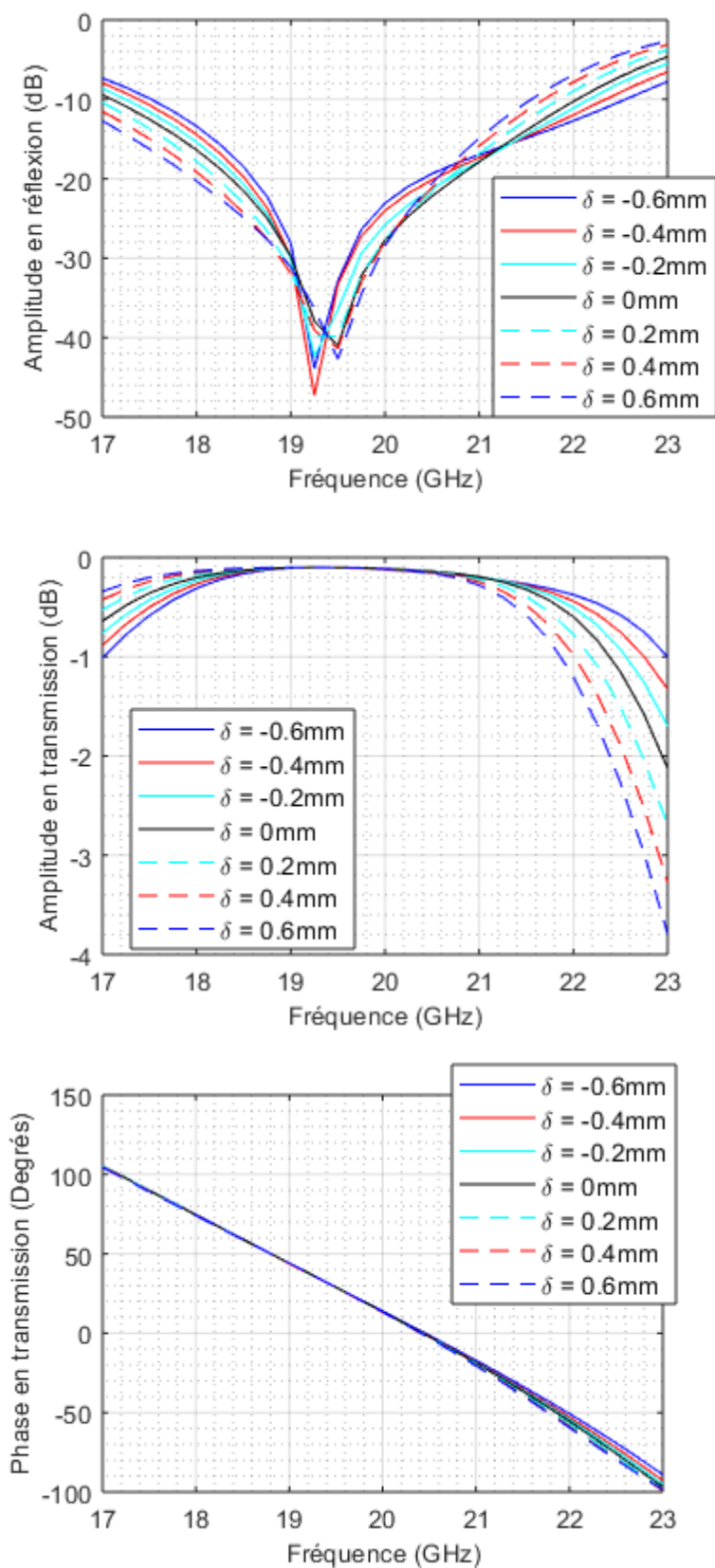


Figure A.8 Paramètres S de la cellule unitaire 9 versus fréquence pour différentes valeurs δ d'espacements des couches

ANNEXE B Résultats complémentaires du réseau *Beam-tilt*

Les résultats des mesures du réseau *Beam-tilt* normalisés pour chaque fréquence sont présentés ici.

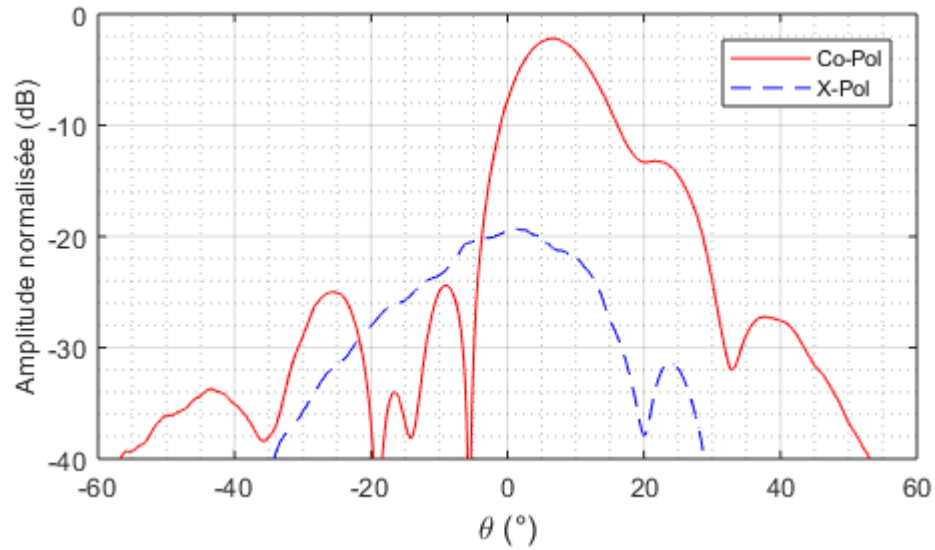


Figure B.1 Diagramme de rayonnement mesuré du *Beam-tilt* à 17GHz

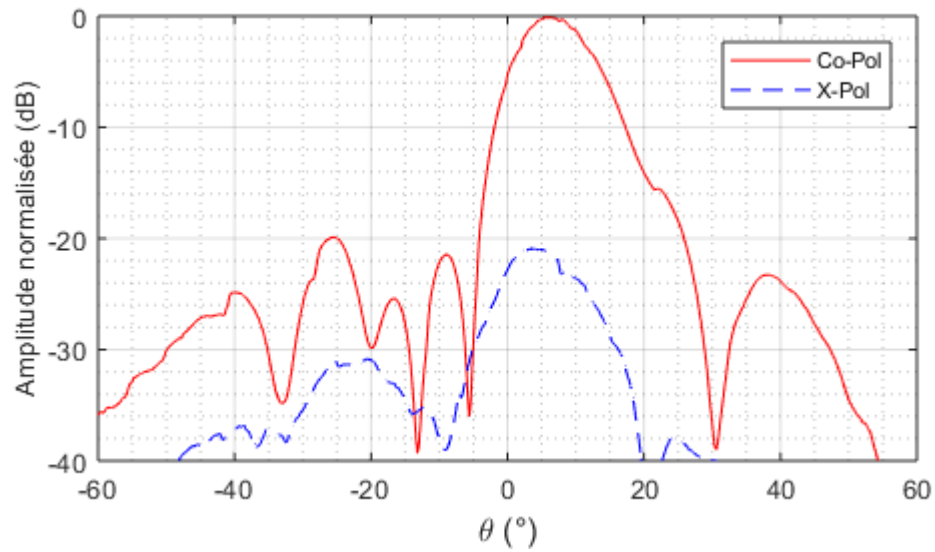


Figure B.2 Diagramme de rayonnement mesuré du *Beam-tilt* à 18GHz

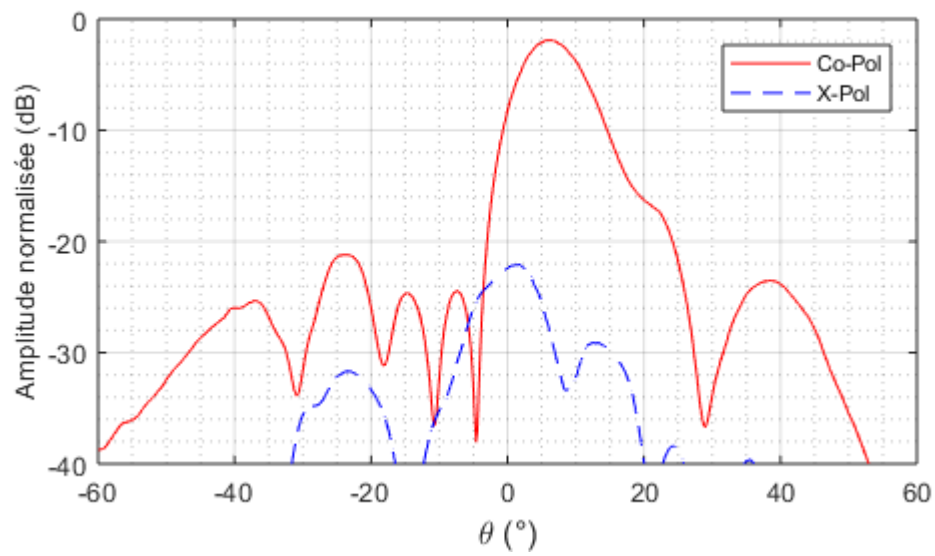


Figure B.3 Diagramme de rayonnement mesuré du *Beam-tilt* à 19GHz

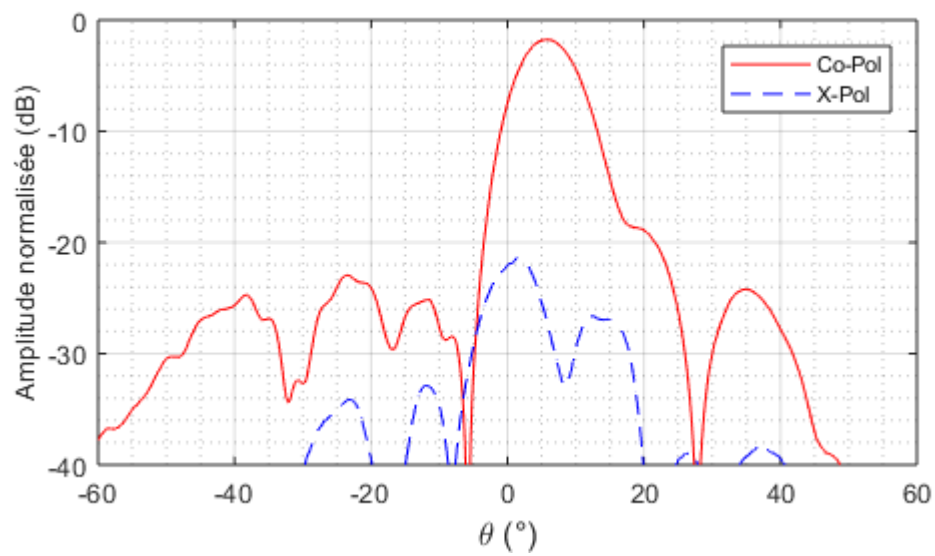


Figure B.4 Diagramme de rayonnement mesuré du *Beam-tilt* à 20GHz

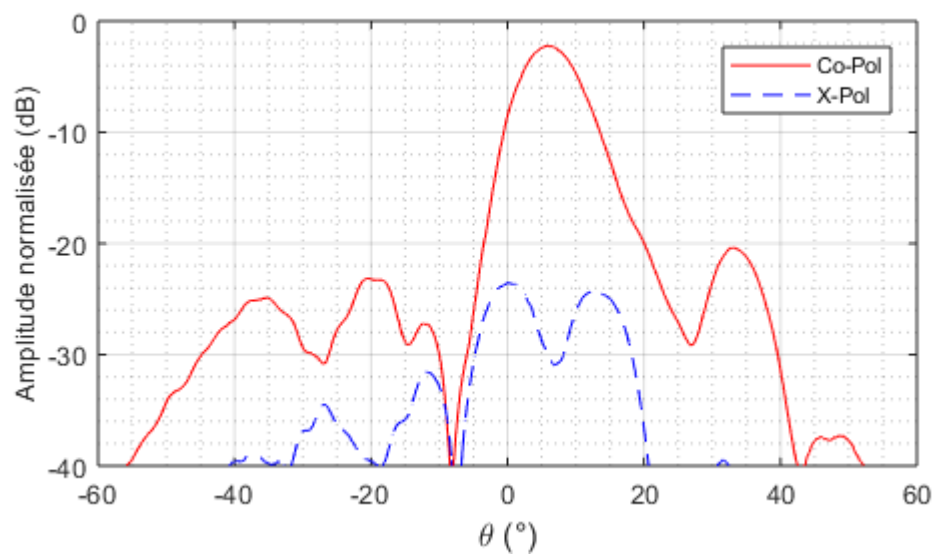


Figure B.5 Diagramme de rayonnement mesuré du *Beam-tilt* à 21GHz

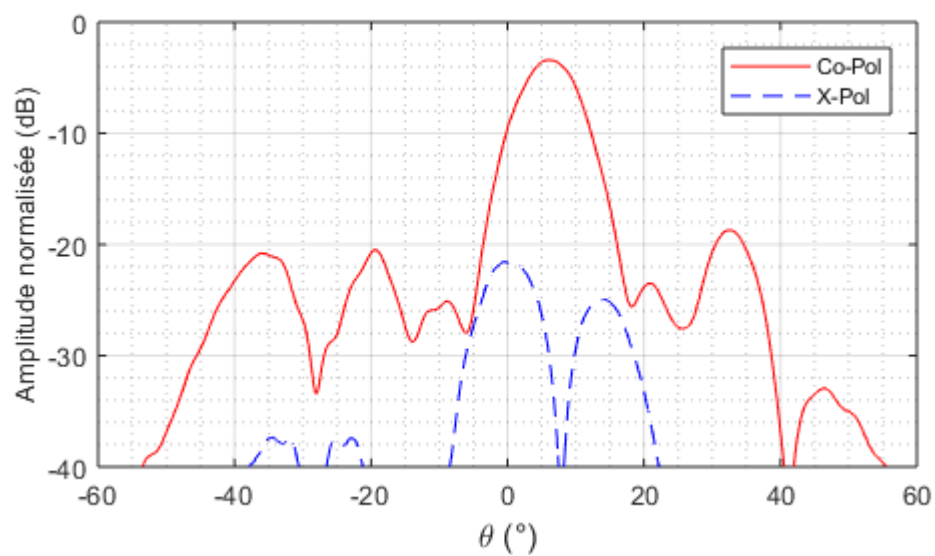


Figure B.6 Diagramme de rayonnement mesuré du *Beam-tilt* à 22GHz

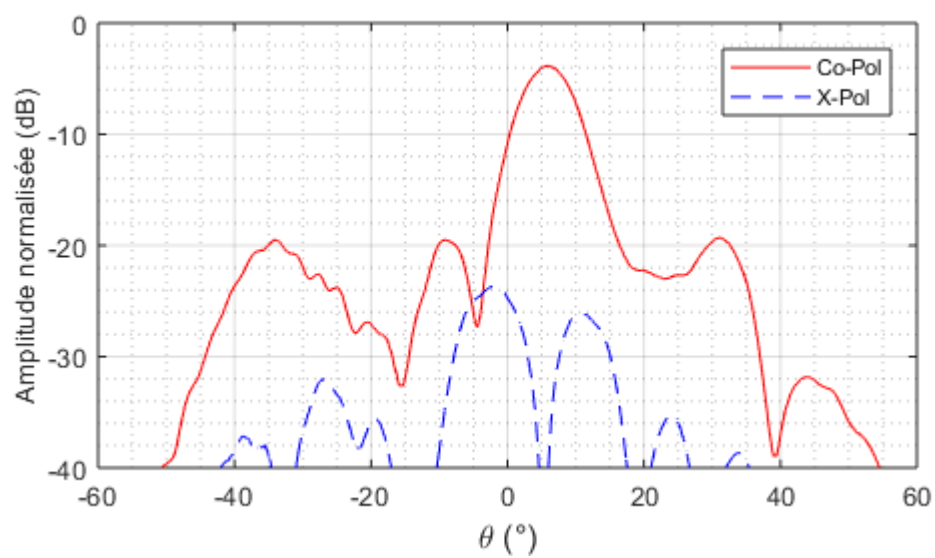


Figure B.7 Diagramme de rayonnement mesuré du *Beam-tilt* à 23GHz

ANNEXE C Système cornet-réfecteur

Les résultats de simulation du cornet et du réflecteur dans le montage final sont présentés ici.

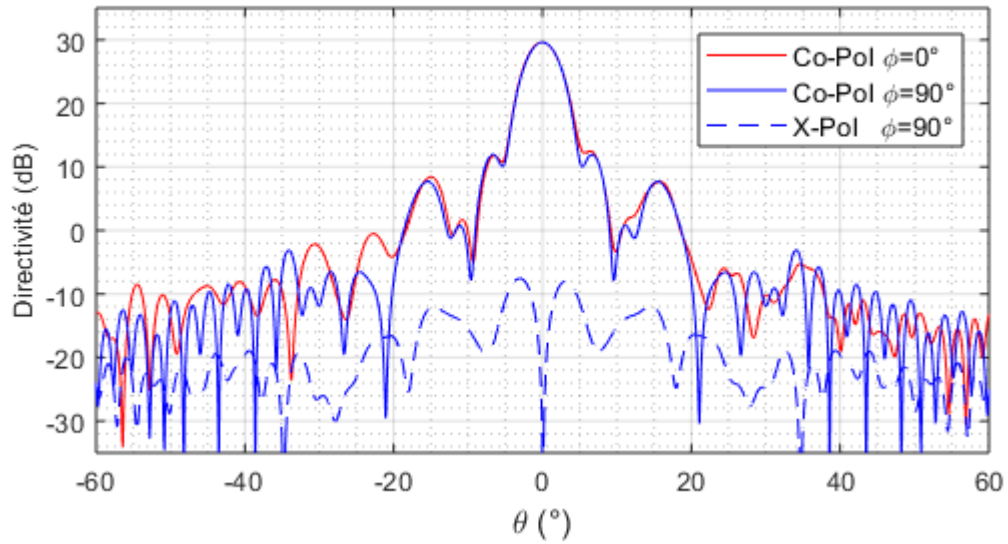


Figure C.1 Diagramme de rayonnement du système cornet-réfecteur à 17GHz

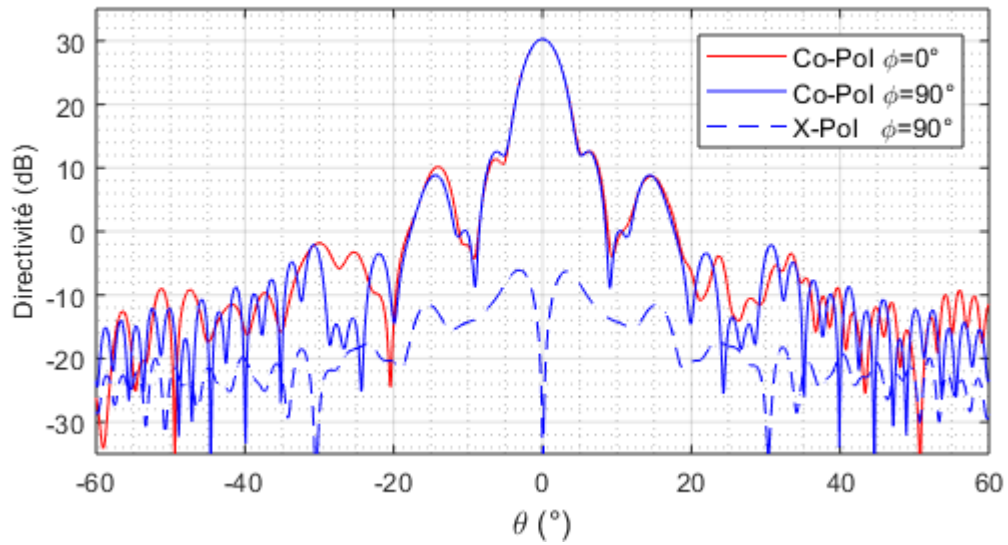


Figure C.2 Diagramme de rayonnement du système cornet-réfecteur à 18GHz

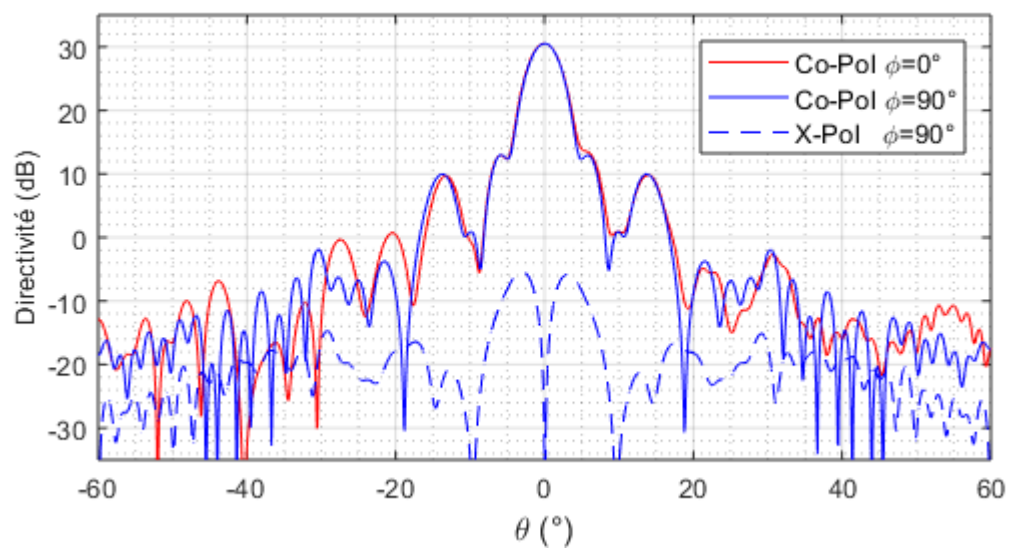


Figure C.3 Diagramme de rayonnement du système cornet-réfecteur à 19GHz

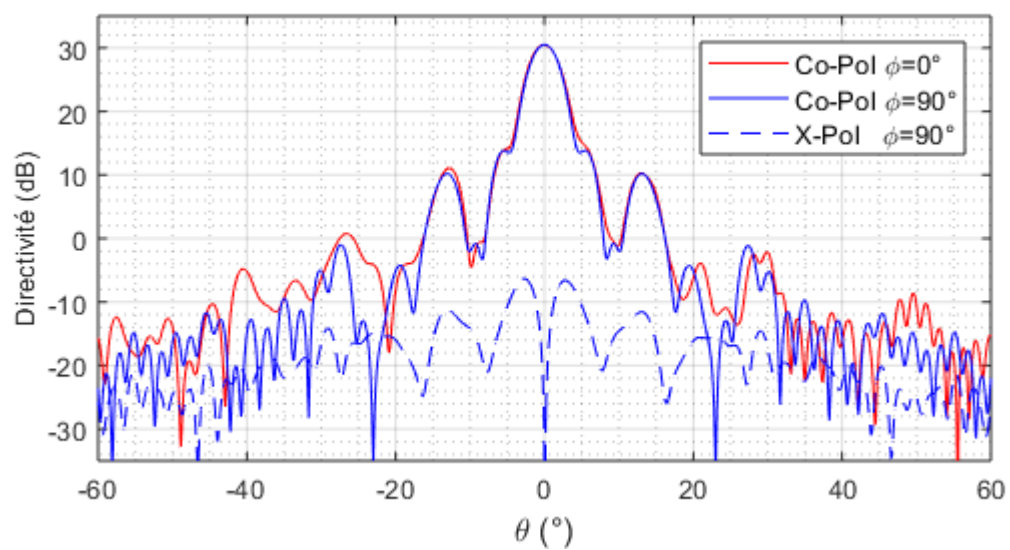


Figure C.4 Diagramme de rayonnement du système cornet-réfecteur à 20GHz

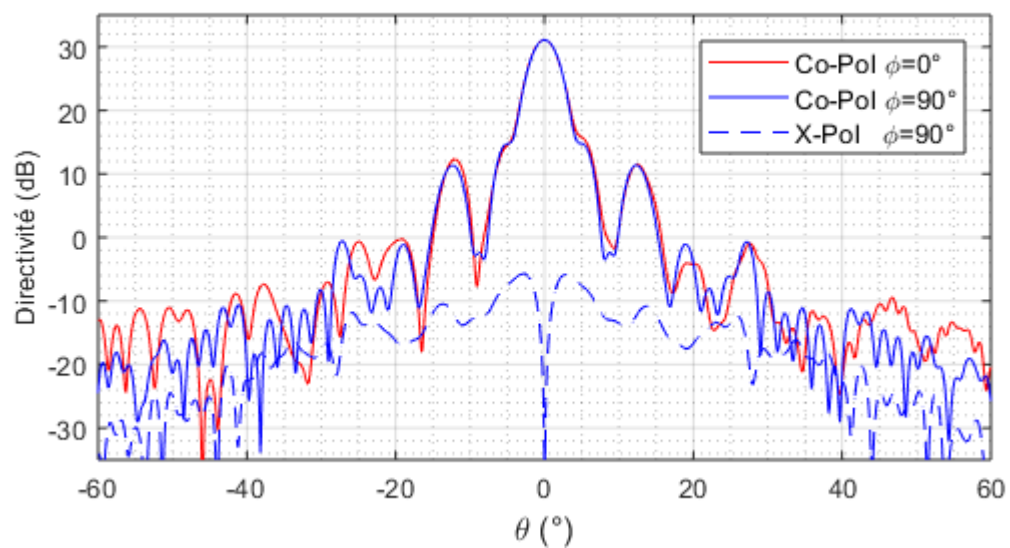


Figure C.5 Diagramme de rayonnement du système cornet-réfecteur à 21GHz

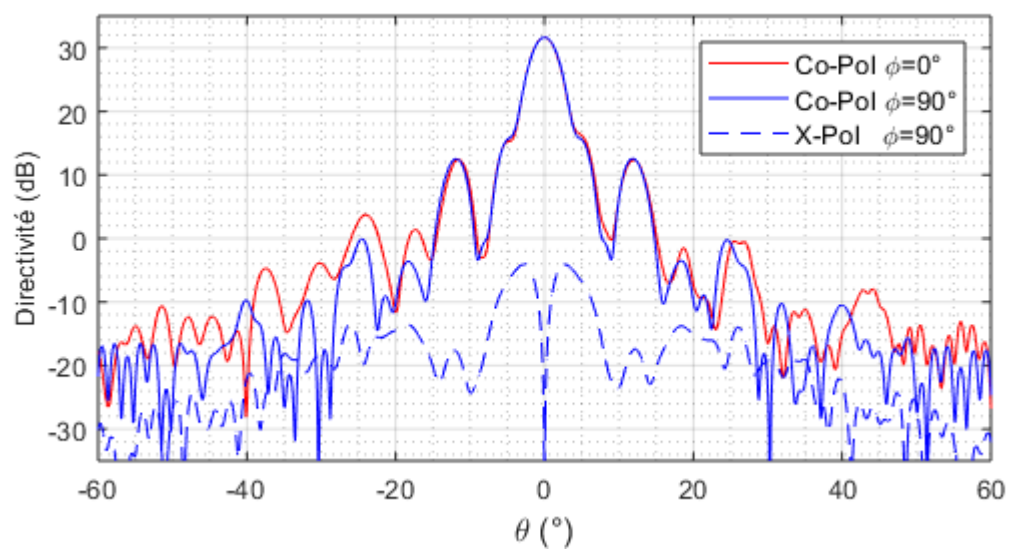


Figure C.6 Diagramme de rayonnement du système cornet-réfecteur à 22GHz

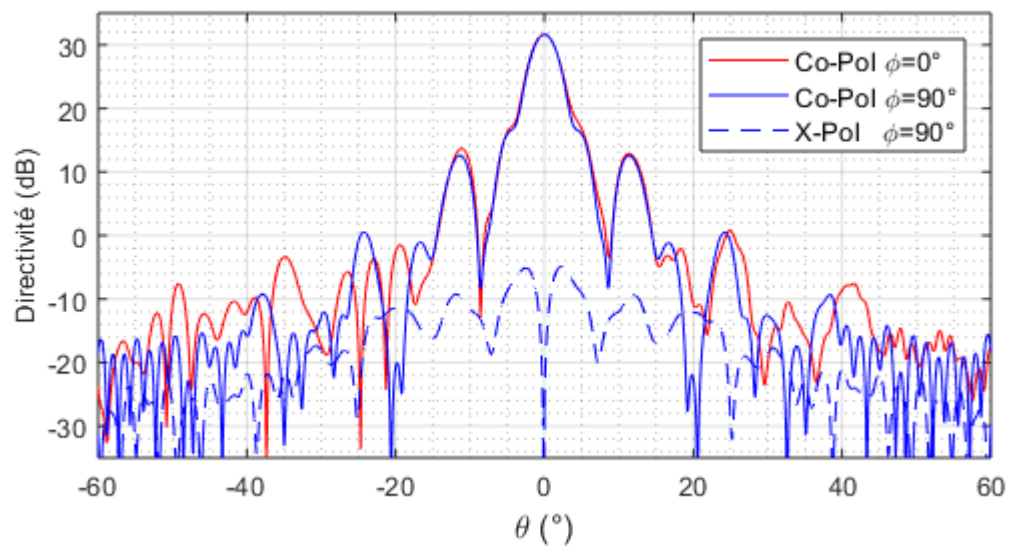


Figure C.7 Diagramme de rayonnement du système cornet-réfecteur à 23GHz

ANNEXE D Résultats complémentaires du *RT1*

Les diagrammes de rayonnements complémentaires obtenus lors des tests en chambre anéchoïque du Poly-Grames pour le *RT1* sont présentés dans cette Annexe.

Résultats des mesures

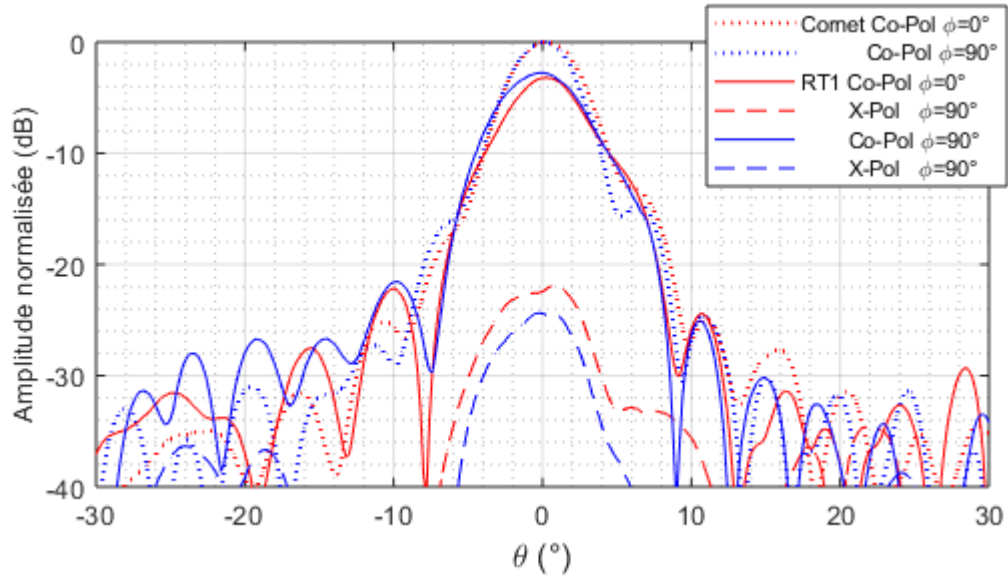


Figure D.1 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* à 17GHz

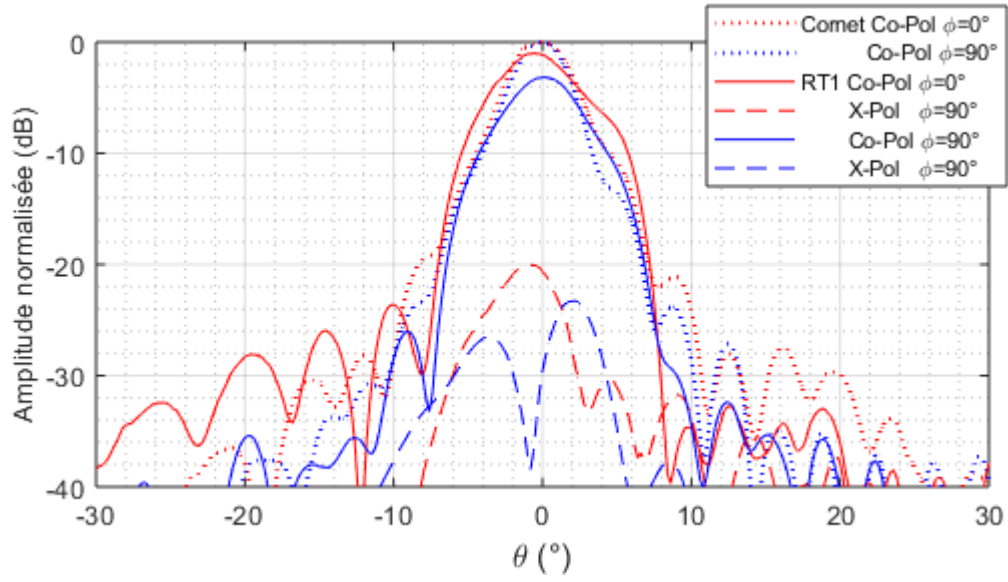


Figure D.2 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* à 21GHz

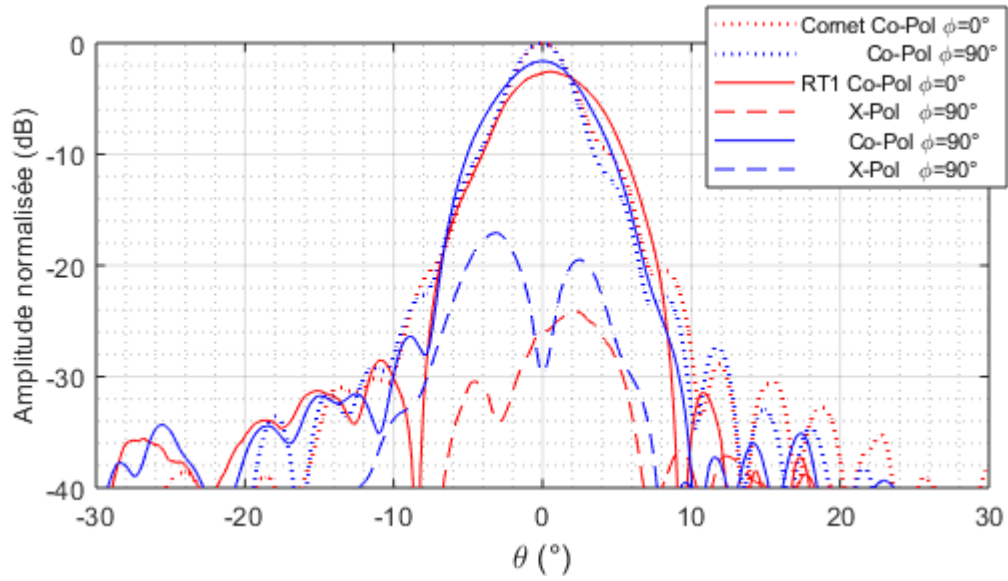


Figure D.3 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* à 22GHz

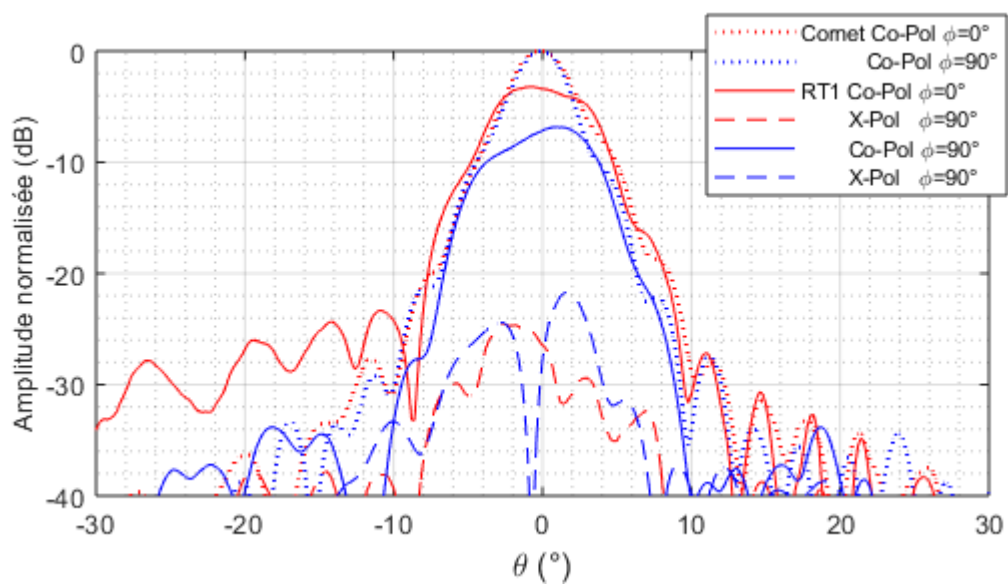


Figure D.4 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* à 23GHz

ANNEXE E Résultats complémentaires du *RT1* avec Rohacell

Les résultats complémentaires du *RT1* avec l'introduction de Rohacell entre les couches du substrat sont présentés dans cette Annexe.

Résultats de simulations

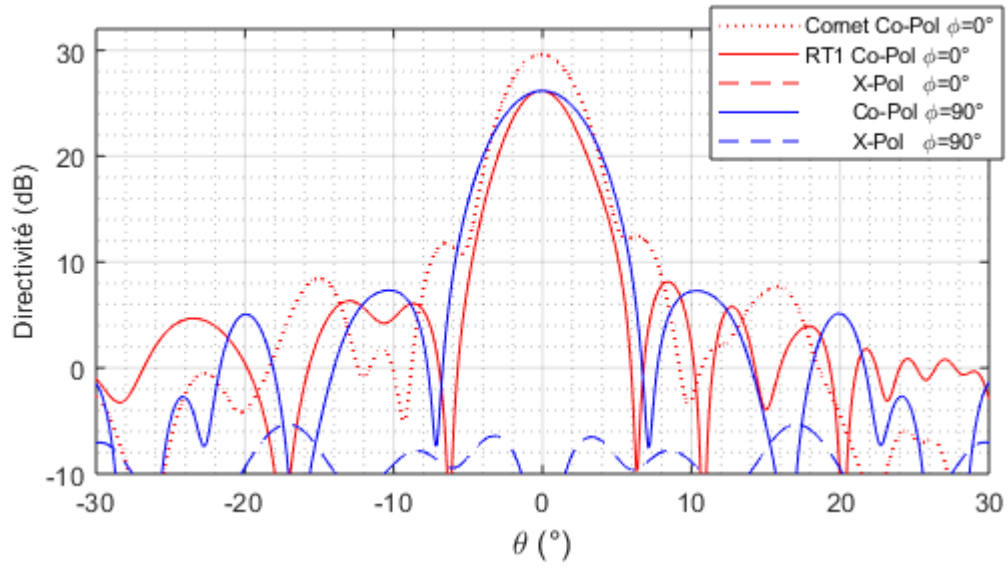


Figure E.1 Diagramme de rayonnement du *RT1* avec l'introduction de Rohacell à 17GHz

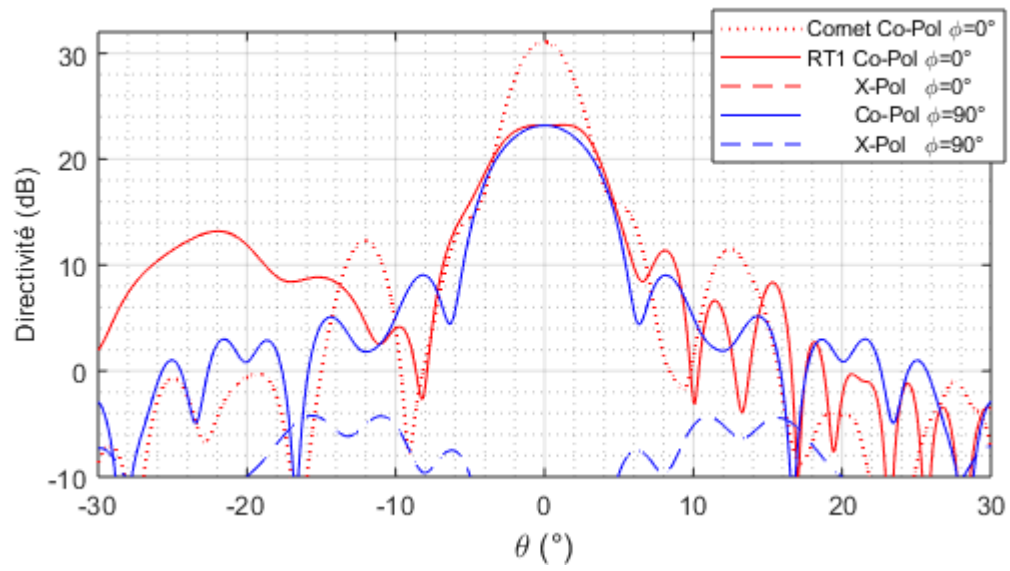


Figure E.2 Diagramme de rayonnement du *RT1* avec l'introduction de Rohacell à 21GHz

Résultats des mesures

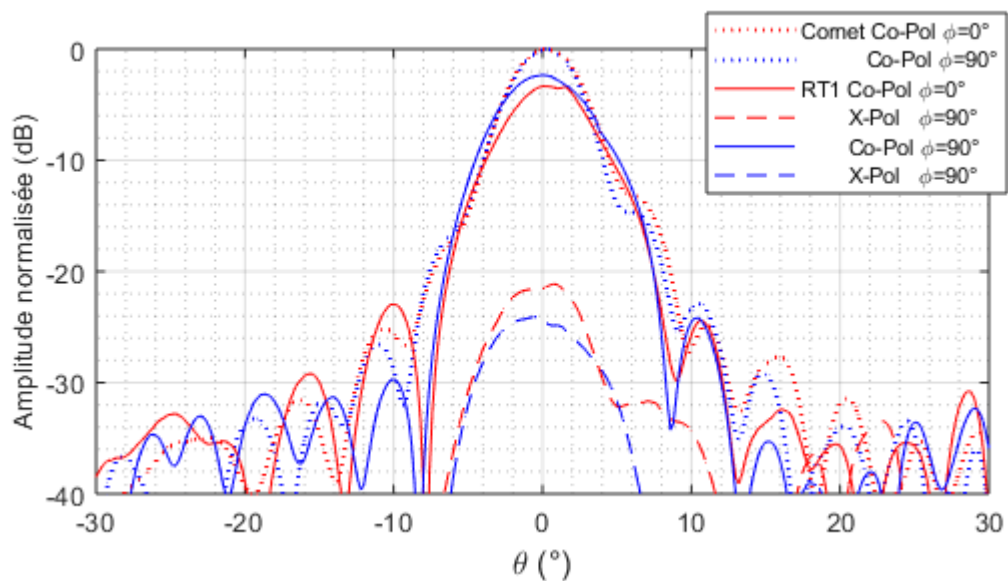


Figure E.3 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* avec Rohacell à 17GHz

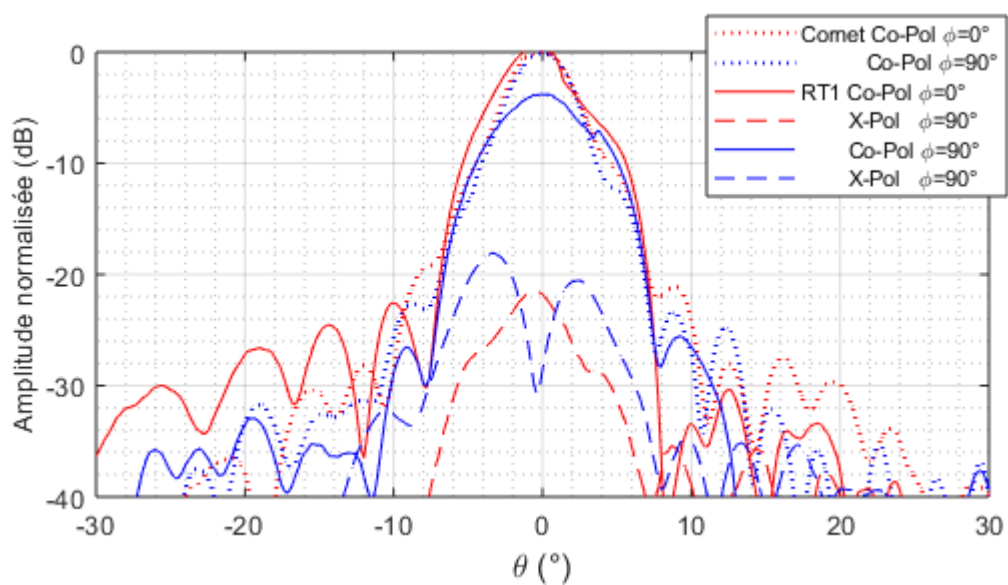


Figure E.4 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* avec Rohacell à 21GHz

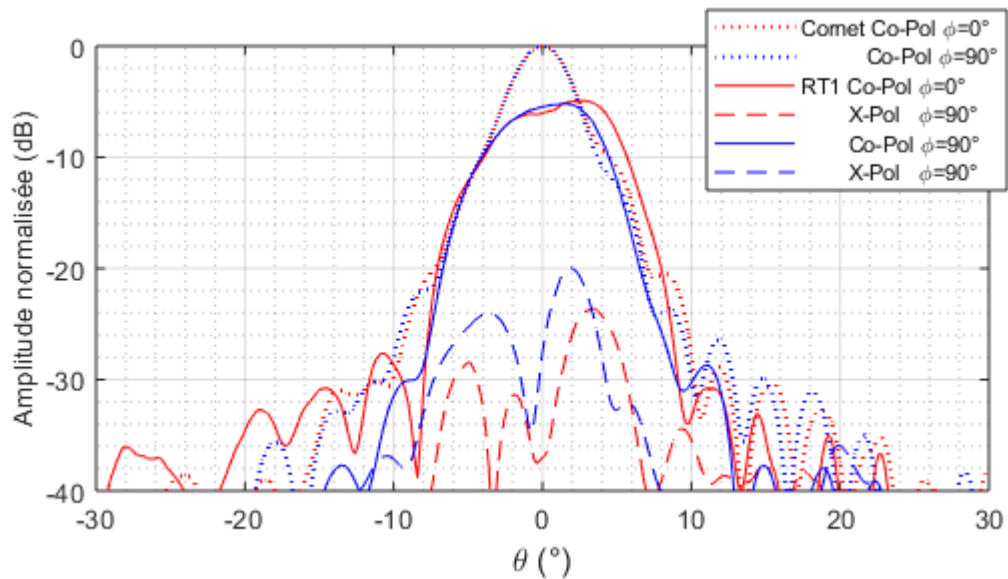


Figure E.5 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* avec Rohacell à 22GHz

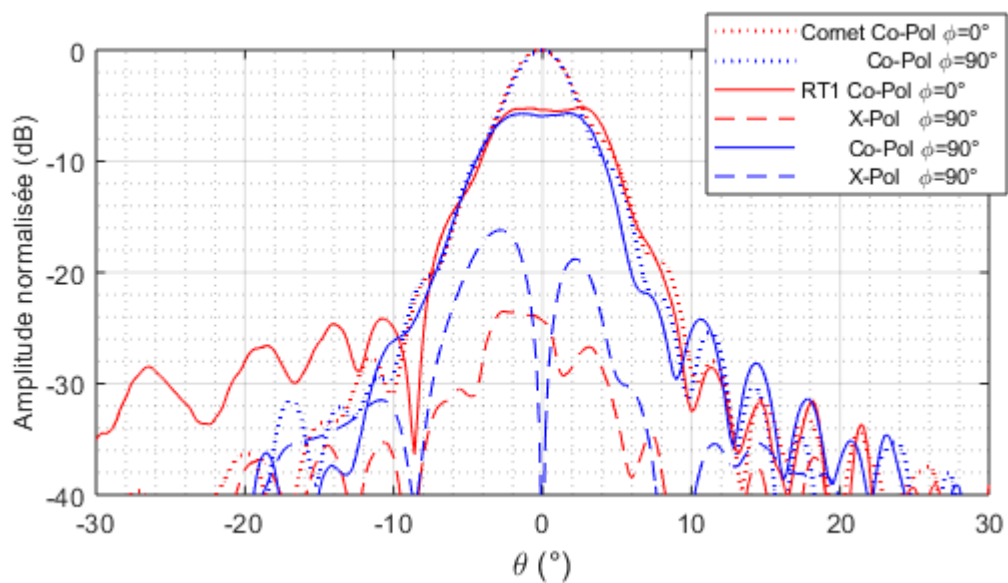


Figure E.6 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT1* avec Rohacell à 23GHz

ANNEXE F Résultats complémentaires du *RT3*

Les diagrammes de rayonnements complémentaires obtenus lors des tests en chambre anéchoïque du Poly-Grames pour le *RT3* sont présentés dans cette Annexe.

Résultats des mesures

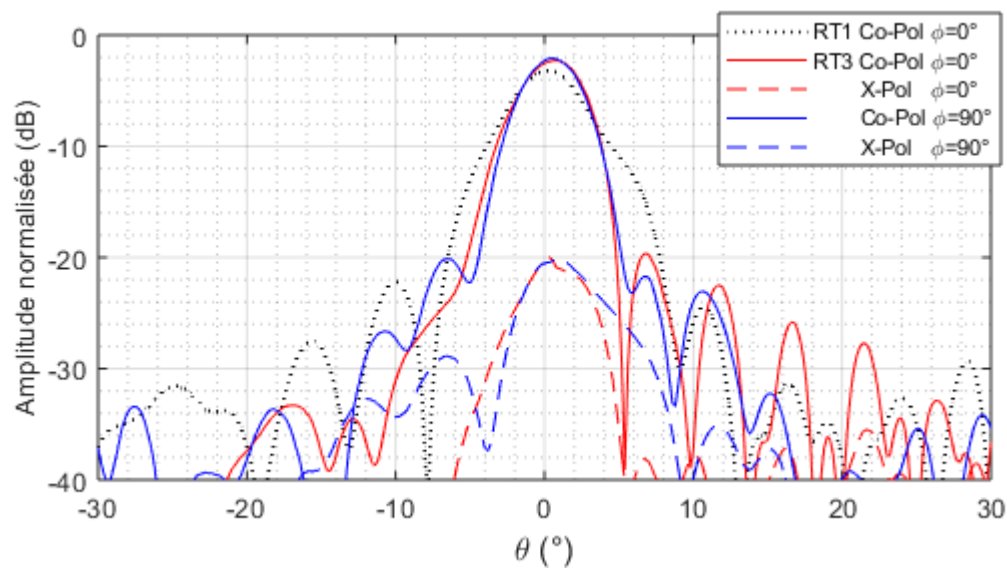


Figure F.1 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* à 17GHz

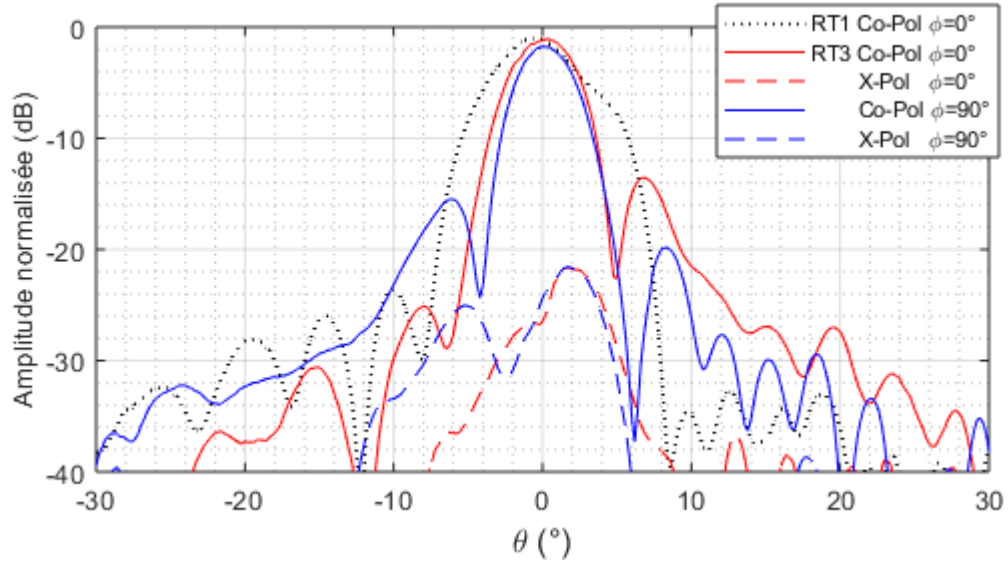


Figure F.2 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* à 21GHz

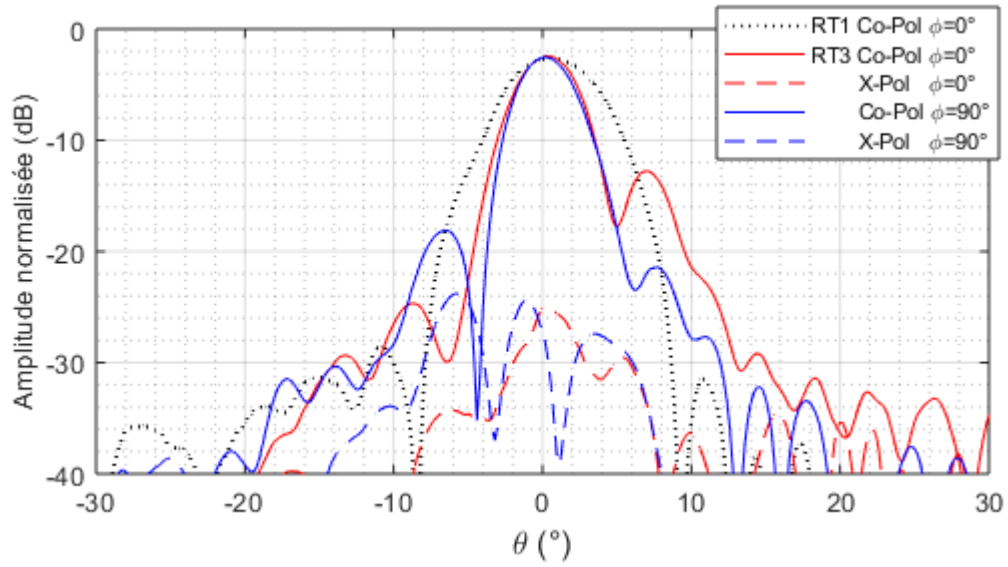


Figure F.3 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* à 22GHz

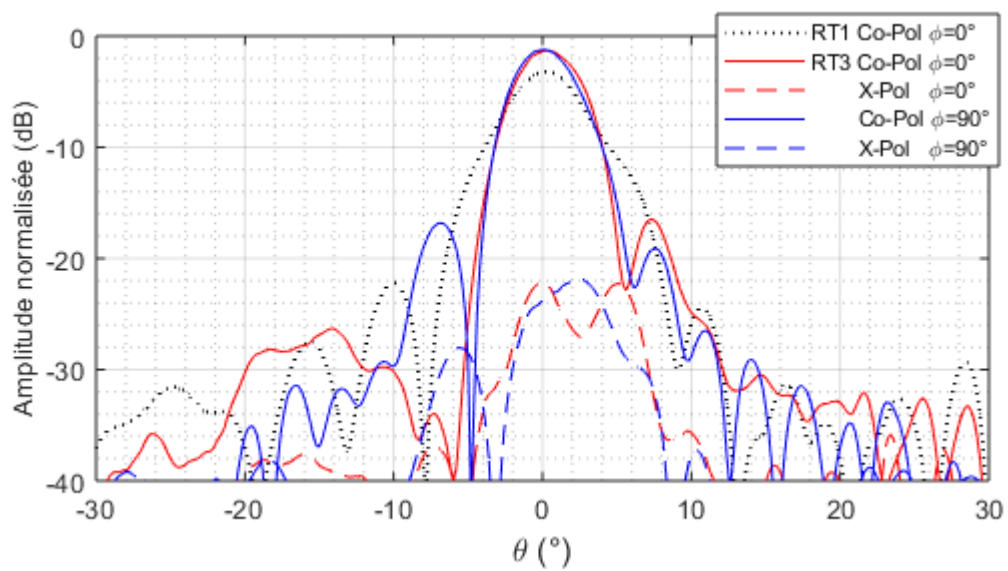


Figure F.4 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* à 23GHz

ANNEXE G Résultats complémentaires du *RT3* avec Rohacell

Les résultats complémentaires du *RT3* avec l'introduction de Rohacell entre les couches du substrat sont présentés dans cette Annexe.

Résultats de simulations

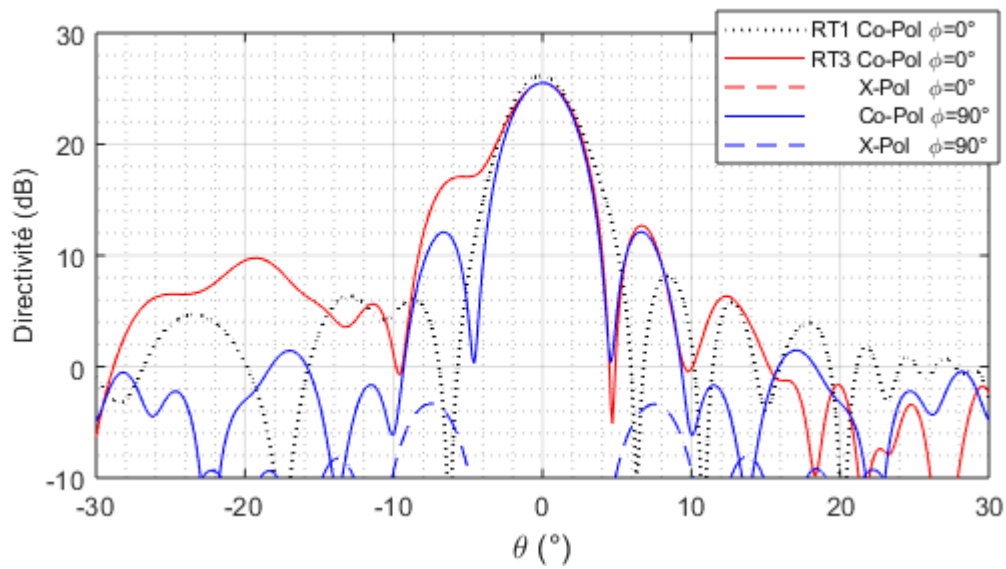


Figure G.1 Diagramme de rayonnement du *RT3* avec l'introduction de Rohacell à 17GHz

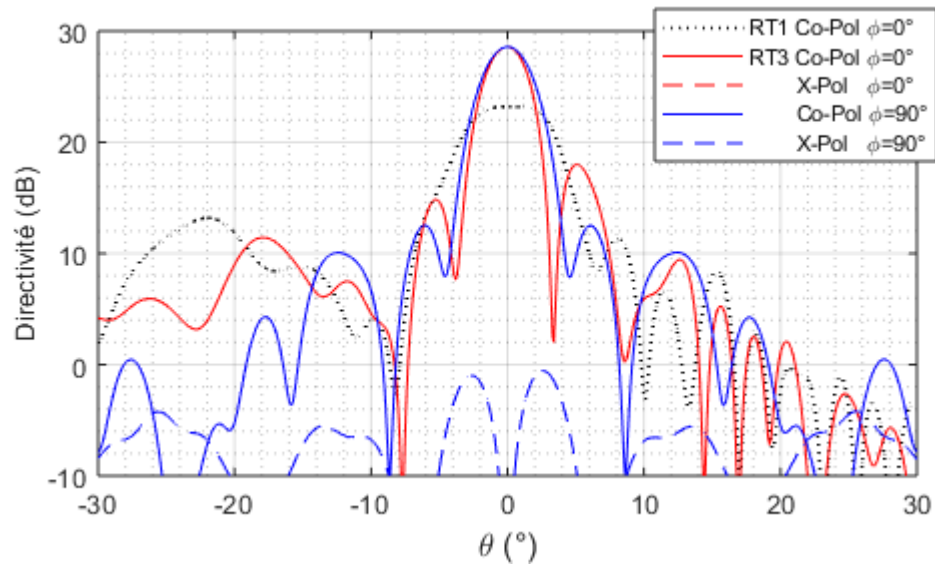


Figure G.2 Diagramme de rayonnement du *RT3* avec l'introduction de Rohacell à 21GHz

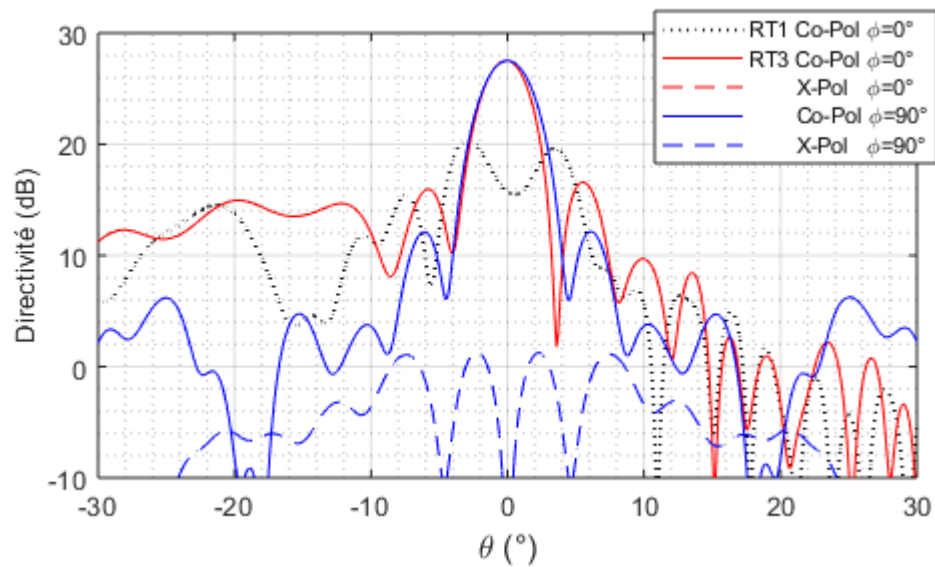


Figure G.3 Diagramme de rayonnement du *RT3* avec l'introduction de Rohacell à 22GHz

Résultats des mesures

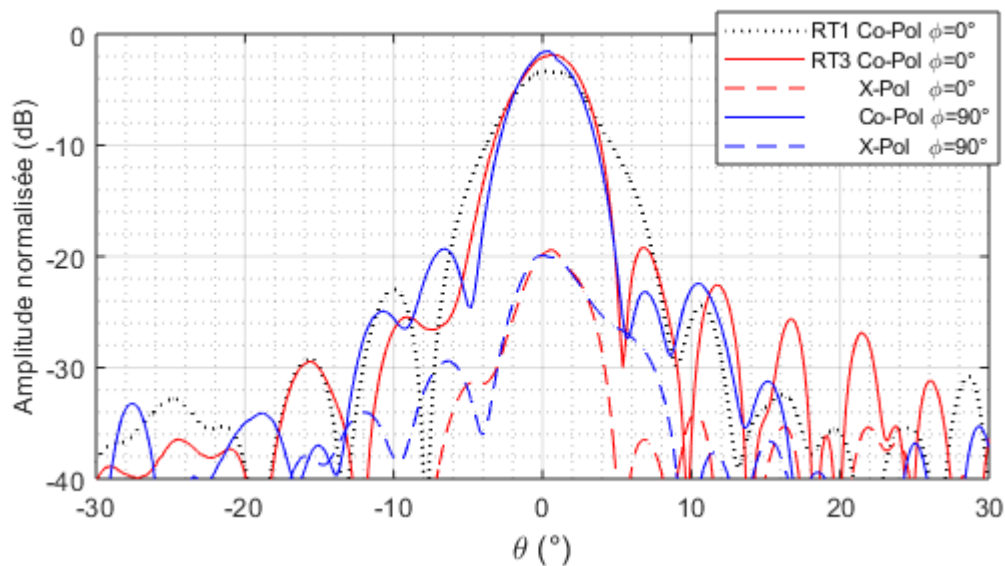


Figure G.4 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du RT3 avec Rohacell à 17GHz

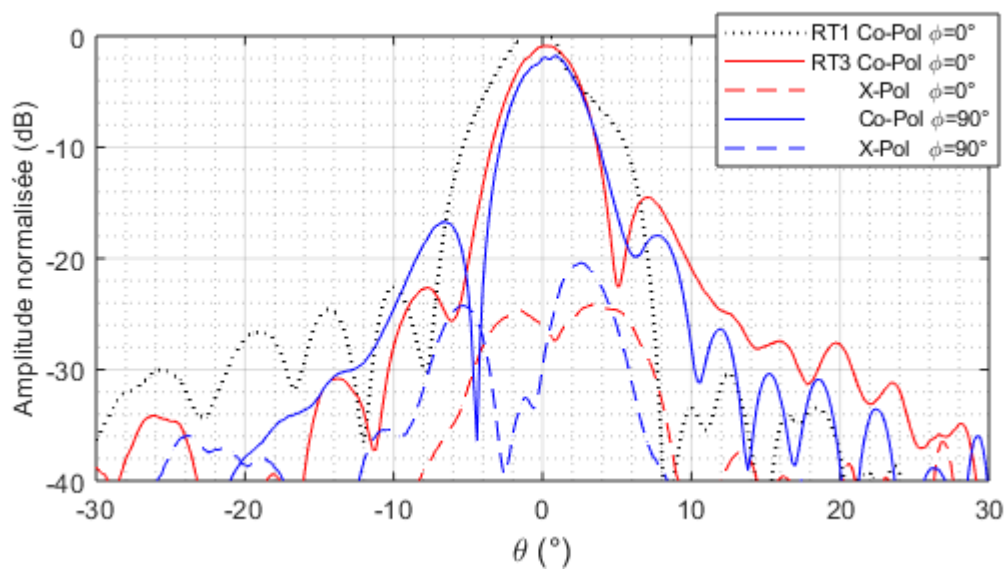


Figure G.5 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du RT3 avec Rohacell à 21GHz

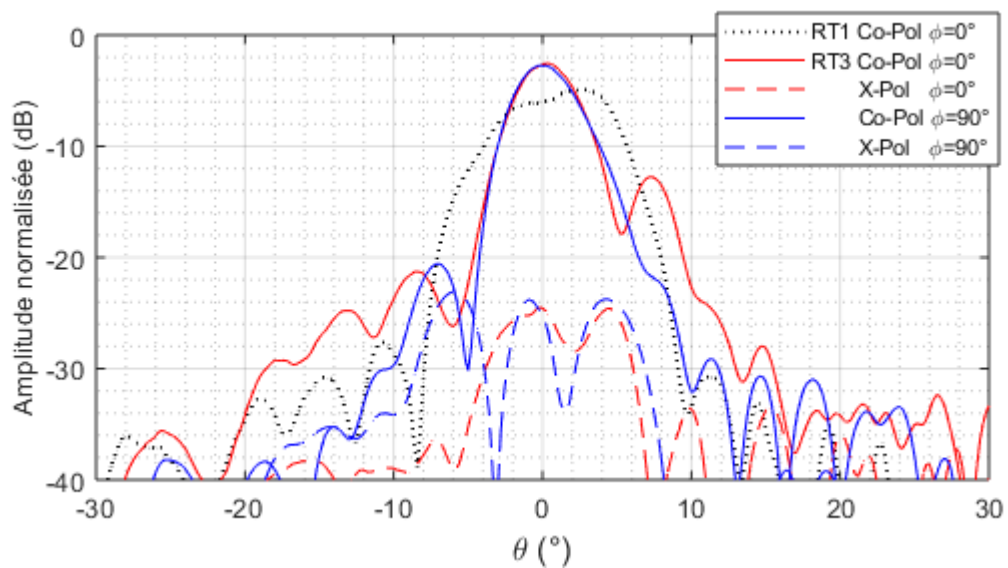


Figure G.6 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* avec Rohacell à 22GHz

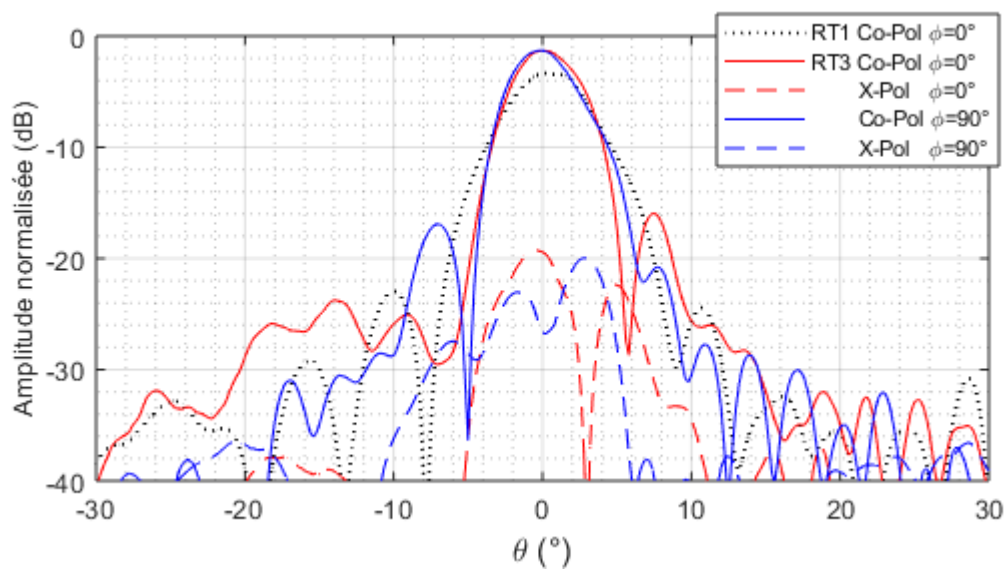


Figure G.7 Diagramme de rayonnement mesuré du système complet du *RT3* avec Rohacell à 23GHz