



**HAL**  
open science

# Contribution to the design of compact X-band linear and circular polarization transmit-arrays.

Jeanne Pages-Mounic

► **To cite this version:**

Jeanne Pages-Mounic. Contribution to the design of compact X-band linear and circular polarization transmit-arrays.. Engineering Sciences [physics]. UNIVERSITE DE TOULOUSE, 2021. English. NNT: . tel-03552662

**HAL Id: tel-03552662**

**<https://hal.science/tel-03552662>**

Submitted on 2 Feb 2022

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

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



# THÈSE

En vue de l'obtention du  
**DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE**

Délivré par : *l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)*

---

---

Présentée et soutenue le **2 Décembre 2021** par :

**Jeanne Pagés-Mounic**

**Contribution à la conception de transmit-arrays  
compacts en polarisation linéaire et circulaire en bande X**

---

---

## JURY

CLAIRE MIGLIACCIO	Professeur à l'Université de Nice Côte d'Azur	Rapporteur
RAPAHÈL GILLARD	Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Rennes	Rapporteur
SÉRGIO MATOS	Professeur Assistant à l'ISCTE Université de Lisbonne et Institut des Télécommunications de Lisbonne	Examineur
XAVIER BEGAUD	Professeur à Telecom Paris, Institut Polytechnique de Paris	Examineur
PRISCILLIA DAQUIN	Ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales (CNES)	Examineur
ANDRÉ BARKA	Ingénieur - Maître de Recherche à l'ONERA	Directeur de thèse
HAMZA KAOUACH	Maître de Conférences à Toulouse - INP - ENSEEIHT - LAPLACE/GRE	Co-directeur de thèse

---

**École doctorale et spécialité :**

*GEETS : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence*

**Établissements de rattachement :**

*ONERA - LAPLACE - INP / ENSEEIHT*

**Unité de recherche :**

*OLIMPES - Optronique, Laser, IMagerie Physique et Environnement Spatial*



# Remerciements à la Région Occitanie

Je tiens à remercier la Région Occitanie qui m'a accordée une allocation financière couvrant mes trois années de thèse et m'a ainsi permis de me consacrer sereinement à mes recherches.





# Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés à l'ONERA en co-tutelle avec le LAPLACE - INP/ENSEEIH.

Ainsi, je tiens d'abord à adresser mes remerciements à mon directeur de thèse de l'ONERA, André Barka, ainsi qu'à mon co-directeur de thèse du LAPLACE, Hamza Kaouach, qui ont encadré mes travaux pendant ces trois années.

Mes remerciements vont également à mes collègues du DEMR qui ont été disponibles pour moi et avec qui j'ai pu régulièrement échanger.

Je remercie Alessandro De Oliveira Cabral Junior qui a réalisé son stage à mes côtés. J'adresse également toute ma sympathie et mes remerciements à Corinne De Pablo qui m'a toujours apporté son soutien.

Enfin, pour leur confiance et leur bienveillance, je tiens à remercier chaleureusement tous les membres de l'équipe Antennes du CNES, qui m'ont accueillie en stage avant le début de ma thèse, et qui m'ont donné l'envie d'approfondir mes compétences à travers un doctorat.

D'un point de vue plus personnel, je tiens à remercier mes amis qui m'ont soutenue et épaulée tout au long de cette aventure, que je vais présenter de manière non exhaustive.

Je nomme tout d'abord Christophe, Quentin, Ronan et Thomas, avec qui j'ai partagé de belles discussions caféinées et musicales.

Je pense à Inès, Simon et Anaïs pour leur bonne humeur et leurs encouragements sans faille. A Vincent pour son soutien et son empathie à toute épreuve, et pour le temps et l'énergie consacrés à la relecture de mes travaux.

Je témoigne également ma reconnaissance à Yann, Loïc, Alexandre et Valentine, voisins d'exception, qui ont été présents pour moi sans relâche.

Je tiens bien entendu à remercier particulièrement ma famille en les personnes de ma mère Françoise, mon frère Adrien et ma soeur Emma. Ils m'ont soutenue dans les moments difficiles de stress intense, et ont toujours cru et eu confiance en moi. Ils sont mes piliers.

Enfin, j'ai une pensée émue pour ma grand-mère, Simone, qui a toujours veillé sur moi et dont la force de caractère et l'incroyable enthousiasme m'ont donné la volonté d'aller jusqu'au bout de mes rêves.



# Table des matières

<b>Remerciements à la Région Occitanie</b>	<b>i</b>
<b>Remerciements</b>	<b>ii</b>
<b>Table des Figures</b>	<b>xi</b>
<b>Liste des Tableaux</b>	<b>xxi</b>
<b>Acronymes</b>	<b>xxiii</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>I Réseaux Transmetteurs : État de l’art et fonctionnement</b>	<b>5</b>
I.1 INTRODUCTION . . . . .	6
I.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D’UN RÉSEAU TRANSMETTEUR	7
I.2.1 Fonctionnement du réseau transmetteur . . . . .	8
I.2.2 Principe de la compensation de phase . . . . .	13
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D’UN RÉSEAU RÉFLECTEUR .	15
I.4 CELLULES ÉLÉMENTAIRES ET TRANSMIT-ARRAYS ASSOCIÉS . .	19
I.4.1 Designs de cellules élémentaires . . . . .	20

I.4.2	Cellules élémentaires Phase-Delay . . . . .	21
I.4.3	Cellules élémentaires Phase-Rotation . . . . .	37
I.4.4	Conception d'un Transmit-Array à double réseau Phase-Delay et Phase-Rotation . . . . .	57
I.4.5	Récapitulatif des principales cellules élémentaires . . . . .	60
I.4.6	Cellules élémentaires actives . . . . .	62
I.5	CONCLUSIONS . . . . .	64
<b>II</b>	<b>Conception d'un simulateur numérique</b>	<b>67</b>
II.1	PRÉSENTATION ET OBJECTIFS DU SIMULATEUR NUMÉRIQUE HYBRIDE . . . . .	68
II.2	MÉTHODES DE CALCUL . . . . .	70
II.2.1	Formule de Friis . . . . .	70
II.2.2	Calcul de la loi de phase - Algorithme d'optimisation . . . . .	81
II.3	DÉCOMPOSITION EN QUATRE ZONES DISTINCTES . . . . .	87
II.3.1	Source Primaire . . . . .	87
II.3.2	Espace intermédiaire . . . . .	88
II.3.3	Réseau transmetteur . . . . .	88
II.3.4	Espace Libre . . . . .	89
II.4	VALIDATION DU SIMULATEUR EN MONOSOURCE . . . . .	91
II.4.1	Prototype de validation : la lentille de l'Institut des Télécommunications de Lisbonne . . . . .	91
II.4.2	Résultats de simulation . . . . .	96
II.4.3	Temps de calcul . . . . .	99
II.5	VALIDATION DU SIMULATEUR EN MULTISOURCE . . . . .	100
II.6	LIMITES DU SIMULATEUR NUMÉRIQUE . . . . .	103
II.7	CONCLUSIONS . . . . .	105
<b>III</b>	<b>Études paramétriques des performances d'un Transmit-Array</b>	<b>109</b>
III.1	OBJECTIFS DES ÉTUDES PARAMÉTRIQUES DES PERFORMANCES D'UN TRANSMIT-ARRAY . . . . .	111
III.2	MODÈLES DE SIMULATION . . . . .	112
III.2.1	Modèle du réseau de cellules . . . . .	112

III.2.2	Modèle de la source primaire . . . . .	114
III.3	PARAMÈTRES D'ÉVALUATION DES PERFORMANCES DU TRANSMIT-ARRAY . . . . .	118
III.4	ÉTUDE DE L'IMPACT DES DIFFÉRENTS PARAMÈTRES SUR LES PERFORMANCES EN RAYONNEMENT DU TRANSMIT-ARRAY . . . . .	119
III.4.1	Étude fréquentielle du réseau . . . . .	120
III.4.2	Impact de la maille du réseau sur les performances du réseau transmetteur . . . . .	125
III.4.3	Impact du rapport focal sur les performances du réseau transmetteur . . . . .	126
III.4.4	Impact de la compensation de phase sur les performances du réseau transmetteur . . . . .	135
III.5	DÉPOINTAGE DU FAISCEAU PAR DÉPLACEMENT DE LA SOURCE PRIMAIRE . . . . .	141
III.5.1	Déplacement de la source primaire sur un axe . . . . .	142
III.5.2	Déplacement de la source primaire sur un arc focal . . . . .	144
III.5.3	Comparaison des modes de dépointage par déplacement de la source primaire . . . . .	146
III.6	CONCLUSIONS . . . . .	148
<b>IV</b>	<b>Conception d'un Transmit-Array en polarisation linéaire</b> . . . . .	<b>151</b>
IV.1	INTRODUCTION . . . . .	153
IV.2	CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE CELLULE ÉLÉMENTAIRE EN POLARISATION LINÉAIRE . . . . .	154
IV.2.1	Modèle de la cellule . . . . .	154
IV.2.2	Conception de la cellule . . . . .	156
IV.2.3	Simulation de la cellule élémentaire . . . . .	159
IV.3	MISE EN RÉSEAU DE LA CELLULE AVEC UNE SOURCE DE TYPE CORNET . . . . .	162
IV.3.1	Source primaire choisie . . . . .	162
IV.3.2	Cahier des charges du réseau transmetteur . . . . .	163
IV.3.3	Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride . . . . .	164
IV.3.4	Caractérisation de la cellule élémentaire . . . . .	167

IV.4	MESURE DU RÉSEAU TRANSMETTEUR AVEC UNE SOURCE TYPE CORNET . . . . .	172
IV.4.1	Mesure de l'antenne . . . . .	172
IV.4.2	Mise en place d'un support de fixation sur mesure pour le réseau . . . . .	176
IV.4.3	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage . . . . .	179
IV.5	CONCEPTION D'UNE NOUVELLE SOURCE PRIMAIRE . . . . .	183
IV.6	MISE EN RÉSEAU DE LA CELLULE AVEC LA NOUVELLE SOURCE PRIMAIRE . . . . .	190
IV.6.1	Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride . . . . .	190
IV.6.2	Simulation du réseau transmetteur illuminé par la nouvelle source primaire . . . . .	191
IV.7	MESURE DU RÉSEAU TRANSMETTEUR AVEC LA NOUVELLE SOURCE PRIMAIRE . . . . .	193
IV.7.1	Caractérisation de la nouvelle source primaire . . . . .	194
IV.7.2	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage . . . . .	195
IV.8	CONCLUSIONS . . . . .	197
<b>V</b>	<b>Conception d'un Transmit-Array en polarisation circulaire</b> . . . . .	<b>201</b>
V.1	INTRODUCTION . . . . .	203
V.2	CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE CELLULE ÉLÉMENTAIRE EN POLARISATION CIRCULAIRE . . . . .	204
V.2.1	Conception d'une nouvelle cellule élémentaire en polarisation circulaire . . . . .	204
V.2.2	Simulation de la cellule élémentaire . . . . .	206
V.3	MISE EN RÉSEAU DE LA CELLULE AVEC UNE SOURCE DE TYPE CORNET . . . . .	210
V.3.1	Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride . . . . .	210
V.3.2	Caractérisation de la cellule élémentaire . . . . .	213

## TABLE DES MATIÈRES

---

V.4	MESURE DU RÉSEAU TRANSMETTEUR AVEC UNE SOURCE TYPE CORNET . . . . .	214
V.4.1	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage . . . . .	214
V.4.2	Caractérisation fréquentielle de l'antenne globale . . . . .	218
V.5	MISE EN RÉSEAU DE LA CELLULE AVEC LA NOUVELLE SOURCE PRIMAIRE . . . . .	219
V.5.1	Étude du rapport focal optimal . . . . .	219
V.5.2	Utilisation du simulateur numérique pour la mise en réseau de la cellule . . . . .	219
V.5.3	Simulation en dépointage . . . . .	221
V.6	MESURE DU RÉSEAU TRANSMETTEUR AVEC LA NOUVELLE SOURCE PRIMAIRE . . . . .	222
V.6.1	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage avec la nouvelle source primaire . . . . .	222
V.6.2	Caractérisation fréquentielle de l'antenne globale avec la nouvelle source primaire . . . . .	231
V.7	CONCLUSIONS . . . . .	232
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>235</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>241</b>
	<b>Annexes</b>	<b>249</b>
A	DATASHEET DU CORNET RECTANGULAIRE 15 dBi . . . . .	250
B	DATASHEET DU MATÉRIAU RO4003C . . . . .	251
C	DATASHEET DU MATÉRIAU RO4450F . . . . .	255
D	DATASHEET DU CONNECTEUR SMA R125.414.000 . . . . .	257





# Table des figures

I.1	Schéma d'un transmit-array et de sa source primaire associée	8
I.2	Schéma représentant les cellules à retard de phase dans le transmit-array . . . . .	9
I.3	Schéma des différences de trajets dans un transmit-array . . .	9
I.4	Schéma d'un transmit-array . . . . .	10
I.5	Schéma de principe de la lentille passive . . . . .	11
I.6	Diagramme de rayonnement d'un transmit-array pour diverses compensations de phase . . . . .	14
I.7	Schéma d'un reflect-array (principe de fonctionnement) . . .	15
I.8	Schémas a) d'une antenne à réflecteur b) d'une antenne réseau c) d'un reflect-array . . . . .	16
I.9	Schéma d'une cellule élémentaire typique d'un reflect-array .	16
I.10	Cellule élémentaire des articles [8] [9] a) Structure de la cellule b) Évolution du coefficient de transmission en fonction de l'état de la diode . . . . .	17
I.11	Cellule élémentaire de l'article [10] a) Structure de la cellule b) Géométrie du patch c) Évolution de la phase dans plusieurs configurations possibles de la cellule en fonction de la fréquence . . . . .	17
I.12	Schéma d'un reflect-array sans effet de masquage . . . . .	18
I.13	Patch a) rectangulaire b) en C c) chargé d'un stub . . . . .	20
I.14	Fente a) rectangulaire b) en C c) en anneau . . . . .	20
I.15	Cellule élémentaire de l'article [13] . . . . .	21
I.16	Notation dans la cellule élémentaire de l'article [13] . . . . .	21

I.17	Évolution du coefficient de transmission en fonction des dimensions des éléments rayonnants des cellules de l'article [13]	22
I.18	Répartition de phase sur le réseau de l'article [13]	23
I.19	Diagramme de rayonnement normalisé du réseau de l'article [13]	23
I.20	Cellule élémentaire de l'article [14] en vue a) éclatée b) du dessus	24
I.21	Évolution du coefficient de transmission en phase (axe des ordonnées à gauche) et en amplitude (axe des ordonnées à droite) en fonction du rayon interne $R_i$ de la cellule de l'article [14]	25
I.22	Diagramme de rayonnement normalisé du prototype à dépointage de a) $30^\circ$ et b) $50^\circ$ de l'article [14]	25
I.23	Cellule élémentaire de l'article [15] vue a) du dessus b) en coupe	26
I.24	Évolution du coefficient de transmission en fonction de la longueur $L$ du cross-dipôle de l'article [15]	26
I.25	Distribution de phase sur le réseau de l'article [15]	27
I.26	Diagramme de rayonnement normalisé du transmit-array de l'article [15]	28
I.27	Cellule élémentaire de l'article [16]	29
I.28	Structure de la cellule élémentaire de l'article [16] a) vue du dessus b) vue en coupe	29
I.29	Évolution du coefficient de transmission de la cellule élémentaire de l'article [16]	30
I.30	Diagramme de rayonnement du transmit-array de l'article [16]	30
I.31	Cellule élémentaire de l'article [17] a) structure complète b) vue interne de la cellule	31
I.32	Évolution du coefficient de transmission en fonction de $W$ et de a) l'angle d'incidence à 30 GHz et b) la fréquence à $\theta = 0^\circ$ de l'article [17]	31
I.33	Notation dans la cellule élémentaire de l'article [17]	32
I.34	Prototype d'un réseau transmetteur de l'article [17]	33
I.35	Répartition de phase à gauche et à droite diagrammes de rayonnement des quatre réseaux transmetteurs conçus dans [17] en bleu : co-polarisation et en rouge : cross-polarisation	34
I.36	Diagramme de rayonnement en dépointage du transmit-array de l'article [18]	35

TABLE DES FIGURES

---

I.37	Structure de la cellule élémentaire des articles [21], [22] et [23]	37
I.38	Rotation de la cellule élémentaire des articles [21], [22] et [23]	38
I.39	Configurations possibles de la cellule élémentaire des articles [21], [22] et [23]	38
I.40	Diagrammes de rayonnement des transmit-arrays en compensation deux bits en a) bande X et b) bande V des articles [21], [22] et [23]	39
I.41	Cellule élémentaire de l'article [24] a) à couches décomposées, b) à couches entrelacées	40
I.42	Structure 3D de la cellule élémentaire en vue explosée de l'article [24]	41
I.43	Schéma représentant les deux sources utiles au rayonnement bi-bande de l'article [24]	41
I.44	<i>Prototype I</i> dans la chambre anéchoïque de l'IETR de l'article [24]	42
I.45	Rayonnements du <i>Prototype I</i> en a) Up-link (Plan E) et b) Down-link (Plan H) avec déplacement des sources primaires de l'article [24]	43
I.46	Structure de la cellule élémentaire des articles [26], [27] et [28]	44
I.47	Différentes configurations de cellules des articles [26], [27] et [28]	44
I.48	Répartition de phase sur le réseau en compensation 1 bit des articles [26], [27] et [28]	45
I.49	Diagramme de rayonnement du prototype des articles [26], [27] et [28]	45
I.50	Structure de la cellule élémentaire des articles [29]	46
I.51	Cellule élémentaire des articles [30] et [31]	47
I.52	a) Couches extérieures b) Couche intérieure de la cellule élémentaire de l'article [31]	47
I.53	Évolution du coefficient de transmission en fonction de la rotation de la cellule élémentaire de l'article [31]	48
I.54	Répartition de la loi de phase sur le réseau de l'article [31]	48
I.55	Diagramme de rayonnement normalisé du réseau de l'article [31]	49
I.56	Structure de la cellule élémentaire de l'article [32]	50
I.57	Patches a) Up-Link b) Down-Link de la cellule élémentaire de l'article [32]	51

I.58	Évolution du coefficient de transmission en fonction de la rotation des patches Tx de la cellule de l'article [32] en a) Down-Link b) Up-Link . . . . .	51
I.59	Distribution de phase a) en DL b) en UL c) en bi-bande du réseau transmetteur de l'article [32] . . . . .	52
I.60	Diagrammes de rayonnement simulés en a) DL b) UL du réseau transmetteur de l'article [32] . . . . .	52
I.61	Cellule élémentaire de l'article [33] . . . . .	53
I.62	Structure des a) Couches extérieures b) Couche intérieure de la cellule élémentaire de l'article [33] [34] . . . . .	53
I.63	Exemple de conversion de polarisation par la cellule élémentaire de l'article [33] . . . . .	54
I.64	Polariseur de l'article [33] . . . . .	54
I.65	Réseau transmetteur a) Modèle de simulation b) Prototype fabriqué de l'article [35] utilisé dans l'article [33] . . . . .	55
I.66	Source primaire, polariseur et transmit-array de l'article [33] montés en chambre anéchoïque . . . . .	55
I.67	Diagrammes de rayonnement des prototypes de l'article [33] en bande K avec la source en a) polarisation x, b) polarisation y	56
I.68	Diagrammes de rayonnement des prototypes de l'article [33] en bande Ka avec la source en a) polarisation x, b) polarisation y . . . . .	56
I.69	Structure de la source primaire de l'article [36] . . . . .	57
I.70	Structure du transmit-array double réseau de l'article [36] .	58
I.71	Diagramme de rayonnement d'un faisceau après traversée du premier réseau (en noir), puis après traversée du second réseau (en rouge et en bleu) de l'article [36] . . . . .	58
I.72	Diagramme de rayonnement du transmit-array de l'article [36] avec trois sources actives . . . . .	59
I.73	Cellule élémentaire de l'article [37] a) Structure éclatée de la cellule b) Géométrie de la cellule élémentaire sur les deux couches de substrat c) Évolution du coefficient de transmission en fonction du switch . . . . .	63
I.74	Cellule élémentaire des articles [39] [40] a) Structure de la cellule b) Géométrie des patches de la cellule élémentaire c) Évolution de la différence de phase entre les configurations possibles de la cellule en fonction de la fréquence . . . . .	63
I.75	Cellule élémentaire de l'article [42] a) Structure de la cellule b) Évolution de la phase dans plusieurs modes . . . . .	63

TABLE DES FIGURES

---

II.1	Notation de la formule de Friis dans le transmit-array . . . . .	70
II.2	Paramètres initialement connus dans le transmit-array . . . . .	71
II.3	Modèle de la cellule élémentaire sous forme de quadripôle . . . . .	72
II.4	Paramètres à présent connus dans le transmit-array . . . . .	73
II.5	Paramètres et équations finalement connus dans le transmit-array . . . . .	75
II.6	Différences entre les puissances $P_2$ , $P_i$ et $P_d$ . . . . .	76
II.7	Paramètres et équations finalement connus dans le transmit-array . . . . .	77
II.8	Schémas d'un réseau illuminé par quatre sources primaires et divisé en quatre quadrants a) en vue 3D b) en vue transversale (axe z) . . . . .	83
II.9	Schéma des déplacements des particules dans l'algorithme PSO . . . . .	85
II.10	Schéma de principe des quatre parties distinctes du simulateur numérique hybride . . . . .	87
II.11	Différentes zones de l'espace libre . . . . .	89
II.12	Lentille de l'Université de Lisbonne utilisée comme référence . . . . .	91
II.13	Image des différentes cellules du réseau de référence . . . . .	93
II.14	Schéma de la variable X sur la cellule . . . . .	93
II.15	Courbes de gain en fonction de la taille de la cellule et courbes de tendance correspondantes . . . . .	94
II.16	Schéma des sous-domaines composant le réseau transmetteur avec la source primaire en cyan, les cellules vides en magenta et en vert et le réseau transmetteur en rouge . . . . .	96
II.17	Comparaison des résultats obtenus en mesure, en simulations et avec l'outil hybride . . . . .	97
II.18	Division et symétrisation du réseau de cellules . . . . .	100
II.19	Comparaison de la répartition de phase calculée sans optimisation (gauche) et avec optimisation (droite) . . . . .	101
II.20	Comparaison du rayonnement du transmit-array avec une loi de phase non optimisée (courbe noire) et optimisée (courbe rouge) . . . . .	102
II.21	Environnement d'utilisation du simulateur hybride . . . . .	103
II.22	Calcul de l'angle $\theta_{array}$ . . . . .	104
III.1	Réseau utilisé lors des études paramétriques . . . . .	112
III.2	Cellule élémentaire utilisée lors des études paramétriques . . . . .	113

III.3	Gain simulé de la cellule élémentaire . . . . .	113
III.4	Diagrammes de rayonnement du transmit-array en fonction du gain de la source primaire . . . . .	114
III.5	Évolution du gain du transmit-array en fonction du gain de la source primaire . . . . .	114
III.6	Évolution du rapport focal à gain maximal en fonction du gain de la source primaire . . . . .	115
III.7	Diagramme de rayonnement du cornet 15 dBi sous CST . . . . .	117
III.8	Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase variable à diverses fréquences . . . . .	121
III.9	Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase variable et cellules adaptées à diverses fréquences en fonction de la fréquence . . . . .	122
III.10	Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase fixe à diverses fréquences . . . . .	123
III.11	Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase fixe et cellules adaptées à diverses fréquences . . . . .	124
III.12	Évolution du gain, du rendement en puissance et du niveau des lobes secondaires en valeur absolue en fonction de la maille du réseau . . . . .	125
III.13	Schéma d'un réseau et d'une source primaire placée à diverses distances focales . . . . .	126
III.14	Évolution de $\beta$ et de l'apodisation en fonction du rapport focal	127
III.15	Évolution du gain et de la directivité dans l'axe du transmit-array en fonction de la distance focale . . . . .	128
III.16	Évolution du diagramme de rayonnement de l'antenne en fonction du rapport focal . . . . .	130
III.17	Évolution des SLL et de $\theta_{3dB}$ en fonction du rapport focal . . . . .	131
III.18	Évolution des rendements en puissance et en ouverture de l'antenne en fonction du rapport focal . . . . .	132
III.19	Évolution des pertes par illumination en fonction du rapport focal . . . . .	133
III.20	Réseau transmetteur a) sans compensation b) avec compensation parfaite . . . . .	135
III.21	Réseau $20 \times 20$ a) sans compensation et en compensation b) 1 bit, c) 2 bits et d) 3 bits . . . . .	136
III.22	Évolution du gain et de la directivité en fonction de la compensation de phase . . . . .	137

TABLE DES FIGURES

---

III.23	Diagramme de rayonnement du transmit-array en fonction de la compensation de phase . . . . .	139
III.24	Schéma du déplacement latéral de la source primaire par rapport au réseau . . . . .	142
III.25	Gain du transmit-array en fonction de la translation de la source primaire . . . . .	143
III.26	Schéma du déplacement de la source primaire sur un arc focal	144
III.27	Diagrammes de rayonnement du transmit-array en fonction de l'angle $\varphi$ de déplacement de la source primaire sur l'arc focal . . . . .	145
III.28	Déplacement de la source primaire en fonction du dépointage $\theta$	146
III.29	Comparaison des gains en fonction du dépointage $\theta$ . . . . .	146
III.30	Diagrammes de rayonnement pour $\theta = 10^\circ$ et $\theta = 20^\circ$ dans les deux modes de déplacement de la source primaire . . . . .	147
IV.1	Diagramme de gain de la cellule élémentaire pour diverses valeurs de permittivité . . . . .	155
IV.2	Design de la cellule élémentaire vue en coupe . . . . .	156
IV.3	Design de la cellule élémentaire en vue du dessus a) substrat et patch, b) plan de masse . . . . .	157
IV.4	Modèle (ligne de transmission) de la cellule élémentaire . . . . .	157
IV.5	Gain de la cellule élémentaire en polarisation linéaire . . . . .	159
IV.6	S11 et S21 de la cellule élémentaire en polarisation linéaire . . . . .	159
IV.7	Configurations de la cellule élémentaire a) côté source primaire, rotation $0^\circ$ , b) côté espace libre, rotation $0^\circ$ , c) côté espace libre, rotation $180^\circ$ , d) côté espace libre, rotation $90^\circ$ et e) côté espace libre, rotation $270^\circ$ . . . . .	160
IV.8	Variation de la phase de la cellule élémentaire en fonction de la fréquence pour les deux configurations $90^\circ$ et $270^\circ$ . . . . .	161
IV.9	Diagramme de rayonnement du cornet simulé sous CST . . . . .	162
IV.10	Diagramme de rayonnement du transmit-array à $\frac{F}{D} = 0.75$ . . . . .	165
IV.11	Répartition de cellules sur la surface du transmit-array pour $\frac{F}{D} = 0.75$ et une compensation 1 bit . . . . .	166
IV.12	Diagrammes de rayonnement simulés du transmit-array pour divers dépointage en compensation 1 bit . . . . .	166
IV.13	Photographies des deux associations de rotation de cellules (côté source primaire et côté espace libre) . . . . .	167
IV.14	Schéma des différents éléments du montage . . . . .	168

IV.15	Photographie du banc de mesure . . . . .	169
IV.16	Désalignement des guides rectangulaires . . . . .	170
IV.17	Coefficient de réflexion S11 de la cellule élémentaire en polarisation linéaire . . . . .	170
IV.18	Cellules élémentaires a) de cette thèse b) du LAPLACE (2019)	171
IV.19	Base compacte de mesure d'antenne . . . . .	172
IV.20	Chambre anéchoïque pour la mesure d'antenne . . . . .	173
IV.21	Plan de la chambre anéchoïque interne de l'ONERA . . . . .	174
IV.22	Campagne de mesure de la chambre anéchoïque . . . . .	175
IV.23	Plan du support de fixation du réseau transmetteur . . . . .	177
IV.24	Support sur-mesure de fixation du réseau transmetteur dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA . . . . .	178
IV.25	Axes de mouvement sur le support sur-mesure de fixation du réseau transmetteur dans la chambre anéchoïque . . . . .	178
IV.26	Réseau transmetteur et source primaire, installés dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA . . . . .	179
IV.27	Diagrammes de rayonnement en co-polarisation du transmit-array mesuré et simulé à l'aide du simulateur hybride et de l'outil ONERA FACTOPO . . . . .	180
IV.28	Diagrammes de rayonnement en cross-polarisation du transmit-array mesuré et simulé à l'aide de l'outil ONERA FACTOPO	180
IV.29	Diagrammes de rayonnement mesurés du transmit-array à diverses translations de la source primaire . . . . .	182
IV.30	Comparaison de la distance focale en mono-source et en multi-source . . . . .	184
IV.31	Configuration des quatre sous-sources centrées sur chaque quart du réseau . . . . .	184
IV.32	Nouvelle source primaire vue en coupe . . . . .	185
IV.33	Patch composant la source primaire vu du dessus . . . . .	185
IV.34	Diagramme de gain d'un patch composant la source primaire en $\varphi = 0^\circ$ . . . . .	186
IV.35	Nouvelle source primaire vue du dessus . . . . .	186
IV.36	Alimentation de la nouvelle source primaire . . . . .	187
IV.37	Rayonnement de la nouvelle source primaire en $\varphi = 0^\circ$ . . .	188
IV.38	S11 de la nouvelle source primaire . . . . .	189



TABLE DES FIGURES

---

IV.39	Répartition de phase sur la surface du second prototype en compensation 1 bit . . . . .	190
IV.40	Diagrammes de rayonnement du nouveau réseau transmetteur pour diverses sources primaires . . . . .	191
IV.41	Diagramme de rayonnement dépointé du second prototype en polarisation linéaire . . . . .	192
IV.42	Nouvelle source primaire installée dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA . . . . .	193
IV.43	S11 mesuré et simulé de la nouvelle source primaire . . . . .	194
IV.44	Rayonnement mesuré et simulé de la nouvelle source primaire	194
IV.45	Diagramme de rayonnement du nouveau prototype de transmit-array en simulation et mesure . . . . .	195
IV.46	Diagrammes de rayonnement mesurés du second prototype dépointé . . . . .	196
V.1	Design de la cellule élémentaire (d'épaisseur 3.2 mm) vue en coupe . . . . .	204
V.2	Design de la cellule élémentaire côté a) source primaire, b) espace libre . . . . .	205
V.3	Gain de la cellule élémentaire en polarisation circulaire . . . . .	206
V.4	S11 et S21 de la cellule élémentaire en polarisation horizontale et verticale . . . . .	206
V.5	Configurations de la cellule élémentaire a) côté source primaire, rotation 0°, b) côté espace libre, rotation 0°, c) côté espace libre, rotation 90°, d) côté espace libre, rotation 180° et e) côté espace libre, rotation 270° . . . . .	208
V.6	Rotation du champ $\vec{E}$ en fonction de la rotation de la cellule	209
V.7	Répartition de phase sur la surface du transmit-array à $\frac{F}{D} = 0.75$ en compensation 2 bits . . . . .	211
V.8	Diagrammes de rayonnement du prototype 3 simulés à l'aide du simulateur hybride et de l'outil ONERA FACTOPO . . . . .	212
V.9	Diagrammes de rayonnement simulés du transmit-array pour divers dépointages . . . . .	212
V.10	Photographies des nouvelles cellules fabriquées . . . . .	213
V.11	Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation linéaire du troisième prototype . . . . .	214
V.12	Quadrature de phase du troisième prototype de réseau transmetteur . . . . .	215

V.13	Diagramme de rayonnement mesuré du troisième prototype en polarisation circulaire . . . . .	216
V.14	Diagrammes de rayonnement mesurés du troisième prototype dépointé en polarisation circulaire . . . . .	217
V.15	Variation du gain en polarisation circulaire du troisième prototype en fonction de la fréquence . . . . .	218
V.16	Diagrammes de rayonnement du réseau 4 pour divers rapports focaux . . . . .	219
V.17	Répartition de phase sur la surface du quatrième prototype, en compensation 2 bit . . . . .	220
V.18	Diagramme de rayonnement en dépointage du quatrième prototype . . . . .	221
V.19	Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation linéaire du quatrième prototype . . . . .	222
V.20	Quadrature de phase du quatrième prototype . . . . .	223
V.21	Diagramme de rayonnement mesuré du quatrième prototype en polarisation circulaire . . . . .	223
V.22	Diagrammes de rayonnement simulés du quatrième prototype en polarisation V et H avec déplacement suivant l'axe a) x et b) y . . . . .	224
V.23	Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement latéral . . . . .	225
V.24	Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement en hauteur . . . . .	225
V.25	Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement latéral fin . . . . .	227
V.26	Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement fin en hauteur . . . . .	227
V.27	Impact du désalignement sur le gain et le niveau des lobes secondaires du quatrième prototype . . . . .	228
V.28	Diagrammes de rayonnement simulés du quatrième prototype en polarisation V et H avec déplacement suivant les axes x et y de 1 mm et 5 mm . . . . .	229
V.29	Diagrammes de rayonnement dépointés mesurés du quatrième prototype en polarisation circulaire . . . . .	230
V.30	Variation du gain en polarisation circulaire du quatrième prototype en fonction de la fréquence . . . . .	231

# Liste des tableaux

I.1	Tableau associant les bandes de fréquences, les gammes de fréquences et les longueurs d'ondes . . . . .	7
I.2	Tableau présentant les différents états de phase en fonction du nombre de bits choisis . . . . .	13
I.3	Tableau comparant les performances d'un transmit-array en fonction de la compensation choisie . . . . .	14
I.4	Tableau présentant les dimensions des différentes cellules élémentaires de l'article [13] . . . . .	22
I.5	Dimensions dans la cellule élémentaire de l'article [17] . . . . .	33
I.6	Tableau présentant les caractéristiques des réseaux transmetteurs conçus dans [17] et [18] . . . . .	33
I.7	Tableau présentant les résultats en dépointage du transmit-array de l'article [18] . . . . .	35
I.8	Tableau présentant les résultats en dépointage du transmit-array de l'article [24] . . . . .	43
I.9	Tableau récapitulatif des cellules élémentaires PD et des transmit-arrays associés . . . . .	60
I.10	Tableau récapitulatif des cellules élémentaires PR et des transmit-arrays associés . . . . .	61
II.1	Tableau comparant le gain d'une cellule élémentaire en fonction de sa taille . . . . .	94
II.2	Tableau comparant les temps de calculs de différents logiciels et du simulateur hybride . . . . .	99
III.1	Tableau comparant les performances d'un Transmit-Array à loi de phase variable en Bande X . . . . .	121

---

III.2	Tableau comparant les performances d'un Transmit-Array à loi de phase fixe en Bande X . . . . .	123
III.3	Tableau comparant les gains et directivités pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2 . . . . .	129
III.4	Tableau comparant les diagrammes de rayonnement pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2 . . . . .	131
III.5	Tableau récapitulant les performances du réseau transmetteur pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2 . . . . .	133
III.6	Tableau récapitulant les performances du réseau transmetteur pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2 . . . . .	134
III.7	Tableau comparant le gain, la directivité et les pertes par compensation pour différentes compensations de phase . . .	138
III.8	Tableau comparant les SLL et la largeur du lobe à -3 dB pour différentes compensations de phase . . . . .	139
III.9	Tableau comparant les performances de l'antenne pour des compensations de phase différentes . . . . .	140
III.10	Tableau comparant les données de gain en fonction de la translation de la source primaire . . . . .	143
III.11	Tableau comparant les données de gain en fonction du déplacement de la source primaire sur un arc focal . . . . .	144
IV.1	Cahier des charges de la cellule élémentaire en polarisation linéaire . . . . .	154
IV.2	Dimensions de la cellule élémentaire en polarisation linéaire	155
IV.3	Dimensions de la cellule élémentaire en polarisation linéaire	157
IV.4	Cahier des charges du réseau transmetteur en polarisation linéaire . . . . .	163
IV.5	Performances du réseau en polarisation linéaire pour différents rapports focaux . . . . .	164
V.1	Dimensions de la cellule élémentaire en polarisation circulaire	205
V.2	Performances du réseau en polarisation circulaire pour différents rapports focaux . . . . .	210

# Acronymes

AR	Axial Ratio, Rapport Axial
CE	Cellule Élémentaire
CP	Compensation Parfaite
DL	Down-Link
GND	Ground, Plan de masse
LHCP	Left Hand Circular Polarisation, Polarisation circulaire gauche
PC	Polarisation Circulaire
PD	Phase-Delay
PL	Polarisation Linéaire
PR	Phase-Rotation
RA	Reflect-Array
RHCP	Right Hand Circular Polarisation, Polarisation circulaire droite
Rx	Réception
SLL	Side Lobe Level, Niveau des lobes secondaires
SP	Source Primaire
TA	Transmit-Array
Tx	Transmission
UL	Up-Link
VNA	Vector Network Analyser, Analyseur Vectoriel de Réseau



# Introduction

## Contexte et problématiques

Apparues dès la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle, les antennes sont des systèmes en éternelle évolution.

Leurs utilisations sont variées, qu'il s'agisse de télécommunications par satellite, de télévision, ou encore de 5G, elles font désormais partie intégrante de la vie de chacun et des avancées technologiques mondiales.

Quelle que soit la mission de l'antenne, son fonctionnement reste toujours le même, à savoir transformer un signal guidé en un signal rayonné, ou inversement.

Pour des missions spatiales, il est indispensable d'utiliser un type d'antenne permettant d'orienter le faisceau sortant en direction de la cible souhaitée, comme une station sol ou un autre satellite.

Les antennes spatiales sont ainsi directives et reconfigurables pour permettre un dépointage rapide et précis du faisceau et sont parfois également dotées d'un système permettant de travailler en multifaisceaux.

Afin de satisfaire leurs besoins en haut débit et à gain élevé sur une large bande-passante, il est judicieux d'utiliser des antennes à grandes ouvertures rayonnantes, telles que des paraboles ou des réseaux planaires.

Parmi cette dernière catégorie se distinguent les antennes de type réseaux transmetteurs, systèmes très prometteurs permettant de focaliser le rayonnement provenant d'une ou plusieurs sources primaires en un faisceau sortant dépointé à gain élevé.

L'étude menée dans cette thèse est consacrée à la conception et à l'optimisation

de ces réseaux transmetteurs associés à diverses sources primaires.

## Objectif de la thèse et organisation du mémoire

L'objectif de ces travaux de thèse est de proposer des solutions technologiques innovantes permettant de réduire l'encombrement, tout en améliorant les performances en rayonnement, de réseaux transmetteurs.

La bande de fréquence choisie, pour mener cette étude et pouvoir réaliser des prototypes comparables à ceux de la littérature, est la bande X allant de 8 GHz à 12 GHz.

Ce manuscrit débutera par un aspect théorique et plus particulièrement par une présentation précise des antennes de type réseaux transmetteurs.

Leur fonctionnement, à base de cellules élémentaires, sera tout d'abord décrit, puis une liste non exhaustive de cellules particulièrement intéressantes trouvées dans la littérature, sera ensuite dressée.

Compte-tenu du grand nombre de cellules composant les réseaux transmetteurs, leurs simulations sont souvent très coûteuses en temps et en ressources.

C'est pourquoi sera ensuite présenté un outil numérique performant qui a été enrichi et perfectionné à travers les premiers mois de cette thèse, ainsi que lors du stage de fin d'étude réalisé par Alessandro De Oliveira Cabral Junior, personnellement co-encadré.

Cet outil est un simulateur numérique hybride, disposant d'un algorithme d'optimisation performant, permettant d'obtenir très rapidement les performances globales d'un réseau transmetteur.

Ce simulateur *in-house* a été utilisé dans la réalisation d'une étude paramétrique évaluant l'impact des différents éléments de l'antenne sur ses performances en rayonnement.

Le fonctionnement de cet outil et les résultats des différentes études paramétriques réalisées seront rigoureusement présentés à travers deux chapitres distincts.

A la suite de ces études sera présentée une première cellule élémentaire en polarisation linéaire conçue au cours de cette thèse. Sa conception et son fonctionnement seront décrits avant de l'utiliser dans la conception d'un réseau transmetteur en polarisation linéaire.



---

Ce réseau, associé à une source primaire de type cornet, sera caractérisé et optimisé en simulation avant d'être fabriqué.

L'ONERA dispose d'une chambre anéchoïque interne dans laquelle les différentes mesures ont été réalisées.

L'un des objectifs de cette étude étant la miniaturisation du système, la conception d'une nouvelle source primaire permettant de diminuer l'encombrement de l'antenne, sera ensuite décrite.

Cette étude a fait l'objet d'une partie du stage d'Alessandro De Oliveira Cabral Junior.

Cette nouvelle source primaire, pouvant être placée à une distance plus courte du réseau transmetteur, a été fabriquée avec un réseau dédié.

Les différents éléments de ces systèmes et leurs résultats de simulation et de mesure seront présentés dans ce manuscrit.

Une fois cet objectif de réduction d'encombrement atteint, une nouvelle cellule élémentaire a été conçue, ayant la particularité d'être dépolarisante, c'est-à-dire de convertir la polarisation linéaire provenant de la source primaire, en polarisation circulaire en sortie de réseau.

Les deux sources primaires précédemment utilisées ont été conservées, et deux nouveaux réseaux transmetteurs ont été conçus.

Les deux derniers chapitres de cette thèse seront consacrés à la présentation et aux résultats de simulation et de mesure de cette nouvelle cellule élémentaire dépolarisante et des réseaux qui lui sont associés.



# Chapitre I

## Réseaux transmetteurs : État de l'art et fonctionnement

### Sommaire

---

<b>I.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>6</b>
<b>I.2</b>	<b>Principe de fonctionnement d'un réseau transmetteur</b>	<b>7</b>
I.2.1	Fonctionnement du réseau transmetteur	8
I.2.2	Principe de la compensation de phase	13
<b>I.3</b>	<b>Principe de fonctionnement d'un réseau réflecteur</b>	<b>15</b>
<b>I.4</b>	<b>Cellules élémentaires et Transmit-Arrays associés</b>	<b>19</b>
I.4.1	Designs de cellules élémentaires	20
I.4.2	Cellules élémentaires Phase-Delay	21
I.4.3	Cellules élémentaires Phase-Rotation	37
I.4.4	Conception d'un Transmit-Array à double réseau Phase-Delay et Phase-Rotation	57
I.4.5	Récapitulatif des principales cellules élémentaires	60
I.4.6	Cellules élémentaires actives	62
<b>I.5</b>	<b>Conclusions</b>	<b>64</b>

---

## I.1 Introduction

L'objectif de la thèse étant la conception d'antennes de type réseaux transmetteurs innovants et compacts, ce chapitre présentera tout d'abord le fonctionnement global d'un réseau transmetteur également appelé transmit-array.

Ces antennes sont composées de cellules élémentaires dites à retard de phase qui permettent de contrôler la phase appliquée en tout point du réseau.

Un parallèle avec une technologie voisine composée également de cellules élémentaires, les réseaux réflecteurs sera ensuite évoqué.

Le fonctionnement des cellules élémentaires du réseau transmetteur sera également défini et plusieurs travaux significatifs publiés seront présentés en détaillant leur structure, leur fonctionnement, et enfin leur utilisation directe dans la conception d'un transmit-array, résultats à l'appui.

La technologie retenue dans le cadre de cette thèse sera ensuite proposée et mise en pratique dans les chapitres suivants.

## I.2 Principe de fonctionnement d'un réseau transmetteur

Les antennes de type réseaux transmetteurs peuvent être utilisées dans différentes bandes de fréquences. Le Tableau I.1 rappelle les combinaisons entre bande de fréquences, gamme de fréquences et longueur d'onde  $\lambda$ .

Bande de fréquences	Gamme de fréquences (GHz)	Longueur d'onde $\lambda$ (mm)
VHF	$0.03 \leq 0.3$	$10000 \geq 1000$
UHF	$0.3 \leq 1$	$1000 \geq 300$
Bande L	$1 \leq 2$	$300 \geq 150$
Bande S	$2 \leq 4$	$150 \geq 75$
Bande C	$4 \leq 8$	$75 \geq 37.5$
Bande X	$8 \leq 12$	$37.5 \geq 25$
Bande Ku	$12 \leq 18$	$25 \geq 16.6$
Bande K	$18 \leq 26.5$	$16.6 \geq 11.3$
Bande Ka	$26.5 \leq 40$	$11.3 \geq 7.5$
Bande Q	$33 \leq 50$	$9.1 \geq 6$
Bande U	$40 \leq 60$	$7.5 \geq 5$
Bande V	$50 \leq 75$	$6 \geq 4$
Bande E	$50 \leq 90$	$6 \geq 3.3$
Bande W	$75 \leq 110$	$4 \geq 2.7$
Bande F	$90 \leq 140$	$3.3 \geq 2.1$
Bande D	$170 \leq 110$	$2.7 \geq 1.8$
Bande G	$140 \leq 220$	$2.1 \geq 1.4$

TABLEAU I.1 – Tableau associant les bandes de fréquences, les gammes de fréquences et les longueurs d'ondes

### I.2.1 Fonctionnement du réseau transmetteur

Un réseau transmetteur, ou transmit-array, est une antenne de type réseau plane en transmission. Le réseau transmetteur est associé à une source primaire, positionnée à une distance focale  $F$  du réseau, qui émet un champ électromagnétique à onde sphérique reçu puis retransmis en onde plane par le réseau (cf. Figure I.1).

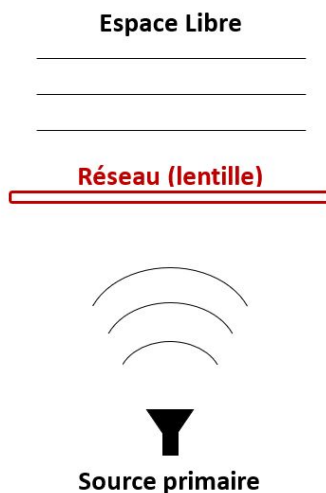


FIGURE I.1 – Schéma d'un transmit-array et de sa source primaire associée

Le fonctionnement du transmit-array (TA), apparenté à une lentille discrète, repose sur les deux réseaux d'antennes qui le constituent : un premier réseau en réception (Rx array), qui reçoit l'onde émise par une source primaire et un second réseau en émission (Tx array), qui émet le faisceau en sortie du transmit-array en focalisant le rayonnement dans la direction souhaitée (cf. Figure I.2) [1] [2].

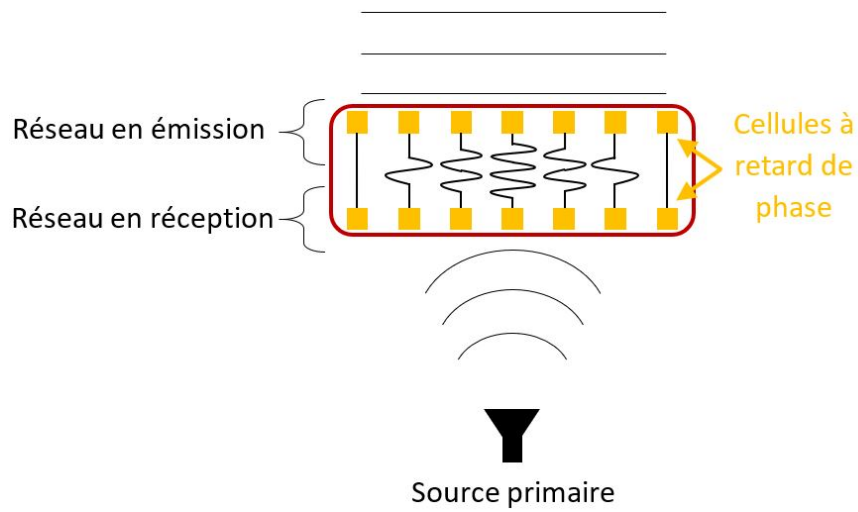


FIGURE I.2 – Schéma représentant les cellules à retard de phase dans le transmit-array

Ces cellules à retard de phase, aussi appelées déphaseurs, servent à compenser les différences de trajet entre la source primaire et les éléments rayonnants du réseau (cf. Figure I.3) et ainsi rattraper le retard de phase du signal.

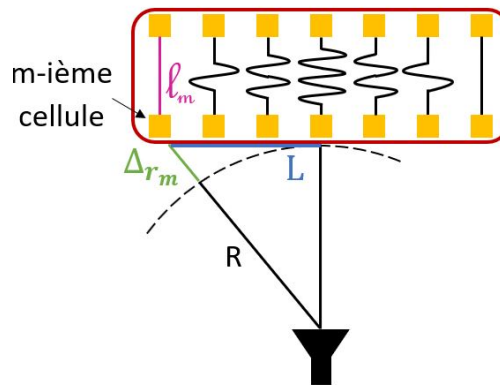


FIGURE I.3 – Schéma des différences de trajets dans un transmit-array

Pour un réseau de  $m$  cellules, la différence de trajet parcourue par l'onde de la source primaire à la  $m$ -ième cellule élémentaire est notée  $\Delta r_m$  et se calcule comme suit :

$$\Delta r_m = \sqrt{R^2 + L^2} - R \quad (I.1)$$

Il est à noter que la cellule considérée comme référence et correspondant au point 0 est la cellule centrale du réseau.

La compensation de phase réalisée par les déphaseurs permet de rattraper les retards dus à la distance parcourue  $R + \Delta_{r_m}$  ainsi que les phases initiales de la source primaire et des cellules élémentaires.

Ces cellules doivent donc être précisément définies pour correctement prendre en compte leurs positions propres par rapport à la source primaire et ainsi corriger le retard de phase de l'information reçue et permettre de passer d'un front d'onde sphérique à un front d'onde plan (cf. Figure I.4).

L'ensemble des phases appliquées individuellement à chacune des cellules forme la loi de phase du réseau. Cette répartition de phase est fixe dans le cadre de cette thèse, c'est-à-dire que le réseau est passif et les cellules qui le composent sont figées.

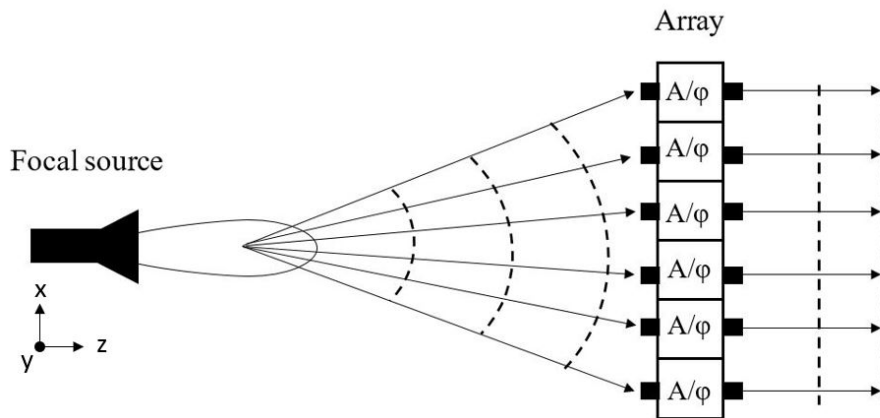


FIGURE I.4 – Schéma d'un transmit-array

Ainsi pour une position fixe de la source et du réseau, le faisceau de sortie est toujours émis dans la même direction.

Le paramètre noté  $a$  (cf. Figure I.5) représente la translation de la source primaire sur l'axe  $y$  par rapport à la position initiale dans laquelle elle et le réseau sont centrés l'un par rapport à l'autre.

Par déplacement de la source primaire, les cellules recevront une première information de phase qui s'ajoutera ensuite à leur correction propre et qui permettra de créer un faisceau de sortie dépointé dans une direction  $\alpha_0$  souhaitée selon l'axe  $y$  de la Figure I.5.



Ainsi pour parvenir à faire du beam steering, c'est-à-dire dépointer le faisceau principal, il est nécessaire de modifier le retard de phase reçu par chaque cellule en modifiant la position relative de la source par rapport au réseau.

Les différentes phases régissant les cellules du transmit-array se calculent en trois temps comme montré en Figure I.5.

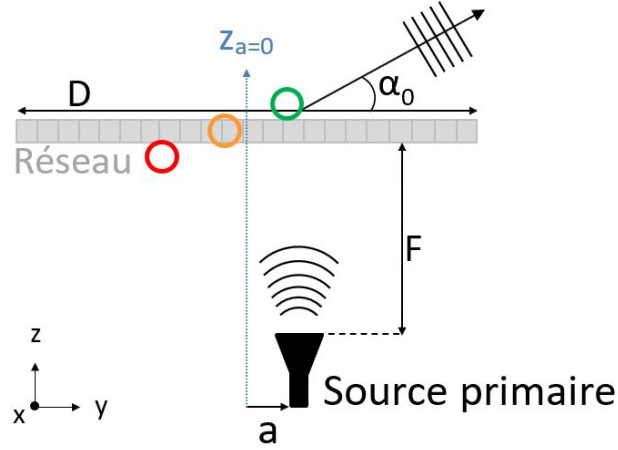


FIGURE I.5 – Schéma de principe de la lentille passive

Tout d'abord il faut définir la répartition de phase de l'onde incidente sur la lentille pour chacune des cellules en amont du réseau, représentées par le rond rouge. Pour cela on calcule (Equation I.2) la phase incidente notée  $\Phi_{inc}(x, y)$  en fonction de l'axe x et de l'axe y. La position sur l'axe z étant fixe et de valeur F, elle n'est pas considérée comme variable notée  $\Phi_{inc}(x, y)$  :

$$\boxed{\Phi_{inc}(x, y) = -k_0 \sqrt{x^2 + (y - a)^2 + F^2}} \quad (I.2)$$

Le paramètre noté  $k_0$  correspond au nombre d'onde avec :

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$$

Une fois la répartition de phase de l'onde incidente sur la lentille calculée, il est possible de déterminer, à l'aide de l'Equation I.3, la correction de phase  $\Phi_{lens}(x, y)$  à appliquer à la lentille sur chaque cellule (rond jaune de la Figure I.5) afin d'avoir le dépointage  $\alpha_0$  souhaité en sortie de transmit-array.

$$\boxed{\Phi_{lens}(x, y) = k_0 \sqrt{x^2 + y^2 + F^2} - k_0 \cdot y \cdot \sin \alpha_0} \quad (I.3)$$

Enfin, il est dorénavant possible de déterminer la phase de sortie  $\Phi_{out}(x, y)$  de chaque cellule élémentaire, représentée par le rond vert de la Figure I.5 en sommant les deux dernières contributions (Equation I.5).

$$\Phi_{out}(x, y) = \Phi_{inc}(x, y) + \Phi_{lens}(x, y) \quad (I.4)$$

$$\boxed{\Phi_{out}(x, y) = k_0 \cdot (-\sqrt{x^2 + (y - a)^2 + F^2} + \sqrt{x^2 + y^2 + F^2} - y \cdot \sin \alpha_0)} \quad (I.5)$$

Ainsi sont à présent connues toutes les phases du système, pour chacune des cellules, à n'importe quel endroit de l'antenne.

Ces formules permettent ainsi de paramétrer un transmit-array afin de dépointer le faisceau dans la direction  $\alpha_0$  souhaitée.

Il est important de noter que les calculs présentés précédemment correspondent à une compensation de phase parfaite, autrement dit à une correction de phase unique pour chaque cellule du réseau.

Ainsi dans ce cas le nombre d'état de phase, donc de  $\Phi_{lens}(x, y)$  différents, est égal au nombre de cellules. Une telle réalisation s'avère être très complexe, c'est pourquoi il est intéressant de chercher le bon compromis entre la compensation (ou quantification), c'est à dire le nombre d'états de phase possibles, et les performances du réseau [1].

### I.2.2 Principe de la compensation de phase

Le principe de la compensation de phase est de fournir aux cellules élémentaires un certain nombre d'états de phase leur permettant de créer un déphasage plus ou moins précis. Le nombre d'états de phase correspond au chiffre 2 élevé à la puissance du nombre  $N$  de bits choisis [3].

Le lien entre le nombre de bits, d'états de phase et les déphasages correspondant est donné dans le tableau I.2.

Pour définir les différentes valeurs de phase à appliquer aux cellules, un entier naturel noté  $k$  variant entre 0 et  $2^N - 1$  est posé.

Nombre de bits $N$	Nombre d'états de phase	Déphasage ( $^\circ$ )
$N \in \mathbb{N}$	$2^N$	$k \times \frac{360}{2^N}$
1	2	[0 - 180] ou [90 - 270]
2	4	[0 - 90 - 180 - 270]
3	8	[0 - 45 - 90 - 135 - 180 - 225 - 270 - 315]

TABLEAU I.2 – Tableau présentant les différents états de phase en fonction du nombre de bits choisis

Une quantification trop fine (un trop grand nombre d'états de phase) implique de très bonnes performances avec des résultats proches de ceux simulés, mais complexifie la conception du réseau.

A l'inverse, une quantification trop brutale simplifie la réalisation de la lentille du fait du faible nombre d'états de phase mais s'éloigne des performances attendues et simulées de l'antenne.

Pour illustrer ces différentes compensations, à  $F/D$  constant et pour des cellules identiques, est présenté en Figure I.6 le diagramme de rayonnement d'un réseau de 400 cellules en compensation parfaite, 1 bit, 2 bits et enfin 3 bits.

Les données de gain, de directivité et les pertes par compensation  $P_{compensation}$ , c'est-à-dire la différence entre la directivité en compensation parfaite (CP) et en une autre compensation, sont récapitulées en Tableau I.3.

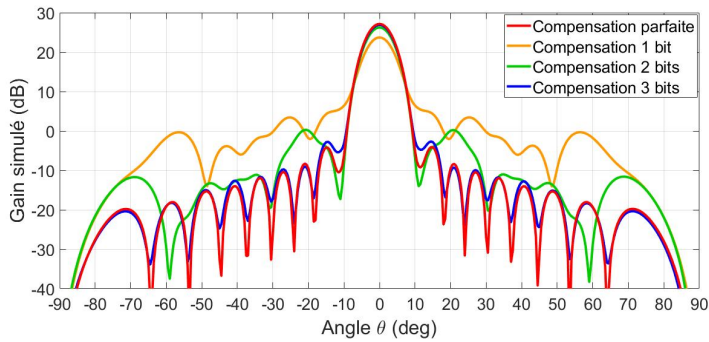


FIGURE I.6 – Diagramme de rayonnement d'un transmit-array pour diverses compensations de phase

Nombre de bits N	Gain	Directivité	$P_{compensation}$
1	24.0 dB	26.0 dB	3.8 dB
2	26.9 dB	28.9 dB	0.9 dB
3	27.6 dB	29.6 dB	0.2 dB
CP	27.8 dB	29.8 dB	0 dB

TABLEAU I.3 – Tableau comparant les performances d'un transmit-array en fonction de la compensation choisie

Les données montrent par exemple qu'entre une compensation parfaite et une compensation 2 bits, seuls 0.9 dB de directivité sont perdus. Ainsi, il est important de choisir le bon compromis entre complexité du réseau et approximation de la loi de phase afin d'être à la fois performant et rapide.

En conclusion, les performances d'un réseau transmetteur dépendent directement des cellules élémentaires le constituant.

Afin d'attribuer à une cellule un paramètre de phase, deux méthodes principales existent. La première, en retard de phase, ou Phase-Delay (PD), voit sa phase modifiée par l'ajustement des dimensions de ses éléments métalliques, et la seconde, en rotation de phase, ou Phase-Rotation (PR), consiste en une rotation d'une partie rayonnante de la cellule [4].

Dans les paragraphes suivants, une technologie voisine, les réseaux réflecteurs, ainsi que les deux méthodes de déphasage (PD et PR) sont décrites et assorties d'exemples.

### I.3 Principe de fonctionnement d'un réseau réflecteur

Tout comme un transmit-array, un réseau réflecteur (reflect-array) est constitué de cellules élémentaires, utilisées comme déphaseurs, placées sur un plan de masse et éclairées par une source primaire [5].

À l'instar d'un miroir, le champ électromagnétique est réfléchi par les différents éléments rayonnants du réseau réflecteur (cf. Figure I.7).

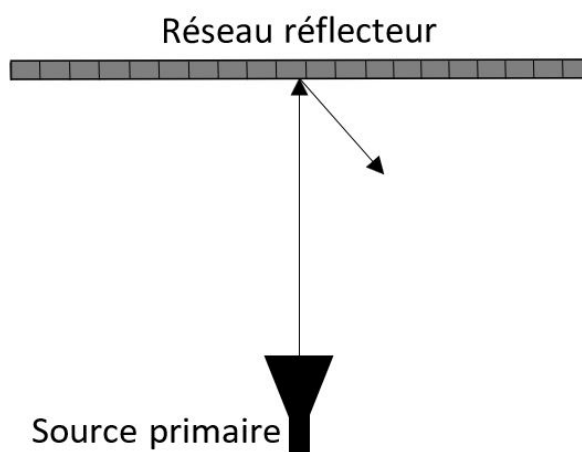


FIGURE I.7 – Schéma d'un reflect-array (principe de fonctionnement)

La technologie des reflect-arrays combine le fonctionnement des antennes réseaux et des antennes à réflecteurs (cf. Figure I.8) [6].

L'avantage considérable des reflect-arrays par rapport aux réseaux à réflecteurs repose en leur planéité qui permet de gagner à la fois en masse et en volume [7]. Les reflect-arrays ont également hérité de l'avantage considérable des antennes réseaux qui sont composées de sources élémentaires multiples.

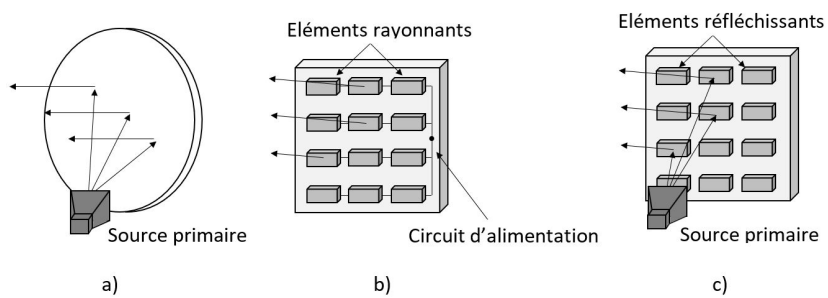


FIGURE I.8 – Schémas a) d'une antenne à réflecteur b) d'une antenne réseau c) d'un reflect-array

Les cellules élémentaires des reflect-arrays, actifs ou passifs, sont généralement composées d'un plan de masse et d'un patch rayonnant positionné sur un substrat cf. Figure I.9).

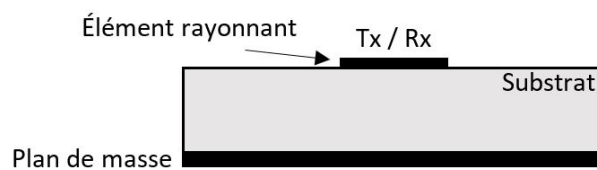


FIGURE I.9 – Schéma d'une cellule élémentaire typique d'un reflect-array

À titre d'exemple les Figures I.10 et I.11 présentent des cellules élémentaires de reflect-arrays à base de diodes PIN [8] [9] [10].

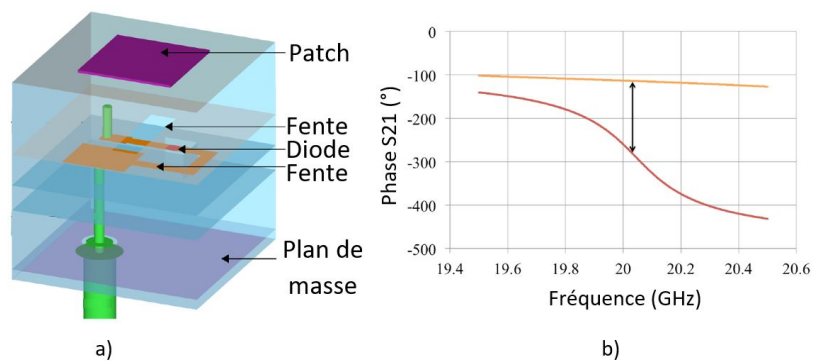


FIGURE I.10 – Cellule élémentaire des articles [8] [9] a) Structure de la cellule b) Évolution du coefficient de transmission en fonction de l'état de la diode

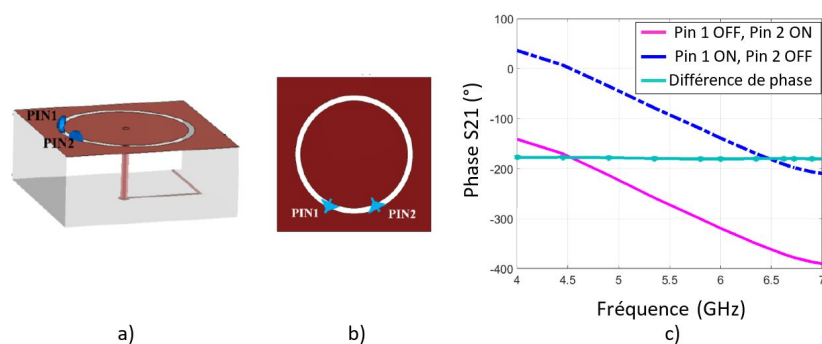


FIGURE I.11 – Cellule élémentaire de l'article [10] a) Structure de la cellule b) Géométrie du patch c) Évolution de la phase dans plusieurs configurations possibles de la cellule en fonction de la fréquence

De la même manière que pour le transmit-array, le reflect-array voit son faisceau dépointé par déplacement relatif de la source primaire par rapport au réseau ou inversement.

L'inconvénient majeur du reflect-array se trouve être la source primaire qui lui est associée. En effet la source primaire étant placée dans la zone de réflexion de l'onde (cf. Figure I.12), elle masque partiellement le rayonnement retour du réseau [11]. La rotation relative du réseau réflecteur par rapport à la source primaire apporte une solution à cet effet de masquage dû à la source primaire (cf. Figure I.12) [12].

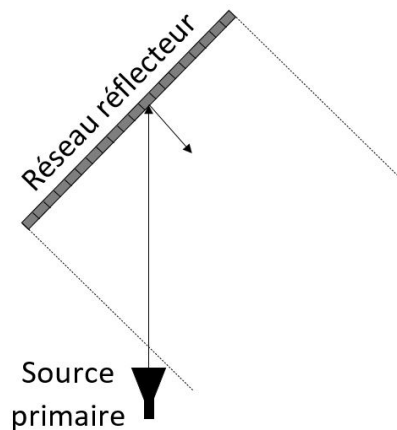


FIGURE I.12 – Schéma d'un reflect-array sans effet de masquage

Cependant ce décalage induit inévitablement une répartition du champ électromagnétique émis par la source primaire non uniforme sur le réseau, un angle d'incidence important de l'onde reçue par le reflect-array et une perte d'énergie entre le rayonnement émis par la source primaire et celui reçu par le réseau réflecteur.



## I.4 Cellules élémentaires et Transmit-Arrays associés

Les cellules élémentaires composant un transmit-array doivent être minutieusement choisies en fonction de l'application voulue car leur nature et leur comportement influent considérablement sur les performances du réseau transmetteur.

Pour obtenir un réseau de cellules performant, il est nécessaire que la cellule élémentaire présente de faibles pertes d'insertion et soit de petite taille afin d'améliorer le rendement en ouverture, c'est-à-dire l'optimisation de la surface du réseau.

De plus, la cellule utilisée doit supporter un intervalle de phase suffisant pour pouvoir lui attribuer la correction de phase souhaitée.

Les deux principaux types de cellules élémentaires, en Phase-Delay (PD) et en Phase-Rotation (PR), sont présentés dans les paragraphes suivants.

Étant donné la nature passive des cellules conçues lors de ces travaux de thèse, les articles détaillés présentent des cellules également passives.

Néanmoins quelques cellules actives sont brièvement présentées à titre d'information.

### I.4.1 Designs de cellules élémentaires

Que la cellule soit de type Phase-Delay ou Phase-Rotation, il existe des designs classiquement utilisés et adaptés à l'application souhaitée. Ces cellules se composent généralement de patches, de stubs ou de fentes (également appelées slots) de dimensions variables et de formes diverses.

La Figure I.13 présente un patch rectangulaire, un patch en C et enfin un patch associé à un stub, c'est-à-dire une ligne chargée.

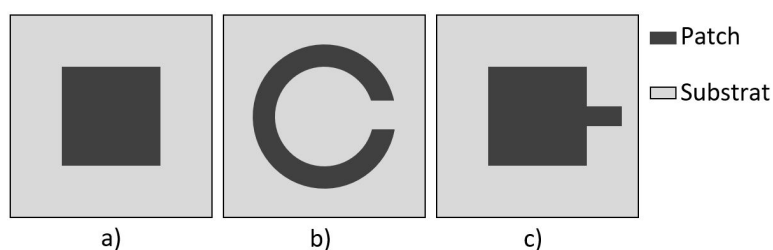


FIGURE I.13 – Patch a) rectangulaire b) en C c) chargé d'un stub

La Figure I.14 présente une fente rectangulaire, une fente en C ainsi qu'une fente en anneau.

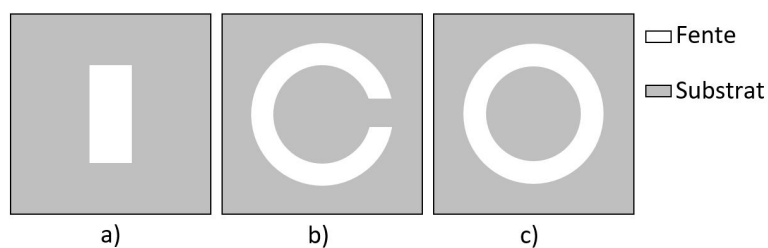


FIGURE I.14 – Fente a) rectangulaire b) en C c) en anneau

Ces exemples sont des designs basiques de cellules élémentaires qui sont généralement enrichis, notamment en utilisant des matériaux particuliers ou en couplant plusieurs de ces éléments.

## I.4.2 Cellules élémentaires Phase-Delay

Le contrôle de phase d'une cellule de type Phase-Delay est réalisé à travers le design même de la cellule par variation des dimensions des éléments rayonnants de la cellule [4].

Les chapitres suivants détailleront de manière non exhaustive des cellules élémentaires de ce type présentant un design intéressant.

### A. Cellule à patch en C et fente en anneau

#### A.1. Design

L'article [13] présente une cellule à deux côtés identiques composés chacun d'un patch en C couplé à une fente en anneau positionnés de part et d'autre d'une couche de substrat comme montré en Figure I.15.

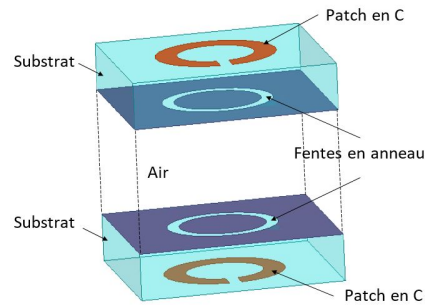


FIGURE I.15 – Cellule élémentaire de l'article [13]

#### A.2. Fonctionnement

Cette cellule fonctionne en polarisation linéaire à 12 GHz.

La correction de phase de cette cellule est réalisable par modification simultanée des dimensions du patch et de la fente comme montré en Figure I.16.

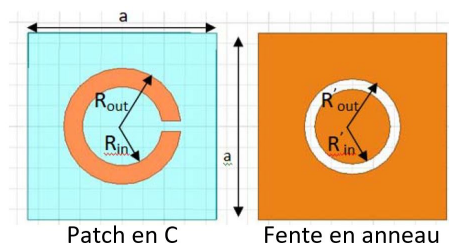


FIGURE I.16 – Notation dans la cellule élémentaire de l'article [13]

Cette cellule élémentaire est carrée de côté  $a = 18$  mm.

### A.3. Conception d'un transmit-array associé

Dans le cadre de la conception d'un transmit-array, sept cellules élémentaires ont été choisies pour réaliser la loi de phase. Celles-ci sont définies par leurs dimensions respectives et leurs coefficient de transmission dans le Tableau I.4 et la Figure I.17.

CE	Patch en C (mm)		Fente en anneau (mm)	
	$R_{out}$	$R_{in}$	$R'_{out}$	$R'_{in}$
1	5	3.2	4.7	4.2
2	4.9	3.5	4.4	4.2
3	4.6	3.8	4.1	3.6
4	4.1	3.1	3.95	3.45
5	3.7	2.5	3.8	3.3
6	3.5	2.5	3.8	3.1
7	3.2	2.2	3.7	2.9

TABLEAU I.4 – Tableau présentant les dimensions des différentes cellules élémentaires de l'article [13]

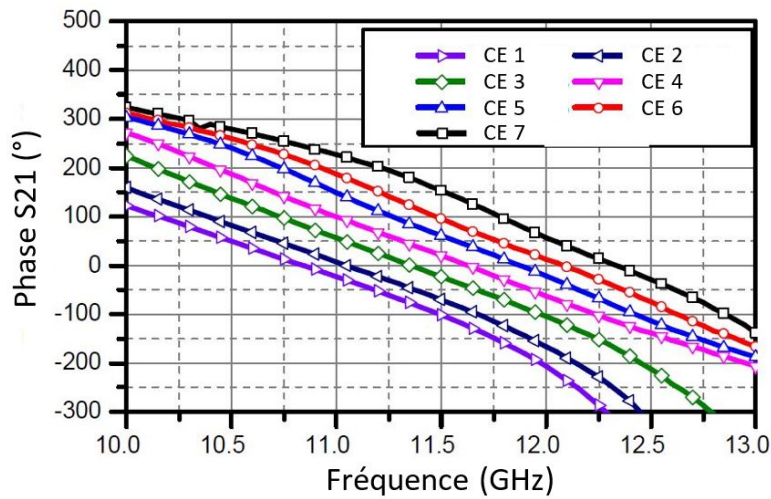


FIGURE I.17 – Évolution du coefficient de transmission en fonction des dimensions des éléments rayonnants des cellules de l'article [13]

La répartition de phase composée de ces sept cellules est présentée en Figure I.18 pour un réseau  $12 \times 8$  illuminé par une source de type cornet 13.6 dBi placée à 180 mm du réseau soit à un rapport focal  $\frac{F}{D} = 1.25$ .

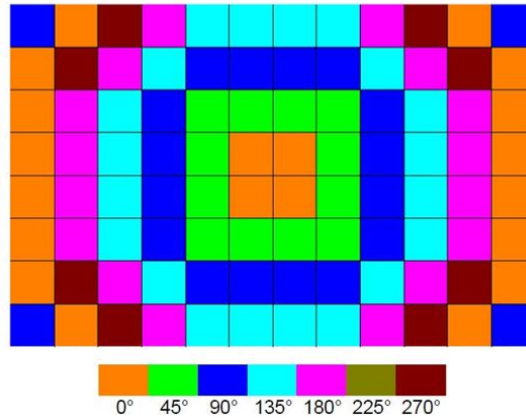


FIGURE I.18 – Répartition de phase sur le réseau de l'article [13]

Le diagramme de rayonnement normalisé correspondant à ce prototype est présenté en Figure I.19 avec un gain maximum dans l'axe de 24 dBi :

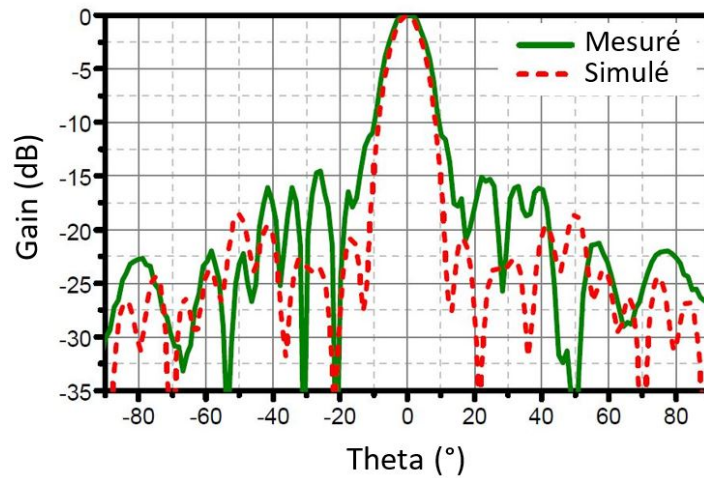


FIGURE I.19 – Diagramme de rayonnement normalisé du réseau de l'article [13]

La largeur du faisceau à -3dB, notée  $\theta_{3dB}$ , est représentative de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance de l'antenne est rayonnée. Dans le cas de cette cellule,  $\theta_{3dB}$  est considéré comme large puisqu'il vaut  $14^\circ$ .

## B. Cellule MOTA à patch en C

### B.1. Design

L'article [14] présente une cellule composée d'un patch en C sans diélectrique appelée MOTA (Metal-Only Transmitarray Antenna).

Cette cellule, de longueur et de largeur  $P = 5$  mm, est composée de trois couches métalliques de 200 microns d'épaisseur séparées de 3 mm soit une épaisseur totale de la cellule de 6.6 mm.

Chaque couche est constituée d'un patch en C comme montré en Figure I.20. Il est à noter que deux options sont présentées dans cet article et illustrées dans cette figure. Il s'agit de la rotation dans le sens horaire et anti-horaire de la cellule.

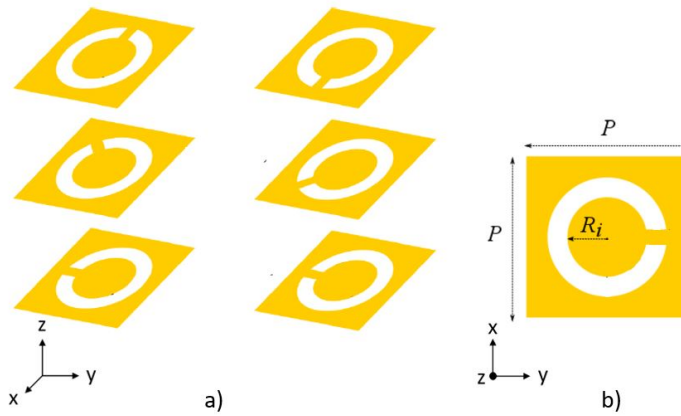


FIGURE I.20 – Cellule élémentaire de l'article [14] en vue a) éclatée b) du dessus

### B.2. Fonctionnement

La correction de phase de cette cellule est ajustable par variation du rayon intérieur  $R_i$  du patch en C comme le montre la Figure I.21.

D'après cette même figure, la compensation de phase de  $360^\circ$  est obtenue pour un rayon  $R_i$  allant de 1.3 mm à 1.7 mm pour une perte de moins de 1 dB.

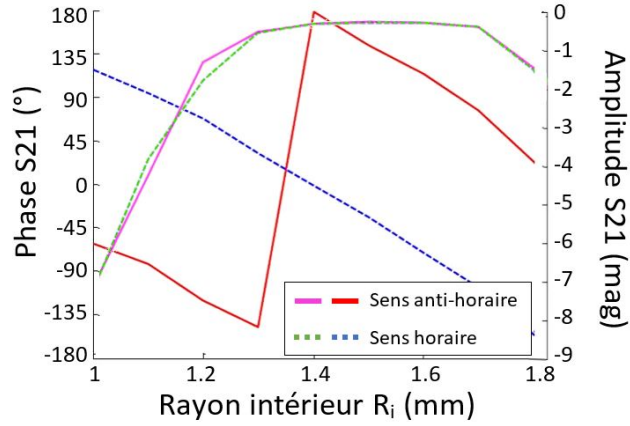


FIGURE I.21 – Évolution du coefficient de transmission en phase (axe des ordonnées à gauche) et en amplitude (axe des ordonnées à droite) en fonction du rayon interne  $R_i$  de la cellule de l'article [14]

### B.3. Conception d'un transmit-array associé

Cette cellule a été utilisée et fabriquée dans le cadre de deux réseaux  $25 \times 25$  en bande Ka en compensation parfaite.

La source primaire, un cornet standard 15 dBi, est située à un rapport focal de 1,1 du réseau.

Le premier réseau dépointe le faisceau principal à  $30^\circ$  et le second à  $50^\circ$  comme montré en Figure I.22.

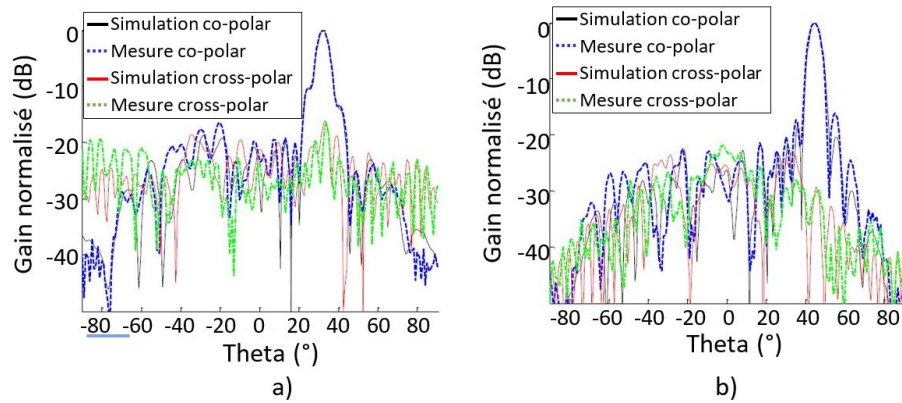


FIGURE I.22 – Diagramme de rayonnement normalisé du prototype à dépointage de a)  $30^\circ$  et b)  $50^\circ$  de l'article [14]

La largeur du faisceau à -3dB de cette cellule est de  $\theta_{3dB} = 5^\circ$ .

## C. Cellule élémentaire à patch en croix

### C.1. Design

La cellule élémentaire présentée dans l'article [15] fonctionne en bande X, il s'agit d'une cellule composée de deux dipôles en croix (ou cross-dipôles) comme montré en Figure I.23.

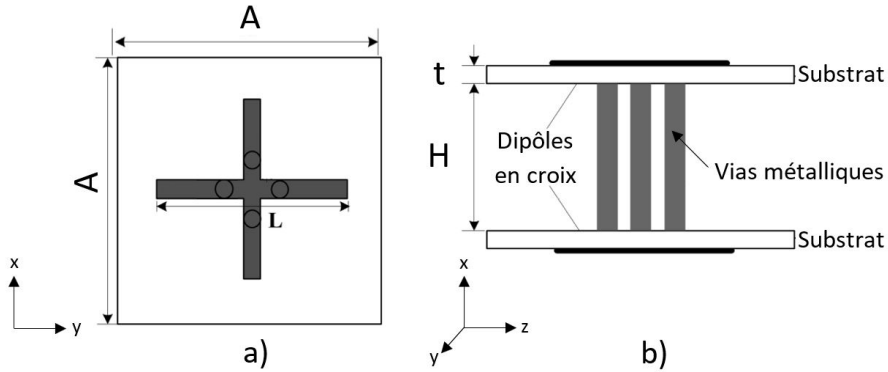


FIGURE I.23 – Cellule élémentaire de l'article [15] vue a) du dessus b) en coupe

Les deux cross-dipôles sont séparés par un gap d'air d'une hauteur  $H = 4.5$  mm. L'épaisseur totale de la cellule élémentaire est de 6.5 mm (4.5 mm d'air + 2 couches de substrat de  $t = 1$  mm d'épaisseur chacun).

La largeur totale de la cellule est équivalente à sa longueur et vaut  $A = 18$ mm.

### C.2. Fonctionnement

La correction de phase de cette cellule s'effectue en faisant varier la longueur  $L$  de l'élément rayonnant (cf. Figure I.24).

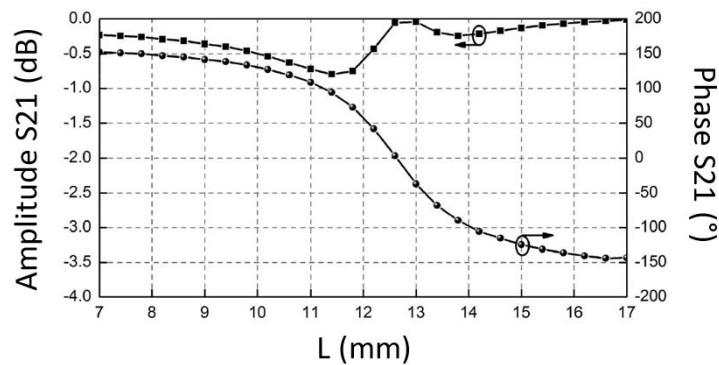


FIGURE I.24 – Évolution du coefficient de transmission en fonction de la longueur  $L$  du cross-dipôle de l'article [15]



### C.3. Conception d'un transmit-array associé

Un transmit-array de  $11 \times 11 = 121$  éléments à 10 GHz a été conçu à partir de cette cellule élémentaire. Il mesure  $6.6\lambda_0 \times 6.6\lambda_0$  soit  $198 \text{ mm} \times 198 \text{ mm}$ .

Les différentes dimensions de la cellule sont les suivantes :

- L = variant de 3 à 17.8 mm
- R = 1.2 mm
- w = 1 mm
- d = 2 mm

La source primaire associée au réseau est une antenne cornet de 15 dBi de gain, centrée et placée à une distance de 237.6 mm du réseau, soit un rapport focal  $\frac{F}{D} = 1.2$ .

La distribution de phase sur le réseau et le rayonnement normalisé du transmit-array sont respectivement présentés en Figure I.25 et Figure I.26.

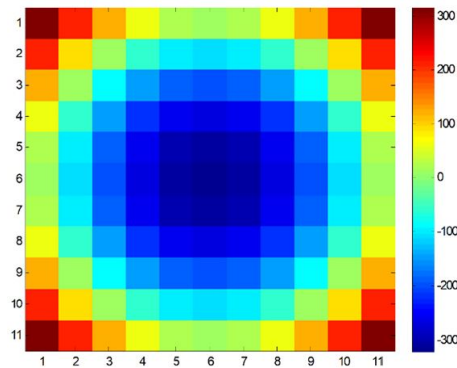


FIGURE I.25 – Distribution de phase sur le réseau de l'article [15]

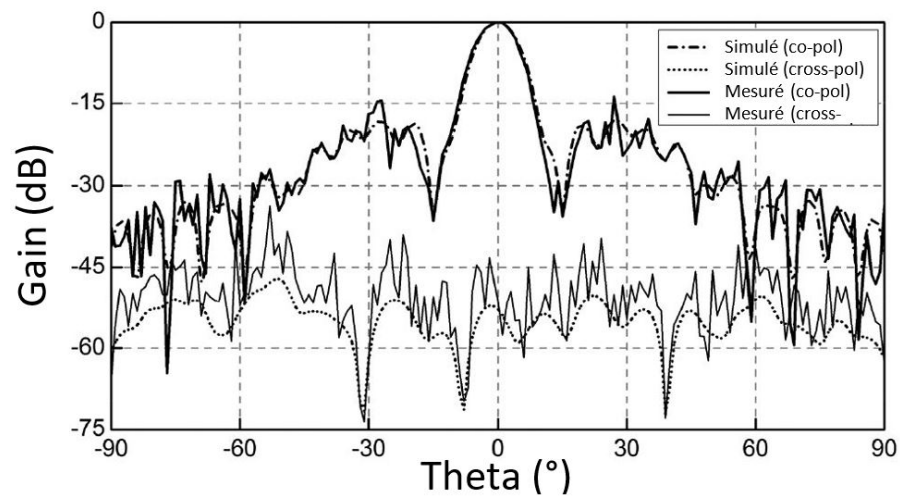


FIGURE I.26 – Diagramme de rayonnement normalisé du transmit-array de l'article [15]

Cette cellule dispose d'un angle d'ouverture à -3 dB de  $15^\circ$ . Il n'y a en revanche pas, dans cet article, de données de translation de source primaire pour effectuer un dépointage.

## D. Cellule élémentaire à fente en croix

### D.1. Design

Il est intéressant de noter qu'une cellule présentée dans l'article [16] dispose d'un design ressemblant à celui de l'article [15] détaillé précédemment, mais se présente en fente en croix (cf. Figure I.27) et non pas en patch en croix (cf. Figure I.23).

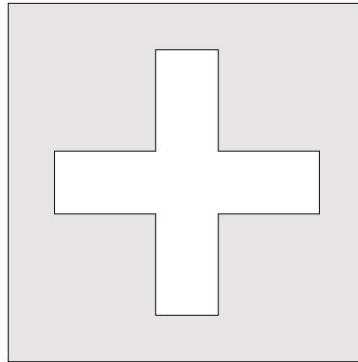


FIGURE I.27 – Cellule élémentaire de l'article [16]

Cette cellule est conçue sans substrat diélectrique entre ses différentes couches métalliques mais avec des couches d'air comme montré en Figure I.28 :

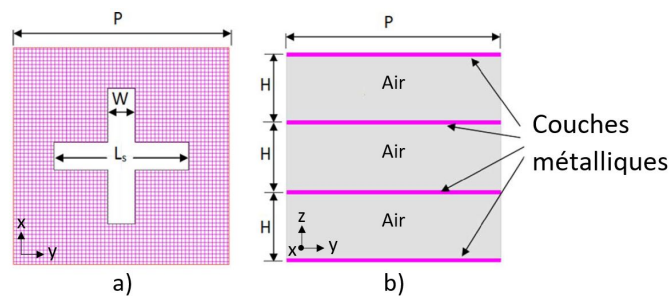


FIGURE I.28 – Structure de la cellule élémentaire de l'article [16] a) vue du dessus b) vue en coupe

Cette cellule carrée mesure  $P = 16.46$  mm de côté pour une épaisseur de près de 20 mm.

### D.2. Fonctionnement

La correction de phase de cette cellule s'effectue par variation de la longueur  $L_s$  de la croix (cf. Figure I.28) comme montré en Figure I.29 :

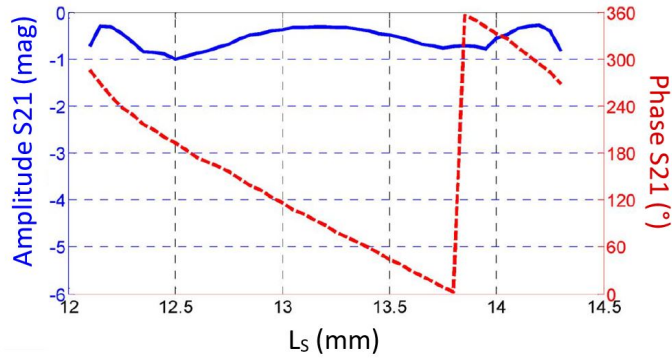


FIGURE I.29 – Évolution du coefficient de transmission de la cellule élémentaire de l'article [16]

### D.3. Conception d'un transmit-array associé

Un transmit-array en polarisation linéaire a été fabriqué à partir de cette cellule.

Sa surface est circulaire, de diamètre 34.57 cm, et compte 325 cellules uniformément réparties.

Une source de type cornet est placée à un rapport focal de 0.8 soit une distance de 27.7 cm du réseau transmetteur.

Le diagramme de rayonnement de ce prototype est présenté en Figure I.30 et montre un gain mesuré de près de 24 dB dans le plan E (axes yz) et le plan H (axes xz).

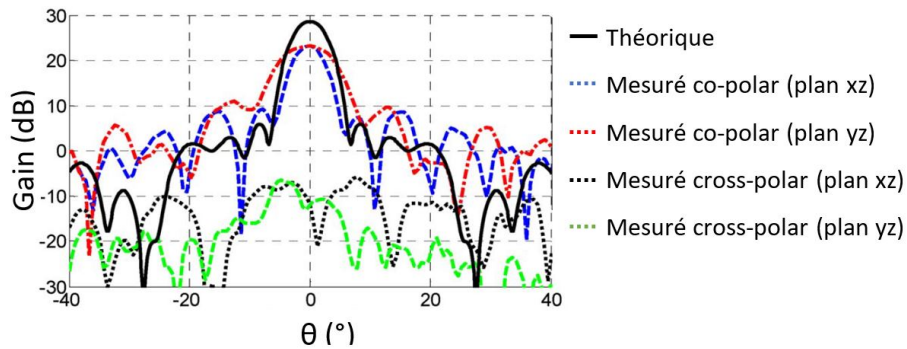


FIGURE I.30 – Diagramme de rayonnement du transmit-array de l'article [16]

L'angle d'ouverture à -3 dB est ici de  $\theta_{3dB} = 8^\circ$ .

## E. Cellule élémentaire en impression 3D

### E.1. Design

Une cellule intéressante de type Phase-Delay est présentée en [17], [18] et [19]. Son fonctionnement diffère des cellules à design classique car il s'agit d'un parallélépipède rectangulaire positionné entre deux cornets rectangulaires comme montré en Figure I.31.

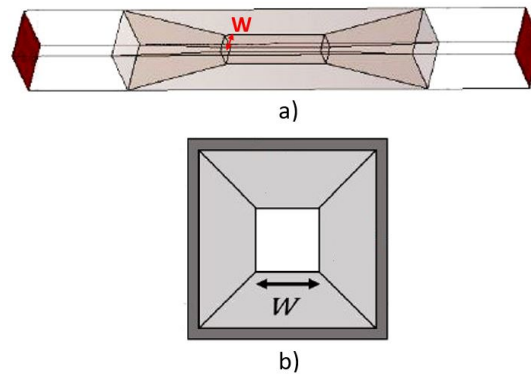


FIGURE I.31 – Cellule élémentaire de l'article [17] a) structure complète b) vue interne de la cellule

### E.2. Fonctionnement

Pour ajuster la phase de cette cellule, il faut modifier la dimension notée  $W$  du parallélépipède rectangulaire central.

La Figure I.32 montre l'évolution de la phase en fonction de la dimension  $W$ .

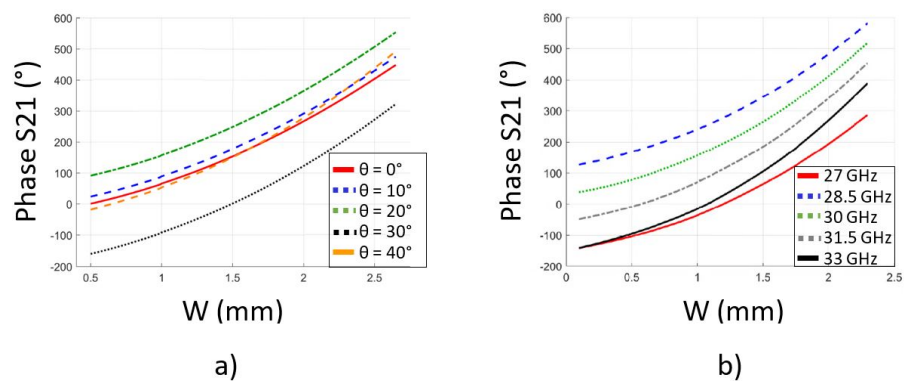


FIGURE I.32 – Évolution du coefficient de transmission en fonction de  $W$  et de a) l'angle d'incidence à 30 GHz et b) la fréquence à  $\theta = 0^\circ$  de l'article [17]

Le diélectrique utilisé dans [17] est du RT-Duroid 6006 présentant une permittivité relative  $\epsilon_r = 6.15$  et une tangente de pertes  $\tan(\delta) = 0.0027$ . Cette cellule, d'épaisseur 33 mm, a été utilisée dans la conception de transmit-arrays fonctionnant à 30 GHz.

### E.3. Conception de transmit-arrays associés

Pour les trois premiers prototypes, la source primaire choisie, un cornet rectangulaire standard de 10 dBi de gain, est centrée et placée à un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0,9$  soit 135 mm par rapport au réseau.

Pour le dernier prototype, une source de type cornet circulaire de 17 dB de gain placée à  $\frac{F}{D} = 1$  soit 150 mm a été utilisée.

Les dimensions des différents éléments de la cellule élémentaire sont données en Figure I.33 et Tableau I.5 :

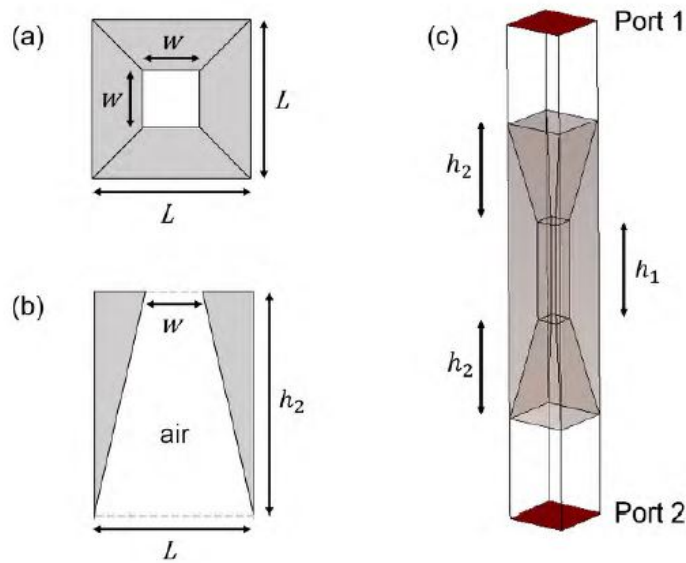


FIGURE I.33 – Notation dans la cellule élémentaire de l'article [17]

Le Tableau I.5 présente les paramètres de la cellule, la permittivité relative du matériau utilisé ainsi que l'épaisseur totale  $e_{CE}$  de la cellule soit  $h_1 + 2 \times h_2$ .

	TA 1, 2 et 3 [17]	TA 4 [18]
L	2.5 mm	3 mm
$h_1$	4.5 mm	3.66 mm
$h_2$	4.5 mm	3.66 mm
$e_{CE}$	13.5 mm	33 mm

TABLEAU I.5 – Dimensions dans la cellule élémentaire de l'article [17]

Quatre réseaux transmetteurs ont ainsi été fabriqués (cf. Figure I.34).

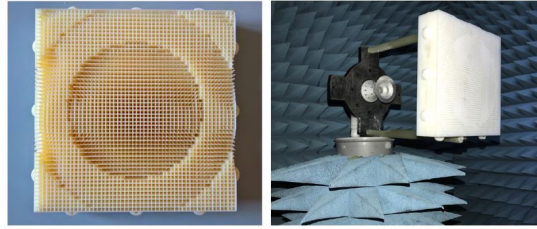


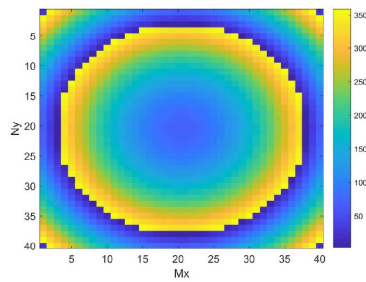
FIGURE I.34 – Prototype d'un réseau transmetteur de l'article [17]

Leurs caractéristiques respectives et leurs rayonnements sont présentés dans le Tableau I.6 avec D la taille de la structure,  $N_{CE}$  le nombre de cellules élémentaires et SLL le niveau des lobes secondaires.

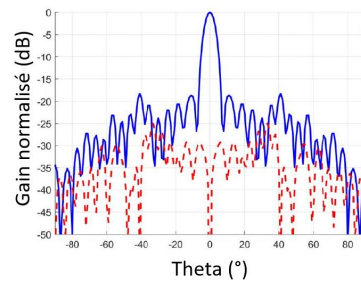
TA	D	$N_{CE}$	Gain dans l'axe	SLL
TA 1	$10\lambda_0 = 100$ mm	$40 \times 40 = 1600$	27.1 dB	-18.3 dB
TA 2	$15\lambda_0 = 150$ mm	$60 \times 60 = 3600$	31.1 dB	-22 dB
TA 3	$20\lambda_0 = 200$ mm	$80 \times 80 = 6400$	33.6 dB	-20.7 dB
TA 4	$15\lambda_0 = 150$ mm	$50 \times 50 = 2500$	29.97 dB	-22.6 dB

TABLEAU I.6 – Tableau présentant les caractéristiques des réseaux transmetteurs conçus dans [17] et [18]

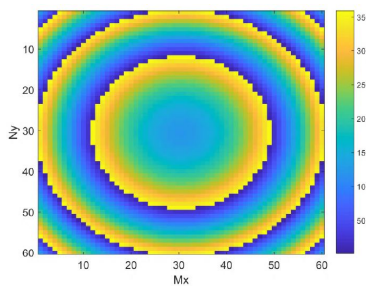
La Figure I.35 présente la répartition de phase et le rayonnement des prototypes.



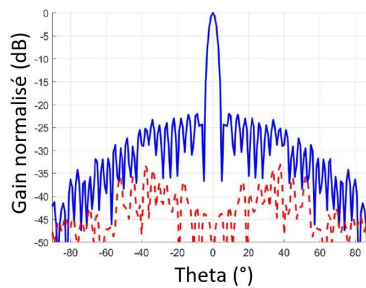
(a) Réseau transmetteur 1



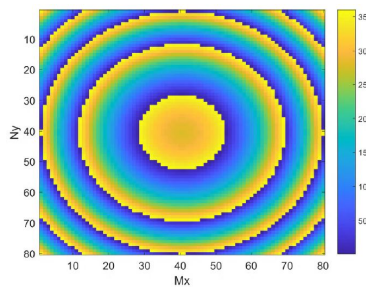
(b) Réseau transmetteur 1



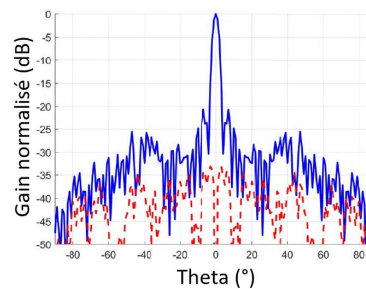
(c) Réseau transmetteur 2



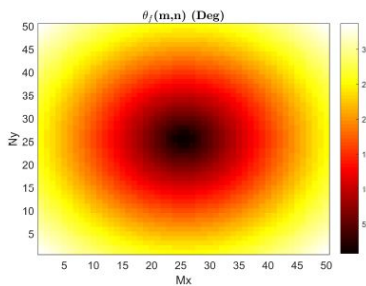
(d) Réseau transmetteur 2



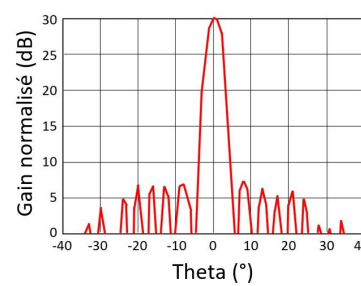
(e) Réseau transmetteur 3



(f) Réseau transmetteur 3



(g) Réseau transmetteur 4



(h) Réseau transmetteur 4

FIGURE I.35 – Répartition de phase à gauche et à droite diagrammes de rayonnement des quatre réseaux transmetteurs conçus dans [17] en bleu : co-polarisation et en rouge : cross-polarisation



Le transmit-array TA 4 [18] a également été testé en termes de dépointage. Pour cela la source primaire a été déplacée sur un axe focal de  $-30^\circ$  à  $30^\circ$  par pas de  $10^\circ$ . Les résultats sont présentés dans le Tableau I.7 et en Figure I.36.

$\theta_f$	$0^\circ$	$+/- 10^\circ$	$+/- 20^\circ$	$+/- 30^\circ$
Gain	29.97 dBi	29.30 dBi	27.96 dBi	27.07 dBi
SLL	-22.6 dB	-20.4 dB	-16.0 dB	-11.1 dB

TABLEAU I.7 – Tableau présentant les résultats en dépointage du transmit-array de l'article [18]

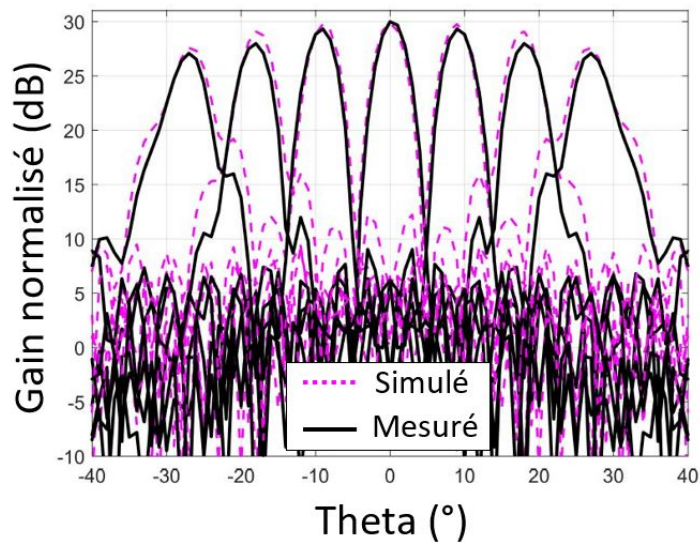


FIGURE I.36 – Diagramme de rayonnement en dépointage du transmit-array de l'article [18]

Ainsi, les cellules des articles [17], [18], [19] et [20] sont viables et permettent d'obtenir un diagramme de rayonnement avec des lobes secondaires inférieurs à -18 dB pour un gain dans l'axe supérieur à 27 dB.

Le dépointage par déplacement de la source primaire démontre un intervalle de  $60^\circ$  pour une perte de gain de moins de 3 dB.

Le demi-angle d'ouverture à -3 dB,  $\theta_{3dB}$  donné dans l'article [18] est relativement faible puisqu'il est de  $3.8^\circ$ .

L'avantage considérable que représente cette cellule est son processus de fabrication puisqu'il s'agit d'une cellule réalisable en impression 3D.

De plus, le matériau pouvant être adapté lors de l'impression, il est possible de faire varier sa permittivité relative  $\varepsilon_r$  et par conséquent son épaisseur.

Ainsi son design et sa fabrication sont rapides et facilement reproductibles.

### I.4.3 Cellules élémentaires Phase-Rotation

Le contrôle de phase d'une cellule de type Phase-Rotation est réalisé par la rotation d'un ou plusieurs éléments rayonnants de la cellule élémentaire [4]. Une liste non exhaustive de cellules de ce type et de leurs performances est présentée ci-après.

#### A. Cellule à patch carré pivotant

##### A.1. Design

Une première cellule élémentaire en fonctionnement Phase-Rotation, déclinée en plusieurs fréquences d'utilisation, est présentée dans les articles [21], [22] et [23].

Il s'agit d'une cellule à trois couches métalliques présentant un patch carré rayonnant de chaque côté de la cellule comme montré en Figure I.37.

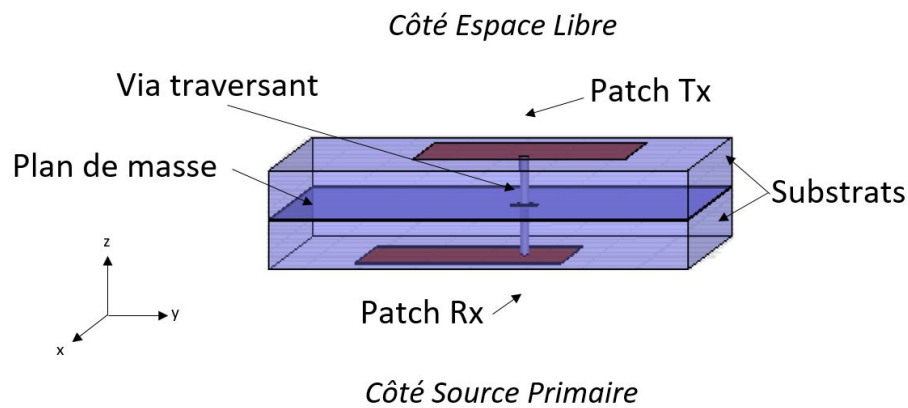


FIGURE I.37 – Structure de la cellule élémentaire des articles [21], [22] et [23]

Les dimensions en bande X de cette cellule carrée sont de 15 mm de côté et 3.1 mm d'épaisseur. En bande V cette cellule mesure 2.5 mm de côté et 0.53 mm d'épaisseur.

##### A.2. Fonctionnement

La correction de phase de cette cellule est dictée par la rotation du Top patch autour d'un point fixe, le via traversant le plan de masse (cf. Figure I.38).

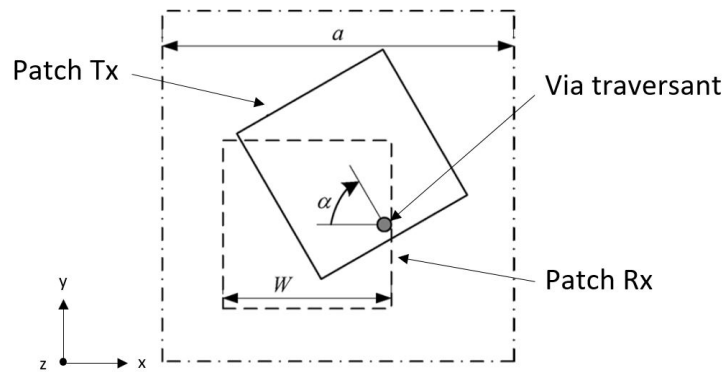


FIGURE I.38 – Rotation de la cellule élémentaire des articles [21], [22] et [23]

Pour une compensation de phase de 1 bit, deux rotations de la cellule élémentaire permettent une correction de phase et une polarisation linéaire. Dans un cas d'une compensation 2 bits, soit à quatre états de phase, la polarisation est à présent circulaire sur le principe de rotation séquentielle.

Les différentes configurations de la cellule élémentaire sont les suivantes :

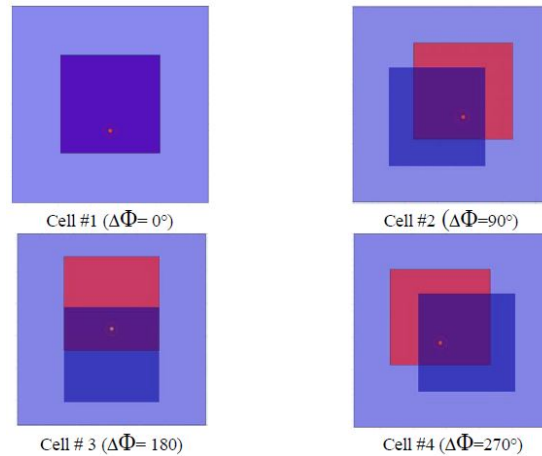


FIGURE I.39 – Configurations possibles de la cellule élémentaire des articles [21], [22] et [23]

### A.3. Conception de transmit-arrays associés

Dans ces trois articles plusieurs prototypes ont été fabriqués et mesurés, notamment deux transmit-arrays en compensation 2 bits en bande X (à  $\frac{F}{D} = 0.87$ ) et en bande V (à  $\frac{F}{D} = 0.5$  et  $0.75$ ) dont les rayonnements circulaire gauche (LHCP) et circulaire droit (RHCP) sont présentés en Figure I.40.

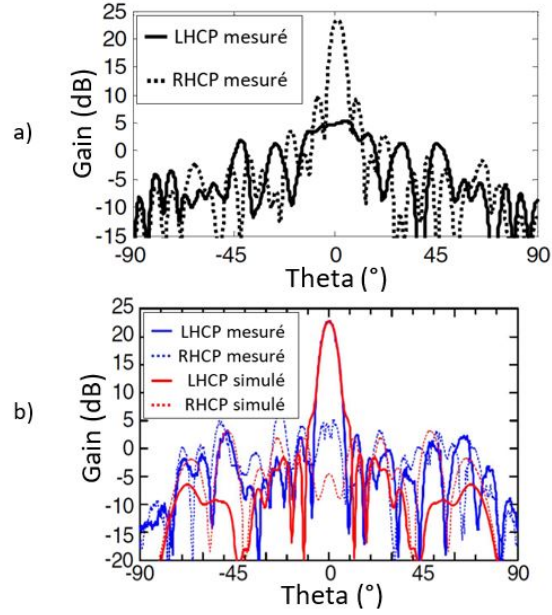


FIGURE I.40 – Diagrammes de rayonnement des transmit-arrays en compensation deux bits en a) bande X et b) bande V des articles [21], [22] et [23]

Les deux rayonnements ont un gain dans l'axe de 23 dB et sont bien centrés à  $\theta = 0^\circ$ . La largeur à mi-hauteur du lobe principal est de  $\theta_{3dB} = 5.3^\circ$  pour le prototype en Bande X [21] et de  $\theta_{3dB} = 8^\circ$  pour le prototype en Bande V [22] et [23].

## B. Cellule à patch rectangulaire pivotant à deux sources

### B.1. Design

Un autre type de cellule Phase-Rotation particulièrement intéressant a été développé dans [24] et [25]. Il s'agit de réseaux transmetteurs fonctionnant en dual-band et double polarisation linéaire pour des applications Satcom en Up-link (de 27.5 à 31 GHz) et en Down-link (de 18 GHz à 21 GHz).

La couche extérieure de la cellule dispose d'éléments métalliques permettant le rayonnement en Down-link (DL) et la couche inférieure en Up-link (UL). Ainsi une fois entrelacées elles forment le réseau bi-bande (cf. Figure I.41). Ensemble elles forment une cellule de 6 mm de longueur et de largeur et 1.7 mm d'épaisseur.

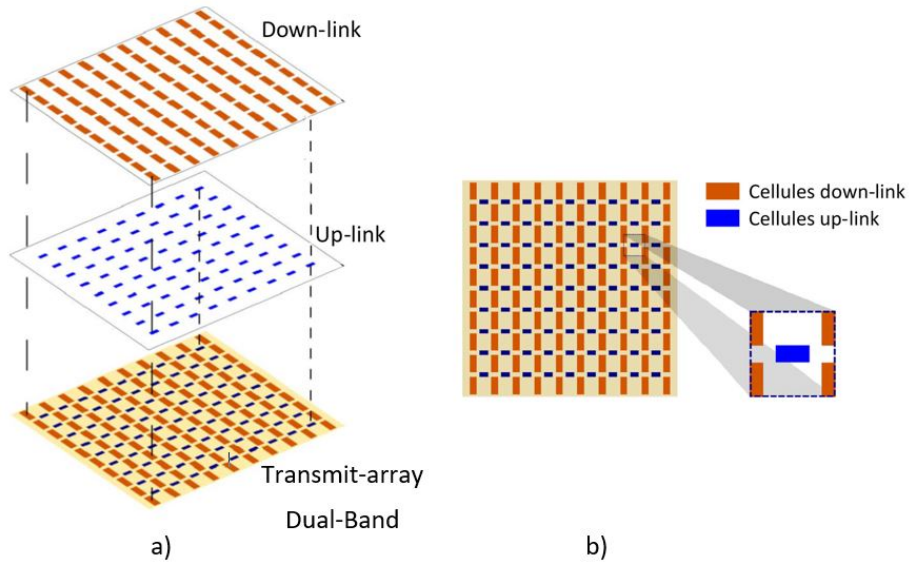


FIGURE I.41 – Cellule élémentaire de l'article [24] a) à couches décomposées, b) à couches entrelacées

Ces trois couches métalliques sont empilées autour de couches de substrat de type Rogers RO6002 ( $\epsilon_r = 2.94$  et  $\tan\delta = 0.0012$ ).

### B.2. Fonctionnement

Le contrôle de la phase attribuée à chaque cellule se fait par rotation de  $90^\circ$  du patch côté source primaire, le receiving patch ou par rotation du transmitting patch côté espace libre, tout deux illustrés en jaune dans la Figure I.42.

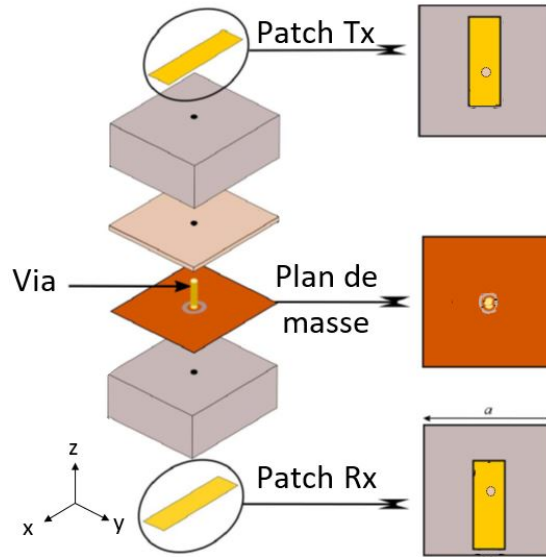


FIGURE I.42 – Structure 3D de la cellule élémentaire en vue explosée de l'article [24]

Pour permettre le fonctionnement à ces deux bandes de fréquence, deux sources primaires sont utilisées pour illuminer le réseau transmetteur. Une première source primaire permettant l'utilisation en Up-link (UL) en polarisation linéaire horizontale (Plan E) et la seconde permettant un rayonnement en Down-link (DL) en polarisation linéaire verticale (Plan H) (cf. Figure I.43).

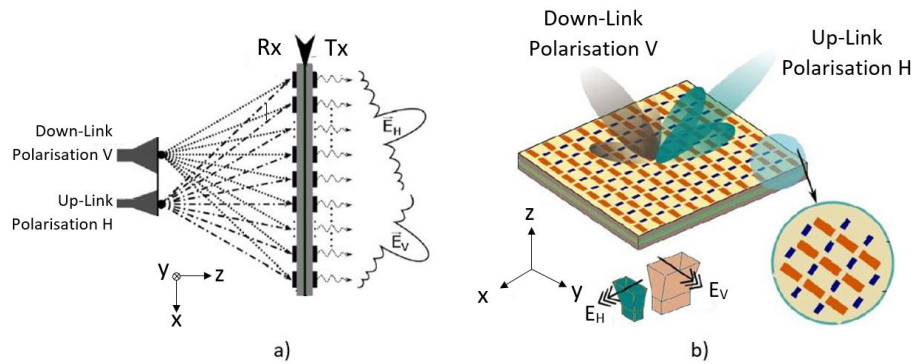


FIGURE I.43 – Schéma représentant les deux sources utiles au rayonnement bi-bande de l'article [24]

### B.3. Conception d'un transmit-array associé

Plusieurs prototypes ont été fabriqués et présentés dans [24] pour diverses directions du faisceau en sortie de réseau.

Le réseau correspondant à la bande Up-link est composé de  $30 \times 30$  soit 900 cellules élémentaires tandis que  $31 \times 31 = 961$  cellules constituent le réseau en Down-link.

Les sources primaires utilisées sont deux cornets pyramidaux standards 10 dBi de type ATM 34-440-6 et ATM 54-440-6 placées à une distance focale de 110 mm du réseau et latéralement séparées de 15 mm l'une de l'autre, soit un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0.61$  en UL et  $\frac{F}{D} = 0.59$  en DL.

Le *Prototype I* est intéressant à étudier (cf. Figure I.44) car il a été testé pour les deux bandes de fréquence ainsi qu'en dépointage.

Il est caractérisé par un beam steering de  $0^\circ$  lorsque les sources primaires sont placées à leur point 0 respectifs dans les deux bandes de fréquence.

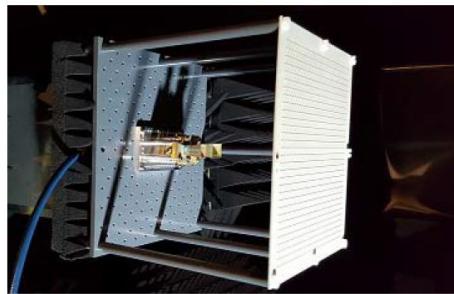


FIGURE I.44 – *Prototype I* dans la chambre anéchoïque de l'IETR de l'article [24]



Ainsi c'est par son déplacement latéral que le faisceau sera dépointé. Les résultats sont présentés en Figure I.45 en gains normalisés.

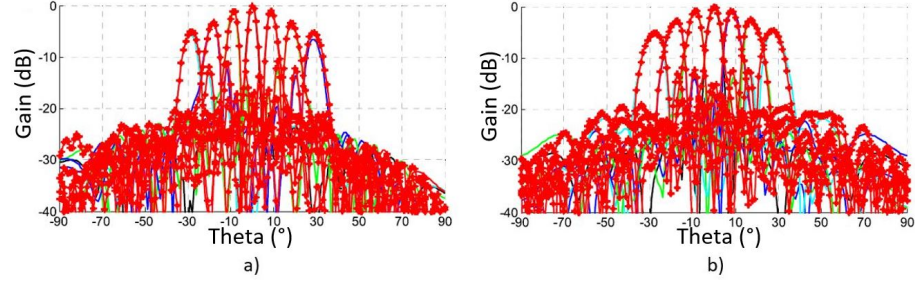


FIGURE I.45 – Rayonnements du *Prototype I* en a) Up-link (Plan E) et b) Down-link (Plan H) avec déplacement des sources primaires de l'article [24]

Dans le cas de cette cellule l'angle  $\theta_{3dB}$  est de  $5^\circ$ .

Finalement les résultats obtenus en théorie et en mesures sont présentés dans le Tableau I.8.

	UL [27.5 - 31] GHz		DL [18 - 21] GHz	
	Théorie	Mesure	Théorie	Mesure
Gain source	11.6 dBi	11.4 dBi	11.2 dBi	10.0 dBi
F/D	0.61		0.59	
Gain TA	28.8 dBi	29.0 dBi	26.2 dBi	25.9 dBi

TABLEAU I.8 – Tableau présentant les résultats en dépointage du transmit-array de l'article [24]

Le transmit-array constitué d'un double réseau en dual-band et double polarisation présente de bons résultats aussi bien en théorie qu'en mesure.

## C. Cellule à fente en C

### C.1. Design

Les patches à fente (également appelés slots) sont souvent utilisés pour les correction de phase de type Phase-Rotation.

Les articles [26], [27] et [28] présentent une cellule à fente en C de longueur et largeur 15 mm, de 3.15 mm d'épaisseur et dont la structure est en Figure I.46.

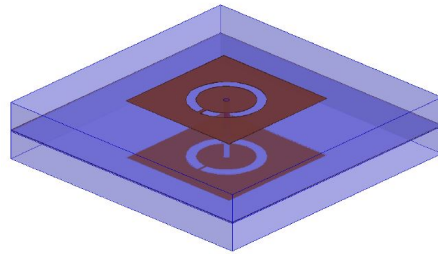


FIGURE I.46 – Structure de la cellule élémentaire des articles [26], [27] et [28]

### C.2. Fonctionnement

La rotation du patch supérieur permet de corriger la phase de chaque cellule. Dans le cas présent quatre rotations sont possibles (cf. Figure I.47).

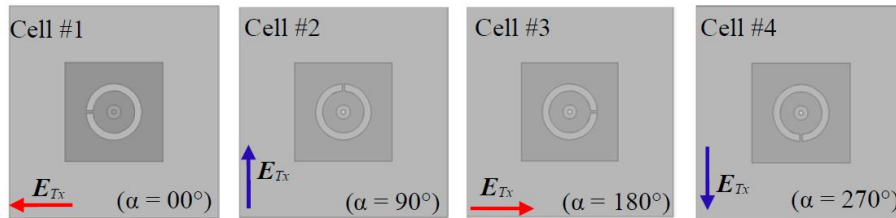


FIGURE I.47 – Différentes configurations de cellules des articles [26], [27] et [28]

La Figure I.48 montre la répartition de phase dans la cas d'un prototype en compensation 1 bit.

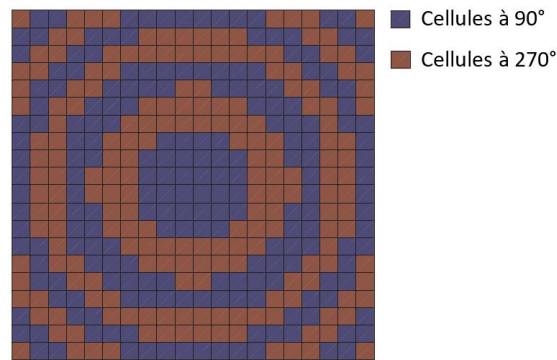


FIGURE I.48 – Répartition de phase sur le réseau en compensation 1 bit des articles [26], [27] et [28]

### C.3. Conception d'un transmit-array associé

Le prototype réalisé a été mesuré et les résultats sont positifs puisque très proches des simulations :

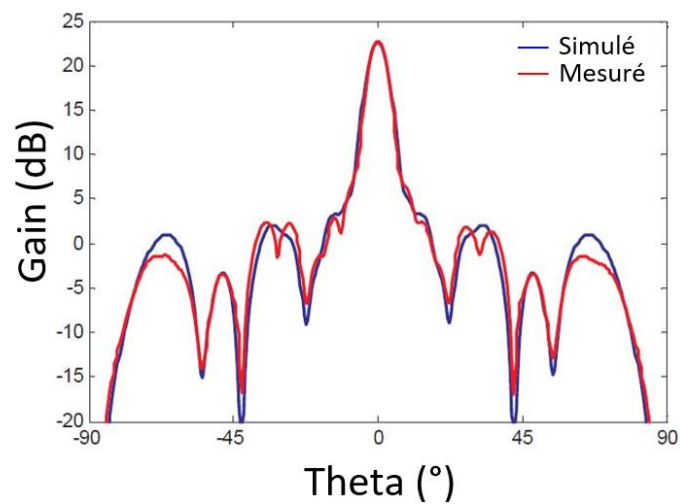


FIGURE I.49 – Diagramme de rayonnement du prototype des articles [26], [27] et [28]

L'angle d'ouverture à -3 dB du lobe principal est relativement large puisqu'il est de  $\theta_{3dB} = 10^\circ$ .

Il est à noter que la même technologie a été utilisée dans l'article [29] avec une cellule fonctionnant elle-aussi en bande X et dont la structure est présentée en Figure I.50.

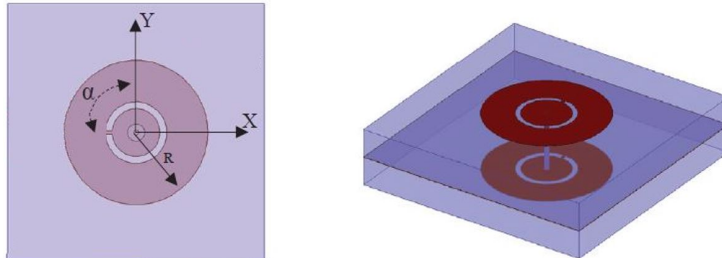


FIGURE I.50 – Structure de la cellule élémentaire des articles [29]

L'épaisseur de la cellule élémentaire de l'article [29] est de 3.1 mm, tout comme les cellules des articles [21], [26], [27] et [28] fonctionnant également en bande X.

Cette cellule est identique à la précédente excepté la forme circulaire du patch dans lequel est positionné le C-loop slot ce qui lui permet des rotations de phase infinies.

Ainsi il est possible de réaliser une compensation parfaite en utilisant cette cellule.

## D. Cellule à double patch en C et fente

### D.1. Design

Le design de la cellule élémentaire présenté dans les articles [30] et [31] consiste en un patch constitué de deux C et d'une fente centrale sur les deux couches extérieures de la cellule et une couche centrale composée d'une fente en cercle (cf. Figure I.51) :

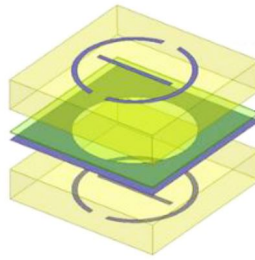


FIGURE I.51 – Cellule élémentaire des articles [30] et [31]

Cette cellule fonctionne en polarisation circulaire en bande K et a été mise en réseau pour tester son fonctionnement en transmit-array dans l'article [31].

Ce type de cellule, appelé Antenna-Filter-Antenna (AFA), est composé d'une antenne en réception et d'une antenne en émission entre lesquelles se trouve une structure résonnante permettant de faire filtre.

Dans le cas de la présente cellule élémentaire, les trois couches sont les suivantes :

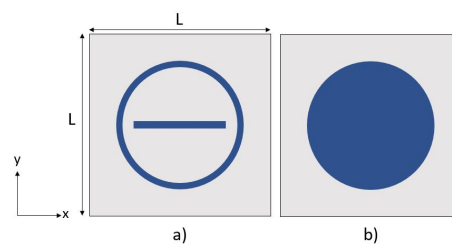


FIGURE I.52 – a) Couches extérieures b) Couche intérieure de la cellule élémentaire de l'article [31]

Les dimensions de la cellule sont identiques en longueur et en largeur et valent  $L = 6.47$  mm pour 2.5 mm d'épaisseur.

### D.2. Fonctionnement

La correction de phase appliquée à la cellule élémentaire est ajustable par rotation de la cellule élémentaire comme montré en Figure I.53.

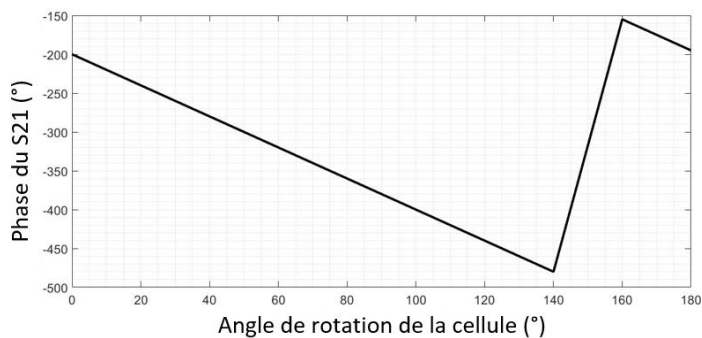


FIGURE I.53 – Évolution du coefficient de transmission en fonction de la rotation de la cellule élémentaire de l'article [31]

### D.3. Conception d'un transmit-array associé

Cette cellule élémentaire a été utilisée pour fabriquer un transmit-array  $14 \times 14$  éclairé par une source primaire de type réseau imprimé placé à une distance focale  $F$  de 72.5 mm soit un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0.8$ .

La loi de phase appliquée au réseau est calculée pour un dépointage du lobe principal de  $\alpha_0 = -15^\circ$  et se répartit comme suit sur le réseau en compensation parfaite :

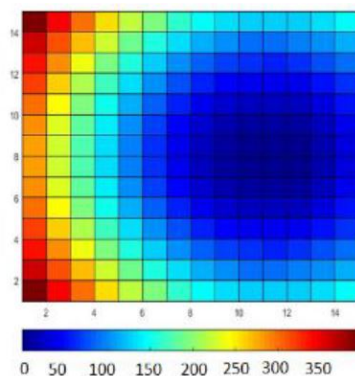


FIGURE I.54 – Répartition de la loi de phase sur le réseau de l'article [31]

Le rayonnement normalisé du transmit-array en rotation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) est présenté en Figure I.55. Le gain maximal mesuré est de 21.5 dB contre 22.5 simulé à 20.5 GHz.

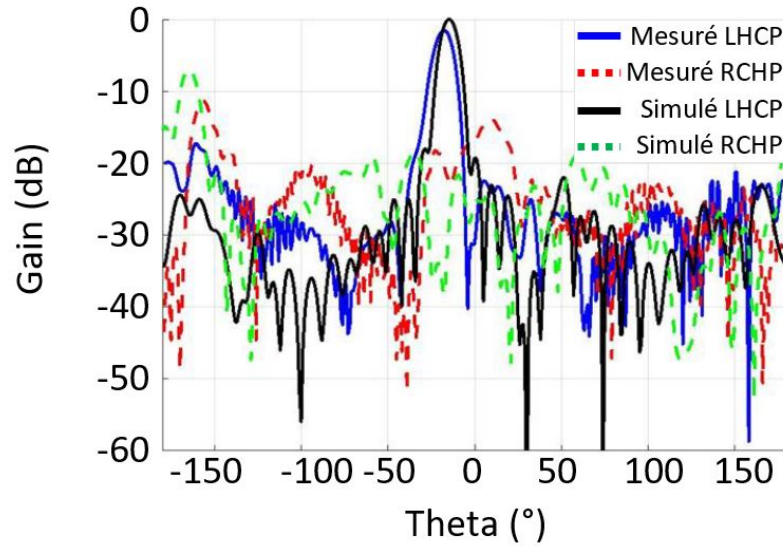


FIGURE I.55 – Diagramme de rayonnement normalisé du réseau de l'article [31]

Le lobe principal de ce rayonnement est dépointé à  $-17^\circ$  soit  $2^\circ$  de plus que le dépointage attendu.

La largeur à mi-hauteur du lobe principal de ce réseau est tout à fait satisfaisante car légèrement supérieure à  $\theta_{3dB} = 13^\circ$ .

## E. Cellule à quatre patches en U

### E.1. Design

L'article [32] présente une cellule élémentaire à 5 couches métalliques dont un plan de masse et quatre patches en U. Elle fonctionne en dual-band, Up-link (UL) entre 27 GHz et 31 GHz et en Down-link (DL) entre 17 GHz et 21 GHz (cf. Figure I.56) Les patches en transmission (Tx) et les patches en réception (Rx) sont disposés de part et d'autre du plan de masse et reliés par un via central.

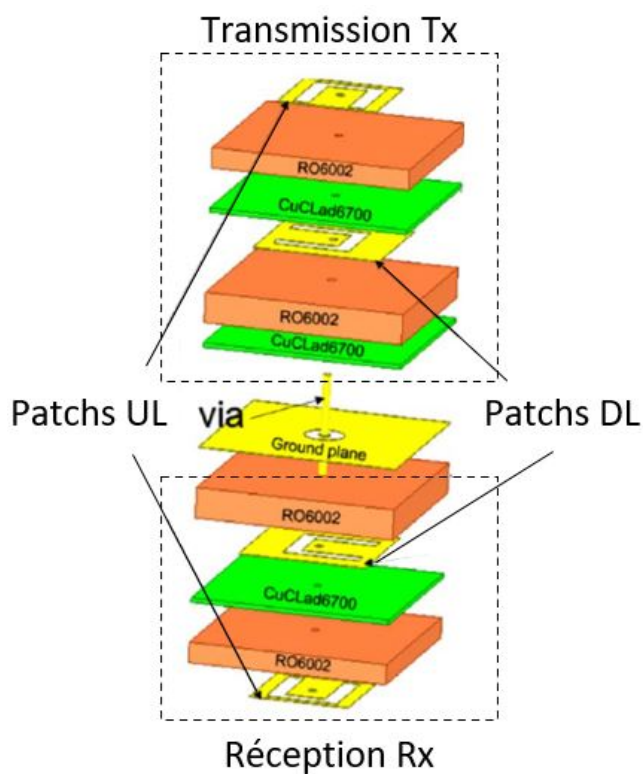


FIGURE I.56 – Structure de la cellule élémentaire de l'article [32]

Les patches Up-Link et Down-Link sont représentés sur la Figure I.57 et mesurent  $L_C = 5$  mm de longueur et de largeur et 2.7 mm d'épaisseur.



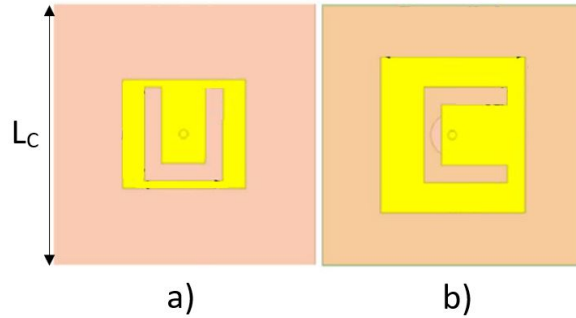


FIGURE I.57 – Patches a) Up-Link b) Down-Link de la cellule élémentaire de l'article [32]

### E.2. Fonctionnement

Une compensation de phase 1 bit indépendante de la fréquence UL ou DL est réalisable par rotation des patches en transmission Tx (cf. Figure I.58).

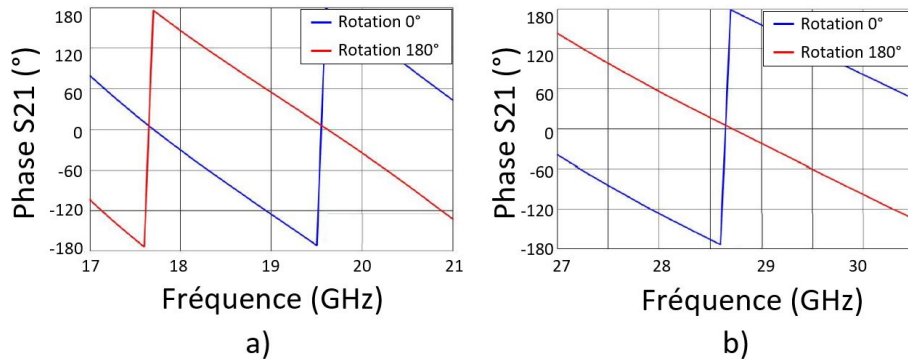


FIGURE I.58 – Évolution du coefficient de transmission en fonction de la rotation des patches Tx de la cellule de l'article [32] en a) Down-Link b) Up-Link

Quatre cellules sont ainsi conçues, deux en UL et deux en DL pour  $0^\circ$  et  $180^\circ$  respectivement nommées  $UL_0$ ,  $UL_{180}$ ,  $DL_0$  et  $DL_{180}$ .

### E.3. Conception d'un transmit-array associé

Cette cellule élémentaire a été utilisée pour concevoir un transmit-array carré  $20 \times 20$  éclairé par deux sources de type cornet pyramidal de 11.2 dBi de gain pour la source en UL et 11.4 dBi pour celle en DL.

La distance focale séparant les sources du réseau transmetteur est de 60 mm soit un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0.6$ .

La distribution de phase a été calculée afin d'obtenir le lobe principal en sortie

de transmit-array dans l'axe normal au réseau ( $\theta = 0^\circ$ ) pour les deux gammes de fréquences avant d'être superposées comme montré en Figure I.59 :

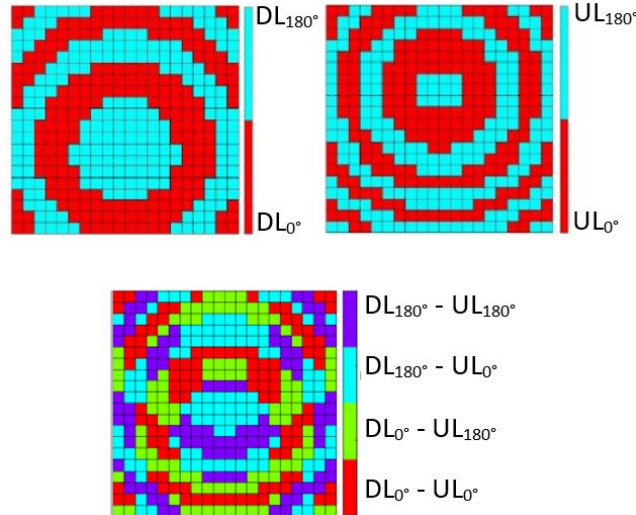


FIGURE I.59 – Distribution de phase a) en DL b) en UL c) en bi-bande du réseau transmetteur de l'article [32]

Le diagramme de rayonnement de ce transmit-array a été simulé sur un outil de calcul Matlab interne à l'équipe du CEA-Leti à l'origine de cet article ainsi qu'en simulation full-wave. Les résultats obtenus sont présentés en Figure I.60 :

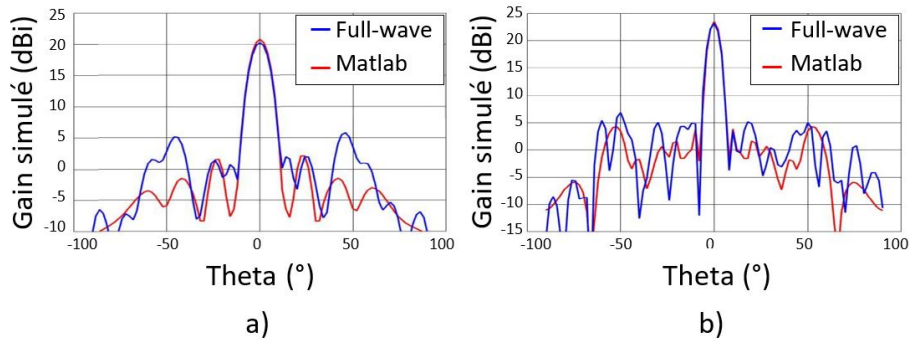


FIGURE I.60 – Diagrammes de rayonnement simulés en a) DL b) UL du réseau transmetteur de l'article [32]

Ces diagrammes de rayonnement montrent un gain maximal du réseau transmetteur de 21.4 dB en Down-Link et 23.4 dB en Up-Link. L'angle d'ouverture à -3 dB est de  $\theta_{3dB} = 12.5^\circ$  en DL et  $\theta_{3dB} = 9.3^\circ$  en UL.

## F. Cellule à polariseur

### F.1. Design

La cellule décrite dans [33] [34] est particulière puisqu'elle n'est pas directement utilisée dans un transmit-array mais pour créer un polariseur dual-band afin de convertir la polarisation linéaire reçue en polarisation circulaire émise. Son design est montré en Figure I.61.

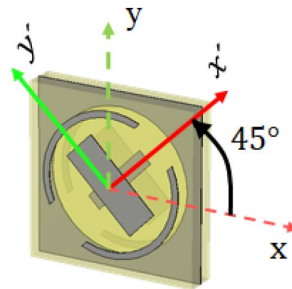


FIGURE I.61 – Cellule élémentaire de l'article [33]

Elle fonctionne en bi-bande K (autour de 20 GHz) et Ka (autour de 30 GHz) et ses dimensions sont  $L = 5.3$  mm en longueur et en largeur et 1.05 mm d'épaisseur.

Les trois couches de cette cellule élémentaire sont présentées en Figure I.62.

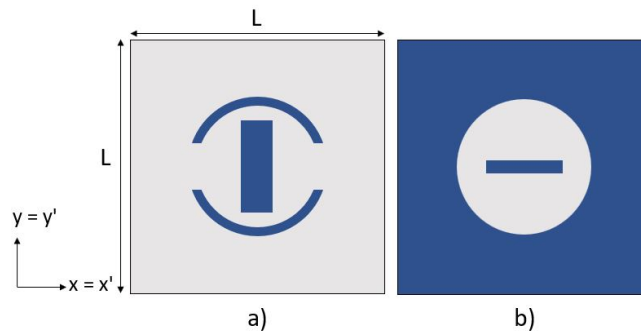


FIGURE I.62 – Structure des a) Couches extérieures b) Couche intérieure de la cellule élémentaire de l'article [33] [34]

### F.2. Fonctionnement

La correction de phase est réalisable par rotation de la cellule élémentaire avec une rotation initiale de la cellule de  $+45^\circ$  (cf. Figure I.61).

Cette rotation permet à la cellule de décomposer l'onde reçue en deux composantes orthogonales suivant les axes notés  $x'$  et  $y'$ .

Ainsi la cellule transmet une onde d'amplitude égale et de  $-90^\circ$  d'écart de phase à la fréquence basse (20 GHz) et  $+90^\circ$  d'écart de phase à la fréquence haute (30 GHz) (cf. Figure I.63).

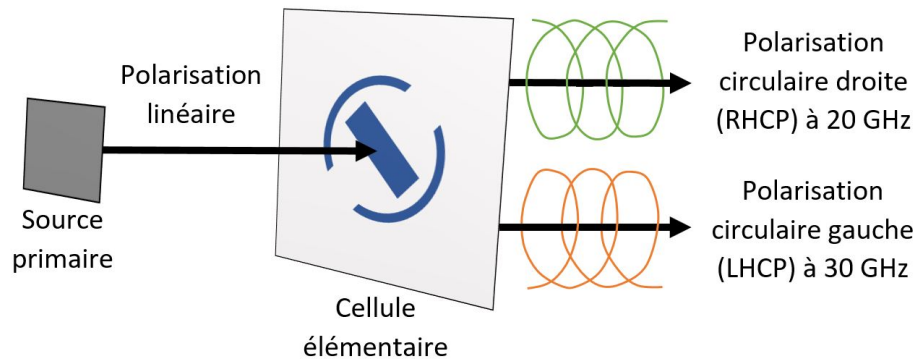


FIGURE I.63 – Exemple de conversion de polarisation par la cellule élémentaire de l'article [33]

Le polariseur est composé de  $8 \times 8$  cellules élémentaires (cf. Figure I.64) et mesure donc 42,4 mm de longueur et de largeur.

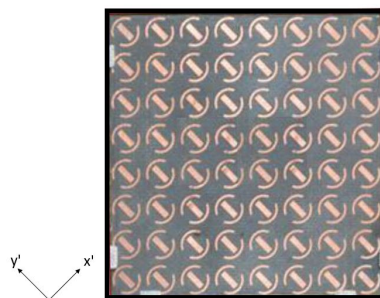


FIGURE I.64 – Polariseur de l'article [33]

### F.3. Détails sur le transmit-array associé

Le transmit-array présenté dans l'article [35] a été utilisé pour tester le fonctionnement du polariseur. Ce réseau est composé de  $34 \times 34$  cellules et mesure  $119 \text{ mm} \times 119 \text{ mm}$  (cf. Figure I.65).

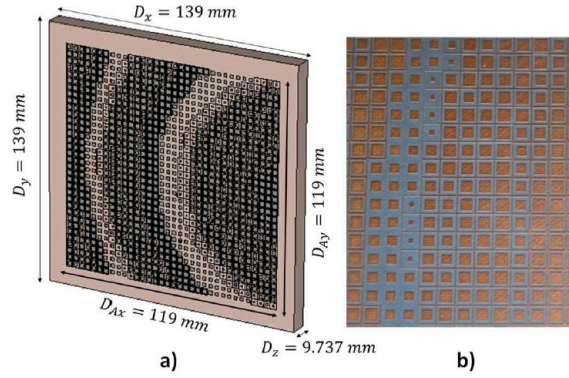


FIGURE I.65 – Réseau transmetteur a) Modèle de simulation b) Prototype fabriqué de l'article [35] utilisé dans l'article [33]

Le polariseur constitué des cellules élémentaires présentées précédemment est placé entre la source primaire et le réseau pour convertir les ondes émises en polarisation linéaire par la source primaire en polarisation circulaire directement en amont du réseau (cf. Figure I.66).

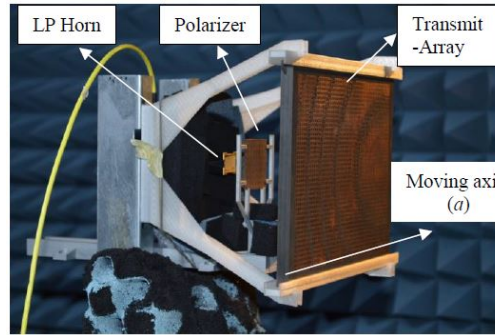


FIGURE I.66 – Source primaire, polariseur et transmit-array de l'article [33] montés en chambre anéchoïque

Le polariseur se trouve à une distance de  $23.7 \text{ mm}$  de la source primaire et à  $76.3 \text{ mm}$  du transmit-array.

La distance focale séparant le transmit-array de la source primaire est de  $100 \text{ mm}$  soit un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0.84$ .

Plusieurs diagrammes de rayonnement ont pu être mesurés en chambre anéchoïque (en polarisation x et y de la source primaire), pour divers déplacements latéraux du réseau par rapport à la source primaire et au polariseur, permettant de tester le dépointage du transmit-array (cf. Figures I.67 et I.68).

Les déplacements latéraux vont de 44 mm à -15 mm ce qui correspond à un dépointage de  $16^\circ$  à  $50^\circ$ .

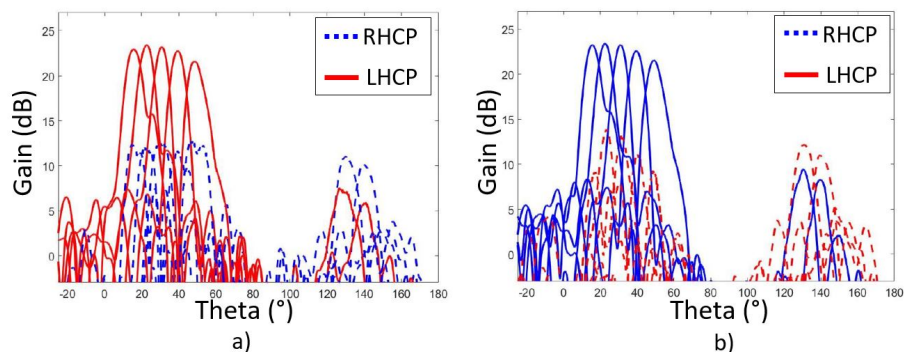


FIGURE I.67 – Diagrammes de rayonnement des prototypes de l'article [33] en bande K avec la source en a) polarisation x, b) polarisation y

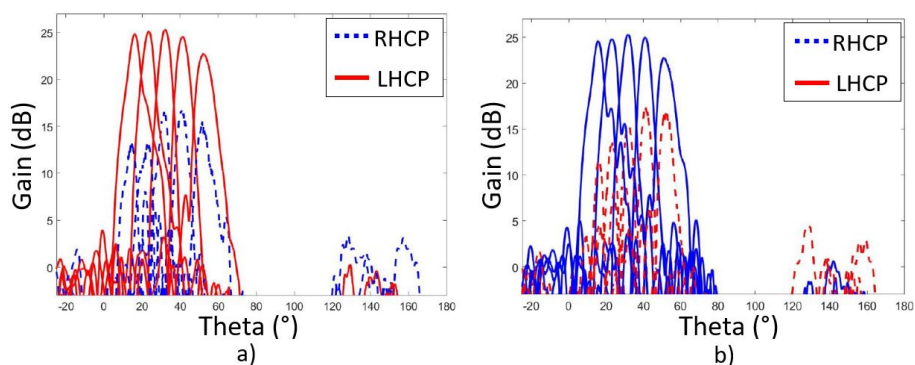


FIGURE I.68 – Diagrammes de rayonnement des prototypes de l'article [33] en bande Ka avec la source en a) polarisation x, b) polarisation y

Ces diagrammes démontrent le bon fonctionnement du polariseur conçu dans l'article [33].

### I.4.4 Conception d'un Transmit-Array à double réseau Phase-Delay et Phase-Rotation

#### A.1. Design

L'article [36] présente un transmit-array en bande Ka à double réseau en cascade, l'un composé de cellules de type Phase-Delay et l'autre de cellules de type Phase-Rotation.

La source de ce transmit-array est de type réseau de guides d'onde  $3 \times 3$ , soit 9 éléments rayonnants (cf. Figure I.69), permettant chacun d'obtenir en sortie deux faisceaux (un LHCP et un RHP).

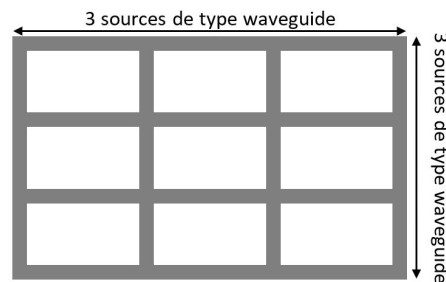


FIGURE I.69 – Structure de la source primaire de l'article [36]

Ce réseau est destiné à une application multifaisceaux puisque son fonctionnement permet de rayonner jusqu'à 18 faisceaux en utilisant tous les éléments simultanément.

#### A.2. Fonctionnement

Le premier réseau, composé de cellules de type PD, a pour objectif de corriger la phase de chaque cellule pour dépointer le faisceau dans la direction  $\alpha_0$  souhaitée.

Le second réseau constitué de cellules de type PR, a pour mission de convertir la polarisation initialement linéaire en polarisation circulaire.

#### A.3. Conception d'un transmit-array associé

La distance focale séparant le réseau de guides d'onde (waveguides)  $3 \times 3$  du premier réseau est de 50 mm, soit un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0.34$ . Le second réseau quant-à lui est placé à une distance de 20 mm du premier comme montré en Figure I.70 pour permettre de correctement découpler les deux réseaux.

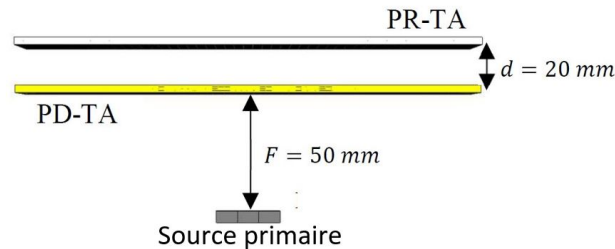


FIGURE I.70 – Structure du transmit-array double réseau de l'article [36]

La Figure I.71 montre le diagramme de rayonnement pour une source unique allumée. En noir est présenté le diagramme de rayonnement de ce faisceau après passage du premier réseau lui conférant une correction de phase. Les courbes rouge et bleue correspondent respectivement au rayonnement circulaire gauche (LHCP) et circulaire droit (RHCP) de ce même faisceau en sortie du second réseau.

Le gain en sortie de ces deux réseaux est ainsi d'environ 21 dB sur les deux faisceaux sortant.

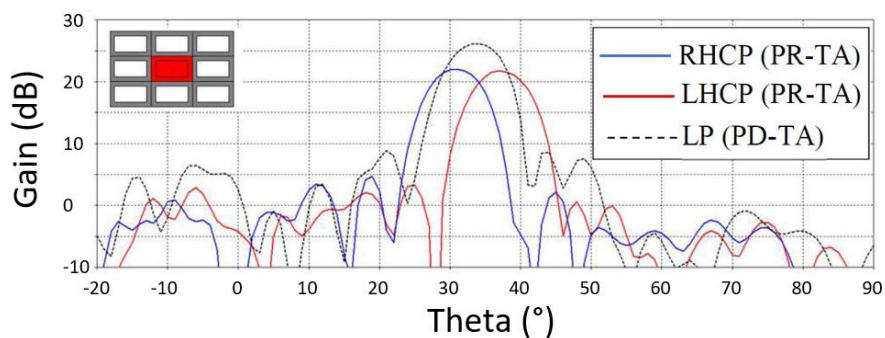


FIGURE I.71 – Diagramme de rayonnement d'un faisceau après traversée du premier réseau (en noir), puis après traversée du second réseau (en rouge et en bleu) de l'article [36]



L'utilisation de plusieurs sources permet une application multifaisceaux de cette antenne comme le montre la Figure I.72 :

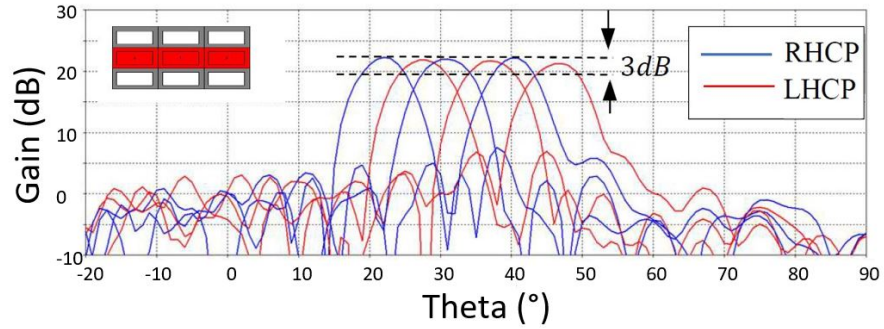


FIGURE I.72 – Diagramme de rayonnement du transmit-array de l'article [36] avec trois sources actives

Le demi-angle d'ouverture à -3 dB,  $\theta_{3dB}$  est ici d'environ  $8^\circ$  pour un faisceau seul, cependant étant donné la nature multifaisceaux pressentie pour ce transmit-array il est intéressant de constater que l'antenne peut produire 18 faisceaux avec une couverture continue de  $24^\circ$ .

### I.4.5 Récapitulatif des principales cellules élémentaires

Les Tableaux I.9 et I.10 récapitulent les principales caractéristiques des cellules élémentaires présentées et de leurs transmit-arrays associés.

Lorsque plusieurs cas ont été abordés dans les articles, le cas le plus favorable est présenté ici.

	Freq <sup>1</sup> (GHz)	Polar <sup>2</sup>	$N_{CE}$ <sup>3</sup>	$l \times L \times e$ <sup>4</sup> (mm <sup>3</sup> )	$\frac{F}{D}$ <sup>5</sup>	N <sup>6</sup>	G <sup>7</sup> (dB)	$\theta_{3dB}$ <sup>8</sup> (°)
[13]	X-Band	PL	12 × 8	0.6λ × 0.6λ × 0.3λ	1.25	3	24	14
[14]	Ka-Band	PL	25 × 25	0.5λ × 0.5λ × 0.7λ	1.1	CP	28.3	5
[15]	X-Band	PL	11 × 11	0.6λ × 0.6λ × 0.2λ	1.2	CP	25.5	15
[16]	X-Band	PL	325 (cercle)	0.6λ × 0.6λ × 0.7λ	0.8	CP	23.8	8
[17]								
[18]	30	PL	50 × 50	0.3λ × 0.3λ × 3.3λ	1	CP	30	3.8
[19]								

TABLEAU I.9 – Tableau récapitulatif des cellules élémentaires PD et des transmit-arrays associés

	Freq <sup>1</sup> (GHz)	Polar <sup>2</sup>	$N_{CE}$ <sup>3</sup>	$l \times L \times e$ <sup>4</sup> (mm <sup>3</sup> )	$\frac{F}{D}$ <sup>5</sup>	N <sup>6</sup>	G <sup>7</sup> (dB)	$\theta_{3dB}$ <sup>8</sup> (°)
[21]	X-Band	PC	20 × 20	0.5λ × 0.5λ × 0.1λ	0.87	2	24.3	5.2
[22]	V-Band	PL	20 × 20	0.5λ × 0.5λ × 0.1λ	0.75	1	23.9	8
[23]	V-Band	PC	20 × 20	0.5λ × 0.5λ × 0.1λ	0.5	2	23	8
[24]	Dual	Dual						
	19.5	PL	31 × 31	0.4λ × 0.4λ × 0.1λ	0.59	1	25.9	5
	29	PL	30 × 30	0.6λ × 0.6λ × 0.2λ	0.61	1	29.0	5
[26]								
[27]	X-Band	PL	20 × 20	0.2λ × 0.2λ × 0.1λ	0.5	1	22.6	10
[28]								
[31]	K-Band	PC	14 × 14	0.4λ × 0.4λ × 0.2λ	0.8	CP	21.5	13
[32]	Dual	Dual	20 × 20		0.6	Dual		
	19	PL		0.3λ × 0.3λ × 0.2λ		1	21.4	12.5
	29	PL		0.5λ × 0.5λ × 0.3λ		1	23.4	9.3

TABLEAU I.10 – Tableau récapitulatif des cellules élémentaires PR et des transmit-arrays associés

Légende des tableaux :

1. Fréquence d'utilisation de la cellule et du transmit-array associé
2. Polarisation de la cellule et du transmit-array associé
  - PL : Polarisation linéaire
  - PC : Polarisation circulaire
3. Nombre de cellules dans le réseau
4. Longueur x Largeur x Épaisseur de la cellule élémentaire
5. Rapport focal
6. Nombre de bits de la compensation de phase
  - 1 : 1 bit soit 2 états de phase
  - 2 : 2 bits soit 4 états de phase
  - 3 : 3 bits soit 8 états de phase
  - CP : Compensation Parfaite
7. Gain maximal dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ )
8. Angle d'ouverture à -3 dB

### I.4.6 Cellules élémentaires actives

Outre les cellules passives présentées précédemment, il existe des cellules élémentaires actives permettant de reconfigurer le réseau transmetteur.

Pour cela plusieurs solutions technologiques sont souvent utilisées :

#### 1. Switches ON/OFF

- L'ajout d'un ou plusieurs switches dans une cellule élémentaire permet de modifier la géométrie même de la cellule et ainsi de modifier le déphasage appliqué à l'onde sortante
- Figure I.73
- Article [37]

#### 2. Diodes PIN

- L'utilisation de diodes PIN est une technologie aujourd'hui mature et fiable. Les diodes permettent d'activer ou de désactiver une partie de la cellule élémentaire et ainsi de déphaser l'onde incidente [6]
- Figure I.74
- Articles [25], [38] et [39][40][41]

#### 3. MEMS

- Les MEMS (Microelectromechanical systems) sont des technologies à faibles consommation et pertes. Leur utilisation permet de commuter entre plusieurs modes et ainsi de modifier la structure de la cellule élémentaire et le déphasage qui lui est associé.
- Figure I.75
- Article [42]

Les designs de quelques-une de ces cellules sont présentés ici.

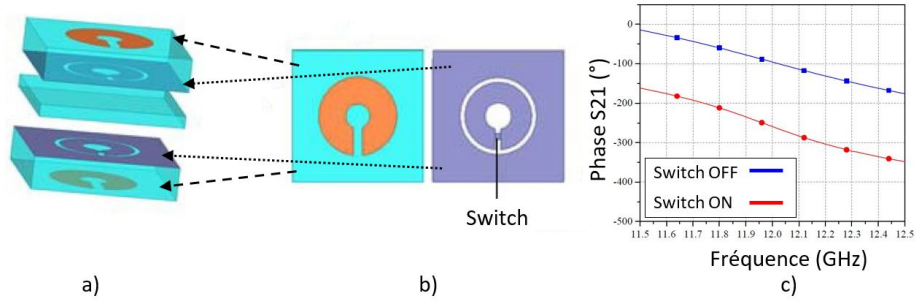


FIGURE I.73 – Cellule élémentaire de l'article [37] a) Structure éclatée de la cellule b) Géométrie de la cellule élémentaire sur les deux couches de substrat c) Évolution du coefficient de transmission en fonction du switch

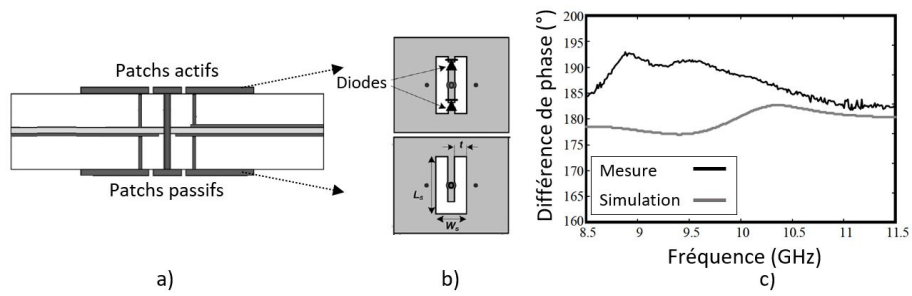


FIGURE I.74 – Cellule élémentaire des articles [39] [40] a) Structure de la cellule b) Géométrie des patches de la cellule élémentaire c) Évolution de la différence de phase entre les configurations possibles de la cellule en fonction de la fréquence

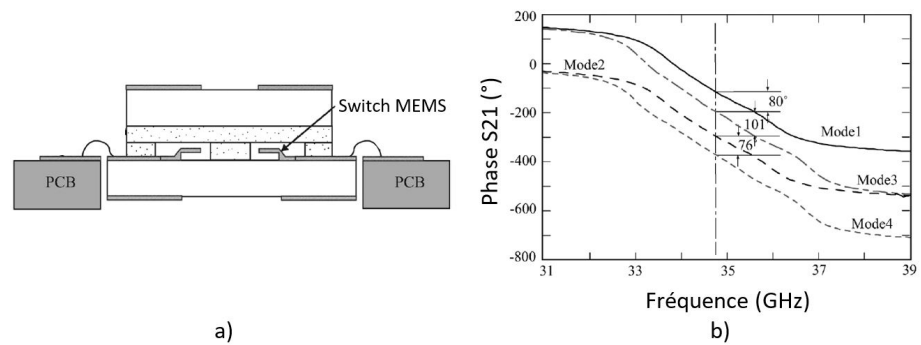


FIGURE I.75 – Cellule élémentaire de l'article [42] a) Structure de la cellule b) Évolution de la phase dans plusieurs modes

## I.5 Conclusions

Ce chapitre décrit le principe de fonctionnement d'une antenne de type réseau transmetteur.

Une comparaison avec une technologie voisine, les réseaux réflecteurs, est ensuite présentée.

Pour comprendre le fonctionnement du réseau transmetteur, le principe de correction de phase est tout d'abord abordé permettant de paramétrer convenablement les cellules élémentaires composant le réseau. Cette configuration a pour but de dépointer le faisceau en sortie de transmit-array dans la direction souhaitée.

Pour ce faire, les cellules élémentaires sont elles-mêmes conçues individuellement afin de créer une loi de phase sur le réseau.

Deux types de cellules élémentaires, en Phase-Delay et en Phase-Rotation, sont ensuite définis et nourris d'exemples.

Leur utilisation dans la conception et souvent la fabrication de transmit-array est ensuite présentée pour mettre à l'épreuve leurs performances en réseau.

De nombreuses cellules élémentaires sont ainsi étudiées et leurs caractéristiques propres sont ensuite décrites dans un tableau récapitulatif.

Les cellules de type Phase-Rotation (PR) présentent une épaisseur plus fine que les cellules de type Phase-Delay (PD), diminuant ainsi l'encombrement global de l'antenne.

De plus, les transmit-arrays en bande X constitués de cellules PD en compensation parfaite ne permettent pas d'obtenir un gain significativement plus élevé que ceux composés de cellules PR en compensation 1 ou 2 bits, faisant de la Phase-Rotation la méthode choisie pour la suite ces travaux.

Le choix d'un réseau transmetteur de  $20 \times 20$  cellules présentant un rapport focal  $\frac{F}{D} < 1$  permet une comparaison directe avec les transmit-arrays notables présents dans la littérature.

Enfin, aucun transmit-array de ce type décrit dans la littérature n'a de propriété dépolarisante, permettant d'alterner polarisation linéaire et circulaire.

C'est pourquoi cette thèse prend le parti de se consacrer aux réseaux transmetteurs en polarisation linéaire mais aussi aux réseaux transmetteurs permettant de passer d'une polarisation linéaire à une polarisation circulaire.







# Chapitre **II**

## Conception d'un simulateur numérique

### Sommaire

---

<b>II.1</b>	<b>Présentation et objectifs du simulateur numérique hybride . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>II.2</b>	<b>Méthodes de calcul . . . . .</b>	<b>70</b>
II.2.1	Formule de Friis . . . . .	70
II.2.2	Calcul de la loi de phase - Algorithme d'optimisation . . . . .	81
<b>II.3</b>	<b>Décomposition en quatre zones distinctes . . . . .</b>	<b>87</b>
II.3.1	Source Primaire . . . . .	87
II.3.2	Espace intermédiaire . . . . .	88
II.3.3	Réseau transmetteur . . . . .	88
II.3.4	Espace Libre . . . . .	89
<b>II.4</b>	<b>Validation du simulateur en monosource . . . . .</b>	<b>91</b>
II.4.1	Prototype de validation : la lentille de l'Institut des Télécommunications de Lisbonne . . . . .	91
II.4.2	Résultats de simulation . . . . .	96
II.4.3	Temps de calcul . . . . .	99
<b>II.5</b>	<b>Validation du simulateur en multisource . . . . .</b>	<b>100</b>
<b>II.6</b>	<b>Limites du simulateur numérique . . . . .</b>	<b>103</b>
<b>II.7</b>	<b>Conclusions . . . . .</b>	<b>105</b>

---

## II.1 Présentation et objectifs du simulateur numérique hybride

La simulation exacte d'une antenne de type réseau transmetteur illuminée par une source primaire est une opération longue et complexe du fait du très grand nombre de cellules du réseau à prendre en compte.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les principales fonctionnalités d'un simulateur numérique hybride utilisé et amélioré dans le cadre de cette thèse. Cet outil initialement développé dans [2] permet de caractériser très rapidement un réseau transmetteur avec sa source associée et d'obtenir des informations importantes sur le fonctionnement de l'antenne globale, notamment son diagramme de rayonnement, son gain, sa directivité ou encore le dépointage du diagramme en fonction du déplacement relatif de la source par rapport au réseau.

L'avantage considérable de ce simulateur numérique, en plus de sa vitesse de calcul, est qu'il permet de faire une étude paramétrique complète du réseau couplé à la source primaire.

Cette fonctionnalité permet de déterminer très facilement le bon compromis et ainsi d'améliorer les performances en rayonnement de l'antenne en termes de diagramme et de rendement.

Afin de faciliter les simulations, une Interface Homme-Machine (IHM) a été mise en place. Il suffit à présent d'importer les fichiers demandés et de choisir le calcul à réaliser. Les sorties sont à la fois visuelles comme le diagramme de rayonnement ou la loi de phase par exemple, mais aussi numériques par l'enregistrement de ces données.

Dans un premier temps le concept et le fonctionnement du simulateur numérique hybride seront décrits. Ensuite sera présenté un algorithme d'optimisation de type Particule Swarm Optimization (PSO) pour optimiser la loi de phase appliquée au réseau.

Cet algorithme a été implémenté dans l'outil au cours d'un stage Master co-encadré pendant les travaux de thèse [43].

Les différents résultats obtenus avec le simulateur seront alors comparés à des résultats de simulation de deux logiciels commerciaux basés sur des méthodes différentes (CST Studio Suite et Ansys HFSS) et à une simulation exacte par décomposition de domaine utilisant la méthode des éléments finis volumiques (FACTOPO [44], [45] et [46]).

Finalement, la pertinence du code sera démontrée et le simulateur numérique sera validé sur des applications transmit-array en bande Ka.

## II.2 Méthodes de calcul

### II.2.1 Formule de Friis

Le simulateur numérique se base sur la formule de Friis (Equation II.1) [2], également appelée équation des télécommunications, qui permet de coupler la source primaire (**SP**), de centre de phase  $(x_s, y_s, z_s)$ , avec les différences cellules élémentaires (**CE**) du réseau, comme montré en Figure II.1.

Le premier réseau en réception (Rx) du transmit-array étant considéré au point d'altitude  $z = 0$ , la valeur de  $z_s$  correspond à l'opposé de la distance focale, soit  $-F$ . Ce réseau est composé de  $M$  cellules avec  $m$  l'indice de la  $m$ -ième cellule élémentaire.

$$P_3^m = \left(\frac{\lambda}{4\pi r_m}\right)^2 \cdot G_{SP}(\theta_{SP}^m, \varphi_{SP}^m) \cdot G_{CE}(\theta_{CE}^m, \varphi_{CE}^m) \cdot P_1 \quad (\text{II.1})$$

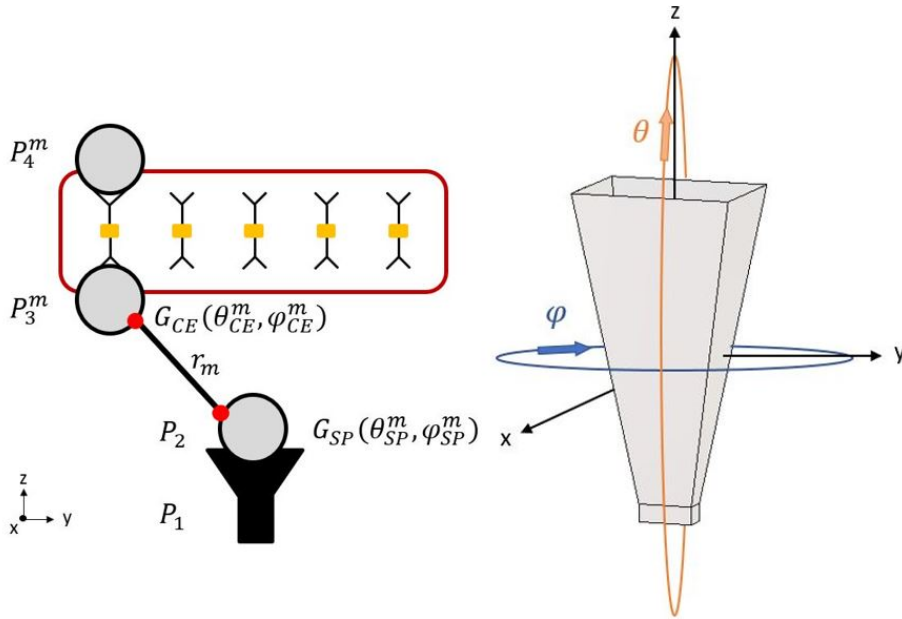


FIGURE II.1 – Notation de la formule de Friis dans le transmit-array

Afin de comprendre le déroulement des différents calculs, les grandeurs présentées en Figure II.1 seront explicitées et apparaîtront en gras sur les schémas au fil des paragraphes suivants. Les éléments qui ne seront pas encore définis seront quant-à eux grisés.

### A. Notation et Initialisation

Pour homogénéiser la simulation de l'outil hybride avec les simulations de logiciels commerciaux, la puissance d'entrée  $P_1$  est fixée à 1 W.

La puissance  $P_2$  correspond à la puissance émise par la source primaire et reçue par le transmit-array.

Pour une source primaire considérée comme parfaite, la puissance  $P_2$  est donc égale à la puissance  $P_1$ .

Les gains  $G_{SP}(\theta_{SP}^m, \varphi_{SP}^m)$  et  $G_{CE}(\theta_{CE}^m, \varphi_{CE}^m)$  peuvent être obtenus en utilisant des logiciels commerciaux de simulation électromagnétique.

Les paramètres initiaux de la simulation sont notés en gras sur la Figure II.4 :

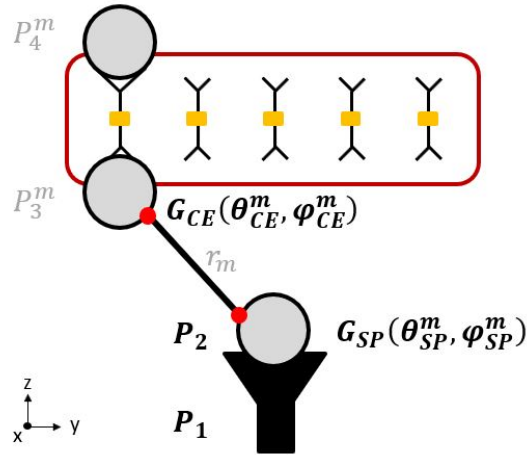


FIGURE II.2 – Paramètres initialement connus dans le transmit-array

### B. Bilan de puissance du réseau en réception

La distance  $r_m$  entre le centre de phase de la source primaire et la m-ième cellule, ainsi que les paramètres  $\theta_{CE}^m$  et  $\varphi_{CE}^m$ , peuvent ainsi être calculés en fonction de la position de chaque cellule sur le réseau [2] (cf. Equations II.2, II.3 et IV.1).

$$\begin{aligned} r_m &= \sqrt{(x_m - x_s)^2 + (y_m - y_s)^2 + (z_m - z_s)^2} \\ &= \sqrt{(x_m - x_s)^2 + (y_m - y_s)^2 + F^2} \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{aligned} \theta_{CE}^m &= \arctan\left[\frac{\sqrt{(x_m - x_s)^2 + (y_m - y_s)^2}}{|z_m - z_s|}\right] \\ &= \arctan\left[\frac{\sqrt{(x_m - x_s)^2 + (y_m - y_s)^2}}{F}\right] \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

$$\varphi_{CE}^m = \arctan\left[\frac{y_m - y_s}{x_m - x_s}\right] \quad (\text{II.4})$$

Le calcul des différentes puissances régissant le réseau transmetteur passe par un modèle de la cellule de type quadripôle [47].

La cellule est définie par une matrice S notée  $S_m(\omega)$  comme suit :



FIGURE II.3 – Modèle de la cellule élémentaire sous forme de quadripôle

La puissance  $P_3^m$  représente la puissance reçue par la m-ième cellule au niveau du réseau de réception du transmit-array. Celle-ci peut être calculée en fonction de la fréquence de travail ( $\lambda = c/f$ ), de la puissance en entrée de la source notée  $P_1$ , de la distance  $r_m$  séparant chaque m-ième cellule de la source primaire, ainsi que des gains en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  de la source primaire et d'une cellule élémentaire, respectivement  $G_{SP}$  et  $G_{CE}$ .

A présent, il est possible de relier la puissance  $P_3^m$  reçue par la m-ième cellule du réseau de réception avec l'onde incidente  $a_1^m$  émise par la source primaire (cf. Equation II.5)[48].

$$a_1^m = \sqrt{P_3^m} e^{-2j\pi \frac{r_m}{\lambda}} e^{j\varphi_{SP}^m} \quad (\text{II.5})$$

Cette valeur dépend de la fréquence de travail, de la distance  $r_m$  séparant la m-ième cellule de la source, ainsi que de la phase du champ incident de la source primaire sur la m-ième cellule. Le facteur  $e^{-2j\pi \frac{r_m}{\lambda}}$  correspond au retard de phase perçu par la m-ième cellule élémentaire suite à la propagation de l'onde sphérique entre la source primaire et cette cellule.

La puissance totale  $P_3$  reçue par l'ensemble du réseau est donc la somme des contributions de chaque  $P_3^m$  :

$$\begin{aligned} P_3 &= \sum P_3^m \\ &= \sum |a_1^m e^{-2j\pi \frac{r_m}{\lambda}} e^{j\varphi_{SP}^m}|^2 \\ &= \sum |a_1^m|^2 \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

A présent, les paramètres connus du transmit-array sont les suivants :

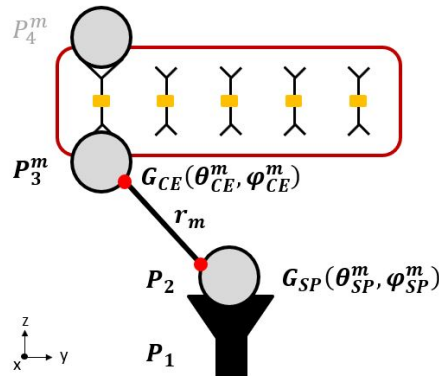


FIGURE II.4 – Paramètres à présent connus dans le transmit-array

### C. Bilan de puissance du réseau en émission

L'étape suivante consiste à définir l'onde transmise par la m-ième cellule élémentaire notée  $b_2^m$  (cf. Figure II.3).

Le transmit-array étant considéré exclusivement en mode transmission, le paramètre  $a_2^m$  de la matrice  $S_m(\omega)$  (cf. Figure II.3) est nul et le coefficient de transmission de la m-ième cellule élémentaire est noté  $S_{21}^m$ . Le coefficient  $b_2^m$  peut ainsi se calculer (cf. Equations II.1 et II.5) :

$$\begin{aligned}
 b_2^m &= |S_{21}^m(\omega) \times a_1^m e^{j\varphi_{lens}^m}| \\
 &= S_{21}^m(\omega) \times a_1^m \\
 &= S_{21}^m(\omega) \times \sqrt{P_3^m} e^{-2j\pi \frac{r_m}{\lambda}} e^{j\varphi_{SP}^m} \\
 &= S_{21}^m(\omega) \times \sqrt{\left(\frac{\lambda}{4.\pi.r_m}\right)^2 . G_{SP}(\theta_{SP}^m, \varphi_{SP}^m) . G_{CE}(\theta_{CE}^m, \varphi_{CE}^m) . P_1} e^{-2j\pi \frac{r_m}{\lambda}} e^{j\varphi_{SP}^m} \\
 &= \frac{S_{21}^m(\omega) . \lambda}{4.\pi.r_m} \times \sqrt{G_{SP}(\theta_{SP}^m, \varphi_{SP}^m) . G_{CE}(\theta_{CE}^m, \varphi_{CE}^m) . P_1} e^{-2j\pi \frac{r_m}{\lambda}} e^{j\varphi_{SP}^m}
 \end{aligned} \tag{II.7}$$

En prenant l'hypothèse que le couplage inter-patches est négligeable, la puissance  $P_4$  rayonnée par le transmit-array du côté espace libre est égale à :

$$\begin{aligned}
 P_4 &= \sum P_4^m \\
 &= \sum |b_2^m|^2 \\
 &= \sum \left| \frac{S_{21}^m(\omega) . \lambda}{4.\pi.r_m} \times \sqrt{G_{SP}(\theta_{SP}^m, \varphi_{SP}^m) . G_{CE}(\theta_{CE}^m, \varphi_{CE}^m) . P_1} e^{-2j\pi \frac{r_m}{\lambda}} e^{j\varphi_{SP}^m} \right|^2 \\
 &= \sum \frac{S_{21}^m(\omega) . \lambda^2}{4.\pi.r_m} \times G_{SP}(\theta_{SP}^m, \varphi_{SP}^m) . G_{CE}(\theta_{CE}^m, \varphi_{CE}^m) . P_1
 \end{aligned} \tag{II.8}$$



Finalement, toutes les variables présentent dans la Figure II.1 sont à présent connues (cf. Figure II.5).

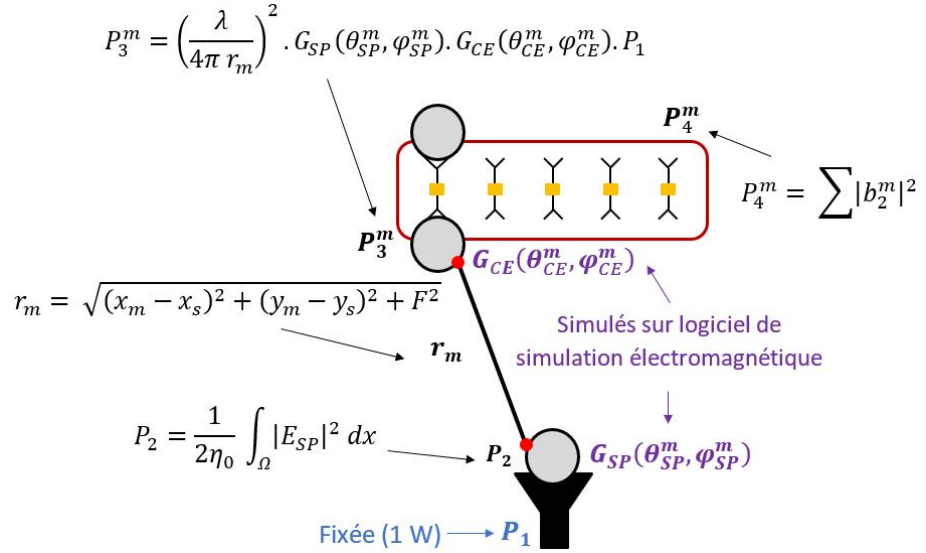


FIGURE II.5 – Paramètres et équations finalement connus dans le transmit-array

### D. Bilan des pertes

Il est important de bien différencier la puissance  $P_2$  émise par la source primaire et la puissance incidente notée  $P_i$ . Cette dernière traduit la puissance émise par la source primaire vue par l'angle solide sous le réseau [47]. Elle se définit par :

$$P_i = \frac{1}{2\eta_0} \int_{\Omega} |E_{SP}|^2 dx \quad (\text{II.9})$$

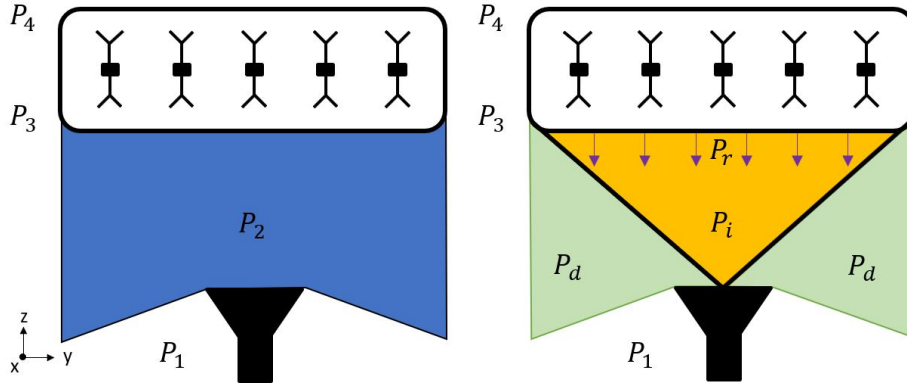


FIGURE II.6 – Différences entre les puissances  $P_2$ ,  $P_i$  et  $P_d$

Ainsi les pertes dites de spill-over, également appelée pertes par débordement  $P_d$ , correspondent à la différence entre la puissance  $P_2$  émise par la source primaire et la puissance incidente  $P_i$  :

$$P_d = P_2 - P_i \quad (\text{II.10})$$

De la même manière, une partie de la puissance incidente  $P_i$  est perdue en puissance par réflexion  $P_r$  sur le réseau et n'est donc pas captée par le réseau :

$$P_r = P_i - P_3 \quad (\text{II.11})$$

### E. Bilan des rendements

Maintenant que les différentes puissances mises en jeu dans le transmit-array ont été définies, il est intéressant de définir plusieurs termes de rendement afin de pouvoir analyser les performances du réseau transmetteur. Pour cela, quatre zones sont définies dans le transmit-array (Figure II.7) :

- Zone 1 : Entrée de la source primaire
- Zone 2 : Sortie de la source primaire
- Zone 3 : Entrée du transmit-array (réseau en réception)
- Zone 4 : Sortie du transmit-array (réseau en émission)

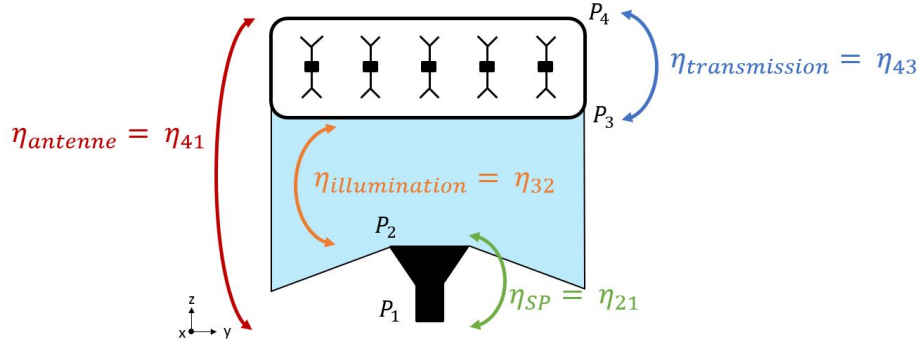


FIGURE II.7 – Paramètres et équations finalement connus dans le transmit-array

Le passage d'une zone à une autre implique systématiquement un rendement particulier.

Le rendement de la source primaire, équivalent à son coefficient de transmission, est défini par le rapport entre sa puissance d'entrée et celle de sortie :

$$\eta_{SP} = \eta_{21} = \frac{P_2}{P_1} \quad (\text{II.12})$$

Le rendement dit d'illumination correspond au niveau de puissance reçu en entrée du transmit-array (côté réception) par rapport à celui préalablement émis par la source primaire :

$$\eta_{illumination} = \eta_{32} = \frac{P_3}{P_2} \quad (\text{II.13})$$

Le rendement en transmission du réseau caractérise la qualité de la transmission entre le réseau en réception et celui en émission :

$$\eta_{transmission} = \eta_{43} = \frac{P_4}{P_3} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi, en prenant en compte toutes les contributions décrites dans les Equations II.12, II.13 et II.14 on obtient le rendement total de l'antenne globale en Equation II.15.

$$\eta_{antenne} = \eta_{41} = \frac{P_4}{P_1} = \eta_{21} \cdot \eta_{32} \cdot \eta_{43} \quad (\text{II.15})$$

## F. Calcul du diagramme de rayonnement

Maintenant que toutes les puissances et rendements ont été déterminés, les différentes composantes du diagramme de rayonnement du transmit-array peuvent être calculées [11][49].

La densité totale de puissance rayonnée en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  dépend de la directivité des cellules élémentaires en émission  $D_{lens}^{Tx}(\theta, \varphi)$ , de la fréquence de travail et de l'onde  $b_2^m$  transmise par la m-ième cellule élémentaire [2]. Cette densité de puissance est calculée en sommant les contributions de chaque cellule.

$$S(\theta, \varphi) = \frac{D_{lens}^{Tx}(\theta, \varphi)}{4\pi r^2} \times \left| \sum b_2^m e^{\frac{2j\pi}{\lambda} \sqrt{(x_m - x_s)^2 + (y_m - y_s)^2} \sin \theta \cos \varphi - \varphi_{CE}^m} \right|^2 \quad (\text{II.16})$$

La densité de puissance du transmit-array  $S(\theta, \varphi)$ , comparée à une densité de puissance d'une antenne isotrope  $S_i(\theta, \varphi)$ , permet d'obtenir la directivité du réseau transmetteur notée  $D(\theta, \varphi)$  :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{S_i(\theta, \varphi)} \quad (\text{II.17})$$

De la même manière, le gain du réseau transmetteur  $G(\theta, \varphi)$  dépend de la densité de puissance du transmit-array  $S(\theta, \varphi)$  en fonction cette fois-ci non pas de la puissance de sortie  $P_4$  mais de la puissance d'entrée  $P_1$  :

$$\begin{aligned} G(\theta, \varphi) &= \frac{4\pi r^2}{P_1} \cdot S(\theta, \varphi) \\ &= \frac{P_4}{P_1} \cdot D(\theta, \varphi) \\ &= \eta_{41} \cdot D(\theta, \varphi) \\ &= \eta_{21} \cdot \eta_{32} \cdot \eta_{43} \cdot D(\theta, \varphi) \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

L'avantage de ces méthodes de calcul est qu'il est inutile d'utiliser les équations de Maxwell pour déterminer les puissances reçues et émises par le réseau. Ainsi un gain de temps et de ressources très important est réalisé.

A présent que les puissances en tout point sont connues, il faut, comme décrit dans le chapitre "Fonctionnement du transmit-array", définir la loi de phase à appliquer à chaque cellule du réseau pour réaliser une répartition de phase globale sur le réseau et maîtriser son comportement.

Cette répartition (distribution) de phase est facilement calculable avec ce simulateur numérique en prenant en compte les différents états de phase appliqués à la cellule élémentaires (1 bit, 2 bits, 3 bits, N états de phase) comme explicité dans le chapitre I.2.2 page 13.

## II.2.2 Calcul de la loi de phase - Algorithme d'optimisation

### A. Cas d'une source primaire unique

Le calcul de la loi de phase par le simulateur numérique se base sur l'Equation I.3 définie dans la section I.2.1 page 8.

Cette équation rappelée en II.19 définit la compensation de phase  $\Phi_{lens}(x, y)$  à appliquer à chacune des cellule du réseau pour transformer un front d'onde sphérique en front d'onde plan [50]. Chaque valeur de  $\Phi_{lens}(x, y)$  correspond à un état de phase, c'est-à-dire à une phase unique appliquée à une cellule.

$$\Phi_{lens}(x, y) = k_0 \sqrt{x^2 + y^2 + F^2} - k_0 \cdot y \cdot \sin \alpha_0 \quad (\text{II.19})$$

Avec  $k_0$  le nombre d'onde égal à  $2\pi/\lambda$ .

Pour calculer  $\Phi_{lens}(x, y)$  il est nécessaire de stipuler quelques données d'entrée au code, notamment :

- La distance focale  $F$  séparant la source primaire du réseau
- La position  $x$  et  $y$  de la source primaire par rapport au réseau (si  $x = y = 0$  alors la source et le réseau sont centrés l'un par rapport à l'autre)
- La direction  $\alpha_0$  du faisceau désirée en sortie de réseau

Le calcul présenté ici permet en effet d'obtenir la loi de phase en tout point du réseau éclairé par une source unique pour un dépointage  $\alpha_0$  souhaité.

Il s'agit ici d'une compensation parfaite qui peut être déclinée en plusieurs états de phase afin de simplifier sa réalisation (cf. I.2.2 page 13).

Cependant la distribution de  $\Phi_{lens}$  en compensation parfaite peut encore être optimisée en optant pour une source multiple.

C'est pourquoi, afin de calculer rapidement la loi de phase optimale en favorisant certaines performances de l'antenne, un algorithme d'optimisation a été mis en place.

## B. Cas d'une source primaire de type multisource

L'algorithme utilisé est de type Particule Swarm Optimization (PSO) [43], aussi connu sous l'appellation Optimisation par Essaim Particulaire (OEP) [51].

Les avantages de cet algorithme ayant mené à son choix sont les suivants :

- Méthode à gradient lent permettant une prise en compte d'un grand nombre de variables
- Espace de recherche pouvant être non différentiable c'est-à-dire une possibilité d'avoir des discontinuités

Le principe de cet algorithme multi-objectifs est d'étudier les différentes solutions candidates pour répondre à un besoin et à un cahier des charges.

Dans ces travaux, l'optimisation a pour objectifs de déterminer la loi de phase à apporter au réseau tout en maximisant le gain du transmit-array et en minimisant le niveau des lobes secondaires (Side Lobe Levels, SLL).

On considère une population de  $N$  particules, chacune constituant une loi de phase sur l'ensemble du réseau. Pour un réseau de 100 cellules élémentaires à deux états de phase, une particule représente un vecteur de 100 positions qui correspondent à une répartition de 2 états de phase sur 100 points soit un état de phase par cellule. Une particule est donc considérée comme une solution complète pour l'ensemble du réseau.

Il est important de noter que les simulations réalisées dans ce cadre comportent quatre sources identiques considérées comme très éloignées les unes des autres sans couplage entre elles et sont donc traitées indépendamment.

Le point de départ de l'algorithme est calculé à partir de l'équation de la loi de phase pour un réseau illuminé par une source primaire unique (cf. II.19).

Étant donné la nature symétrique du réseau et le fait que chaque source est centrée sur un quart du réseau, seul un quadrant de celui-ci est considéré pour ce calcul.

L'étude se trouve alors simplifiée puisque la loi de phase est ensuite copiée à l'identique sur les trois autres quadrants (cf. Figure II.8).



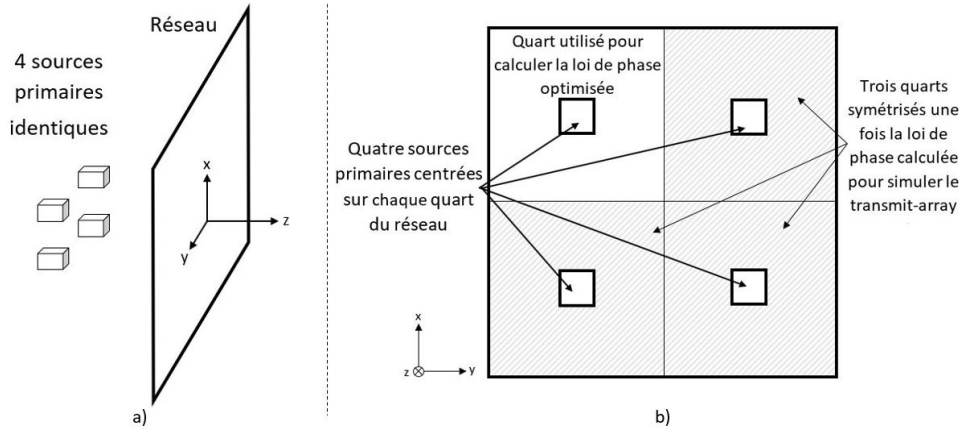


FIGURE II.8 – Schémas d'un réseau illuminé par quatre sources primaires et divisé en quatre quadrants a) en vue 3D b) en vue transversale (axe z)

Une fois cette répartition de phase calculée pour un quart du quadrant, les  $N$  particules sont placées de manière aléatoire autour de ce point et le transmit-array entier, soit les quatre quadrants, est simulé.

Une fonction coût est calculée avec le cahier des charges souhaité, dans notre cas un gain dans l'axe maximal et des niveaux de lobes secondaires inférieurs à une limite.

La fonction coût correspondante est présentée en Equation II.20 [52].

$$f(x) = -G_{\theta=0^\circ} + \prod_{SLL} + \prod_{G_{\theta=0^\circ}} \quad (\text{II.20})$$

Avec  $G_{\theta=0^\circ}$  le gain du transmit-array dans l'axe et  $\prod_{G_{\theta=0^\circ}}$  et  $\prod_{SLL}$  les pénalités prises en compte si le cahier des charges du gain dans l'axe et des lobes secondaires n'est pas respecté, tel que :

$$\prod_{G_{\theta=0^\circ}} = \begin{cases} 0 & \text{if } G_{\theta=0^\circ} \geq G_{\theta=0^\circ_{min}} \\ \gamma_G |G_{\theta=0^\circ} - G_{\theta=0^\circ_{min}}| & \text{else} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\prod_{SLL} = \begin{cases} 0 & \text{if } SLL \leq SLL_{min} \\ \gamma_{SLL} |SLL - SLL_{min}| & \text{else} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Les facteurs notés  $\gamma_G$  et  $\gamma_{SLL}$  dans ces deux équations permettent de contrôler l'impact des fonctions de pénalisation.

Le choix de la valeur de ces deux facteurs est ainsi très important puisque si un  $\gamma$  est pris trop grand, les solutions trouvées privilégient une contrainte de gain ou de SLL au détriment de l'optimisation du gain.

En revanche, si un  $\gamma$  est pris trop faible, l'optimisation du gain sera l'objectif principal mais les contraintes de gain minimal souhaité et de lobes secondaires minimaux deviendront négligeables.

La recherche d'un bon compromis après plusieurs simulations permet ainsi la détermination de ces deux facteurs. Dans le cadre de cette étude il a été remarqué qu'en fixant  $\gamma_G$  et  $\gamma_{SLL}$  à 3, les contributions des deux fonctions de pénalisations sont correctement prises en compte et permettent le bon fonctionnement de l'optimisation.

Une fois cette fonction coût calculée, sont mémorisées deux variables appelées  $\overrightarrow{Pbest}_i$  et  $\overrightarrow{Gbest}$ , correspondant respectivement à la position optimale par laquelle chaque particule est déjà passée et à la meilleure position de la particule parmi tous les  $\overrightarrow{Pbest}_i$  [53].

Pour cela trois composantes intrinsèques à chaque particule sont définies (cf. Figure II.9) :

- $\omega$  : poids d'inertie, la particule suit sa direction actuelle de déplacement
- $C_1$  : poids cognitif, la particule s'oriente vers sa propre meilleure position connue
- $C_2$  : poids social, la particule se déplace en direction de la meilleure position connue par l'ensemble des particules voisines

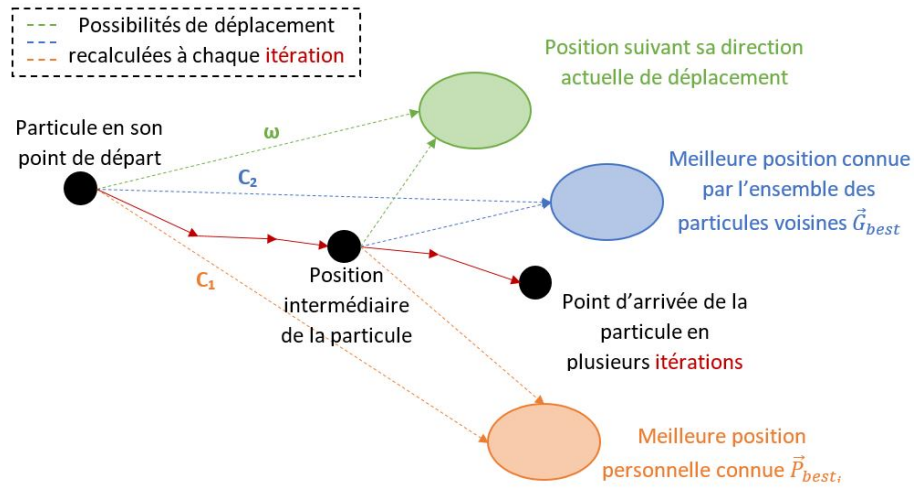


FIGURE II.9 – Schéma des déplacements des particules dans l'algorithme PSO

Si la position de la particule seule et/ou dans l'ensemble est meilleure que la précédente alors les variables  $\overrightarrow{P_{best}_i}$  et/ou  $\overrightarrow{G_{best}}$  sont modifiées et utilisées pour orienter dans cette direction la particule suivante. L'Equation II.23 traduit l'évolution de la loi de phase à chaque itération, en faisant tendre chacun de ses points vers une position idéale.

$$\begin{aligned}
 v_n &= \omega v_{n-1} + C_1 \text{rand}() (x_n - \overrightarrow{P_{best}_i}) + C_2 \text{rand}() (x_n - \overrightarrow{G_{best}}) \\
 x_n &= x_{n-1} + v_n
 \end{aligned}
 \tag{II.23}$$

Le paramètre  $x_{n-1}$  correspond à la position de la particule à un instant donné, c'est-à-dire à un vecteur de dimension 100 symétrisé pour obtenir une loi de phase sur les 400 cellules. Le paramètre  $v_n$  représente le déplacement de la particule. Enfin, la prochaine position notée  $x_n$  est calculée en associant les deux derniers paramètres.

Ces opérations sont répétées un grand nombre de fois pour obtenir la loi de phase optimale sur le réseau.

## II.3 Décomposition en quatre zones distinctes

Afin de bien comprendre les principes mis en jeu dans ce simulateur numérique hybride, son fonctionnement est décrit en quatre parties distinctes présentées en Figure II.10 puis dans les chapitres suivants :

- La source primaire
- L'espace intermédiaire
- Le réseau transmetteur
- L'espace libre

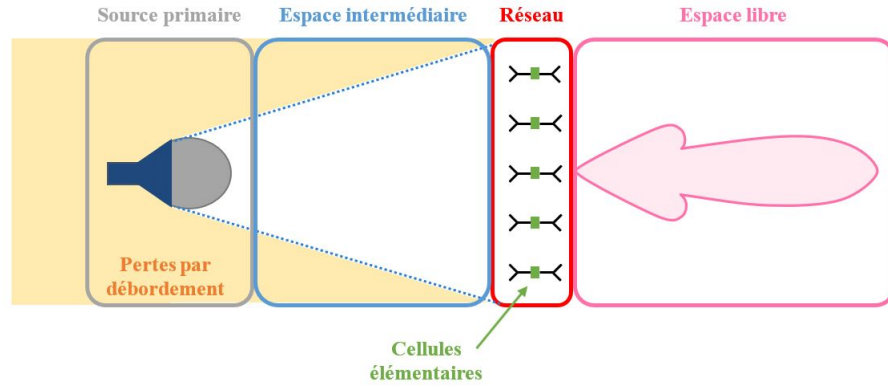


FIGURE II.10 – Schéma de principe des quatre parties distinctes du simulateur numérique hybride

### II.3.1 Source Primaire

Première partie importante du modèle, la source primaire. Il est indispensable de la caractériser pour pouvoir intégrer au code, en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$ , les diagrammes de rayonnement complexes en champ lointain, le gain ainsi que la directivité de la source primaire utilisée. La première source primaire utilisée dans ces travaux de thèse est une antenne cornet rectangulaire de 15 dBi de gain rayonnant en bande X (cf. Annexe A). Sur un logiciel de simulation électromagnétique tel que CST Studio Suite, il s'agit donc tout d'abord de modéliser cette source primaire et d'exporter :

- Ses diagrammes de rayonnement complexes en champ lointain en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $\vec{E}_{SP_\varphi}(\theta, \varphi)$  et  $\vec{E}_{SP_\theta}(\theta, \varphi)$
- Son diagramme de gain en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $G_{SP}(\theta, \varphi)$
- Son diagramme de directivité en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $D_{SP}(\theta, \varphi)$

### II.3.2 Espace intermédiaire

La zone dite intermédiaire constitue l'espace dans lequel le champ électromagnétique émis par la source primaire se déplace librement jusqu'au réseau de cellules élémentaires de l'antenne en réception.

Cette zone est notamment caractérisée par les pertes par débordement présentées en Equation II.10.

C'est au niveau de cet espace intermédiaire qu'intervient la formule de Friis présentée dans le chapitre II.2.1 permettant de déterminer la puissance de l'onde reçue en chaque point du réseau de réception de la lentille.

### II.3.3 Réseau transmetteur

Une fois que le champ électromagnétique émis par la source primaire s'est propagé dans l'espace intermédiaire, il arrive au niveau du réseau transmetteur qui est, comme présenté précédemment, composé de deux couches de cellules élémentaires, une en réception et une en émission. L'étape qui suit consiste à modéliser une cellule élémentaire à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique pour obtenir et exporter les informations suivantes :

- Ses diagrammes de rayonnement complexes en émission en champ lointain en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $\overrightarrow{E_{CE\varphi}^{émis}}(\theta, \varphi)$  et  $\overrightarrow{E_{CE\theta}^{émis}}(\theta, \varphi)$
- Ses diagrammes de rayonnement complexes en réception en champ lointain en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $\overrightarrow{E_{CE\varphi}^{recept}}(\theta, \varphi)$  et  $\overrightarrow{E_{CE\theta}^{recept}}(\theta, \varphi)$
- Son diagramme de gain en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $G_{CE}(\theta, \varphi)$
- Son diagramme de directivité en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $D_{CE}(\theta, \varphi)$

Le rôle de ce réseau est de capter le champ émis par la source primaire à l'aide des cellules en réception, c'est-à-dire les cellules du côté de la source primaire.

Ces cellules disposent, tout comme la source primaire, d'une phase initiale.

La loi de phase à appliquer aux cellules dépend de ces phases initiales, de la distance focale et de la position de chacune des cellules pour compenser les différences de trajet et introduire sur la lentille la répartition de phase adaptée à l'application voulue (avec ou sans dépointage du lobe principal). Le champ électromagnétique est ensuite réémis par les antennes en émission, c'est-à-dire les cellules du côté espace libre pour être diffusé en champ lointain.

### II.3.4 Espace Libre

Une fois le champ électromagnétique émis par le réseau, il entre dans un espace de sortie pour finalement pouvoir être considéré en champ lointain. Le parcours du champ est découpé en trois zones montrées en Figure II.11 et expliquées ci-dessous [11].

La variable notée  $D$  correspond à la plus grande dimension interne de l'élément rayonnant à caractériser.

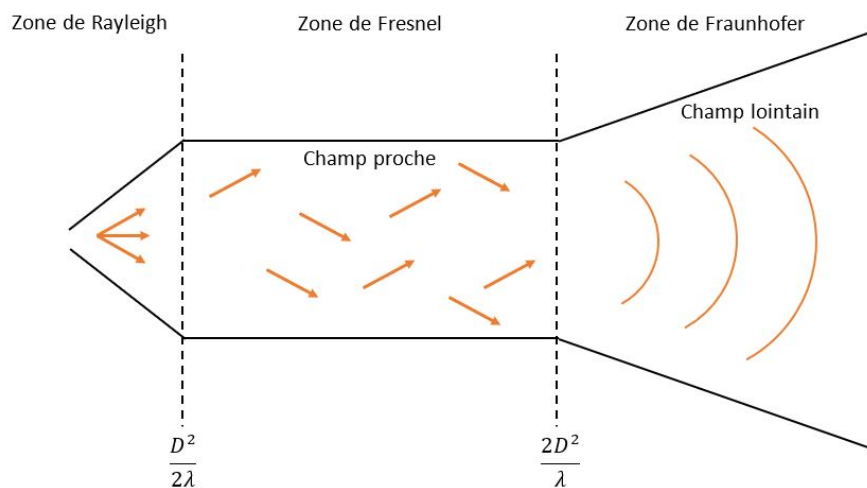


FIGURE II.11 – Différentes zones de l'espace libre

**A. Zone de Rayleigh**

La première zone traversée par le champ électromagnétique en sortie de réseau est ce qu'on appelle la zone de Rayleigh. Cet espace, en zone dite très proche, est très compliqué à caractériser. La zone de Rayleigh débute dès la sortie de l'antenne d'émission jusqu'à une distance d'environ  $D^2/2\lambda$ . Une fois cette distance parcourue, l'onde électromagnétique entre dans la zone de Fresnel.

**B. Zone de Fresnel, champ proche**

La zone proche, aussi appelée zone de Fresnel, fait suite à la zone de Rayleigh. Le tracé de la puissance reçue dans cette zone permet de déterminer si le système se comporte bien en champ proche. Dans le cas d'un calcul en début de zone proche, on observe que la puissance présente des oscillations à bas niveaux. Plus le champ parcourt une longue distance et plus la puissance augmente en faisant peu à peu disparaître les oscillations. Enfin, pour une distance encore plus élevée, on constate que la puissance décroît proportionnellement à l'inverse du carré de la distance. Cet événement constitue la fin de la zone de Fresnel que l'on considère s'étendre d'une distance de l'ordre de  $D^2/2\lambda$  jusqu'à  $2D^2/\lambda$ , avant de laisser place à la zone de Fraunhofer.

**C. Zone de Fraunhofer, champ lointain**

Une fois la zone de Rayleigh et la zone de Fresnel passées, soit à une distance supérieure à  $2D^2/\lambda$ , le champ électromagnétique entre dans la zone dite de Fraunhofer.

Le comportement de l'antenne est à présent considéré comme en champ lointain et peut ainsi être correctement étudié. C'est donc à ce niveau là que les calculs suivants sont effectués :

- Diagrammes de rayonnement complexes en champ lointain en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $\overrightarrow{E_{TA\varphi}}(\theta, \varphi)$  et  $\overrightarrow{E_{TA\theta}}(\theta, \varphi)$
- Diagramme de gain en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $G_{TA}(\theta, \varphi)$
- Diagramme de directivité en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  :  $D_{TA}(\theta, \varphi)$

Les diagrammes de champ du transmit-array sont donc la somme des contributions de chaque cellule élémentaire tel que :

$$E_{TA}^{loint}(\theta, \varphi) = \sum_i^{N_{CE}} E_{CE_i}^{loint}(\theta, \varphi) \quad (\text{II.24})$$



## II.4 Validation du simulateur en monosource

### II.4.1 Prototypé de validation : la lentille de l'Institut des Télécommunications de Lisbonne

Afin de valider le simulateur numérique, celui-ci a été testé dans le cadre d'une simulation de transmit-array en bande Ka pour application Satcom et pour laquelle des résultats de mesure et d'autres résultats de simulation étaient disponibles. Le modèle choisi est un réseau de type lentille de Fresnel ovale fonctionnant à 30 GHz [35].

Cette lentille, réalisée par l'Institut des Télécommunications de Lisbonne, est composée de 77 colonnes et de 57 lignes de cellules unitaires soit 4389 cellules [54] (cf. Figure II.12). Elle dispose d'une directivité maximale de 35,4 dBi et ses dimensions sont 192,5 mm par 142,5 mm ( $19,25\lambda \times 14,25\lambda$  à 30 GHz) et 2,5 mm d'épaisseur.

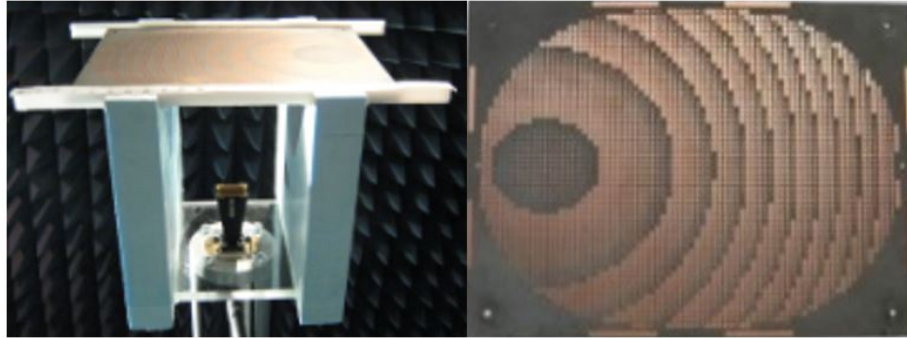


FIGURE II.12 – Lentille de l'Université de Lisbonne utilisée comme référence

Ce réseau est constitué de 63 états de phases différents c'est-à-dire possède 63 cellules unitaires différentes. Chacune de ces cellules est composée de cinq couches métallisées sur quatre couches de substrat de Rogers Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2,2$  et  $\tan \delta = 0,0009$ ).

Dans le cadre de la validation du simulateur, la lentille est considérée à bande unique (30 GHz).

Le réseau est éclairé par une antenne cornet standard possédant un gain de 14,5 dBi.

Celui-ci est orienté de telle sorte que le champ  $\vec{E}$  soit parallèle au côté le plus court du cornet. Il est positionné centré et à la distance focale  $F = 100$  mm de la lentille.

Le problème électromagnétique à résoudre est non périodique, les méthodes de simulation périodiques sont donc inutilisables ici et les simulateurs électromagnétiques commerciaux classiques comme CST et HFSS nécessitent des temps de calcul et une mémoire RAM très importants.

La simulation full-wave de la lentille de Fresnel présentée dans [44][45][46] nécessite un effort de calcul considérable puisqu'elle est réalisée sur supercalculateur.

Ce réseau a été choisi pour la validation de l'outil hybride car il représente un pire cas pour le simulateur numérique étant donné ses particularités.

Il a ainsi fallu intégrer au code hybride de nouveaux paramètres pour permettre de simuler au plus près de la réalité, notamment par rapport à la forme ovoïde atypique de la lentille, à l'asymétrie de sa loi de phase, ou encore aux différents types de cellules élémentaires la constituant.

Ces principales spécificités sont déclinées dans les paragraphes suivants.

#### **A. Forme de la lentille**

Tout d'abord il est important de noter que le réseau simulé ici n'est pas rectangulaire mais de forme ovale. Le simulateur fonctionne lui pour des réseaux initialement rectangulaire, il a donc fallu ajouter des cellules virtuelles nulles, autrement dit des cellules vides, aux coins du rectangle attendu par le code pour pouvoir simuler la réelle forme ovoïde de la lentille.

Sur la Figure II.12 sont visibles en doré les cellules utiles qui constituent le réseau ovale. Les cellules fantômes virtuellement ajoutées sont elles disposées dans la zone sombre de cette même figure.

#### **B. Calcul et ajout d'un facteur taille**

Une particularité de la lentille de référence est le fait que les cellules qui la composent ne sont pas constituées de patchs rayonnants de mêmes dimensions. En effet, comme montré sur la Figure II.13 les 63 types différents ont une taille propre qui influe incontestablement sur le gain de la cellule élémentaire et par conséquent sur le rayonnement du réseau.

Le simulateur hybride quant-à lui ne prend en donnée d'entrée que le diagramme complexe d'une seule cellule élémentaire qui a donc un patch et un rayonnement unique.

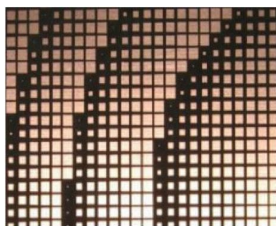
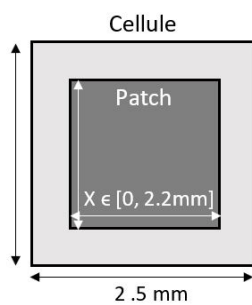


FIGURE II.13 – Image des différentes cellules du réseau de référence

Pour pallier cette difficulté, plusieurs simulations ont été réalisées sur le logiciel CST pour diverses tailles de patches en prenant une variable  $X$  allant de 0 à 2,2 mm (dimension maximale d'un patch sur ce prototype).

La figure II.14 décrit la dimension  $X$  du patch positionné sur la cellule.

FIGURE II.14 – Schéma de la variable  $X$  sur la cellule

Les simulations ont permis d'obtenir le gain pour chacune de ces tailles (cf. Tableau II.1) et ainsi de tracer les courbes correspondantes (cf. Figure II.15).

X (mm)	Gain (mag)	Gain (dB)
0	0	1
0.8	0.168	1.039
1	0.443	1.107
1.2	0.606	1.150
1.5	0.711	1.178
2	0.765	1.193
2.2	0.774	1.195

TABEAU II.1 – Tableau comparant le gain d’une cellule élémentaire en fonction de sa taille

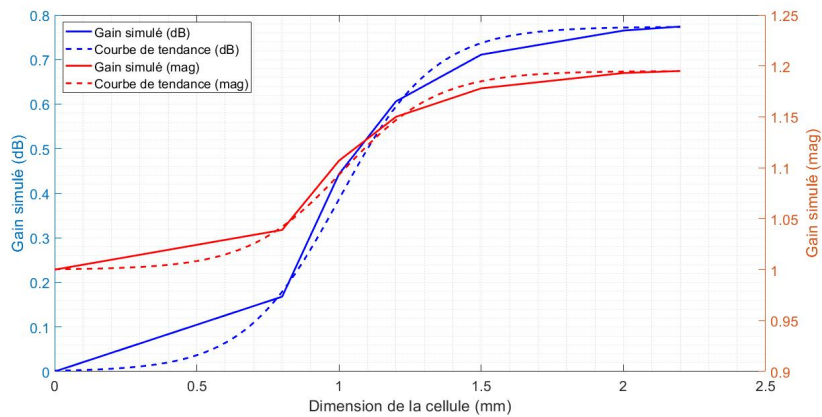


FIGURE II.15 – Courbes de gain en fonction de la taille de la cellule et courbes de tendance correspondantes

Une courbe de tendance a ainsi pu être déterminée reliant la taille du patch à son gain comme montré en Figure II.15.

L'équation II.25 de la courbe de tendance permet d'obtenir un gain approché  $G_{approx}$  en dB en fonction du type de cellule unitaire.

$$G_{approx} = 0.3868 \times (\tanh(3 \times (X - 1)) + 1) \quad (II.25)$$

Une fois cette équation trouvée elle a été intégrée au simulateur pour associer

à chaque type de cellule connu un facteur permettant d'estimer son gain en fonction de sa taille. Ce facteur de taille est incrémenté pour chaque cellule directement dans le code au niveau des ondes incidentes  $a_1^m$  reçues par les cellules, dans l'Equation II.5.

### C. Asymétrie de la loi de phase

Sur la Figure II.12 la loi de phase est visiblement asymétrique en raison du paramètre de dépointage de cette lentille.

Pour une source primaire centrée par rapport au réseau, ce transmit-array voit son lobe principal dépointé dans une direction  $\alpha_0 = 32.5^\circ$  [54].

Ce paramètre est pris en compte lors de la définition de la loi de phase, dans l'Equation II.19.

## II.4.2 Résultats de simulation

### A. Outil de simulation full-wave ONERA FACTOPO

Afin d'évaluer les performances du simulateur numérique hybride, le résultat obtenu est comparé à une simulation full-wave réalisée à l'aide de l'outil ONERA FACTOPO [44][45][46].

Cet outil repose sur la méthode des éléments finis (FEM) et permet de résoudre des problèmes à milliard d'inconnues présentant des géométries dite multi-échelles, c'est-à-dire avec des éléments de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde.

La méthode FETI-2LM utilisée dans cet outil résout les équations de Maxwell en divisant le domaine de calcul du réseau transmetteur en plusieurs sous-domaines.

Le maillage de ces sous-domaines se présente sous trois formes différentes nommées "lens unit cell" pour les cellules du réseau transmetteur, "empty unit-cell" pour les cellules vides séparant la source primaire du réseau et "horn" pour la source primaire (cf. Figure II.16).

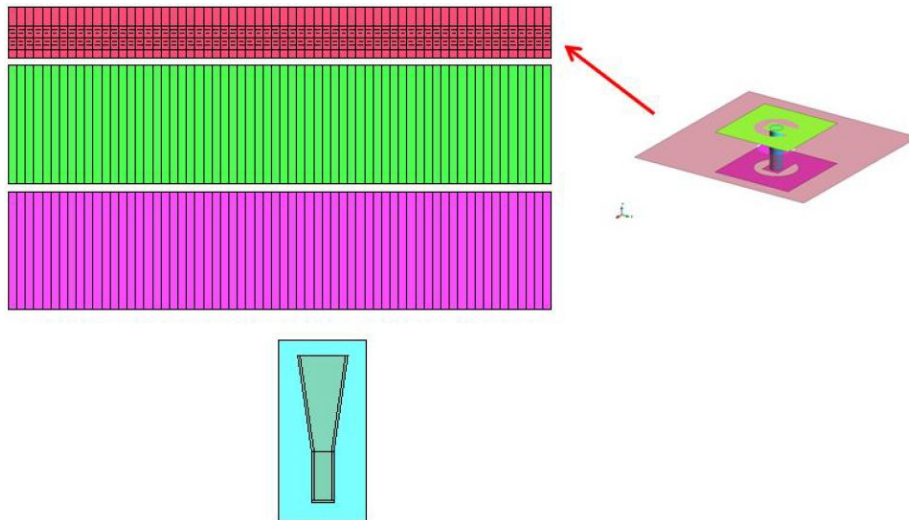


FIGURE II.16 – Schéma des sous-domaines composant le réseau transmetteur avec la source primaire en cyan, les cellules vides en magenta et en vert et le réseau transmetteur en rouge

Une telle simulation nécessite d'importantes ressources de temps et de calcul. Ainsi ces simulations ont été réalisées sur le super ordinateur Occigen du CINES (ressources informatiques GENCI).

### B. Comparaison des résultats de simulation

Le problème complet, c'est-à-dire le réseau ovale de 4389 cellules de 63 types différents associé à une source primaire de type cornet de 15 dBi de gain, est simulé à l'aide du simulateur numérique hybride [55].

Le résultat obtenu est présenté en Figure II.17 et est comparé à la mesure, aux simulations réalisées sur les logiciels CST Studio Suite et HFSS ANSYS ainsi qu'au résultat de simulation full-wave de l'outil ONERA FACTOPO.

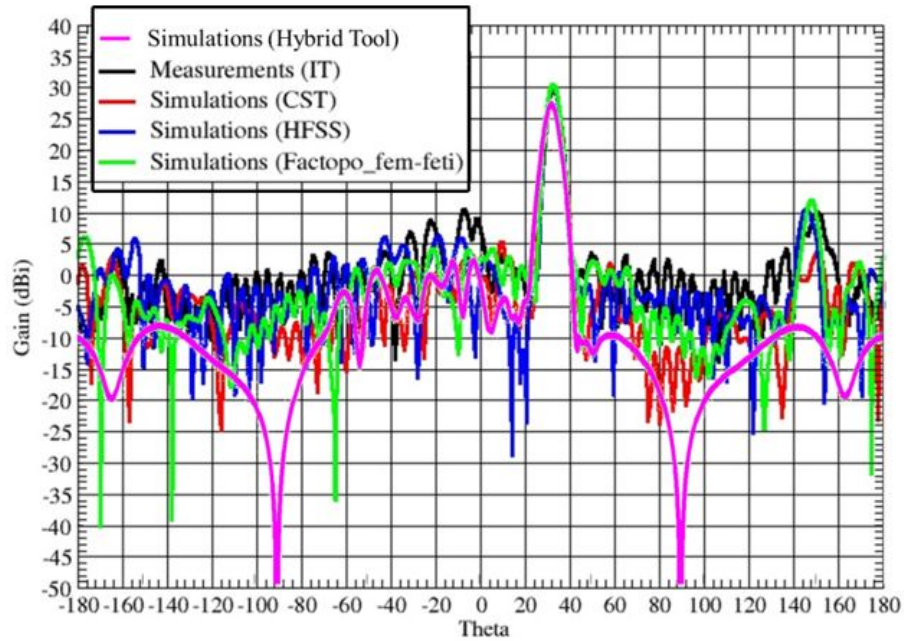


FIGURE II.17 – Comparaison des résultats obtenus en mesure, en simulations et avec l'outil hybride

En rouge est dessinée la courbe réalisée sur le logiciel de simulation électromagnétique CST MWS (Finite Difference Time Domain solver), en bleu celle calculée à l'aide de ANSYS HFSS (Finite Element solver) et en noir sont représentées les mesures du prototype. La courbe verte est le résultat d'un calcul full-wave avec le code FACTOPO développé à l'ONERA (Finite Element Tearing and Interconnecting solver) [44] [45] [46], un outil performant interne développé à l'ONERA qui fonctionne sur supercalculateur.

Enfin en rose est représentée la courbe obtenues par notre simulateur numérique hybride.

Toutes les méthodes permettent de retrouver la position à  $32.5^\circ$  et le niveau du lobe principal autour de 30 dB malgré une légère différence de gain calculée par le code hybride.

Le simulateur numérique ne prend pas en compte les diffractions sur les bords de la lentille qui induisent des lobes secondaires très bas (correspondant à des incidences rasantes) expliquant la différence visible sur le diagramme autour de  $50^\circ$ .

Malgré le fait que ce problème représente un cas particulièrement compliqué pour le simulateur, le diagramme de rayonnement obtenu est tout-à-fait acceptable par rapport aux mesures et aux simulations réalisées sur les logiciels précédemment cités.

Notre simulateur numérique hybride développé est par conséquent validé.



### II.4.3 Temps de calcul

L'intérêt principal du simulateur est sa rapidité de calcul, qui fait de lui un outil particulièrement intéressant dans une optique de pré-dimensionnement de transmit-array.

Pour comparaison, le Tableau II.2 présente le temps de calcul total et les ressources informatiques (cœurs et mémoire) nécessaires aux logiciels ayant eux aussi simulé le problème sur la Figure II.17. Il est à noter que le temps de calcul indiqué pour le simulateur numérique hybride prend en compte le temps de simulation préalable des modèles de la source primaire et de la cellule élémentaire sur le logiciel de simulation électromagnétique CST Studio Suite.

	Cœurs	Temps de calcul	Mémoire
CST	12 E5-2620	6 h	64 Gb
HFSS (FE/BI)	20 E5-2670v2	25 h	100 Gb
FACTOPO	15,668 E5-2690v3	10 min	2,5 Gb/core
Simulateur numérique	1 E5-1620v3 (Ordinateur de bureau)	<b>5 min</b>	32 Gb

TABLEAU II.2 – Tableau comparant les temps de calculs de différents logiciels et du simulateur hybride

Les logiciels commerciaux présentent un temps de calcul de l'ordre de plusieurs heures pour simuler ce problème. L'outil ONERA FACTOPO permet lui d'avoir un résultat très satisfaisant en quelques minutes mais son fonctionnement nécessite l'accès à un supercalculateur.

Ainsi le tableau II.2 démontre que le simulateur numérique développé est incontestablement plus rapide et nécessite amplement moins de ressources que les autres méthodes présentées dans le tableau ci-dessus puisque qu'il permet d'obtenir un résultat convenable en seulement 5 minutes sur un ordinateur de bureau.

## II.5 Validation du simulateur en multisource

Pour valider l'algorithme d'optimisation et par conséquent le simulateur dans un cas multisource, un réseau symétrique carré de 400 cellules (20 x 20) est considéré.

La source multiple utilisée ici est un réseau de quatre patchs placé à un rapport focal de 0.375 soit une distance focale séparant les sources du réseau de cellules de 112.5 mm.

Le positionnement des quatre patchs est tel qu'il est admis que chacun d'eux éclaire exclusivement un quart du réseau, soit 100 cellules (10 x 10).

Cet état de fait permet de considérer uniquement un quart du réseau éclairé par une seule source dans l'algorithme, c'est-à-dire de ne tenir compte que 100 variables pour le calcul de la loi de phase optimisée.

Néanmoins à chaque itération, après avoir calculé une loi de phase potentielle, l'ensemble des 400 cellules du réseau est pris en compte en imposant une symétrie dans les deux axes du réseau pour simuler le transmit-array dans son intégralité et obtenir son diagramme de rayonnement complet (cf. Figure II.18).

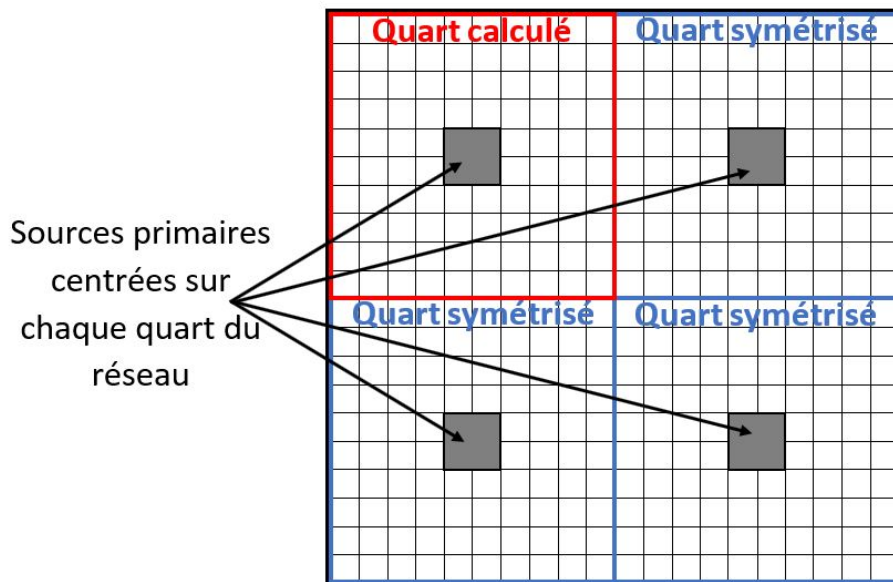


FIGURE II.18 – Division et symétrisation du réseau de cellules

Ainsi, deux états de phase sont répartis sur 50 particules, équivalentes à 50 lois de phase.

Chaque particule est assimilable à un vecteur de 100 positions.

Le nombre d'itérations est ici fixé à 10 000, à chacune d'elle la particule change et ainsi la loi de phase évolue.

Les paramètres de pénalité de la fonction coût sont fixés à  $G_{\theta=0^\circ} = 19,5 \text{ dB}$  et  $SLL_{min} = -14 \text{ dB}$ , autrement dit un écart entre le lobe principal (à minima de 19,5 dB) et le lobe secondaire d'au moins 14 dB.

La Figure II.19 compare à gauche la loi de phase de base calculée uniquement à partir de l'Equation II.19 et à droite la loi de phase optimisée à l'aide de l'algorithme. La loi de phase est distribuée sur le réseau telle que les cellules bleues correspondent à un état de phase de  $0^\circ$  et les cellules rouges à une phase opposée de  $180^\circ$ .

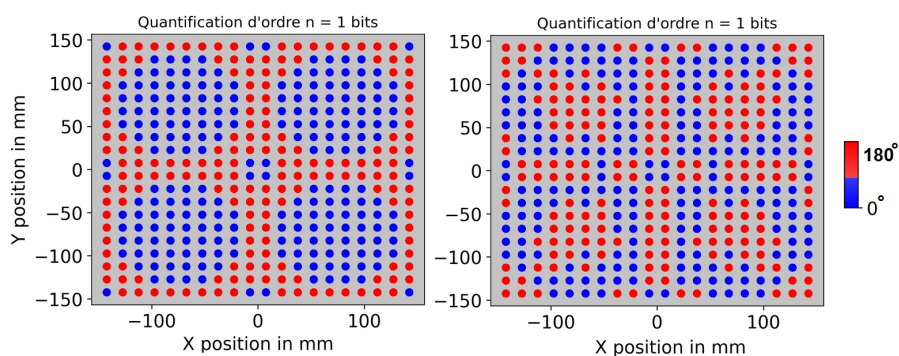


FIGURE II.19 – Comparaison de la répartition de phase calculée sans optimisation (gauche) et avec optimisation (droite)

Les diagrammes de rayonnement de ces deux lois de phase, assimilées au même réseau de 400 cellules, sont comparés en Figure II.20.

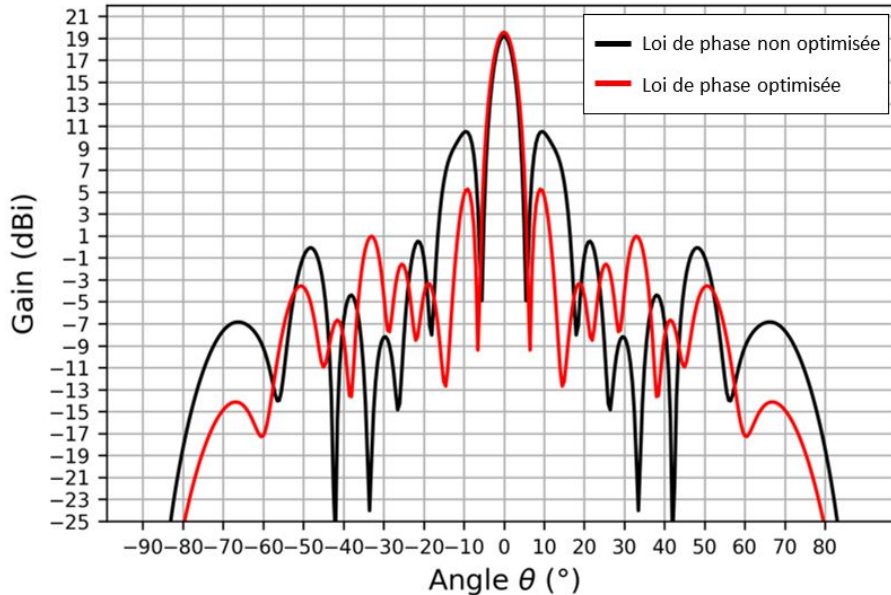


FIGURE II.20 – Comparaison du rayonnement du transmit-array avec une loi de phase non optimisée (courbe noire) et optimisée (courbe rouge)

Sur ces deux diagrammes de rayonnement il est tout d'abord notable que le gain dans l'axe respecte bien le minimum de 19,5 dB et n'est que légèrement supérieur dans le cas de la loi de phase optimisée. Cela signifie que la première loi de phase permettait déjà un gain maximal.

En revanche les niveaux des lobes secondaires sont considérablement diminués grâce à l'optimisation avec un écart de près de 6 dB entre les deux diagrammes. A présent le niveau des lobes secondaires est 14 dB en dessous du lobe principal. On retrouve bien la valeur attendue et fixée en  $SLL_{min}$ .

Compte-tenu de ces résultats l'algorithme d'optimisation est considéré comme correctement implémenté et est par conséquent validé.

## II.6 Limites du simulateur numérique

Le simulateur est initialement conçu dans le cadre de réseaux classiques de type rectangulaire, cependant en ajoutant des cellules fantômes il est tout à fait possible de simuler des réseaux de formes variées.

Par conséquent il est possible, en travaillant en amont sur la géométrie du réseau, d'approcher une valeur de gain pour un réseau non périodique mais cette approximation crée une légère incertitude sur le résultat optimal.

Les cellules élémentaires prises en compte de ce simulateur sont toutes identiques étant donné que le même diagramme complexe gain/phase est utilisé pour tous les calculs.

De plus, l'outil néglige les couplage entre la source et le réseau de cellules car après simulations ces interactions électromagnétiques ont très peu d'impact pour notre système.

De la même manière, le simulateur ne prend pas en compte la diffraction sur les bords du réseau car les simulations sont faites en réseau infini ce qui induit un gain simulé plus faible au niveau des cellules les plus extérieures.

Enfin, cet outil permet d'évaluer le rayonnement de type transmit-array du côté espace libre, c'est-à-dire lorsque  $\theta_{array} \in [-90^\circ ; 90^\circ]$  (cf. Figure II.21).

En dehors de cette plage il s'agit d'un effet de reflect-array non calculé.

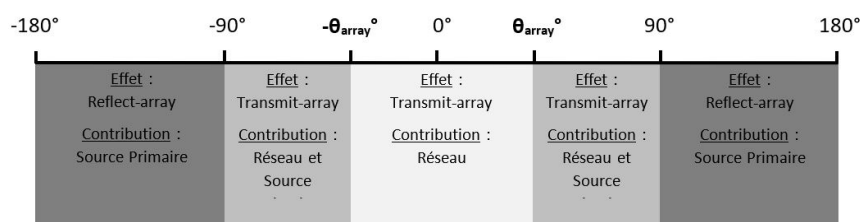


FIGURE II.21 – Environnement d'utilisation du simulateur hybride

Pour calculer la valeur de  $\theta_{array}$  qui détermine la limite entre la contribution propre du réseau et la contribution double du réseau et de la source primaire directe (cf. Figure II.22), il faut prendre en compte la dimension de la lentille ainsi que la distance focale séparant le réseau de la source primaire (cf. Equation II.26).

$$\theta_{array} = \tan^{-1}\left(\frac{L_{array}}{2f}\right) \quad (\text{II.26})$$

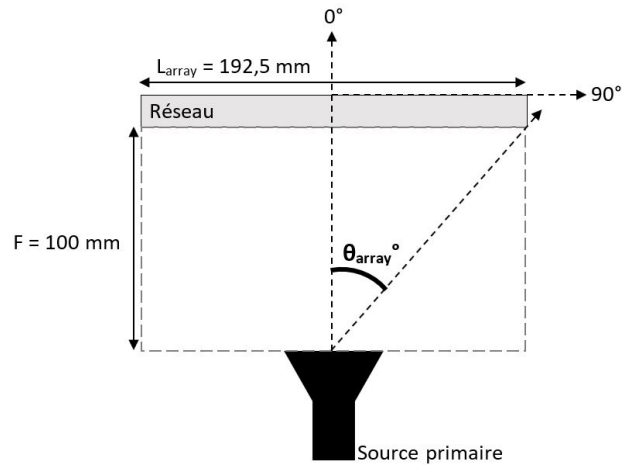


FIGURE II.22 – Calcul de l'angle  $\theta_{\text{array}}$

Dans le cas de la lentille de l'Institut des Télécommunications de Lisbonne utilisée comme référence pour valider le simulateur numérique hybride, la valeur de  $\theta_{\text{array}}$  se calcule comme suit :

$$\theta_{\text{array}} = \tan^{-1}\left(\frac{192,5}{2 \times 100}\right)$$

$$\theta_{\text{array}} = 43,9^\circ$$

## II.7 Conclusions

Au cours de ces travaux de thèse un simulateur numérique hybride a été réalisé permettant de simuler très rapidement les transmit-arrays et leur source primaire associée.

Ci-dessous un récapitulatif permettant de distinguer les différents diagrammes de rayonnement qui entrent en jeu dans l'utilisation du simulateur hybride.

Afin de pouvoir fonctionner, il a ainsi besoin des données d'entrée suivantes :

- Descriptif du système global comprenant notamment le nombre de cellules unitaires et leurs coordonnées propres, les coordonnées de la source primaire ou encore la fréquence de travail
- Diagramme de rayonnement en gain/phase de la source primaire
- Diagramme de rayonnement en directivité/phase et gain/phase d'une cellule élémentaire

Cet outil a été comparé à deux logiciels de simulation électromagnétique commerciaux, CST MWS et ANSYS HFSS ainsi qu'à un outil de calcul full-wave ONERA FACTOPO [44] [45] [46].

Les résultats ont montré que même dans une étude de cas particulièrement défavorable pour le simulateur, ce dernier était en mesure de donner un résultat proche des mesures et des simulations des autres logiciels en un temps éminemment plus court et en utilisant des ressources moindres.

Le concept de ce simulateur fait de lui un outil principalement destiné à une utilisation en processus de pré-design du fait de l'utilisation de la formule de Friis et non des équations de Maxwell. Ses résultats sont un peu moins précis que ceux des logiciels commerciaux, néanmoins ce fonctionnement lui permet d'être beaucoup plus rapide et d'évaluer très correctement les performances de l'antenne.

De plus, un algorithme d'optimisation de type Particule Swarm Optimization (PSO) a été implémenté dans un contexte multisource permettant de valoriser le gain dans l'axe et de minimiser le niveau des lobes secondaires en optimisant la loi de phase appliquée au réseau.

Le simulateur ainsi validé est également doté d'une Interface Homme-Machine (IHM) intuitive qui le rend facilement accessible et utilisable, faisant de lui un allié efficace dans un processus de pré-dimensionnement de réseaux transmetteurs.







# Chapitre **III**

## Études paramétriques des performances d'un Transmit-Array

### Sommaire

---

<b>III.1 Objectifs des études paramétriques des performances d'un Transmit-Array . . . . .</b>	<b>111</b>
<b>III.2 Modèles de simulation . . . . .</b>	<b>112</b>
III.2.1 Modèle du réseau de cellules . . . . .	112
III.2.2 Modèle de la source primaire . . . . .	114
<b>III.3 Paramètres d'évaluation des performances du Transmit-Array . . . . .</b>	<b>118</b>
<b>III.4 Étude de l'impact des différents paramètres sur les performances en rayonnement du Transmit-Array . . . . .</b>	<b>119</b>
III.4.1 Étude fréquentielle du réseau . . . . .	120
III.4.2 Impact de la maille du réseau sur les performances du réseau transmetteur . . . . .	125
III.4.3 Impact du rapport focal sur les performances du réseau transmetteur . . . . .	126
III.4.4 Impact de la compensation de phase sur les performances du réseau transmetteur . . . . .	135
<b>III.5 Dépointage du faisceau par déplacement de la source primaire . . . . .</b>	<b>141</b>
III.5.1 Déplacement de la source primaire sur un axe . . . . .	142

III.5.2 Déplacement de la source primaire sur un arc focal 144

III.5.3 Comparaison des modes de dépointage par déplacement de la source primaire . . . . . 146

**III.6 Conclusions . . . . . 148**

---

### III.1 Objectifs des études paramétriques des performances d'un Transmit-Array

Ce chapitre est consacré à l'étude des performances d'un transmit-array fonctionnant à 10 GHz dans divers cas de simulation.

Dans un premier temps seront présentés les modèles d'une nouvelle cellule élémentaire en bande X, du réseau et de la source primaire choisis comme références dans les différentes études paramétriques menées à l'aide du simulateur numérique hybride présenté en Chapitre "Simulateur numérique".

Le comportement en fréquence du transmit-array sera tout d'abord évalué, puis l'impact de la maille du réseau, du rapport focal et de la compensation de phase sur les performances du réseau transmetteur seront ensuite étudiés.

Enfin, une simulation du déplacement de la source primaire en translation et en rotation permettra d'assurer le dépointage du faisceau en sortie de transmit-array.

## III.2 Modèles de simulation

### III.2.1 Modèle du réseau de cellules

Le réseau utilisé lors de toutes les simulations est un réseau carré de 400 cellules (réseau 20 x 20) permettant d'avoir une base de comparaison avec l'état de l'art.

Chaque cellule élémentaire est carrée de longueur de côté égale à 15 mm, correspondant à  $\frac{\lambda}{2}$  à 10 GHz, formant un réseau de 300 mm par 300 mm (cf. Figure III.1).

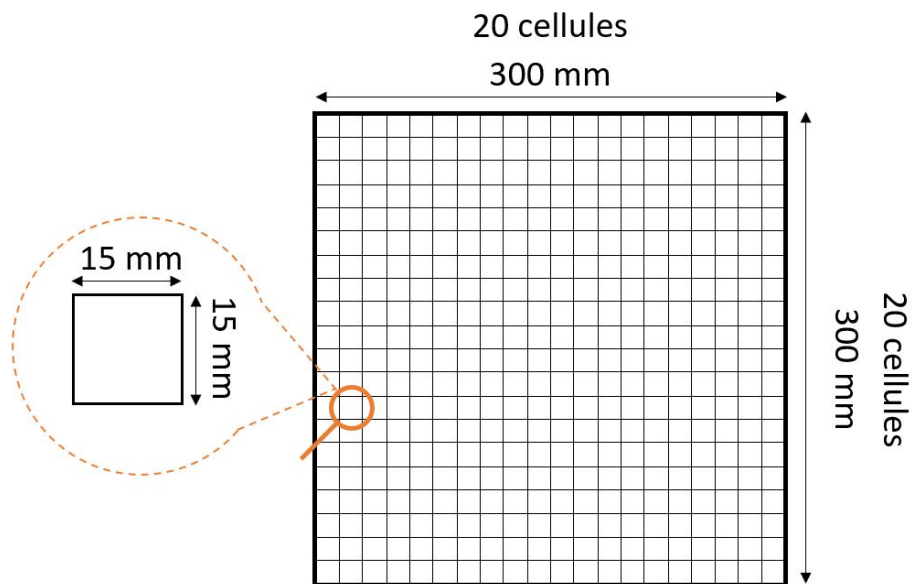


FIGURE III.1 – Réseau utilisé lors des études paramétriques

Ces cellules élémentaires sont constituées de deux patches rayonnants juxtaposés à deux couches de substrat positionnées de part et d'autre d'un plan de masse. Un via métallique relie les deux patches en traversant le plan de masse (cf. Figure III.2).

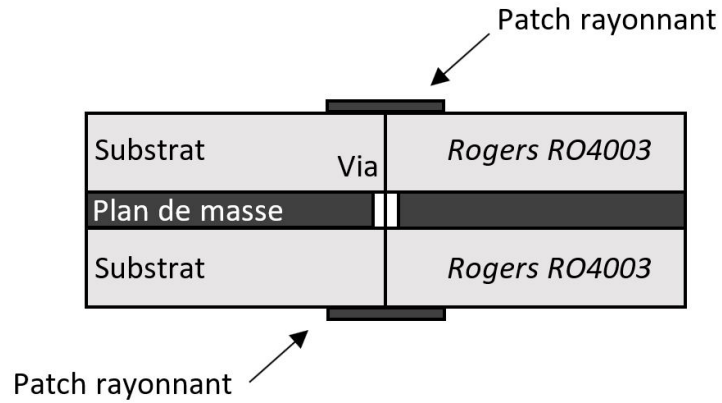


FIGURE III.2 – Cellule élémentaire utilisée lors des études paramétriques

Une description plus approfondie de ces nouvelles cellules élémentaires sera présentée dans un chapitre dédié à leur conception, fabrication, et utilisation dans un réseau transmetteur (cf. Chapitre IV - section IV.2.2 page 156).

Leur rayonnement, illustré en Figure III.3, présente un gain unitaire maximal dans l'axe de près de 5 dB.

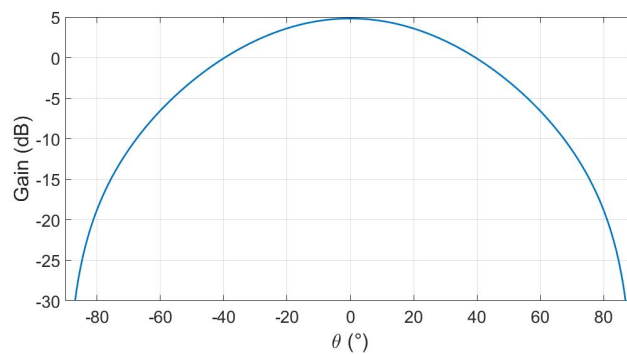


FIGURE III.3 – Gain simulé de la cellule élémentaire

### III.2.2 Modèle de la source primaire

#### A. Impact de la Source Primaire

Le choix de la source primaire illuminant un réseau est primordial car elle a un impact direct sur le rayonnement du transmit-array.

Les Figures III.4 et III.5 présentent respectivement les diagrammes de rayonnement et l'évolution du gain maximum du transmit-array en fonction du gain de la source primaire.

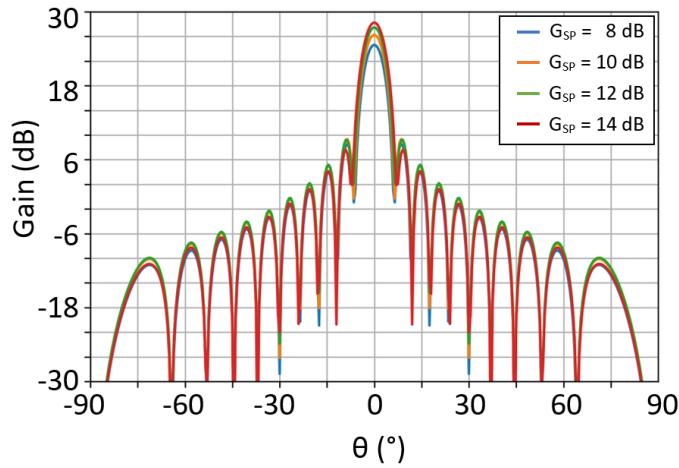


FIGURE III.4 – Diagrammes de rayonnement du transmit-array en fonction du gain de la source primaire

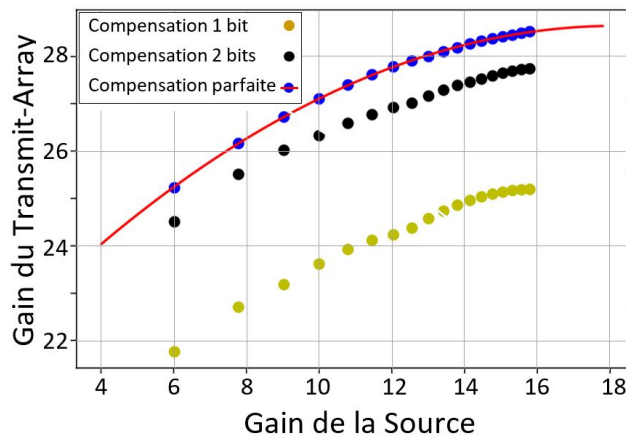


FIGURE III.5 – Évolution du gain du transmit-array en fonction du gain de la source primaire



Ces figures montrent que l'allure des différents diagrammes de rayonnement reste semblable quelle que soit la source primaire.

En revanche, le gain du transmit-array augmente avec le gain de la source primaire.

La Figure III.6 montre l'évolution du rapport focal présentant le plus haut gain dans l'axe du transmit-array en fonction du gain de la source primaire pour différentes compensations de phase.

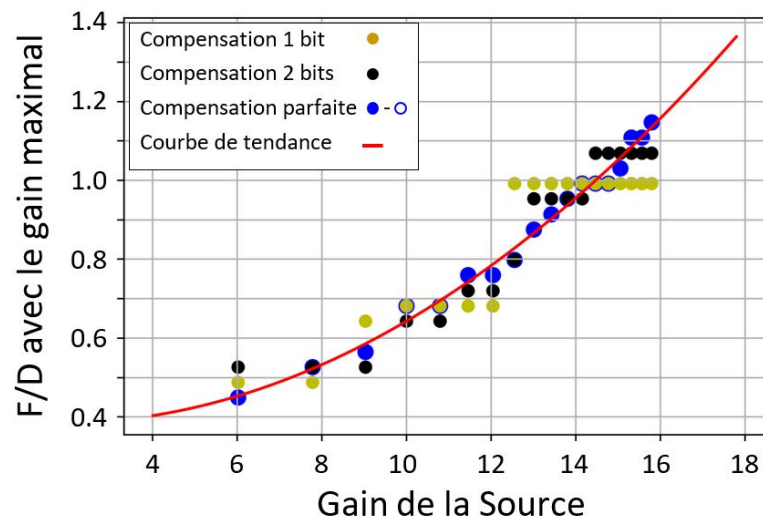


FIGURE III.6 – Évolution du rapport focal à gain maximal en fonction du gain de la source primaire

Sur cette figure sont présentés simultanément les résultats pour trois compensations de phase. Une courbe de tendance montre l'allure de l'évolution du rapport focal en compensation parfaite.

Quelle que soit la compensation de phase, plus le gain initial de la source primaire augmente, et plus le rapport focal présentant le plus haut gain dans l'axe croît, ce qui se traduit par une augmentation de la distance séparant la source primaire du réseau.

Ainsi, il est important d'avoir une source primaire à gain élevé pour augmenter le gain en sortie de transmit-array, mais il faut prendre en compte le fait que la distance focale présentant le plus haut gain dans ces conditions sera élevée.

Le rapport focal optimal n'est cependant pas uniquement régi par le gain du transmit-array. D'autres facteurs importants sont à considérer pour choisir la distance séparant la source du réseau comme le montrent les études paramétriques présentées ci-après.

Les différentes simulations présentées dans la suite de ce chapitre sont réalisées à 10 GHz avec une source primaire en polarisation linéaire de type cornet.

### B. Source primaire de type cornet

La source primaire utilisée est de type cornet rectangulaire 15 dBi dont la documentation constructeur est présentée en Annexe A. Le rayonnement simulé est montré en Figure III.7.

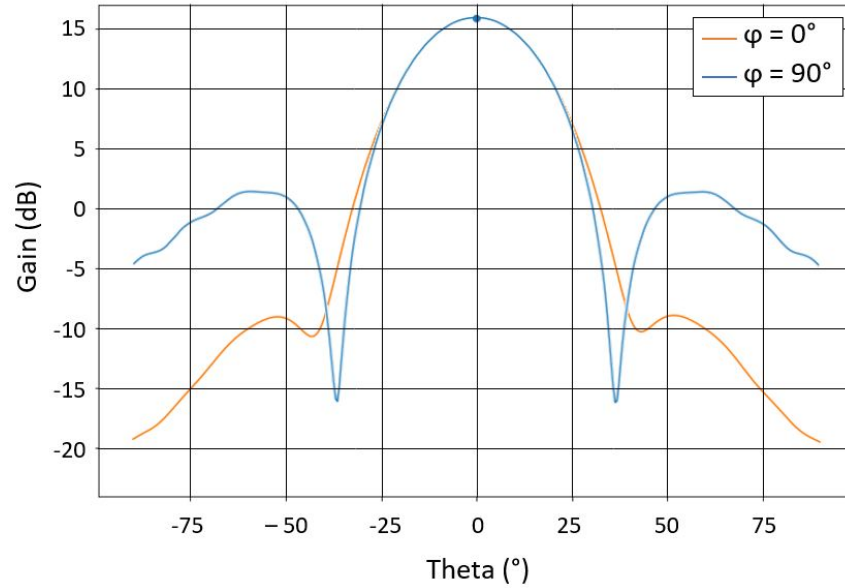


FIGURE III.7 – Diagramme de rayonnement du cornet 15 dBi sous CST

D'après cette simulation, le gain du cornet est en réalité d'environ 16 dB.

A présent que le réseau, les cellules élémentaires et la source primaire ont été caractérisés, le système global peut être évalué.

### III.3 Paramètres d'évaluation des performances du transmit-array

Plusieurs facteurs importants permettent d'évaluer les performances d'un transmit-array.

Il s'agit du gain, de la directivité, du diagramme de rayonnement mais aussi du rendement et des pertes.

Le gain d'une antenne dans une direction se caractérise par le rapport entre la densité de puissance rayonnée par l'antenne et celle rayonnée par une antenne isotrope. Le diagramme de rayonnement en gain correspond ainsi à cette valeur déclinée pour diverses directions  $\theta$ .

La directivité quant-à elle est proportionnelle au gain mais ne prend pas en compte le rendement de l'antenne en puissance  $\eta_{Puissance}$ , c'est-à-dire le rapport entre la puissance rayonnée par le transmit-array notée  $P_4$  et la puissance d'alimentation notée  $P_1$  (cf. Equation III.1) [11] [43].

$$\eta_{Puissance} = \frac{P_4}{P_1} \quad (\text{III.1})$$

La directivité théorique correspond à la directivité maximale atteignable et est définie par l'Equation III.2 [56] :

$$Dir_{Th(mag)} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (\text{III.2})$$

Le rendement en ouverture,  $\eta_{ouv}$ , reflète l'optimisation de la surface du réseau. Il s'agit de la directivité de l'antenne  $Dir_{TA}$  par rapport à la directivité théorique  $Dir_{Th}$  (cf. Equation III.3).

$$\eta_{ouv}(\%) = \frac{mag(Dir_{TA})}{mag(Dir_{Th})} \times 100 \quad (\text{III.3})$$

Les pertes par illumination  $P_{taper}$ , également appelées taper loss, correspondent à la différence entre la directivité théorique  $Dir_{Th}$  et la directivité de l'antenne en compensation parfaite  $Dir_{CP}$  (cf. Equation III.4).

$$P_{taper} = Dir_{Th} - Dir_{CP} \quad (\text{III.4})$$

Enfin, les pertes par compensation, notées  $P_{compensation}$ , reflètent la différence entre la directivité de l'antenne en compensation parfaite,  $Dir_{CP}$ , et sa directivité en n'importe quelle compensation,  $Dir_{TA}$ .

$$P_{compensation} = Dir_{CP} - Dir_{TA} \quad (\text{III.5})$$

### III.4 Étude de l'impact des différents paramètres sur les caractéristiques du transmit-array

Comme démontré dans le Chapitre "Simulateur numérique", le simulateur hybride est un outil numérique très rapide permettant d'initier la conception d'un transmit-array en déterminant ses caractéristiques optimales.

Il est également particulièrement utile dans le cadre d'une étude paramétrique, puisque qu'il permet de déterminer les performances principales de l'antenne sous diverses conditions en très peu de temps.

La suite de ce chapitre présentera plusieurs études paramétriques permettant d'évaluer l'influence des paramètres présentant un impact fort sur les performances du transmit-array :

- Fréquence d'utilisation
- Maille du réseau
- Rapport focal
- Compensation de phase

### III.4.1 Étude fréquentielle du réseau

L'étude fréquentielle du réseau permet de déterminer la fréquence optimale d'utilisation du transmit-array.

La source primaire utilisée pour chaque simulation est un cornet WR90 dont la documentation constructeur est présentée en Annexe A. Cette source est placée à un rapport focal fixé à 1 du réseau transmetteur composé de cellules identiques pour chaque simulation.

Cette étude permet d'évaluer le rayonnement d'un réseau conçu pour fonctionner à 10 GHz sur toute la bande X, soit de 8 GHz à 12 GHz.

Deux cas de figure existent :

- Le premier consiste à avoir une compensation de phase parfaite calculée à chaque fréquence, autrement dit une répartition de phase variant avec la fréquence
- Le second considère en revanche une loi de phase fixe, calculée en compensation parfaite à 10 GHz, et inchangée tout au long de l'étude

Ces deux cas, représentant respectivement un réseau actif et un réseau passif, sont présentés ci-dessous.

### A. Étude fréquentielle à loi de phase variable

Dans le cas de la loi de phase variable, la compensation parfaite est recalculée à chaque fréquence  $f$ . Les résultats obtenus sont présentés en Figure III.8 puis récapitulés dans le Tableau III.1.

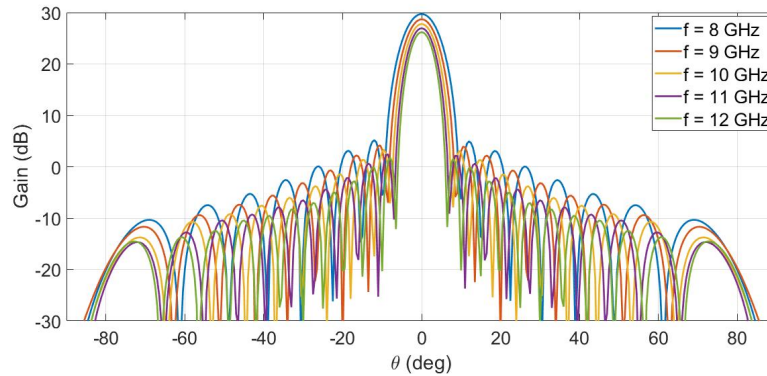


FIGURE III.8 – Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase variable à diverses fréquences

f (GHz)	$G_{TA}$ (dB)	$\theta_{3dB}$ (°)	SLL (dB)	$\eta_P$ (dB)
8	29.7	7.5	-24.5	97.3
9	28.7	7	-24.5	76.9
10	27.8	6	-24.5	62.3
11	26.9	5.5	-24.5	51.5
12	26.2	5	-24.4	43.3

TABLEAU III.1 – Tableau comparant les performances d'un Transmit-Array à loi de phase variable en Bande X

Dans ce cas de figure, le gain et la largeur à -3 dB du lobe principal diminuent avec la fréquence d'utilisation.

Dans cette étude il est notable que les fréquences basses semblent plus performantes que les fréquences hautes, cependant cette interprétation est incomplète. Il est nécessaire de prendre en compte le fait que la source primaire fonctionne de 8 à 12 GHz, soit pour toute la bande de fréquence simulée, tandis que les cellules élémentaires sont toutes identiques mais ne fonctionnent en réalité pas de la même manière à différentes fréquences.

En effet, le gain d'une cellule élémentaire à dimensions fixes varie de manière proportionnelle au carré de la fréquence d'utilisation [2].

C'est pourquoi les cellules à fréquence basse présentent en réalité un gain plus faible impliquant un gain global du transmit-array moins élevé.

Les diagrammes de rayonnement à fréquence basse présentés en Figure III.9 ne sont donc pas représentatifs de leur comportement réel.

Ainsi, en prenant en compte ce facteur, l'allure des diagrammes de rayonnement est modifié et montré en Figure III.9.

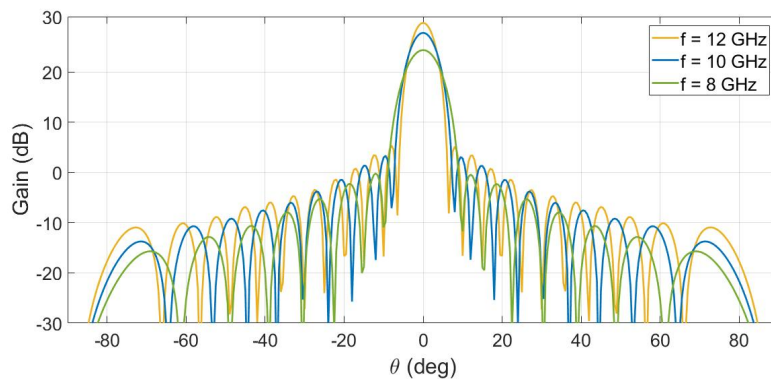


FIGURE III.9 – Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase variable et cellules adaptées à diverses fréquences en fonction de la fréquence



### B. Étude fréquentielle à loi de phase fixe

A présent est présenté le cas de la loi de phase fixe.

Dans ces conditions, la compensation parfaite est calculée à la fréquence  $f = 10$  GHz puis est figée pour toutes les simulations.

Cela permet de comprendre le comportement en rayonnement d'un réseau passif, conçu à 10 GHz, sur toute la bande X.

Les diagrammes de rayonnement ainsi que les données obtenues sont présentés en Figure III.10 et en Tableau III.2.

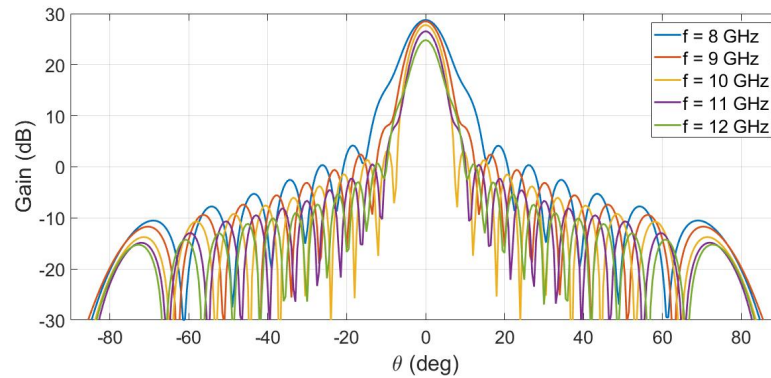


FIGURE III.10 – Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase fixe à diverses fréquences

$f$ (GHz)	$G_{TA}$ (dB)	$D_{TA}$ (dB)	$\theta_{3dB}$ (°)	SLL (dB)	$\eta_P$ (dB)
8	28.8	28.9	8	-24.6	97.3
9	28.5	29.6	7	-26.1	76.9
10	27.8	29.8	6	-24.5	62.3
11	26.5	29.4	5.5	-26.4	51.5
12	24.8	28.4	5	-24.2	43.3

TABLEAU III.2 – Tableau comparant les performances d'un Transmit-Array à loi de phase fixe en Bande X

Il est remarquable de constater sur la Figure III.10 que seule la fréquence de 10 GHz présente un diagramme de rayonnement bien formé.

Les autres fréquences voient leurs diagrammes déformés à cause de la loi de phase calculée pour adapter le transmit-array spécifiquement à 10 GHz et qui ne correspond donc pas à la compensation de phase parfaite à ces fréquences.

De la même manière que pour l'étude précédente, les cellules élémentaires à fréquences basses ont en réalité un gain plus faible que les cellules élémentaires à fréquences plus hautes.

Ainsi, en prenant en compte ce facteur, les diagrammes de rayonnement ont l'allure présentée en Figure III.11.

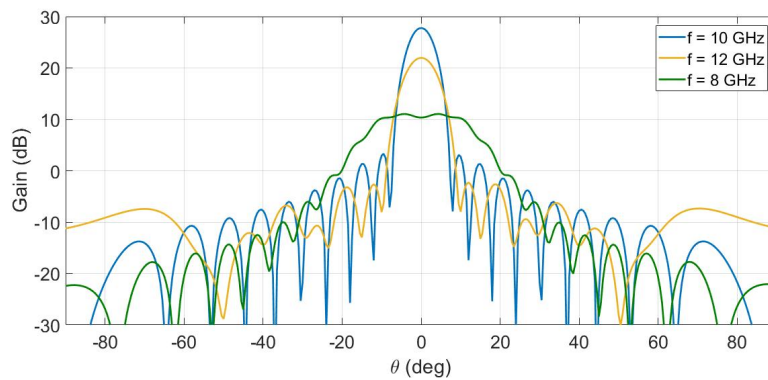


FIGURE III.11 – Diagrammes de rayonnement du transmit-array à loi de phase fixe et cellules adaptées à diverses fréquences

Cette étude permet de constater que dans le cas d'une loi de phase fixe, le réseau est bien adapté à la fréquence à laquelle la répartition de phase est initialement calculée. Ses performances se dégradent rapidement lorsque la fréquence d'utilisation varie.

### III.4.2 Impact de la maille du réseau sur les performances du réseau transmetteur

L'étude paramétrique présentée ici permet d'évaluer l'influence de la maille du réseau, c'est-à-dire du pas entre les différents éléments rayonnants.

Les résultats présentés en Figure III.12 sont obtenus en simulant systématiquement la même source primaire et les mêmes cellules élémentaires fonctionnant à 10 GHz (soit  $\lambda = 30 \text{ mm}$ ). Ainsi, quelle que soit la distance inter-éléments, les cellules rayonnent de la même manière.

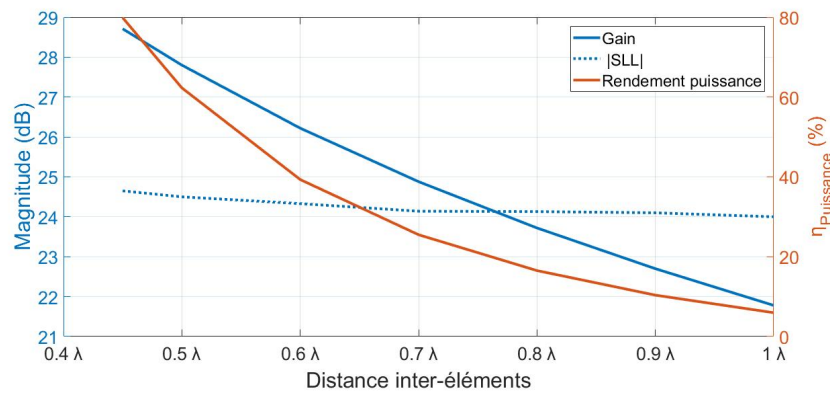


FIGURE III.12 – Évolution du gain, du rendement en puissance et du niveau des lobes secondaires en valeur absolue en fonction de la maille du réseau

Il est clairement visible sur cette figure que plus la maille est grande, c'est-à-dire plus les éléments rayonnants sont éloignés, et plus le gain et le rendement en puissance sont faibles.

Les niveaux de lobes secondaires (SLL) sont quant-à eux stables avec un gradient maximum de moins de 1 dB.

Une distance inter-élément maximale de  $0.55\lambda$ , soit 16.5 mm à 10 GHz, permet d'assurer un rendement en puissance minimal de 50% et un gain d'au moins 27 dB tout en conservant un niveau de lobe secondaire bas.

Il est donc plus pertinent, pour avoir de meilleures performances, d'opter pour une maille inférieure ou égale à  $0.55\lambda$ .

### III.4.3 Impact du rapport focal sur les performances du réseau transmetteur

L'étude paramétrique présentée ici porte sur l'influence de la distance focale sur le réseau. Ce paramètre est l'un des plus important dans la conception d'un transmit-array et de sa source étant donné qu'il régit à la fois la loi de phase et par conséquent le réseau lui-même, mais aussi l'encombrement du système complet (cf. Figure III.13).

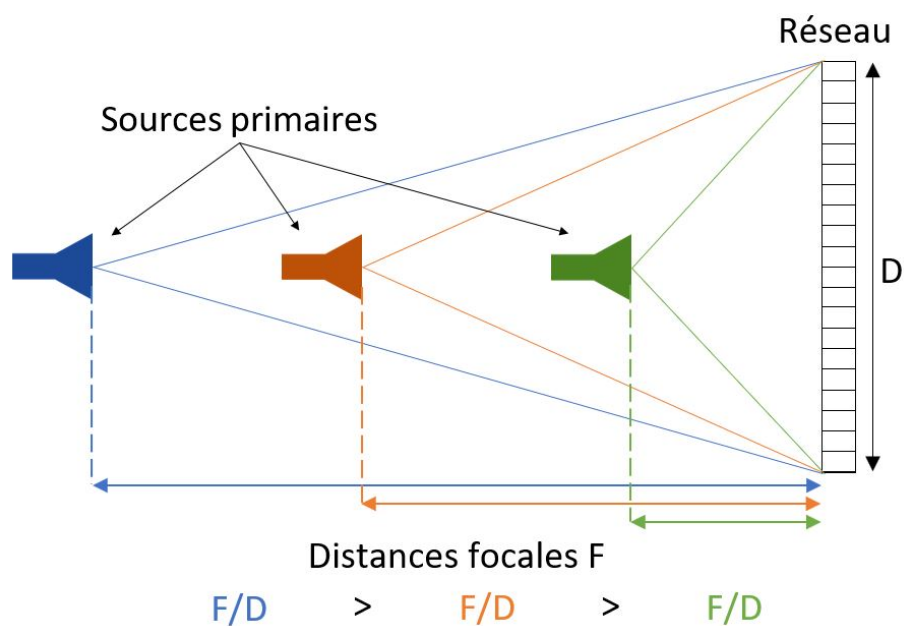


FIGURE III.13 – Schéma d'un réseau et d'une source primaire placée à diverses distances focales

La Figure III.14 présente l'évolution de l'angle  $\beta$  sous lequel est vu le réseau en fonction du rapport focal. L'évolution de l'apodisation, c'est-à-dire du pourcentage représentant la différence entre la puissance reçue en  $\theta = 0^\circ$  et celle reçue en  $\theta = \beta_{max}$  est également tracée.

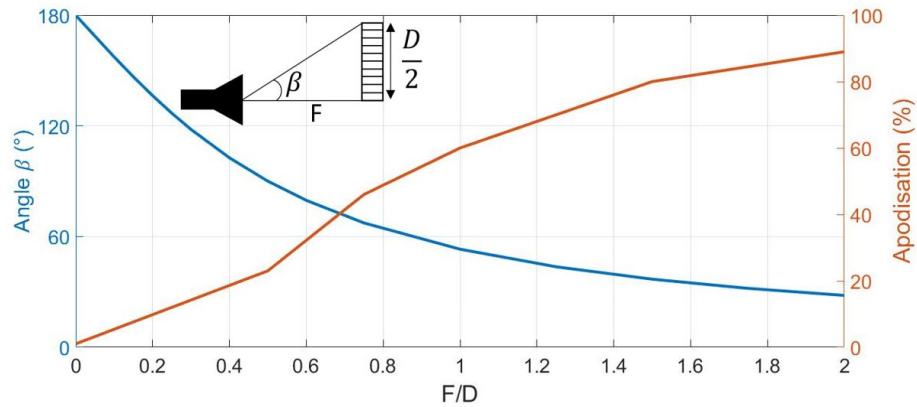


FIGURE III.14 – Évolution de  $\beta$  et de l'apodisation en fonction du rapport focal

Plus le rapport focal augmente, c'est-à-dire plus la source primaire s'éloigne du réseau, et plus l'angle sous lequel est vu ce réseau transmetteur diminue (cf. III.14).

De plus, pour un rapport focal  $\frac{F}{D}$  de 2, l'apodisation est de 87%, signifiant que les cellules au bord du réseau reçoivent 87% de la puissance reçue au centre du réseau, alors que pour un rapport focal  $\frac{F}{D}$  de 0.6, elles n'en reçoivent que 35%.

Ainsi l'augmentation de la distance séparant la source primaire du réseau implique une uniformisation de la puissance reçue en tout point du réseau.

### A. Impact du rapport focal sur le gain et la directivité du Transmit-Array

L'étude réalisée évalue l'impact de la distance focale sur l'évolution du gain et de la directivité dans l'axe en sortie du transmit-array en compensation parfaite et en compensation 1 bit.

Ces résultats sont présentés en Figure III.15 et en Tableau III.3.

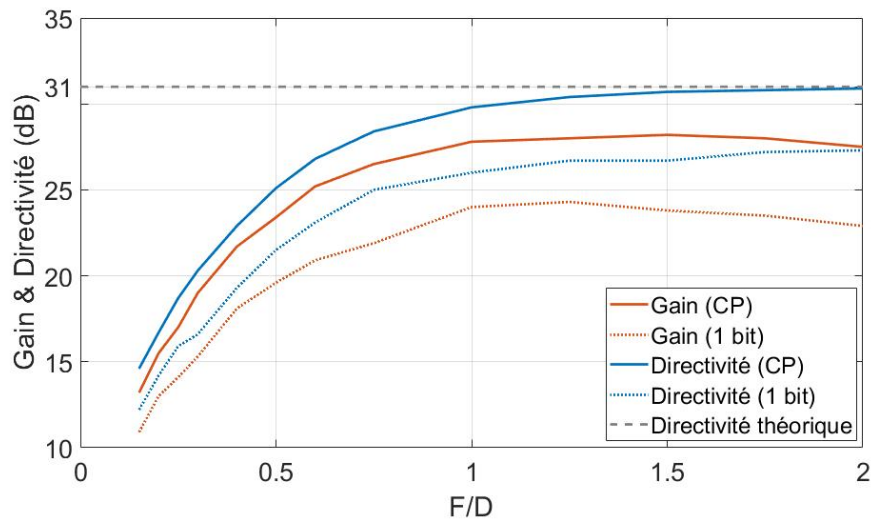


FIGURE III.15 – Évolution du gain et de la directivité dans l'axe du transmit-array en fonction de la distance focale

$\frac{F}{D}$	$G_{TA}$	$G_{TA}$	$D_{TA}$	$D_{TA}$
	CP	1 bit	CP	1 bit
0.25	16.8 dB	14.1 dB	18.7 dB	15.9 dB
0.5	23.2 dB	19.6 dB	25.1 dB	21.5 dB
0.75	26.5 dB	21.9 dB	28.4 dB	24.9 dB
1	27.8 dB	24.0 dB	29.8 dB	26.0 dB
1.5	28.2 dB	23.4 dB	30.7 dB	26.7 dB
2	27.5 dB	22.9 dB	30.9 dB	27.3 dB

TABLEAU III.3 – Tableau comparant les gains et directivités pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2

L'évolution du gain en fonction du rapport focal présente une courbe qui augmente jusqu'à atteindre un maximum avant de diminuer.

La courbe de directivité montre une tendance croissante à mesure que le rapport focal augmente, c'est-à-dire que la source s'éloigne du réseau.

Cet effet est dû au phénomène d'apodisation de l'onde car, comme montré page 127, plus la source s'éloigne du réseau, plus la répartition de puissance incidente devient uniforme et par conséquent la directivité se rapproche peu à peu de la directivité théorique notée  $Dir_{Th}$  définie par l'Equation III.2.

Ainsi le choix du rapport focal doit satisfaire à la fois un niveau de gain élevé, une directivité proche de la directivité théorique et un encombrement satisfaisant.

Il existe ainsi une zone de compromis entre gain, directivité et encombrement. Ce compromis correspond à des rapports focaux allant de 0.7 à 1.4, permettant de conserver un gain et une directivité élevés tout en minimisant l'encombrement de l'antenne.

### B. Impact du rapport focal sur le diagramme de rayonnement du Transmit-Array

Le diagramme de rayonnement est également un élément important dans le choix de la distance focale puisqu'il correspond à la signature de l'antenne et qu'il est par conséquent directement lié aux différentes applications envisageables du transmit-array.

La Figure III.16 présente le diagramme de rayonnement du réseau transmetteur en compensation parfaite en fonction de la distance focale pour des valeurs de rapport focal allant de 0.4 à 2.

La largeur à -3dB du lobe principal, notée  $\theta_{3dB}$  et le niveau des lobes secondaires (SLL) sont illustrés en Figure III.17.

Toutes les données obtenues sont récapitulées dans le Tableau III.4.

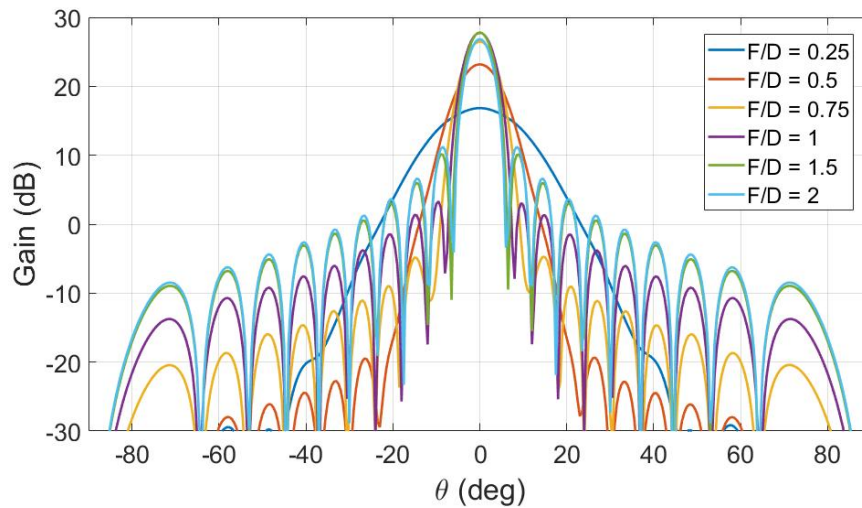


FIGURE III.16 – Évolution du diagramme de rayonnement de l'antenne en fonction du rapport focal



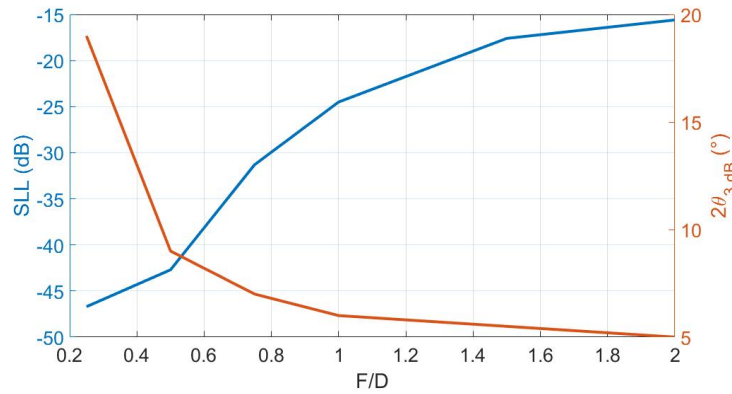


FIGURE III.17 – Évolution des SLL et de  $\theta_{3dB}$  en fonction du rapport focal

$\frac{F}{D}$	Gain (dB)	Directivité (dB)	$\theta_{3dB} (^{\circ})$	SLL (dB)
0.25	16.8	18.7	19°	-46.7
0.5	23.2	25.1	9°	-42.7
0.75	26.5	28.4	7°	-31.3
1	27.8	29.8	6°	-24.5
1.5	27.8	30.7	5.5°	-17.6
2	26.8	30.9	5°	-15.6

TABEAU III.4 – Tableau comparant les diagrammes de rayonnement pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2

Il est intéressant de noter que lorsque la source est très proche du réseau (cas des  $F/D$  faibles), la largeur à -3dB du lobe principal croît fortement au détriment du gain maximum du faisceau.

A l'inverse, lorsque la source s'éloigne du réseau, l'illumination devient plus uniforme diminuant ainsi la pondération ce qui a pour effet une croissance du gain, avec toutefois un palier limite, mais augmentent avec lui les niveaux de lobes secondaires (SLL) non désirés.

De plus, en favorisant uniquement le gain, le rapport focal devient grand et par conséquent l'encombrement de l'antenne en est augmenté.

Il est donc plus judicieux d'opter pour un rapport focal intermédiaire.

### C. Impact du rapport focal sur les pertes et les rendements du Transmit-Array

Un élément important dans l'étude du rapport focal est le rendement de l'antenne. La Figure III.18 présente l'évolution du rendement en puissance de l'antenne en compensation parfaite, noté  $\eta_{Puissance}$ , en fonction du rapport focal (cf. Equation III.6).

$$\eta_{Puissance} = \frac{P_4}{P_1} \quad (III.6)$$

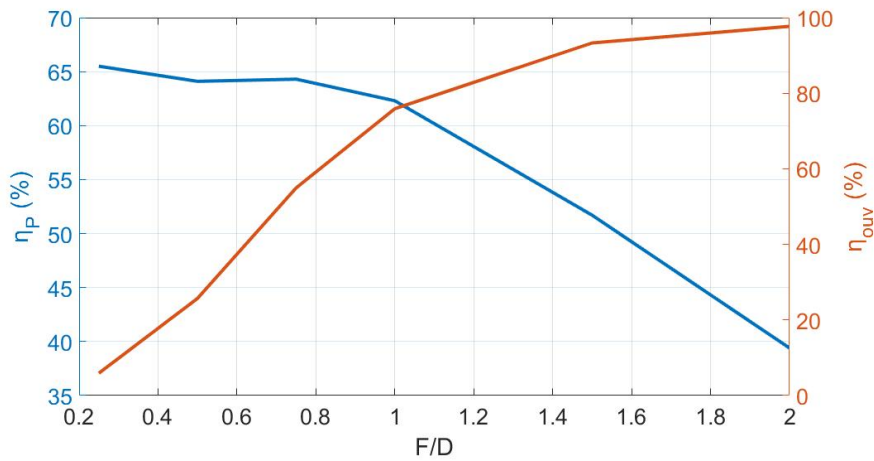


FIGURE III.18 – Évolution des rendements en puissance et en ouverture de l'antenne en fonction du rapport focal

La Figure III.18 atteste que le rendement en ouverture croît systématiquement lorsque le rapport focal augmente. Elle démontre également une allure décroissante du rendement en puissance à mesure que la distance séparant la source primaire du réseau augmente. Un petit palier jusqu'à un rapport focal d'environ 0.8 précède néanmoins cette chute brutale.

Les pertes par illumination sont elles aussi très sensibles au rapport focal (cf. Equation III.7).

$$P_{taper} = Dir_{Th} - Dir_{CP} \quad (III.7)$$

En effet, comme montré en Figure III.19, les pertes par illumination diminuent drastiquement avec l'augmentation de  $\frac{F}{D}$ .

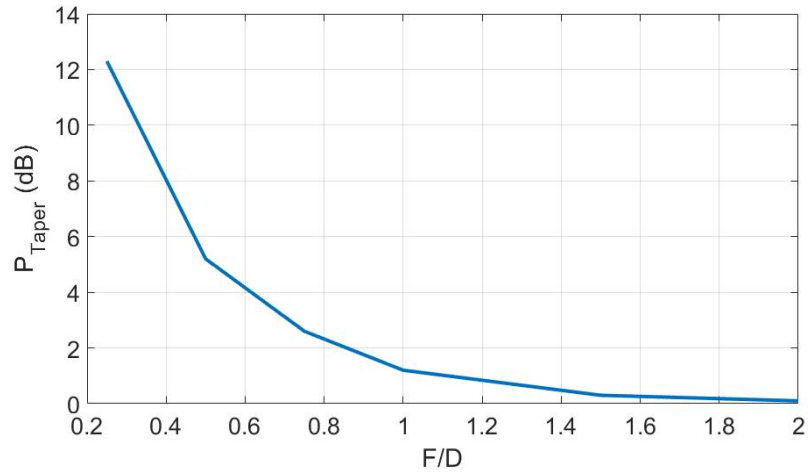


FIGURE III.19 – Évolution des pertes par illumination en fonction du rapport focal

Toutes les données obtenues sont récapitulées dans le Tableau III.5 :

$\frac{F}{D}$	$P_{Taper}$	$\eta_{ouv}$	$\eta_P$
0.25	12.3 dB	5.9 %	65.5 %
0.5	5.9 dB	25.7 %	64.1 %
0.75	2.6 dB	54.9 %	64.3 %
1	1.2 dB	75.9 %	62.3 %
1.5	0.3 dB	93.3 %	51.7 %
2	0.1 dB	97.7 %	39.4 %

TABLEAU III.5 – Tableau récapitulatif des performances du réseau transmetteur pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2

Il convient donc de définir une distance focale permettant d'avoir un bon compromis entre le rendement et les pertes par illumination.

#### D. Tableau récapitulatif de l'impact du rapport focal sur les performances du Transmit-Array

Le Tableau III.6 récapitule l'impact du rapport focal sur les performances du transmit-array, illuminé par un cornet de type WR90 (cf. Annexe A) en compensation parfaite.

$\frac{F}{D}$ <sup>1</sup>	$G_{TA}$ <sup>2</sup>	$D_{TA}$ <sup>3</sup>	$\theta_{3dB}$ <sup>4</sup>	SLL <sup>5</sup>	$P_{Taper}$ <sup>6</sup>	$\eta_{ouv}$ <sup>7</sup>	$\eta_P$ <sup>8</sup>
0.25	16.8 dB	18.7 dB	19°	-46.7 dB	12.3 dB	5.9 %	65.5 %
0.5	23.2 dB	25.1 dB	9°	-42.7 dB	5.9 dB	25.7 %	64.1 %
0.75	26.5 dB	28.4 dB	7°	-31.3 dB	2.6 dB	54.9 %	64.3 %
1	27.8 dB	29.8 dB	6°	-24.5 dB	1.2 dB	75.9 %	62.3 %
1.5	27.8 dB	30.7 dB	5.5°	-17.6 dB	0.3 dB	93.3 %	51.7 %
2	26.8 dB	30.9 dB	5°	-15.6 dB	0.1 dB	97.7 %	39.4 %

TABLEAU III.6 – Tableau récapitulatif des performances du réseau transmetteur pour des rapports focaux allant de 0.25 à 2

Légende du Tableau III.6 :

1. Rapport focal  $\frac{F}{D}$
2. Gain maximal dans l'axe  $G_{TA}$  (dB)
3. Directivité maximale dans l'axe  $D_{TA}$  (dB)
4. Angle d'ouverture à -3 dB  $\theta_{3dB}$ (°)
5. Niveau des lobes secondaires SLL (dB)
6. Pertes par illumination  $P_{Taper}(dB)$  (cf. Equation III.4)
7. Rendement en ouverture  $\eta_{ouv}$ (%) (cf. Equation III.3)
8. Rendement en puissance  $\eta_P$ (%) (cf. Equation III.1)

Ainsi, l'augmentation du rapport focal implique l'augmentation du gain, de la directivité et du rendement en ouverture au détriment de l'encombrement de l'antenne.

A l'inverse, plus la source primaire se rapproche du réseau en accentuant les pertes par illumination, et plus le niveau des lobes secondaires et le rendement en puissance s'améliorent.

### III.4.4 Impact de la compensation de phase sur les performances du réseau transmetteur

L'étude de la compensation de phase est primordiale puisque qu'elle régit toute la géométrie du réseau émetteur. Elle permet au réseau de focaliser le faisceau sortant (cf. Figure III.20) [2].

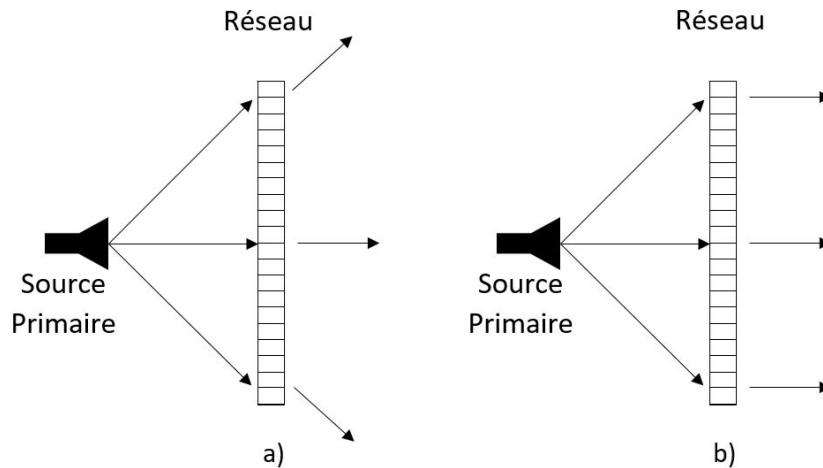


FIGURE III.20 – Réseau transmetteur a) sans compensation b) avec compensation parfaite

Comme décrit dans le chapitre "Compensation de phase", une compensation parfaite signifie un état de phase unique pour chacune des cellules du réseau, afin d'avoir un diagramme de rayonnement optimal.

L'inconvénient de cette compensation est majeur puisque que la complexité de la conception et de la réalisation du réseau sera très élevée.

En revanche une compensation à peu d'états de phase éloigne peu à peu le diagramme de rayonnement de l'optimum mais simplifie grandement la loi de phase et par conséquent la conception du réseau.

Le choix du nombre d'états de phase est un élément très important dans la conception d'un transmit-array (cf. Figure III.21).

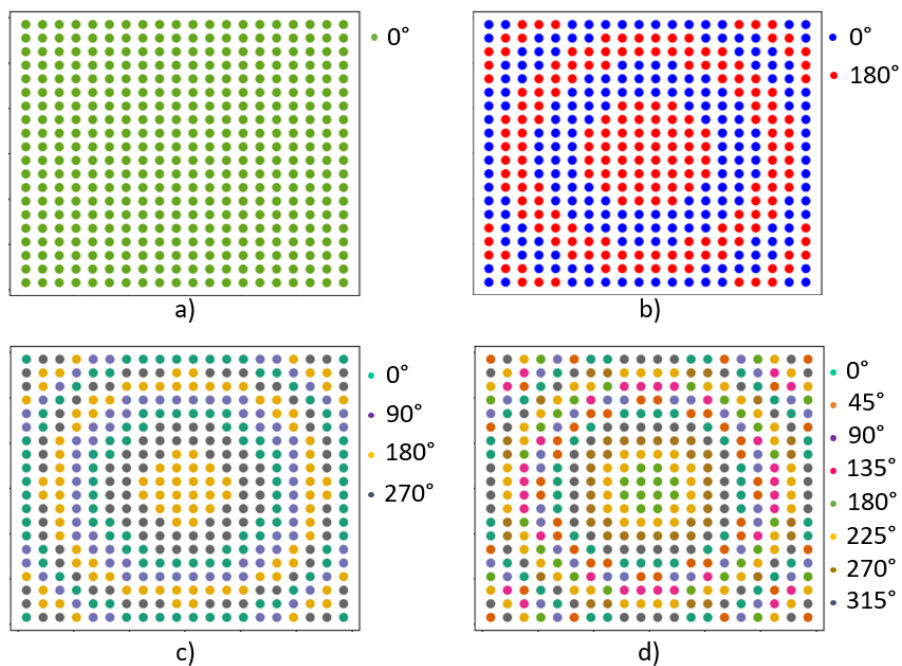


FIGURE III.21 – Réseau  $20 \times 20$  a) sans compensation et en compensation b) 1 bit, c) 2 bits et d) 3 bits

La suite du chapitre présentera l'influence du paramètre compensation sur les principales performances du transmit-array dont le rapport focal est fixé à 1.

### A. Impact de la compensation de phase sur le gain et la directivité du Transmit-Array

La Figure III.22 présente l'évolution du gain et de la directivité dans l'axe en fonction de la compensation de phase appliquée au réseau transmetteur.

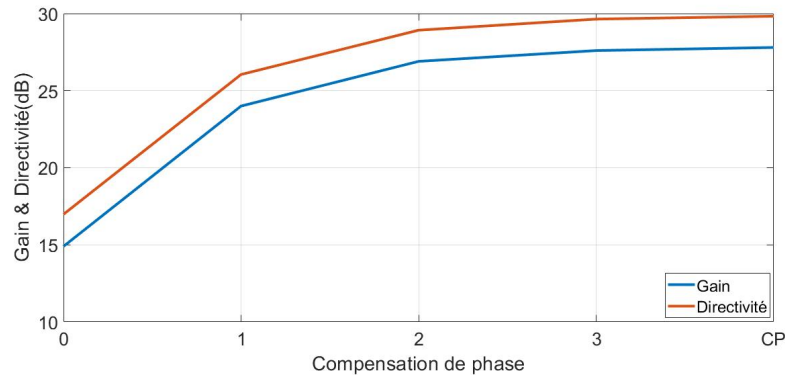


FIGURE III.22 – Évolution du gain et de la directivité en fonction de la compensation de phase

Le gain et la directivité augmentent avec le nombre d'états de phase.

Il est important de noter que la différence entre gain et directivité est fixe quelle que soit la compensation de phase. Cela est dû au fait que cette compensation n'impacte pas le rendement en puissance de l'antenne.

Les pertes dites par compensation,  $P_{compensation}$ , correspondent à la différence entre la directivité du réseau en compensation parfaite et sa directivité selon la compensation choisie (cf. Equation III.5).

Ces pertes ainsi que les différences d'amplitude observées entre les différentes compensations sont indiquées dans le Tableau III.7 à un rapport focal fixe de  $\frac{F}{D} = 1$ .

$N_{bits}$	$G_{TA}$ (dB)	$D_{TA}$ (dB)	$P_{compensation}$ (dB)
0	14.9	17.0	12.8
1	24.0	26.0	3.8
2	26.9	28.9	0.9
3	27.6	29.6	0.2
CP	27.8	29.8	0

TABLEAU III.7 – Tableau comparant le gain, la directivité et les pertes par compensation pour différentes compensations de phase

Le réseau présente ici tout son intérêt puisque que sans compensation le gain calculé n'est pas plus élevé que celui de la source primaire.

Ainsi l'utilité du réseau transmetteur et du choix de la compensation prend tout son sens.

Une compensation de seulement un bit, c'est-à-dire à deux états de phase, suffit à faire croître le gain du transmit-array de 9 dB.

Il est intéressant d'identifier qu'entre la compensation de phase parfaite, dont la conception est complexe, et la compensation 1 bit, dont la conception est très simplifiée, il n'y a que 3.8 dB d'écart de gain et de directivité.

La compensation 2 bits offre également de bonnes performances avec une perte de seulement 0.9 dB par rapport à la compensation parfaite.



### B. Impact de la compensation de phase sur le diagramme de rayonnement du Transmit-Array

La Figure III.23 illustre les diagrammes de rayonnement d'un même transmit-array à plusieurs compensations de phase.

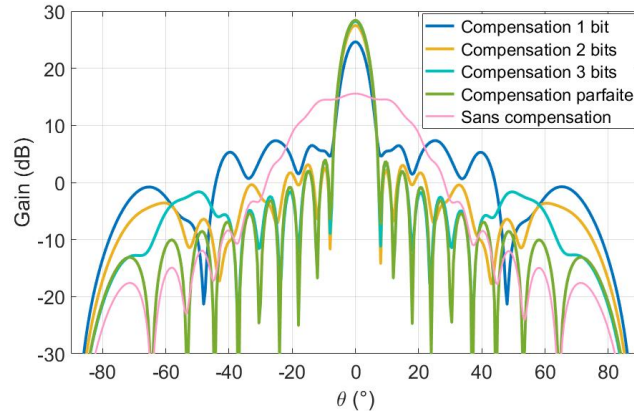


FIGURE III.23 – Diagramme de rayonnement du transmit-array en fonction de la compensation de phase

Une compensation de phase inexistante est illustrée et démontre bien l'intérêt de choisir avec soin la compensation à appliquer au réseau.

Le niveau des lobes secondaires, SLL, la largeur du lobe à -3 dB,  $\theta_{3dB}$  et le rendement en ouverture  $\eta_{ouv}$ , sont donnés en Tableau III.8 en fonction du nombre N de bits, CP représentant la compensation parfaite.

N	SLL (dB)	$\theta_{3dB}$ (°)	$\eta_{ouv}$ (%)
0	-24	28	4.0
1	-18.2	6	31.6
2	-24.3	6	61.7
3	-24.5	6	72.4
CP	-24.5	6	75.9

TABLEAU III.8 – Tableau comparant les SLL et la largeur du lobe à -3 dB pour différentes compensations de phase

Le diagramme de rayonnement se dégrade à mesure que la compensation de phase perd en précision. Les niveaux de lobes secondaire et le rendement en ouverture décroissent tandis que la largeur à mi-hauteur du lobe principal reste stable.

### C. Tableau récapitulatif de l'impact de la compensation de phase sur les performances du Transmit-Array

Le Tableau III.9 récapitule les données traduisant l'influence de la compensation de phase sur les différentes performances du transmit-array en compensation parfaite.

$N_{bits}^1$	$G_{TA}^2$	$D_{TA}^3$	$P_{comp}^4$	$\theta_{3dB}^5$	SLL <sup>6</sup>	$\eta_{ouv}^7$
0	14.9 dB	17.0 dB	12.8 dB	28°	-24 dB	4.0%
1	24.0 dB	26.0 dB	3.8 dB	6°	-18.2 dB	31.6%
2	26.9 dB	28.9 dB	0.9 dB	6°	-24.3 dB	61.7%
3	27.6 dB	29.6 dB	0.2 dB	6°	-24.5 dB	72.4%
CP	27.8 dB	29.8 dB	0 dB	6°	-24.5 dB	75.9%

TABLEAU III.9 – Tableau comparant les performances de l'antenne pour des compensations de phase différentes

Légende du Tableau III.9 :

1. Nombre de bits de la compensation de phase
  - 1 : 1 bit soit 2 états de phase
  - 2 : 2 bits soit 4 états de phase
  - 3 : 3 bits soit 8 états de phase
  - CP : Compensation Parfaite
2. Gain maximal dans l'axe  $G_{TA}$  (dB)
3. Directivité maximale dans l'axe  $D_{TA}$  (dB)
4. Pertes par compensation  $P_{compensation}$  (dB) (cf. Equation III.5)
5. Largeur du lobe principal à -3 dB  $\theta_{3dB}$ (°)
6. Niveau des lobes secondaires SLL (dB)
7. Rendement en ouverture  $\eta_{ouv}$ (%) (cf. Equation III.3)

Ainsi, il est primordial de déterminer le compromis idéal entre la complexité de la loi de phase appliquée au réseau et les niveaux présentés dans le Tableau III.9 pour obtenir une antenne à la fois simple à réaliser et performante.

### III.5 Dépointage du faisceau par déplacement de la Source Primaire

Le déplacement relatif de la source primaire par rapport au réseau permet de modifier la phase incidente sur le réseau.

Ainsi, la correction de phase sur chaque cellule étant fixe, la phase de sortie  $\Phi_{out}(x, y)$  (cf. Equation III.8), qui dépend de la phase incidente et de la phase appliquée, va en être modifiée (cf. Chapitre I).

$$\Phi_{out}(x, y) = k_0 \cdot (-\sqrt{x^2 + (y - a)^2 + F^2} + \sqrt{x^2 + y^2 + F^2} - y \cdot \sin \alpha_0) \quad (\text{III.8})$$

Le faisceau va par conséquent être dépointé de manière rapide et précise.

Il existe deux modes de déplacement de la source primaire par rapport au réseau : un déplacement latéral sur un axe, ou un déplacement par rotation de la source primaire sur un arc focal.

Ces deux méthodes sont présentées ci-dessous puis comparées.

### III.5.1 Déplacement de la source primaire sur un axe

Le déplacement latéral de la source primaire par rapport au réseau est illustré en Figure III.24.

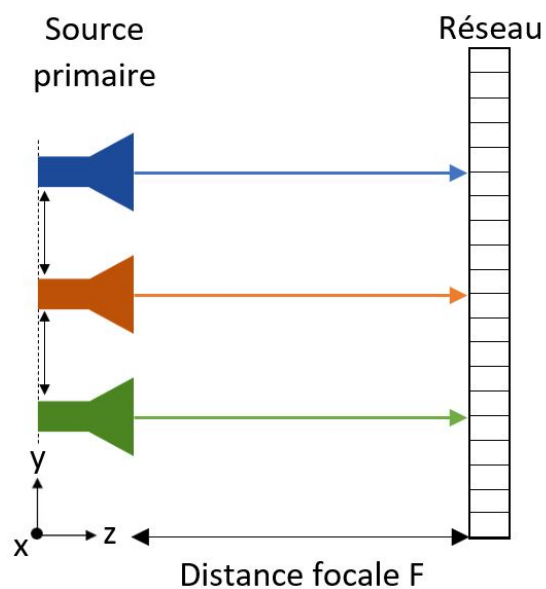


FIGURE III.24 – Schéma du déplacement latéral de la source primaire par rapport au réseau

Sur la Figure III.25 sont présentées les courbes de gain pour diverses valeurs de déplacement latéral de la source primaire par rapport au réseau.

Les informations principales de cette figure sont données dans le Tableau III.10.

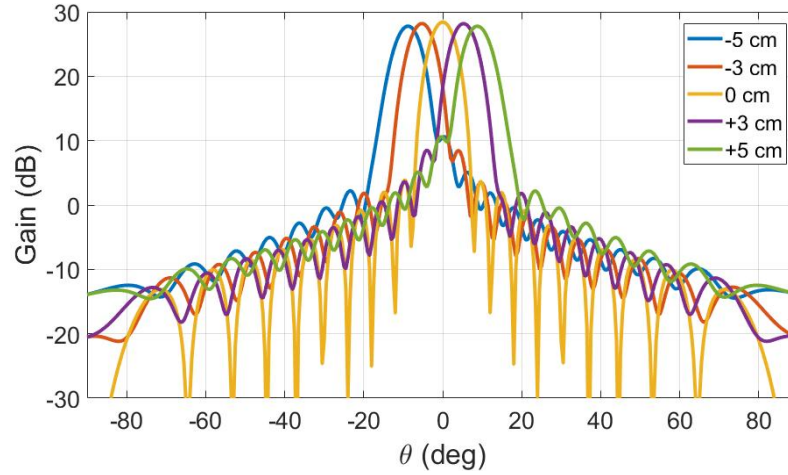


FIGURE III.25 – Gain du transmit-array en fonction de la translation de la source primaire

Déplacement de la Source Primaire	Dépointage	$G_{max}$
-5 cm	$-9^\circ$	27.1 dB
-3 cm	$-5^\circ$	27.5 dB
0 cm	$0^\circ$	27.8 dB
3 cm	$5^\circ$	27.5 dB
5 cm	$9^\circ$	27.1 dB

TABLEAU III.10 – Tableau comparant les données de gain en fonction de la translation de la source primaire

Les données montrent bien que pour un déplacement symétrique,  $\pm 3$  cm par exemple, le lobe principal est dépointé de  $\pm 7^\circ$ .

De plus, pour un dépointage de  $9^\circ$  correspondant à une translation de 5 cm, la perte de gain n'est que de 0.7 dB.

Ainsi le déplacement mécanique relatif de la source par rapport au réseau permet le dépointage du faisceau avec une perte de gain tolérable.

Le transmit-array est donc un système tout-à-fait indiqué pour dépointer efficacement un faisceau en conservant un gain élevé.

### III.5.2 Déplacement de la source primaire sur un arc focal

Le déplacement de la source primaire sur un arc focal est illustré en Figure III.26.

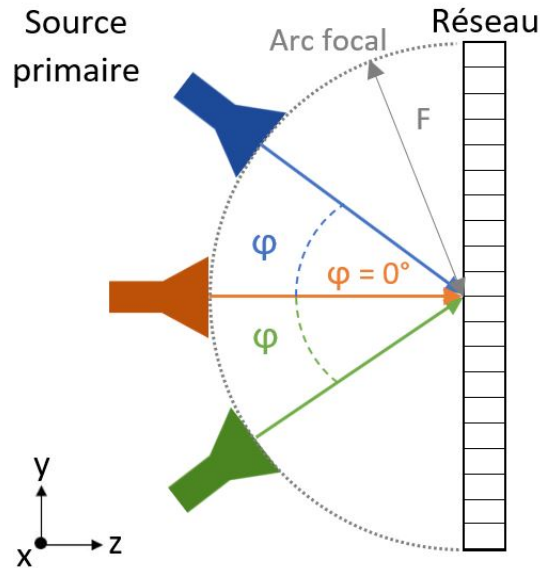


FIGURE III.26 – Schéma du déplacement de la source primaire sur un arc focal

La position de la source primaire est caractérisée par son angle de déplacement noté  $\varphi$ .

La Figure III.27 présente les diagrammes de rayonnement d'un transmit-array pour divers angles  $\varphi$ .

Le Tableau III.11 récapitule les principales informations de ces diagrammes de rayonnement.

Angle $\varphi$	Dépointage	$G_{max}$
$0^\circ$	$0^\circ$	27.8 dB
$\pm 10^\circ$	$\pm 9.5^\circ$	27.0 dB
$\pm 20^\circ$	$\pm 18.5^\circ$	24.7 dB
$\pm 30^\circ$	$\pm 29^\circ$	19.8 dB

TABLEAU III.11 – Tableau comparant les données de gain en fonction du déplacement de la source primaire sur un arc focal

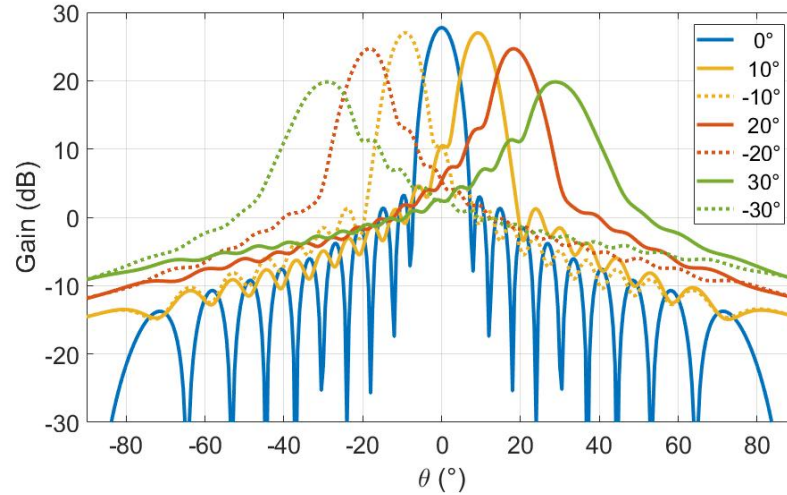


FIGURE III.27 – Diagrammes de rayonnement du transmit-array en fonction de l'angle  $\varphi$  de déplacement de la source primaire sur l'arc focal

Le déplacement de la source primaire sur l'arc focal d'un angle ou de son opposé provoque une symétrie dans le diagramme de rayonnement du transmit-array.

Il est également important de remarquer que la rotation de la source implique une chute rapide du gain du lobe principal. En effet, pour un angle de rotation  $\varphi$  de  $20^\circ$ , le lobe principal est dépointé de 18.5 dB avec un gain de 24.7 dB, soit un peu plus de 3 dB de moins que lorsque la source primaire est dans l'axe du réseau.

Cela est dû au fait que le désaxage de la source primaire par rapport au réseau implique une dégradation de l'uniformité de la répartition du champ électromagnétique reçu par le réseau, et par conséquent une perte d'énergie importante.

### III.5.3 Comparaison des modes de dépointage par déplacement de la source primaire

Les deux modes de dépointage ont été présentés et leurs résultats peuvent à présent être comparés.

La Figure III.28 montre le déplacement de la source primaire permettant le dépointage  $\theta$  du lobe principal.

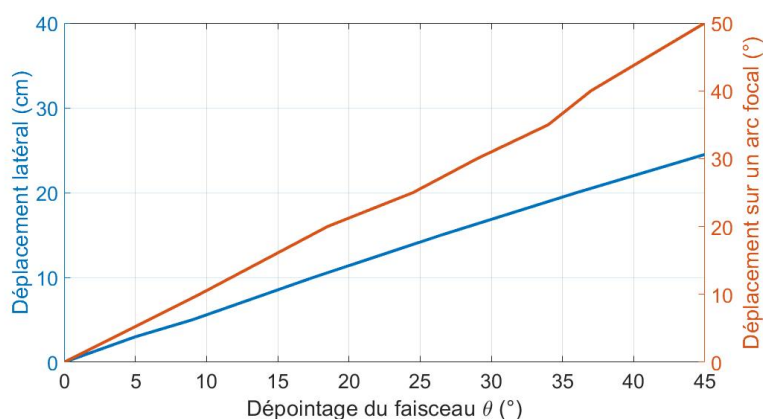


FIGURE III.28 – Déplacement de la source primaire en fonction du dépointage  $\theta$

Afin d'évaluer ces deux méthodes, les Figures III.29 et III.30 comparent les niveaux de gain et les diagrammes de rayonnement du transmit-array différents angles de dépointage du lobe principal.

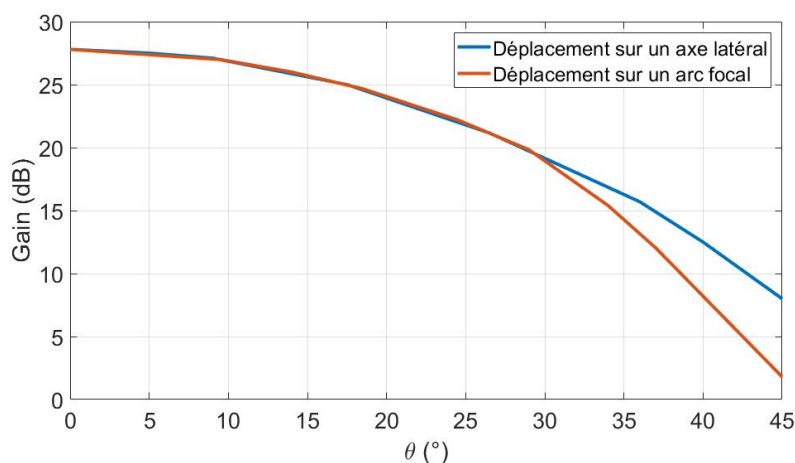


FIGURE III.29 – Comparaison des gains en fonction du dépointage  $\theta$



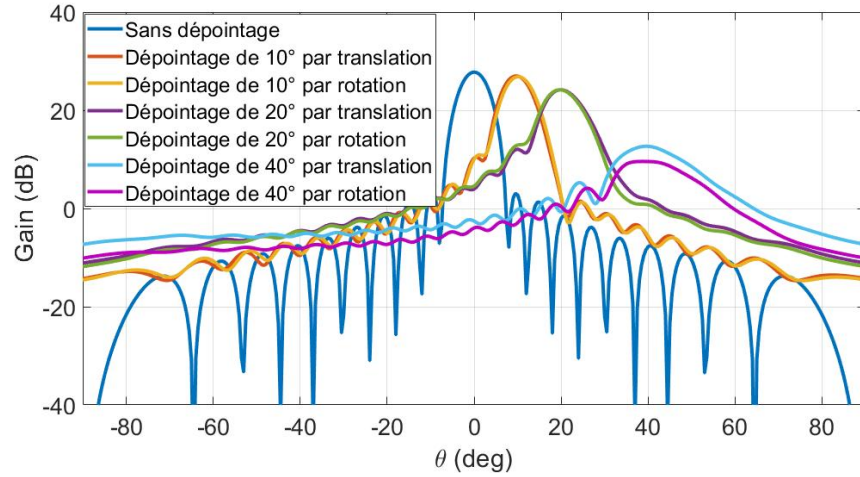


FIGURE III.30 – Diagrammes de rayonnement pour  $\theta = 10^\circ$  et  $\theta = 20^\circ$  dans les deux modes de déplacement de la source primaire

Les diagrammes de rayonnements semblent proches avec ces deux méthodes de dépointage.

Cependant, plus l'angle de dépointage  $\theta$  est grand et plus il est observable que la différence de gain obtenu par rotation et translation de la source primaire augmente.

Cela est dû au fait que le déplacement de la source primaire sur un arc focal implique, en plus de la dégradation de l'uniformité du champ incident, une baisse de la surface apparente du réseau et par conséquent des pertes par débordement plus grandes.

Il est ainsi préférable de déplacer la source primaire latéralement sur un axe pour dépointer précisément le faisceau et conserver un gain élevé.

## III.6 Conclusions

Le simulateur numérique hybride présenté en Chapitre "Simulateur numérique" a permis d'effectuer diverses études paramétriques.

Une fois les modèles de cellule élémentaire, de réseau et de source primaire décrits, une analyse fréquentielle a pu être effectuée, démontrant l'importance de la fréquence d'utilisation du réseau transmetteur sur ses performances.

Une étude sur le maillage du réseau a ensuite souligné l'impact de l'espace inter-éléments sur le gain et le rendement du transmit-array.

Cette étude précède l'analyse de l'impact d'un facteur principal dans la conception de réseaux transmetteurs, le rapport focal  $\frac{F}{D}$ .

Les résultats ont permis de souligner l'influence majeure du rapport focal sur les performances du réseau transmetteur.

En effet la variation du rapport focal implique d'importants changements de gain, niveaux de lobes secondaires et même rendement de l'antenne.

Mais il faut prendre en compte, en plus de ces performances, l'encombrement de l'antenne dimensionné par cette distance focale.

Le dernier facteur intrinsèque au réseau étudié dans ce chapitre est la compensation de phase.

Bien que cette compensation n'influe en rien sur l'encombrement de l'antenne, elle est particulièrement importante parce qu'elle conditionne tout le réseau en émission, il faut donc la choisir méticuleusement.

La compensation de phase montre, elle aussi, un impact fort sur le gain de l'antenne et le niveaux des lobes secondaires.

Il convient donc de trouver le bon compromis entre ces différents éléments lors de la conception d'un transmit-array.

Enfin, une étude sur le dépointage du lobe principal a permis de conclure à la viabilité de deux types de déplacements de la source primaire, par rotation et par translation. Une fois ces deux méthodes comparées, il est apparu que le déplacement de la source primaire par translation sur un axe permet en effet de dépointer le faisceau de sortie de manière précise dans la direction  $\theta$  souhaitée tout en conservant un gain élevé.





# Chapitre **IV**

## Conception d'un Transmit-Array en polarisation linéaire

### Sommaire

---

<b>IV.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>153</b>
<b>IV.2</b>	<b>Conception et réalisation d'une cellule élémentaire en polarisation linéaire</b>	<b>154</b>
IV.2.1	Modèle de la cellule	154
IV.2.2	Conception de la cellule	156
IV.2.3	Simulation de la cellule élémentaire	159
<b>IV.3</b>	<b>Mise en réseau de la cellule avec une source de type cornet</b>	<b>162</b>
IV.3.1	Source primaire choisie	162
IV.3.2	Cahier des charges du réseau transmetteur	163
IV.3.3	Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride	164
IV.3.4	Caractérisation de la cellule élémentaire	167
<b>IV.4</b>	<b>Mesure du réseau transmetteur avec une source type cornet</b>	<b>172</b>
IV.4.1	Mesure de l'antenne	172
IV.4.2	Mise en place d'un support de fixation sur mesure pour le réseau	176
IV.4.3	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage	179
<b>IV.5</b>	<b>Conception d'une nouvelle source primaire</b>	<b>183</b>

<b>IV.6</b>	<b>Mise en réseau de la cellule avec la nouvelle source primaire . . . . .</b>	<b>190</b>
IV.6.1	Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride . . . . .	190
IV.6.2	Simulation du réseau transmetteur illuminé par la nouvelle source primaire . . . . .	191
<b>IV.7</b>	<b>Mesure du réseau transmetteur avec la nouvelle source primaire . . . . .</b>	<b>193</b>
IV.7.1	Caractérisation de la nouvelle source primaire . . . . .	194
IV.7.2	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage . . . . .	195
<b>IV.8</b>	<b>Conclusions . . . . .</b>	<b>197</b>

---

## IV.1 Introduction

Ce chapitre présente la conception d'une nouvelle cellule élémentaire en polarisation linéaire en bande X.

Cette cellule a pour vocation à être utilisée dans l'élaboration d'un réseau transmetteur fonctionnant en double polarisation linéaire, verticale en entrée, horizontale en sortie.

Cette nouvelle cellule est ainsi dépolarisante.

Le réseau ainsi formé est associé dans un premier temps à une antenne cornet de 15 dBi de gain.

La distance focale optimale séparant le réseau de sa source primaire est déterminée afin d'obtenir de bonnes performances en rayonnement tout en conservant un encombrement modéré.

L'étude paramétrique menant au choix de la distance focale sera ainsi présentée, suivie de la mise en œuvre de la loi de phase sur la surface du réseau.

Le couple réseau transmetteur - source primaire fera ensuite l'objet de simulations permettant de le caractériser et de procéder à la fabrication d'un premier prototype.

L'ONERA disposant d'une chambre anéchoïque de mesure d'antenne, les mesures de ce prototype, personnellement réalisées sur place, pourront alors être présentées.

Ces résultats sont particulièrement favorables et attestent de la bonne conception du réseau et de sa loi de phase.

Afin d'améliorer ce système du point de vue de l'encombrement, la solution technique choisie sera ensuite présentée : la conception d'une nouvelle source primaire.

Cette nouvelle source promet de bonnes performances en rayonnement, en conservant les cellules élémentaires précédemment conçues, tout en diminuant par deux la distance focale.

Cette perspective attrayante a donné lieu à deux nouvelles fabrications, la source en question et son réseau transmetteur dédié.

Les mesures de ce nouveau transmit-array seront alors réalisées afin d'évaluer la viabilité de la solution technique mise en œuvre.

## IV.2 Conception et réalisation d'une cellule élémentaire en polarisation linéaire

### IV.2.1 Modèle de la cellule

Suite aux recherches bibliographiques effectuées et présentées dans le chapitre I, une cellule élémentaire à rotation de phase a été privilégiée afin de concevoir des antennes à rapport focal faible et présentant de bonnes performances.

La fréquence centrale d'utilisation de la cellule élémentaire est fixée à 10 GHz, soit un fonctionnement en bande X.

Compte-tenu des résultats présentés page 61, un cahier des charges a été émis pour la conception de la cellule élémentaire en polarisation linéaire (cf. Tableau IV.1) :

Fréquence	Polarisation en entrée	Polarisation en sortie	Longueur	Largeur	Épaisseur
X-Band	PL - V	PL - H	[6 - 15] mm	[6 - 15] mm	$\simeq 3.15$ mm

TABLEAU IV.1 – Cahier des charges de la cellule élémentaire en polarisation linéaire

Il est à noter que la double polarisation linéaire permet d'améliorer l'isolation entre les deux patches, c'est-à-dire de limiter le couplage direct sans passage par le via. De plus, cela permet également d'éviter la combinaison du rayonnement direct de la source primaire (en polarisation verticale) avec le rayonnement du transmit-array (en polarisation horizontale).

L'épaisseur de la cellule est un paramètre compliqué à satisfaire.

Elle est modulable en faisant notamment varier la permittivité des couches diélectriques de la cellule.

En effet, plus la permittivité relative d'une couche diélectrique augmente, et plus son gain diminue pour une épaisseur comparable. La Figure IV.1 et le Tableau IV.2 présentent trois courbes de gain de la cellule élémentaire présentant des permittivités différentes pour une même épaisseur de couche diélectrique.



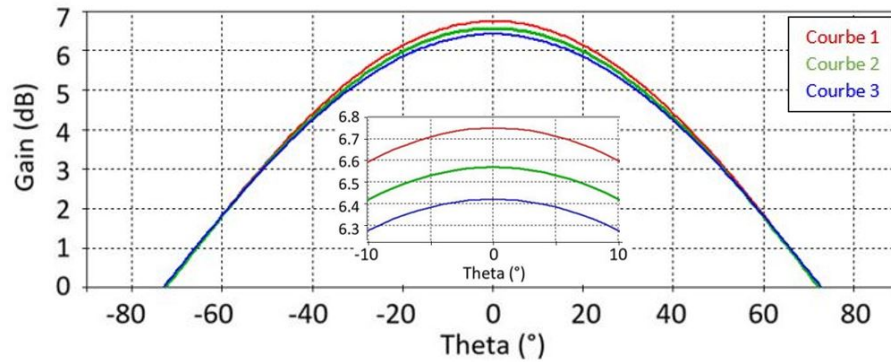


FIGURE IV.1 – Diagramme de gain de la cellule élémentaire pour diverses valeurs de permittivité

	Courbe 1	Courbe 2	Courbe 3
$\epsilon_{sub}$	3	3.55	4
Épaisseur <sub>sub</sub> (mm)	1.8	1.8	1.8
Gain (dB)	6.74	6.57	6.42

TABLEAU IV.2 – Dimensions de la cellule élémentaire en polarisation linéaire

Les matériaux utilisés dans les différentes couches composant la cellule élémentaire ont été choisis pour être facilement disponibles chez les fournisseurs et permettre d'avoir une épaisseur relativement faible en conservant un gain élevé.

Pour cela les matériaux isolants formant les couches de substrat (Rogers RO4003C) et de colle (Rogers RO4450F) sont dotés d'une permittivité relative de 3.55 et 3.52 comme indiqué dans leurs documentations constructeurs respectives en Annexes B et C.

### IV.2.2 Conception de la cellule

Le design de la cellule élémentaire a été conçu sur le logiciel de simulation électromagnétique CST Studio Suite.

Le modèle de la cellule vue en coupe est présenté en Figure IV.2.

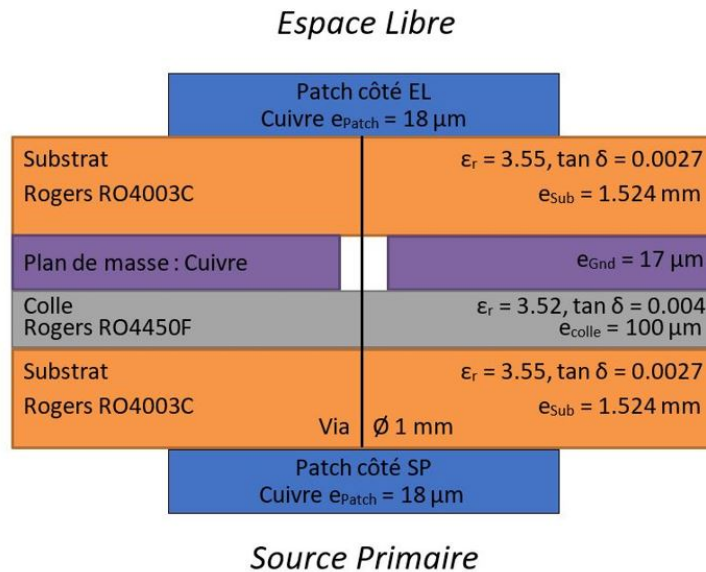


FIGURE IV.2 – Design de la cellule élémentaire vue en coupe

Cette cellule est carrée de côté 15 mm, correspondant à  $\frac{\lambda}{2}$  à la fréquence de travail de 10 GHz.

Cette maille de  $0.5\lambda$  a été choisie d'après l'étude paramétrique menée dans le chapitre précédent page 125 pour conserver un gain et un rendement élevé.

L'épaisseur totale de cette cellule élémentaire, de 3.2 mm, est relativement faible et correspond au cahier des charges présentés en Tableau IV.1.

Les patches rayonnant situés de part et d'autre de la cellule sont des patches rectangulaires avec une fente en U.

Leur design est précisément présenté en Figure IV.3 et en Tableau IV.3.

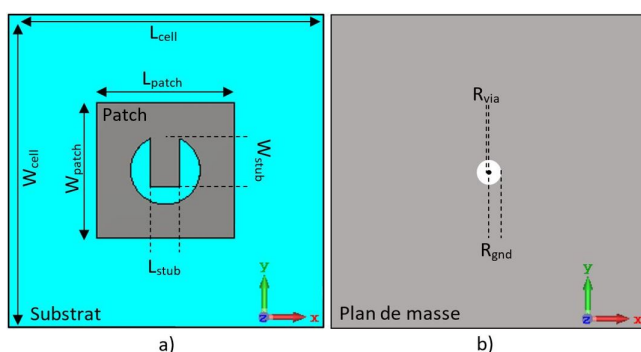


FIGURE IV.3 – Design de la cellule élémentaire en vue du dessus a) substrat et patch, b) plan de masse

$L_{cell}$	$W_{cell}$	$L_{patch}$	$W_{patch}$	$L_{stub}$	$W_{stub}$	$R_{via}$	$R_{gnd}$
15 mm	15 mm	6.5 mm	6.45 mm	1.4 mm	2.45 mm	0.5 mm	1.4 mm

TABEAU IV.3 – Dimensions de la cellule élémentaire en polarisation linéaire

Le modèle (ligne de transmission) de cette cellule est présenté en Figure IV.4. Il est important de noter que cette conception est symétrique permettant ainsi de contrôler simplement le déphasage sur une plage de rotation de  $\alpha$  de  $360^\circ$  en pivotant la ligne.

L'impédance  $Z_{ant}$  de la cellule élémentaire est ramenée au niveau du via, d'impédance  $Z_{via}$ , à travers la ligne de transmission dont l'impédance caractéristique est notée  $Z_{line}$ .

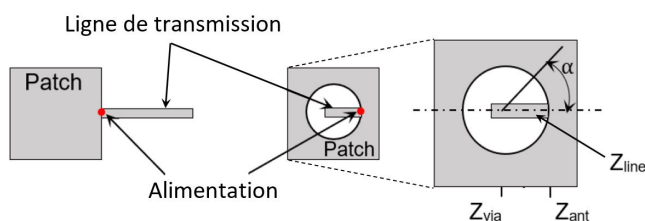


FIGURE IV.4 – Modèle (ligne de transmission) de la cellule élémentaire

Ainsi l'impédance calculée au niveau du via,  $Z_{via}$ , est définie par :

$$Z_{via} = Z_{line} \frac{Z_{ant} + j \cdot Z_{line} \cdot \tan\left(\frac{2\pi L}{\lambda_G}\right)}{Z_{line} + j \cdot Z_{ant} \cdot \tan\left(\frac{2\pi L}{\lambda_G}\right)} \quad (IV.1)$$

Avec  $\lambda_G$  la longueur d'onde guidée et L la longueur de la ligne.

Les conditions utilisées dans cette simulation sont *unit-cell*, permettant de simuler une périodicité bi-dimensionnelle, suivant  $x$  et  $y$ , assurant ainsi la prise en compte de l'influence du champ proche entre les différentes cellules du réseau (le couplage mutuel).

La troisième dimension, l'axe  $z$ , est ouverte, et deux *Floquet Ports*  $y$  sont positionnés.

Ces ports permettent un rayonnement de part et d'autre de la cellule élémentaire et ainsi font fonctionner la cellule en émission et en réception, simulant son comportement dans un transmit-array.

### IV.2.3 Simulation de la cellule élémentaire

#### A. Gain de la cellule élémentaire

Le gain simulé de cette cellule élémentaire est présenté en Figure IV.5 :

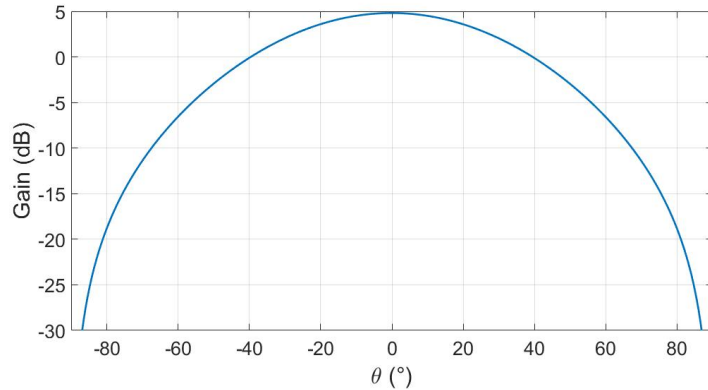


FIGURE IV.5 – Gain de la cellule élémentaire en polarisation linéaire

A  $\theta = 0^\circ$ , le gain de la cellule élémentaire est à son maximum et vaut 4.8 dB.

#### B. Coefficients de réflexion et de transmission

La Figure IV.6 présente le coefficient de réflexion (S11) et le coefficient de transmission (S21) de la cellule élémentaire simulée.

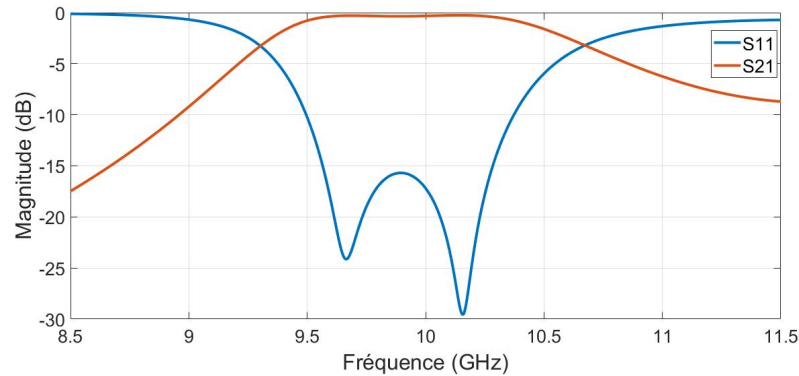


FIGURE IV.6 – S11 et S21 de la cellule élémentaire en polarisation linéaire

La bande-passante à -10 dB de cette cellule s'étend de 9.49 GHz à 10.38 GHz soit une bande totale de 890 MHz pour une fréquence centrale de 10 GHz, soit 8.9%.

Les pertes par insertion, correspondant à la valeur du coefficient de transmission S21 à la fréquence de travail, sont de -0.32 dB.

### C. Déphasage de la cellule élémentaire

La cellule fonctionnant en Phase-Rotation (PR), la rotation de l'élément rayonnant de la cellule, le patch, permet de faire varier sa phase et ainsi d'appliquer la loi de phase souhaitée sur le réseau.

La loi de phase à appliquer concerne le réseau en émission, soit du côté espace libre du transmit-array. Le patch du côté de la source primaire reste donc identique sur tout le réseau. En revanche, quatre configurations de rotation sont possibles pour le patch du côté de l'espace libre (cf. Figure IV.7) :

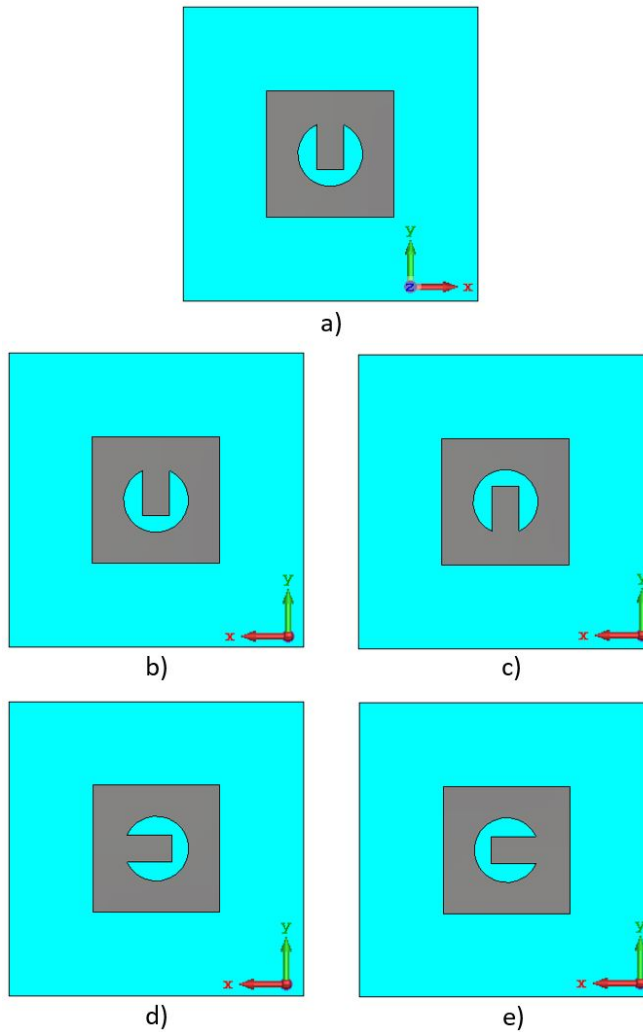


FIGURE IV.7 – Configurations de la cellule élémentaire a) côté source primaire, rotation  $0^\circ$ , b) côté espace libre, rotation  $0^\circ$ , c) côté espace libre, rotation  $180^\circ$ , d) côté espace libre, rotation  $90^\circ$  et e) côté espace libre, rotation  $270^\circ$

D'après l'étude paramétrique réalisée dans le Chapitre III - section III.4.4 page 135, une compensation 1 bit permet de simplifier la loi de phase et par conséquent la conception du réseau tout en conservant de bonnes performances en terme de gain, de niveau de lobes secondaires et de rendement. C'est pourquoi, dans le cadre de la conception de ce réseau, une loi de phase à compensation 1 bit a été choisie.

Pour réaliser cette loi de phase à deux états de phase, deux combinaisons de cellules sont possibles,  $0^\circ$  et  $180^\circ$  ou  $90^\circ$  et  $270^\circ$ .

Le patch du côté de la source primaire étant fixe à  $0^\circ$ , la seconde configuration,  $90^\circ$  et  $270^\circ$ , a été sélectionnée pour améliorer l'isolation entre les deux côtés de la cellule.

Ce choix permet de satisfaire l'exigence de double polarisation linéaire, verticale côté source primaire et horizontale côté espace libre, demandée dans le cahier des charges (cf. Tableau IV.1).

La Figure IV.8 présente l'écart de phase de  $180^\circ$  entre deux patchs pivotés sur toute la bande de fréquence.

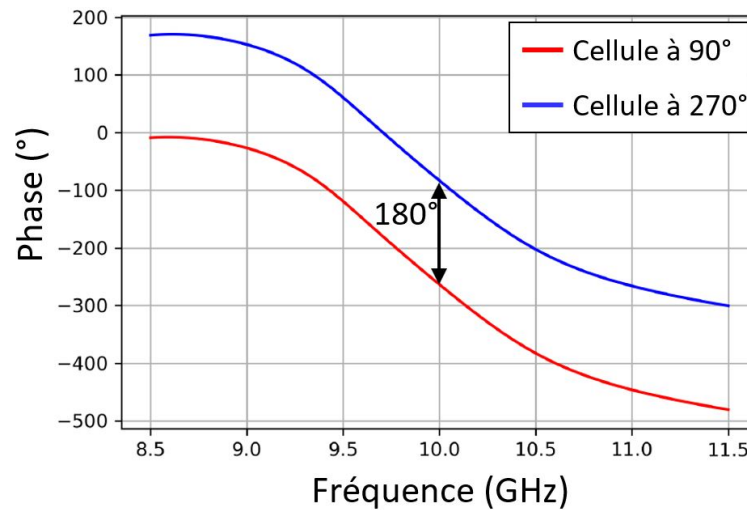


FIGURE IV.8 – Variation de la phase de la cellule élémentaire en fonction de la fréquence pour les deux configurations  $90^\circ$  et  $270^\circ$

## IV.3 Mise en réseau de la cellule avec une source de type cornet

### IV.3.1 Source primaire choisie

La source primaire utilisée pour ce premier prototype est un cornet rectangulaire 15 dBi, identique à celui utilisé dans le Chapitre II.

La documentation constructeur de cette source est disponible en Annexe A.

Le choix de cette source primaire est dû à ses performances en gain et en tenue en puissance [56]. De plus, les antennes de type cornet présentent de bonnes capacités d'adaptation liée à leur géométrie évasive [11].

Enfin, cette antenne étant l'étalon de la chambre de mesure d'antenne utilisée durant ces travaux, elle est tout-à-fait recommandée pour réaliser les mesures de réseaux transmetteurs.

Le modèle de ce cornet a été réalisé à l'aide du logiciel commercial de simulation électromagnétique CST Studio Suite. Son diagramme de rayonnement est présenté en Figure IV.9 :

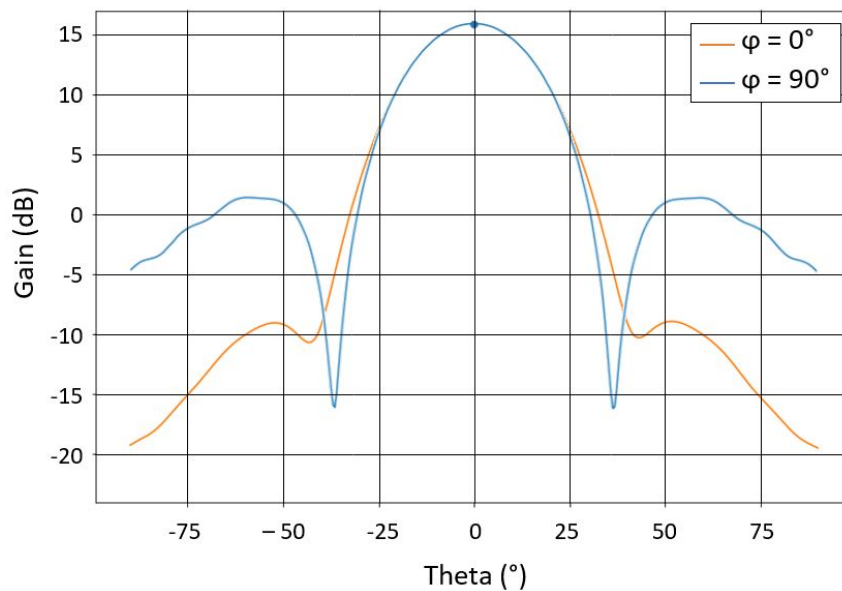


FIGURE IV.9 – Diagramme de rayonnement du cornet simulé sous CST

Le gain dans l'axe de cette source primaire est de 16.1 dB.



### IV.3.2 Cahier des charges du réseau transmetteur

A la lumière des réalisations publiées dans la littérature et présentées au Chapitre I, le prototype de réseau transmetteur est composé de 400 cellules élémentaires ( $20 \times 20$ ) afin d'avoir une base de comparaison.

Étant donné que la cellule élémentaire mesure  $15 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$ , le réseau complet a pour dimensions  $300 \text{ mm} \times 300 \text{ mm}$ .

Le Tableau IV.4 présente le cahier des charges du réseau transmetteur, fixé à l'aide de l'état de l'art.

$G_{min}^1$ en CP	$G_{min}^1$ en 1 bit	$D_{min}^2$ en CP	$D_{min}^2$ en 1 bit	$SLL_{max}^3$	$P_{comp_{max}}^4$ $= P_{Taper}$	$\eta_{ouv_{min}}^5$	$\eta_{P_{min}}^6$
25 dB	20 dB	27 dB	22 dB	-20 dB	4 dB	50%	60%

TABLEAU IV.4 – Cahier des charges du réseau transmetteur en polarisation linéaire

Légende du tableau :

1. Gain minimal dans l'axe en compensation 1 bit
2. Directivité minimale dans l'axe en compensation 1 bit
3. Niveau des lobes secondaires maximal
4. Pertes par compensation maximales
5. Rendement en ouverture minimal
6. Rendement en puissance minimal

### IV.3.3 Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride

Le simulateur numérique présenté en Chapitre II a été utilisé pour concevoir ce réseau transmetteur et le simuler.

Après avoir importé les diagrammes de gain en amplitude et phase de la cellule unitaire et de la source primaire, une étude paramétrique a pu être effectuée pour déterminer la distance focale optimale respectant le cahier des charges décrit en Tableau IV.4.

Le Tableau IV.5 présente les résultats obtenus pour différentes valeurs de rapports focaux avec, pour rappel, les exigences du cahier des charges (CDC).

$\frac{F}{D}$	<b>0.25</b>	<b>0.5</b>	<b>0.7</b>	<b>0.75</b>	<b>0.8</b>	<b>1</b>	<b>1.33</b>	<i>CDC</i>
D (mm)	75	150	210	225	240	300	400	
$G_{CP}$ (dB)	16.8	23.2	26.1	26.5	26.9	27.8	28.0	<i>25</i>
$G_{1bit}$ (dB)	14.1	19.6	22.3	23.1	23.3	24.0	24.6	<i>20</i>
$D_{CP}$ (dB)	18.7	25.1	27.8	28.4	28.8	29.8	30.5	<i>27</i>
$D_{1bit}$ (dB)	15.9	21.5	24.2	25.0	25.2	26.0	27.1	<i>22</i>
SLL (dB)	-46.7	-42.7	-32.6	-31.3	-30.5	-24.5	-18.9	<i>-20</i>
$P_{comp}$ (dB)	2.8	3.6	3.6	3.4	3.6	3.8	3.4	<i>4</i>
$P_{Taper}$ (dB)	12.3	5.9	3.2	2.6	2.2	1.2	0.5	<i>4</i>
$\eta_{ouv}$ (%)	5.9	26	48	55	60	76	89	<i>50</i>
$\eta_{Puissance}$ %	66	64	64	64	64	62	56	<i>60</i>

TABLEAU IV.5 – Performances du réseau en polarisation linéaire pour différents rapports focaux

Les pertes par illuminations ( $P_{Taper}$ ) des rapports focaux 0.25 et 0.5 sont supérieurs aux 4 dB maximum exigés dans le cahier des charges. Ces deux rapports focaux sont donc non envisageables, tout comme le rapport focal 1.33 dont le rendement en puissance est inférieur aux 60% minimum imposés.

Le rapport focal 0.7 dispose lui de bonnes performances mais d'un rendement en ouverture inférieur aux 50% exigés par le cahier des charges établi.

Enfin, parmi les trois rapports focaux restant qui sont en adéquation avec le cahier des charges, 0.75, 0.8 et 1, la distance focale de 225 mm permet d'avoir le rapport focal et donc l'encombrement minimum, tout en ayant de bonnes performances. Le compromis choisi pour la réalisation de ce réseau est ainsi le rapport focal **0.75**.

Le diagramme de rayonnement du réseau de 400 cellules simulé à un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0.75$  en compensation 1 bit et en compensation parfaite est ainsi présenté en Figure IV.10.

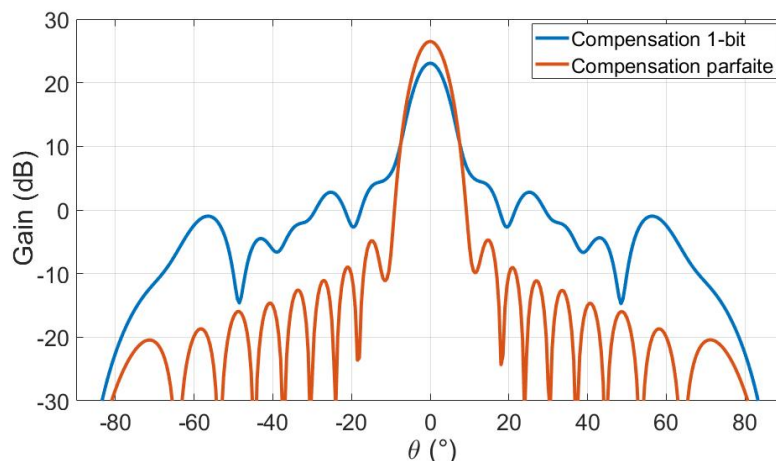


FIGURE IV.10 – Diagramme de rayonnement du transmit-array à  $\frac{F}{D} = 0.75$

Ces diagrammes de rayonnement sont tout à fait cohérents car, comme étudié dans le Chapitre III - section III.4.4 page 135, une loi de phase de 1 bit a pour effet de faire remonter les lobes secondaires et diminuer le gain dans l'axe. Ces diagrammes de rayonnement répondent également à toutes les demandes du cahier des charges (cf. Tableau IV.5).

La simulation du transmit-array en compensation 1 bit pour un rapport focal  $\frac{F}{D} = 0.75$  est ainsi validée.

A présent, il faut déterminer la compensation de phase à appliquer aux cellules du réseau pour obtenir cette compensation 1 bit.

La loi de phase a été calculée à l'aide du simulateur numérique pour un angle de dépointage en sortie de transmit-array de  $\theta = 0^\circ$ .

La répartition de phase sur le réseau est présentée en Figure IV.11.

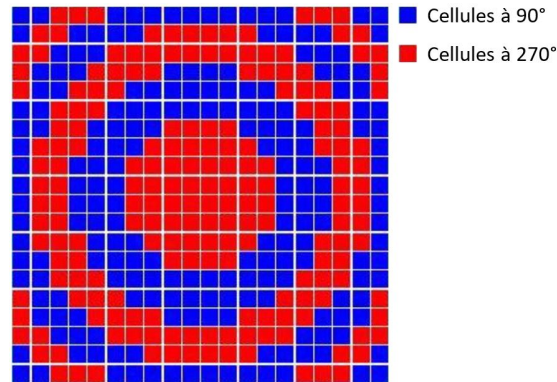


FIGURE IV.11 – Répartition de cellules sur la surface du transmit-array pour  $\frac{F}{D} = 0.75$  et une compensation 1 bit

La Figure IV.12 présente le dépointage simulé du transmit-array en compensation 1 bit pour un angle de dépointage  $\theta$  compris entre  $0^\circ$  et  $30^\circ$ .

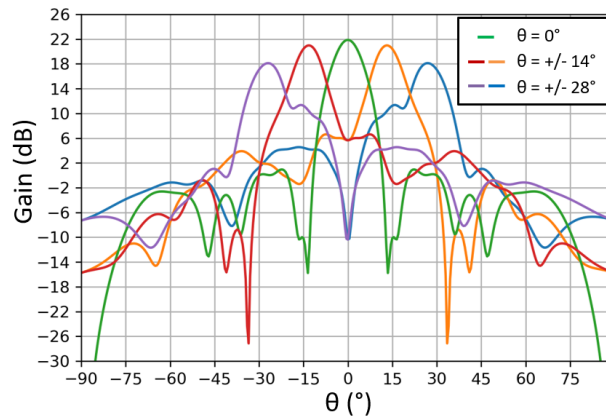


FIGURE IV.12 – Diagrammes de rayonnement simulés du transmit-array pour divers dépointage en compensation 1 bit

La plage de dépointage du réseau permettant de limiter les pertes de gain à 3 dB est de l'ordre de  $50^\circ$ .

#### IV.3.4 Caractérisation de la cellule élémentaire

Lors de la fabrication du réseau, plusieurs cellules élémentaires ont été également fabriquées dans le but de les caractériser individuellement.

Ces cellules, montrées en Figure IV.13, ont été extraites du même panneau de fabrication que le réseau de manière à avoir une homogénéité des méthodes de fabrication des différents éléments. Leur plan de masse et leur substrat ont été allongés afin de correspondre aux dimensions des adaptateurs utilisés pour leur mesure.

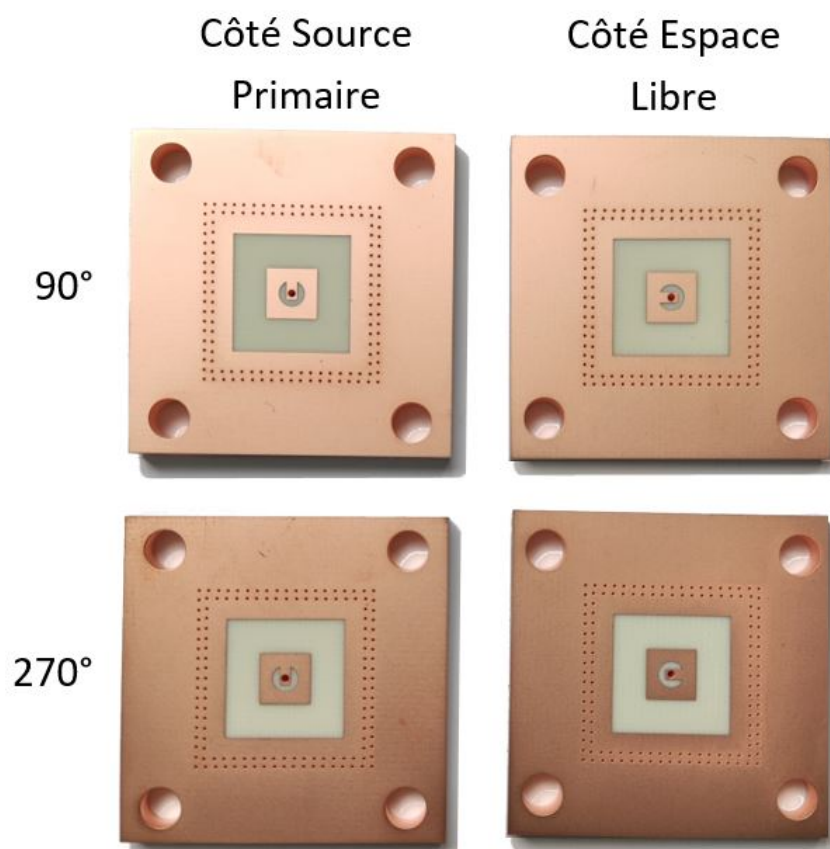


FIGURE IV.13 – Photographies des deux associations de rotation de cellules (côté source primaire et côté espace libre)

Il existe plusieurs techniques permettant de mesurer une cellule élémentaire [57]. La première méthode consiste en une mesure en chambre anéchoïque, cependant cette technique nécessite un échantillon important et ne permet pas de mesurer la réflexion de la cellule.

La seconde méthode est une mesure en espace libre qui simule un système guidé. Il s'agit d'insérer l'échantillon entre deux cornets hard à distribution presque uniforme au niveau de leur ouverture, cependant les cornets hard devraient être très directifs. Cette méthode n'est ainsi pas idéale pour ces mesures de cellule élémentaire.

La troisième méthode consiste en une mesure en guide d'onde. Cette méthode présente l'inconvénient d'être composée de guides d'onde standards dont les dimensions ne sont pas toujours adaptées à la maille de la cellule. En revanche, cette méthode est rapide, permet de mesurer la réflexion de la cellule élémentaire et ne nécessite pas de filtre des modes supérieurs. C'est donc cette dernière technique de mesure qui a été choisie ici.

Le principe est donc de mesurer cette cellule élémentaire à l'aide d'un guide d'onde sur un Analyseur Vectoriel de Réseau (VNA) [58].

Le montage présenté en Figures IV.14 et IV.15 :

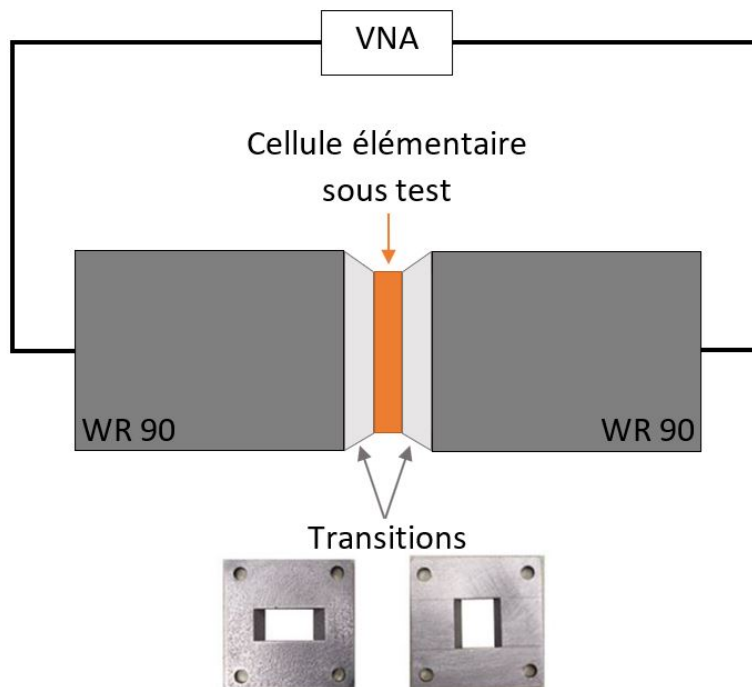


FIGURE IV.14 – Schéma des différents éléments du montage

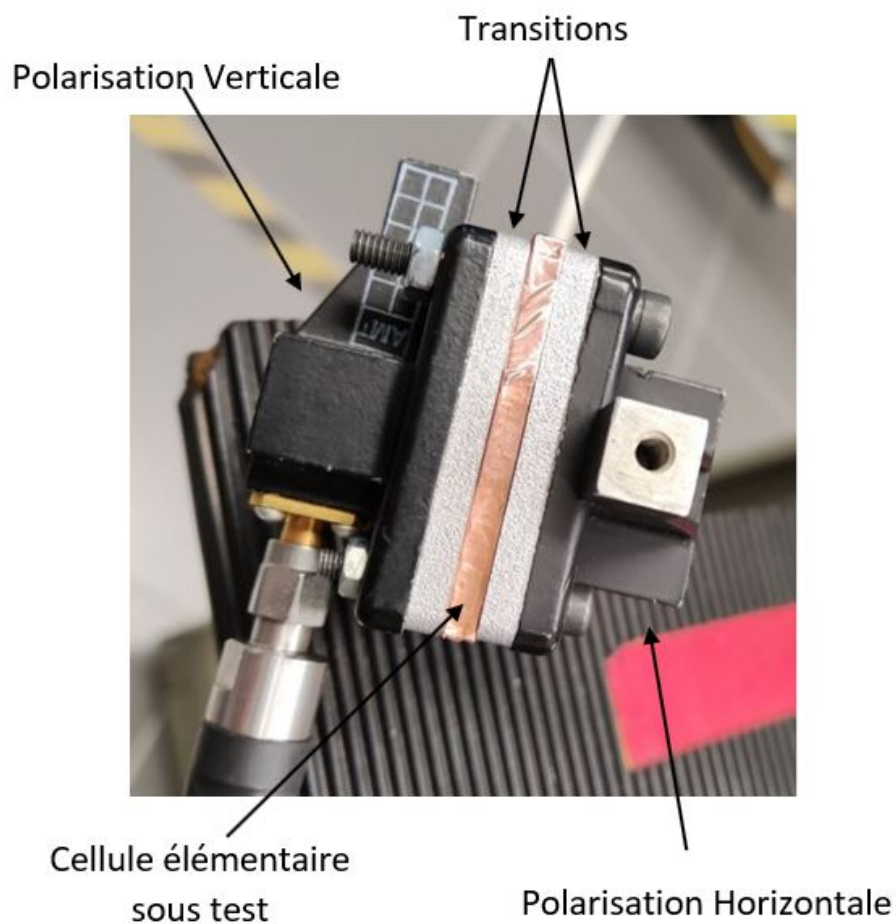


FIGURE IV.15 – Photographie du banc de mesure

Le guide étant rectangulaire et non carré, un désalignement apparaît lors de la mesure puisque la polarisation change d'un port à l'autre et que par conséquent le guide d'onde pivote également (cf. Figure IV.16). Ce désalignement implique une perte de précision de la mesure qui est présente en deux points (juxtaposition de la cellule côté source primaire et de la transition et juxtaposition de la cellule côté espace libre et de la transition).

Ces deux points créent une dissymétrie sur les résultats de mesure impliquant que les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  ne peuvent pas être tout à fait égaux.

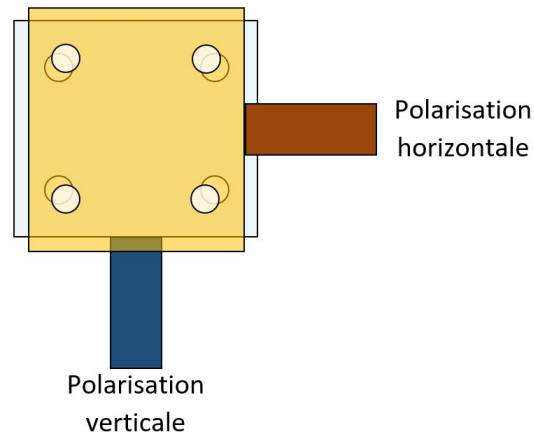


FIGURE IV.16 – Désalignement des guides rectangulaires

La comparaison entre la mesure et la simulation du coefficient de réflexion de la cellule unitaire est visible en Figure IV.17.

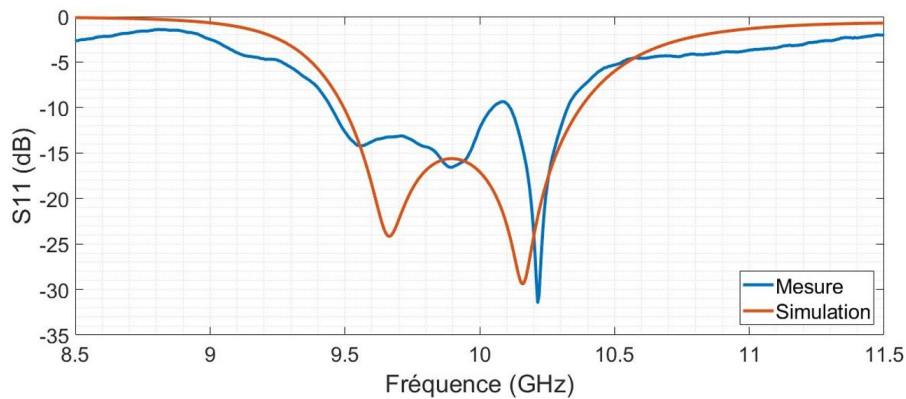


FIGURE IV.17 – Coefficient de réflexion S11 de la cellule élémentaire en polarisation linéaire

Sur cette figure, une légère désadaptation du coefficient de réflexion à -9.4 dB est observable autour de 10.1 GHz due à un phénomène physique créé par la combinaison de la cellule élémentaire et du banc de test.

Outre cette irrégularité, la bande passante mesurée à -10 dB de la cellule élémentaire est de 870 MHz soit très près des 890 MHz attendus (cf. Figure IV.6).

Une comparaison a été effectuée avec une cellule réalisée par le LAPLACE en 2019 et mesurée sur ce même banc de test. Les mesures ne présentaient pas cette désadaptation dans la bande passante impliquant que le phénomène physique observé sur la Figure IV.17 est dû à la structure de la cellule.



La Figure IV.18 illustre ces deux cellules, à gauche la cellule de réalisée au cours de cette thèse et à droite la cellule prise pour comparaison.

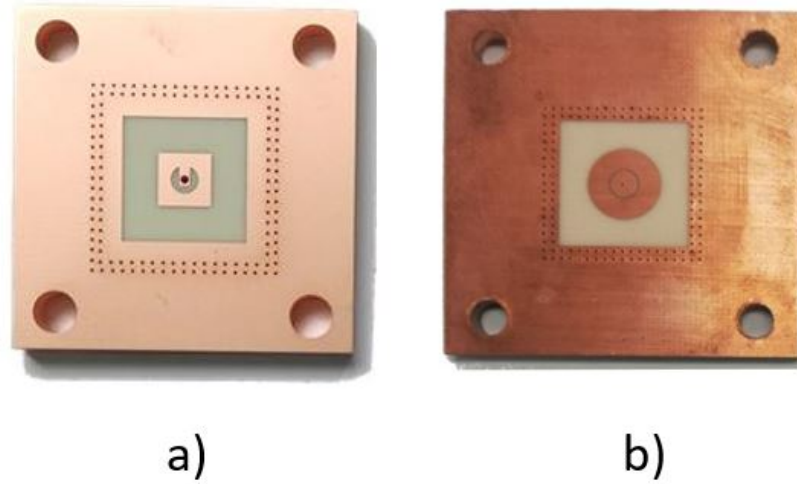


FIGURE IV.18 – Cellules élémentaires a) de cette thèse b) du LAPLACE (2019)

Enfin, il est important de mettre en évidence qu'il s'agit ici de la mesure guidée de la cellule élémentaire et ne définit pas son comportement en réseau.

## IV.4 Mesure du réseau transmetteur avec une source type cornet

### IV.4.1 Mesure de l'antenne

Il existe différentes techniques de mesure pour caractériser une antenne et définir son diagramme de rayonnement [11].

#### A. Différentes techniques de mesure

Pour une mesure en champ proche, en cas de distance trop courte entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, une sonde est utilisée et se déplace autour de l'antenne sous test immobile.

Si le volume le permet, un système de base compacte permet d'optimiser l'espace de la chambre de mesure en utilisant un réflecteur ou une lentille pour focaliser le faisceau comme montré en Figure IV.19 pour le mesurer en zone tranquille, aussi appelée zone calme.

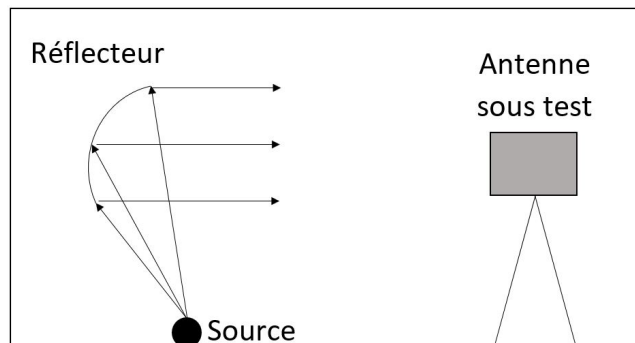


FIGURE IV.19 – Base compacte de mesure d'antenne

Enfin, les chambres anéchoïques sont les plus volumineuses et fonctionnent elles-aussi en zone tranquille comme montré en Figure IV.20.

Ce système est réciproque ce qui permet de choisir indifféremment le côté de l'antenne sous test.

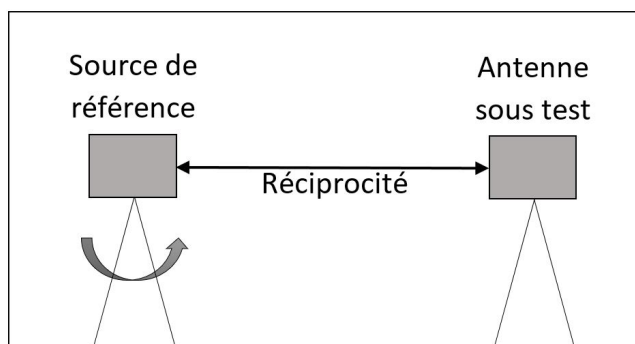


FIGURE IV.20 – Chambre anéchoïque pour la mesure d'antenne

Chacune de ces chambres est tapissée de mousses absorbantes, souvent en polyuréthane chargées en particules de carbone, permettant d'absorber les ondes incidentes et ainsi d'éliminer une grande partie des réflexions.

Dans le cadre de cette étude, les mesures ont été réalisées dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA, détaillée ci-dessous.

### B. Présentation de la chambre anéchoïque interne de l'ONERA

La chambre anéchoïque interne de l'ONERA dans laquelle les mesures ont pu être réalisées fonctionne de 5 à 18 GHz.

La Figure IV.21 représente le plan de la chambre anéchoïque :

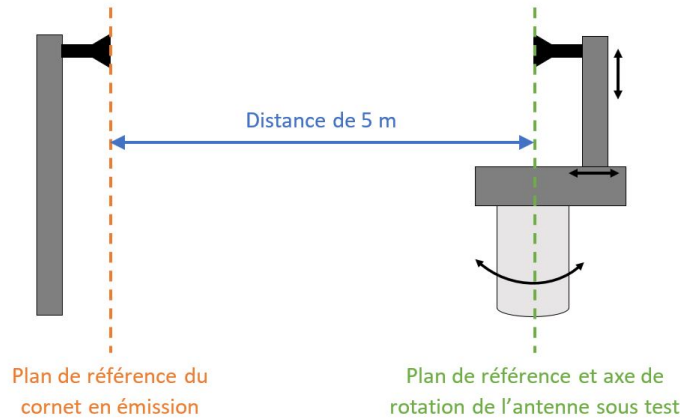


FIGURE IV.21 – Plan de la chambre anéchoïque interne de l'ONERA

Le calcul  $\frac{2D^2}{\lambda}$  présenté dans le Chapitre II - section C. page 90 permet d'évaluer la distance nécessaire pour pouvoir considérer le comportement de l'antenne comme en champ lointain.

Le réseau transmetteur conçu étant de longueur  $D = 300$  mm, la distance  $L$  nécessaire est de 6 mètres (cf. Equation IV.2).

$$L = \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \times 0.3^2}{0.03} = 6 \text{ m} \quad (\text{IV.2})$$

Comme précisé sur la Figure IV.21, la chambre anéchoïque de l'ONERA ne mesure que 5 mètres et non 6. Cependant, avec une distance  $L$  de 5 mètres le réseau devrait mesurer 274 mm pour que le rayonnement soit considéré en champ lointain.

Compte-tenu du faible écart entre les dimensions, les résultats seront considérés comme en champ lointain.

Une campagne de mesure a récemment été réalisée en interne afin d'évaluer le calibrage de la chambre.

Les résultats, présentés en Figure IV.22, ont permis de déceler un décalage de 0.5 dB entre le gain attendu du cornet étalon et le gain mesuré entre 8 et 12 GHz (cf. Figure IV.22).

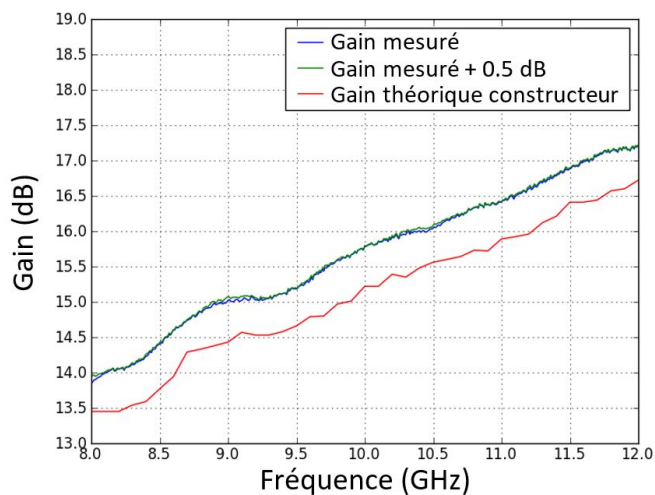


FIGURE IV.22 – Campagne de mesure de la chambre anéchoïque

Il est ainsi primordial de prendre en compte cet offset lors de l'interprétation des résultats de mesure.

#### **IV.4.2 Mise en place d'un support de fixation sur mesure pour le réseau**

Un support de fixation en polycarbonate a été fabriqué sur-mesure pour fixer le réseau dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA.

Il a été personnellement conçu en collaboration avec un ingénieur spécialisé dans les moyens de mesure, Benjamin Gabard.

Nous avons cherché ensemble une solution pour permettre le mouvement latéral du réseau afin de réaliser des mesures en dépointage ainsi qu'une possibilité de variation de la distance entre le réseau et la source primaire afin de mesurer l'impact du rapport focal sur les performances du réseau.

Pour cela nous avons tout d'abord étudié la disposition de la chambre anéchoïque afin d'aligner horizontalement le centre du réseau transmetteur avec celui de la source primaire. Ensuite, nous avons imaginé plusieurs solutions techniques permettant de répondre aux besoins.

Le plan du support final est montré en Figure IV.23.

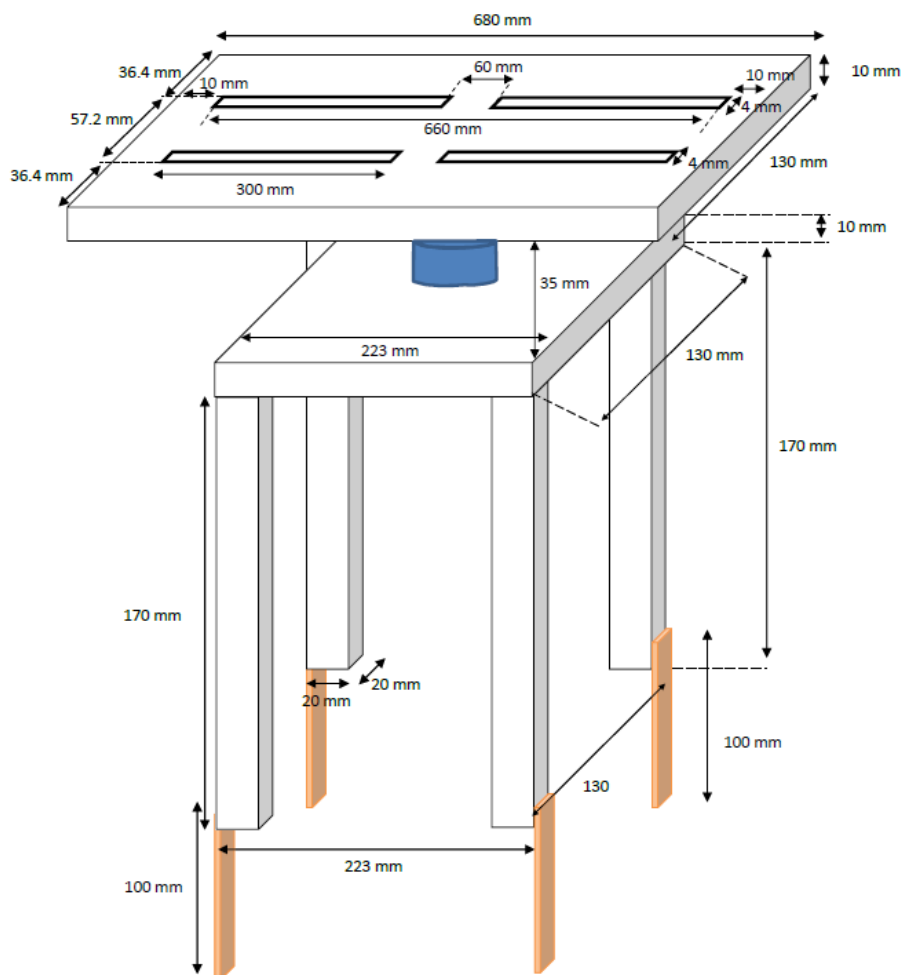


FIGURE IV.23 – Plan du support de fixation du réseau transmetteur

Ce support, une fois réalisé et monté, est présenté en Figure IV.24 et les axes de mouvement sont montrés en Figure IV.25.

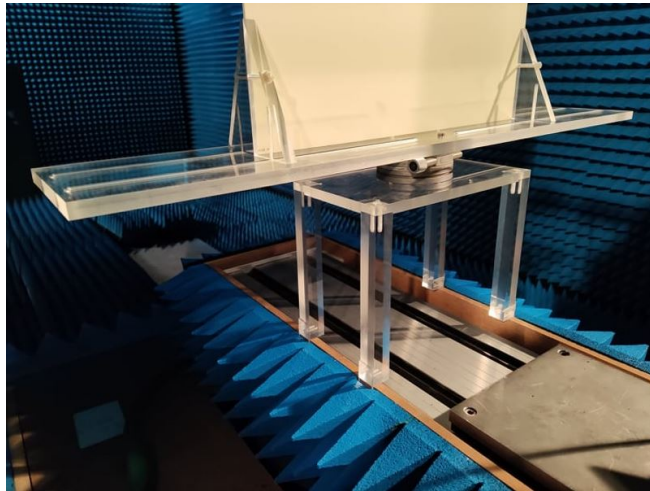


FIGURE IV.24 – Support sur-mesure de fixation du réseau transmetteur dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA

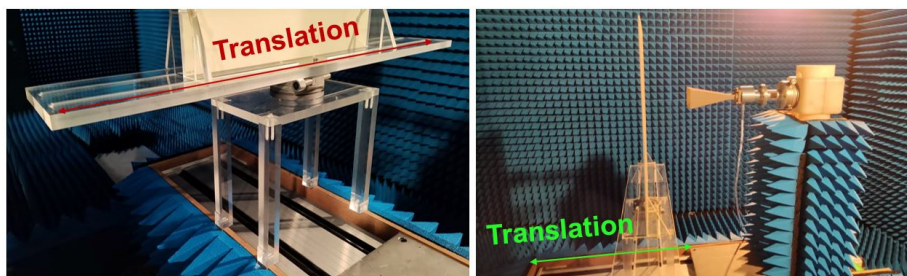


FIGURE IV.25 – Axes de mouvement sur le support sur-mesure de fixation du réseau transmetteur dans la chambre anéchoïque



### IV.4.3 Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage

Le réseau transmetteur a ainsi pu être installé dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA (cf. Figure IV.26).

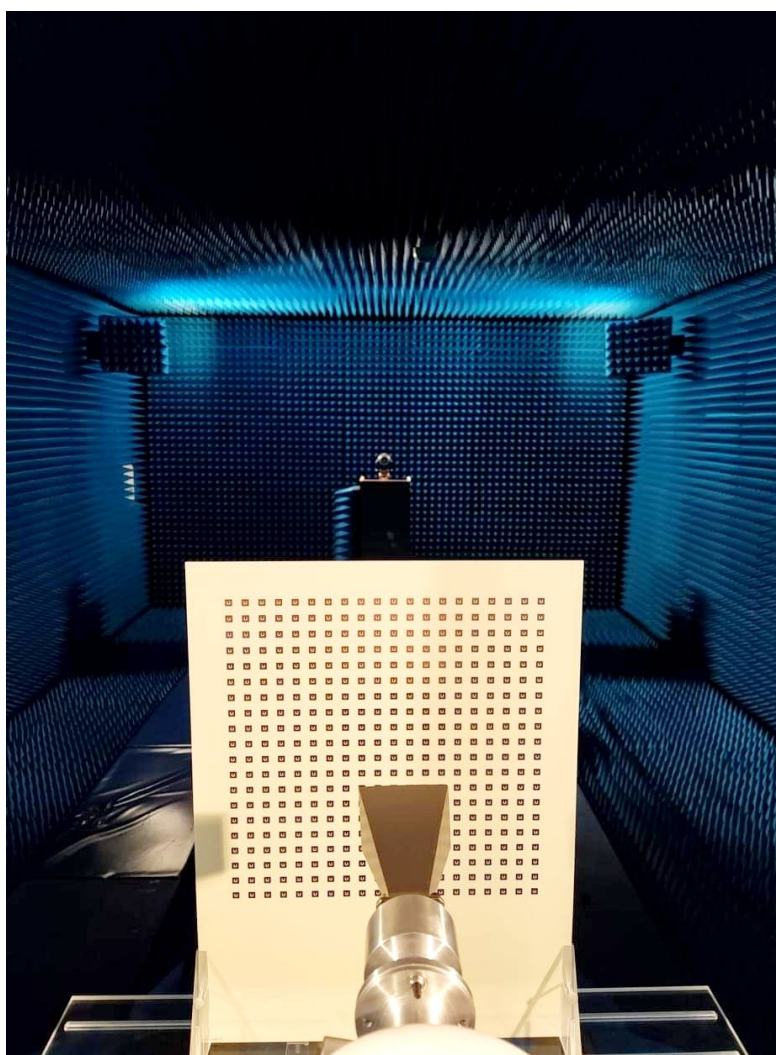


FIGURE IV.26 – Réseau transmetteur et source primaire, installés dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA

Les Figures IV.27 et IV.28 présentent les diagrammes de rayonnement mesurés en co et en cross polarisation du transmit-array sans dépointage.

Le rayonnement mesuré est comparé à celui calculé par le simulateur hybride et au résultat full-wave simulé par l'outil ONERA FACTOPO présenté en Chapitre II - section A. page 96.

Pour réaliser cette simulation, FACTOPO a divisé le problème en trois sous-domaines : les cellules du réseau transmetteur, les cellules vides situées entre le réseau et la source ainsi que la source primaire.

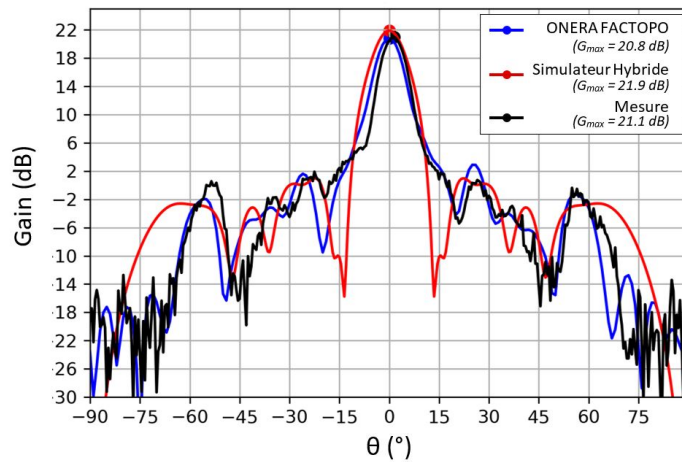


FIGURE IV.27 – Diagrammes de rayonnement en co-polarisation du transmit-array mesuré et simulé à l'aide du simulateur hybride et de l'outil ONERA FACTOPO

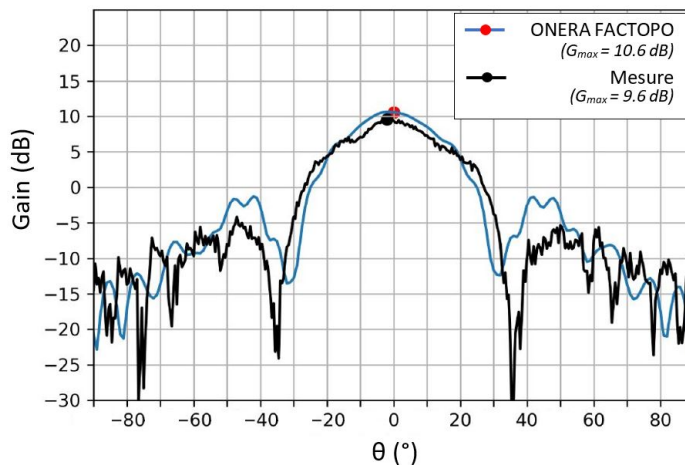


FIGURE IV.28 – Diagrammes de rayonnement en cross-polarisation du transmit-array mesuré et simulé à l'aide de l'outil ONERA FACTOPO

Le code hybride a permis d'obtenir ce résultat en moins d'une seconde sur un PC standard avec un processeur de type Intel(R) CPU E5-1603 @2.8 GHz et l'outil ONERA FACTOPO a utilisé en parallèle 1153 cœurs de processeur de type Intel Xeon 2680v4.

Ces résultats attestent de l'efficacité du simulateur numérique hybride pour la conception rapide de réseaux transmetteurs.

Tout d'abord, il est notable que les diagrammes de rayonnement en co-polarisation ont une allure tout à fait similaire, bien que le lobe principal mesuré soit légèrement décalé d'un angle de  $1.5^\circ$  dû à un désalignement lors de la mesure.

De plus, la désadaptation observée lors de la mesure de la cellule élémentaire seule n'est pas retrouvée ici. Il s'agit donc d'un phénomène physique uniquement lié à la cellule élémentaire seule dans l'environnement de mesure guidé.

Outre ce discret décalage, le gain du lobe principal est de 21.1 dB, soit à 0.3 dB près la valeur attendue et calculée à l'aide de l'outil de simulation full-wave ONERA FACTOPO.

Le simulateur hybride présente une allure légèrement différente et prédisait un gain quelque peu supérieur, de 21.9 dB, mais comme précisé dans le chapitre II, il s'agit d'un outil de dimensionnement ayant pour but premier d'être extrêmement rapide et de fait, présentant des limites telles que le fait de négliger les couplages entre cellules et la diffraction par les bords, qui expliquent la différence entre les diagrammes de rayonnement.

Concernant la cross-polarisation, les résultats de mesure et de simulation full-wave sont très proches l'un de l'autre et présentent un niveau de gain très élevé dans l'axe.

Cette élévation de la cross-polarisation est dû à la conception même de la cellule élémentaire. En effet, la fente dans le plan de masse, permettant de relier par un via les deux patchs, est de grande dimension (rayon de 1.4 mm). Cette fente crée en réalité un couplage direct entre les deux patchs qui n'est pas pris en compte dans le simulateur hybride, c'est pourquoi il n'est pas représenté ici.

Compte-tenu de la similitude entre les simulations et la mesure, le diagramme dans l'axe de ce premier prototype est très satisfaisant et répond parfaitement aux performances attendues.

Afin d'évaluer le dépointage du faisceau par translation, le support de mesure a été conçu pour permettre de faire mécaniquement glisser le réseau sur un axe latéral comme montré en Figure IV.25.

Les résultats de mesure en translation sont présentés en Figure IV.29 :

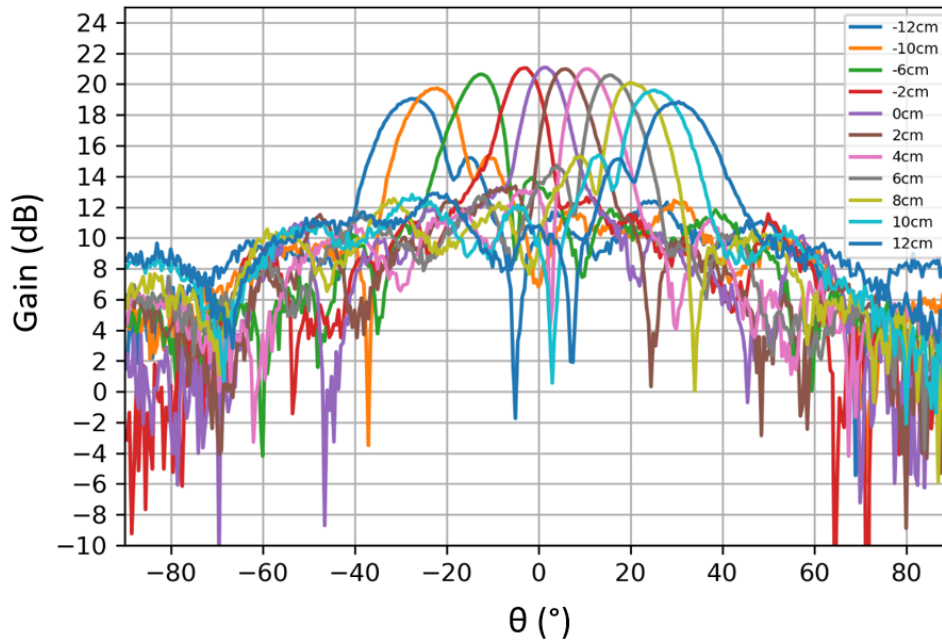


FIGURE IV.29 – Diagrammes de rayonnement mesurés du transmit-array à diverses translations de la source primaire

Le dépointage par translation de la source primaire sur un axe fonctionne très bien, attestant d'une loi de phase bien adaptée sur tout le réseau.

Le déplacement de +/- 12 cm permet de dépointer le faisceau de  $-22.5^\circ$  à  $25^\circ$  en perdant moins de 3 dB de gain.

L'intervalle de dépointage permettant de conserver un gain élevé est ainsi de  $47.5^\circ$ , soit très proche des  $50^\circ$  obtenus en simulation.

Le dépointage du faisceau est ainsi validé.

## IV.5 Conception d'une nouvelle source primaire

La conception d'une nouvelle source primaire positionnée à une distance focale plus courte que le cornet permet de rendre l'antenne plus compacte.

Les objectifs de cette nouvelle source primaire sont multiples.

Cette source primaire doit permettre un encombrement moindre, c'est-à-dire être positionnée à un rapport focal considérablement inférieur à celui de 0.75 utilisé dans le réseau précédent.

Cette nouvelle source doit également satisfaire des besoins de faible coût de fabrication et de faible masse pour lui conférer un large éventail d'applications potentielles.

En effet, le cornet utilisé jusqu'à présent étant entièrement métallique, il présente une bonne qualité de transmission grâce aux faibles pertes qu'il impose mais à l'inverse ce matériau implique également le fort inconvénient d'être à la fois couteux et lourd.

Des travaux récents [54] proposent d'ajouter un élément au transmit-array.

Il s'agit d'intégrer une lentille plate entre la source primaire et le réseau de cellules permettant de créer un foyer plus proche du réseau et ainsi de réduire l'encombrement.

Cette solution est viable et permet, en bande Ka, d'obtenir un rapport focal  $\frac{F}{D}$  de 0.55.

Cependant, elle complexifie grandement la conception globale de l'antenne étant donné qu'elle nécessite une lentille supplémentaire.

Un autre type de source primaire ressort dans plusieurs publications de la littérature [59] [60].

Il s'agit de l'utilisation d'une source primaire multi-sources, c'est-à-dire une source primaire elle-même composée de plusieurs sous-sources qui disposent donc d'une focale plus courte.

L'utilisation de quatre sources primaires permet de réduire de 50% la distance focale comme montré en Figure IV.30 :

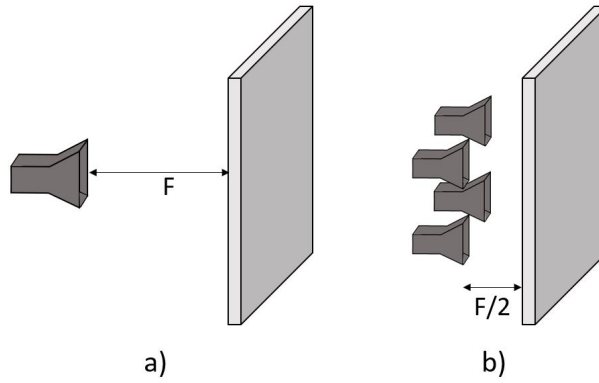


FIGURE IV.30 – Comparaison de la distance focale en mono-source et en multi-source

La conception de cette nouvelle source primaire a été le sujet d'un stage Master co-encadré pendant ces travaux de thèse [43].

La configuration choisie pour cette source primaire est l'alignement de chacune des quatre sous-source avec le centre de chaque quart du réseau de cellules. Ainsi, le champ incident est relativement uniforme sur le réseau, permettant de maximiser ses performances.

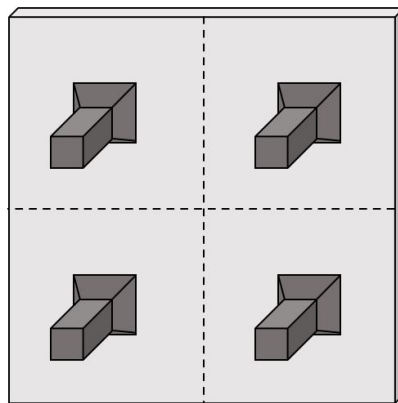


FIGURE IV.31 – Configuration des quatre sous-sources centrées sur chaque quart du réseau

Afin de satisfaire l'exigence de bas coût, de faible volume et de légèreté, les antennes de type cornet ne sont pas sélectionnées pour réaliser ce système multi-sources.

Le choix s'est porté sur des antennes patchs considérablement plus compactes et faciles à réaliser.

Ces patchs sont conçus avec le logiciel de simulation électromagnétique CST pour fonctionner à 10 GHz.

Dans un souci d'homogénéité des matériaux entre la source et le réseau, le substrat utilisé dans la conception de la source primaire est le même que celui employé dans les cellules élémentaires, du Rogers RO4003C, de permittivité relative  $\epsilon_r = 3.55$  dont la documentation constructeur est disponible en Annexe B.

La structure de la nouvelle source primaire est présentée en Figure IV.32.

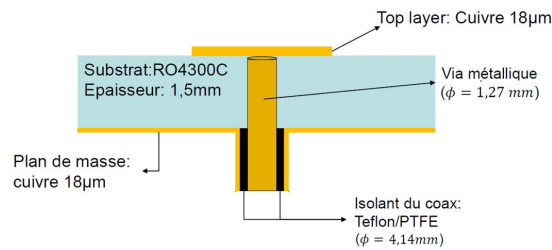


FIGURE IV.32 – Nouvelle source primaire vue en coupe

Les quatre patchs sont identiques et leurs designs sont montrés en Figure IV.33 :

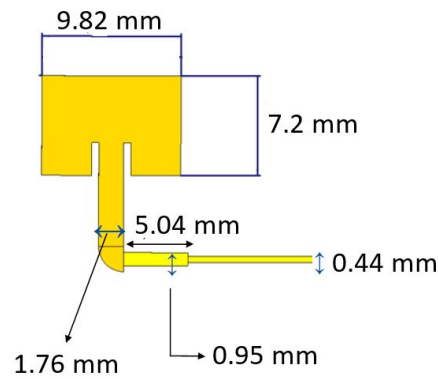


FIGURE IV.33 – Patch composant la source primaire vu du dessus

Le diagramme de gain d'un patch seul est de 5 dB dans l'axe (cf. Figure IV.34).

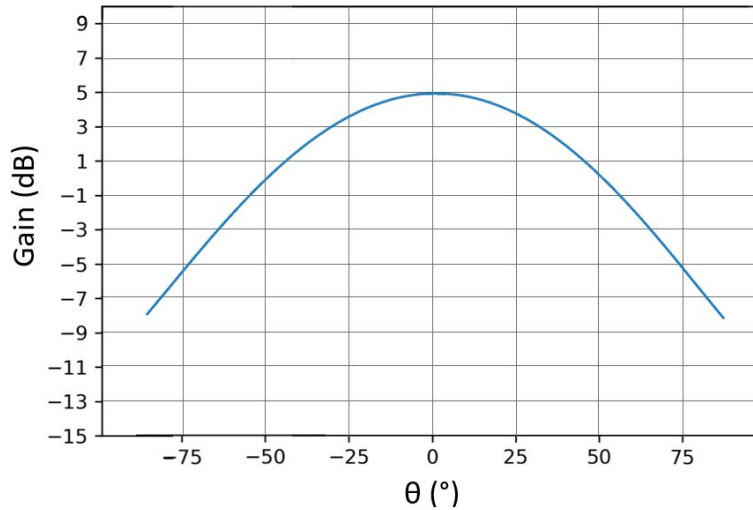


FIGURE IV.34 – Diagramme de gain d'un patch composant la source primaire en  $\varphi = 0^\circ$

Afin d'assurer une grande isolation entre les quatre patches et de les centrer sur les quatre quarts du réseau, il est préférable de les séparer d'environ  $0.5D$  [60], soit dans la cas présent  $5\lambda$ .

C'est donc la configuration choisie pour cette source primaire dont les dimensions sont données en Figure IV.35.

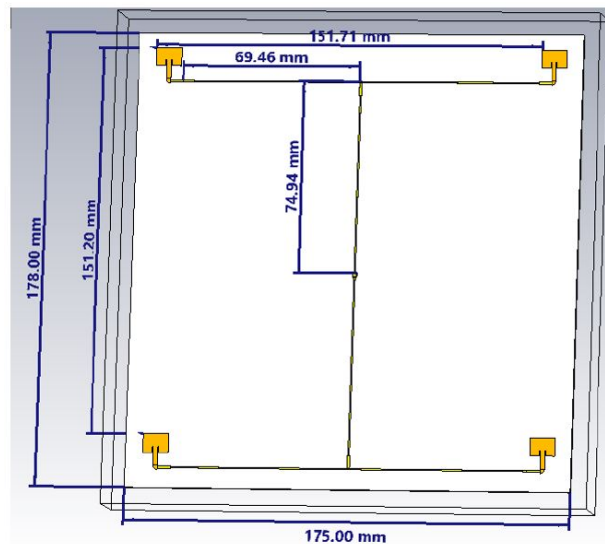


FIGURE IV.35 – Nouvelle source primaire vue du dessus



L'avantage considérable que représente cette source primaire, en plus de son faible encombrement, est son point d'alimentation unique (cf. Figure IV.36).

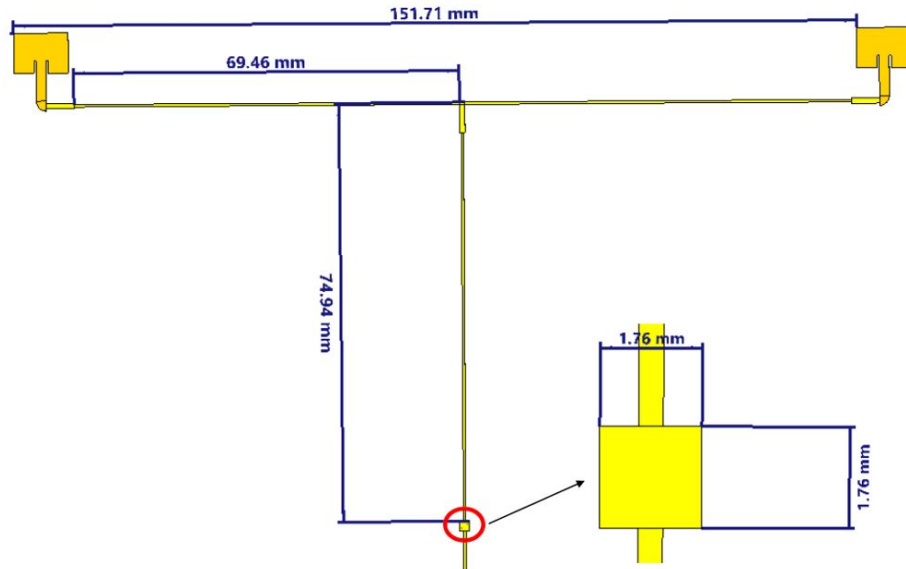


FIGURE IV.36 – Alimentation de la nouvelle source primaire

Le connecteur SMA utilisé est le R125.414.000 dont la documentation constructeur est disponible en Annexe D.

Les rayonnements simulés et mesurés et le coefficient de réflexion S11 simulé de cette nouvelle source primaire sont présentés en Figures IV.37 et IV.38.

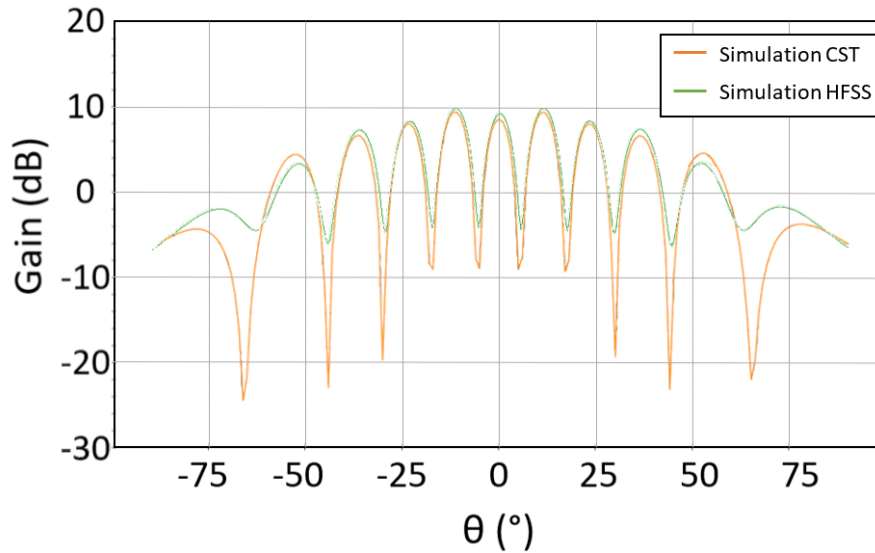


FIGURE IV.37 – Rayonnement de la nouvelle source primaire en  $\varphi = 0^\circ$

Il est à noter que cette figure est à lire, non pas comme un diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes composé de quatre patchs, mais comme la somme des diagrammes de rayonnement en champ lointain de quatre patchs indépendants.

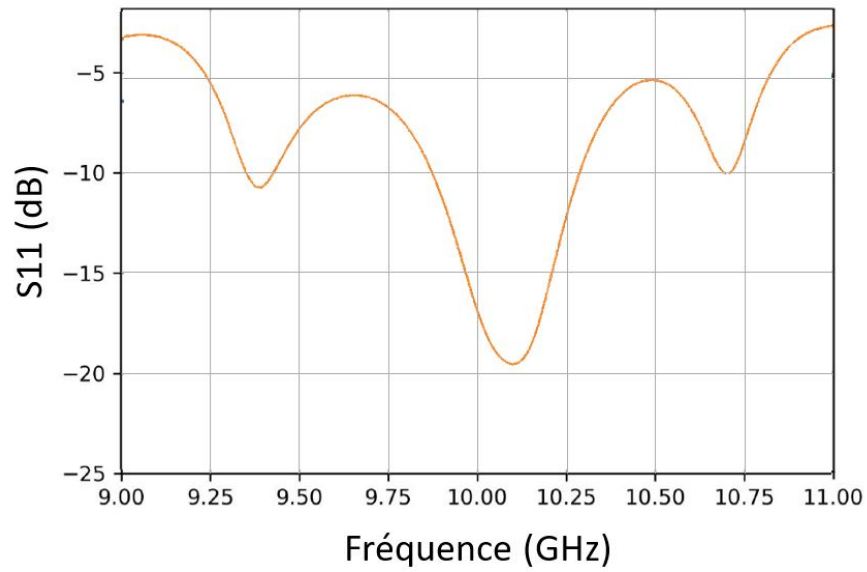


FIGURE IV.38 – S11 de la nouvelle source primaire

D'après les Figures IV.44 et IV.38, le gain dans l'axe de la nouvelle source primaire est de 8 dB pour une bande passante à -10 dB s'étendant de 9.8 GHz à 10.3 GHz soit d'une largeur de 500 MHz.

Cette nouvelle source primaire est maintenant caractérisée et peut à présent être associée à un réseau transmetteur.

## IV.6 Mise en réseau de la cellule avec la nouvelle source primaire

La distance focale de ce transmit-array est fixée à la moitié de celle du premier prototype, son rapport focal est donc de  $\frac{F}{D} = \frac{0.75}{2} = 0.375$ .

Étant donné que la distance focale est différente entre les deux sources, il est nécessaire de réaliser un nouveau réseau de cellules.

### IV.6.1 Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride

L'objectif de la réalisation de ce nouveau prototype est de pouvoir comparer ses performances à celles du premier réseau.

Par conséquent, les dimensions du premier réseau ainsi que la compensation de phase de 1 bit utilisée sont identiques pour ce nouveau réseau.

Le simulateur numérique hybride a été utilisé pour déterminer la loi de phase à appliquer aux cellules pour assurer un dépointage  $\theta$  de  $0^\circ$  en sortie de réseau.

La source étant multiple, un algorithme d'optimisation de type Particule Swarm Optimization (PSO) a été mis en place et utilisé dans l'élaboration de la loi de phase.

Pour cela, la loi de phase a été calculée sur un quart du réseau comme expliqué dans le Chapitre II - section B. page 82. Cette répartition de phase est présentée en Figure IV.39 :

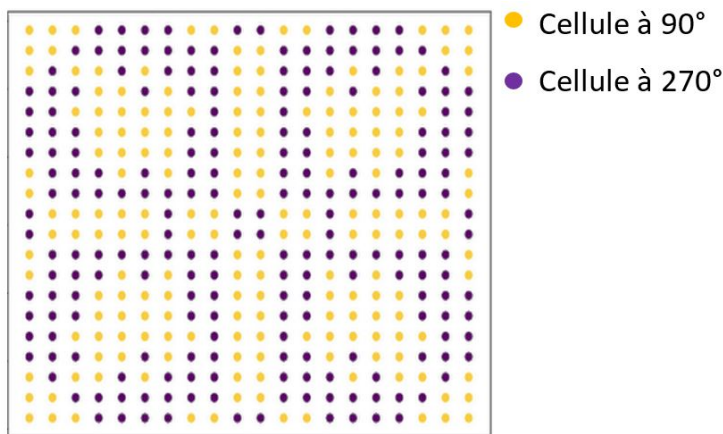


FIGURE IV.39 – Répartition de phase sur la surface du second prototype en compensation 1 bit

### IV.6.2 Simulation du réseau transmetteur illuminé par la nouvelle source primaire

Afin d'évaluer l'intérêt de ce nouveau prototype, la Figure IV.40 compare les diagrammes de rayonnement simulés à l'aide du simulateur numérique du nouveau transmit-array ainsi que celui du premier réseau associé au cornet (placé à son rapport focal de  $\frac{F}{D} = 0.75$ ) en simulation et en mesure, mais aussi à ce même cornet s'il était simplement avancé et placé à la focale de la nouvelle source primaire, soit  $\frac{F}{D} = 0.375$ .

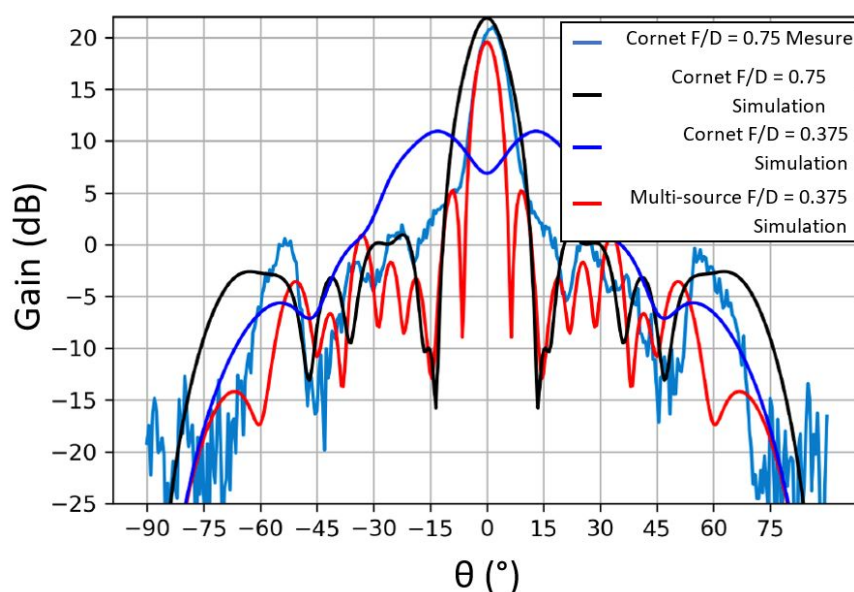


FIGURE IV.40 – Diagrammes de rayonnement du nouveau réseau transmetteur pour diverses sources primaires

Cette figure permet tout d'abord de constater qu'avancer simplement le cornet n'a aucun intérêt puisque les performances du transmit-array en sont complètement dégradées.

De plus, la multi-source présente un gain dans l'axe de 20 dB et un niveau de lobes secondaires de -15 dB soit des performances tout-à-fait convenables pour une réduction de la distance focale de 50%.

La nouvelle source primaire est à présent validée.

Une simulation en dépointage a également été réalisée permettant d'évaluer l'intervalle de dépointage de  $45^\circ$  sans perdre plus de 3 dB de gain (cf. Figure IV.41).

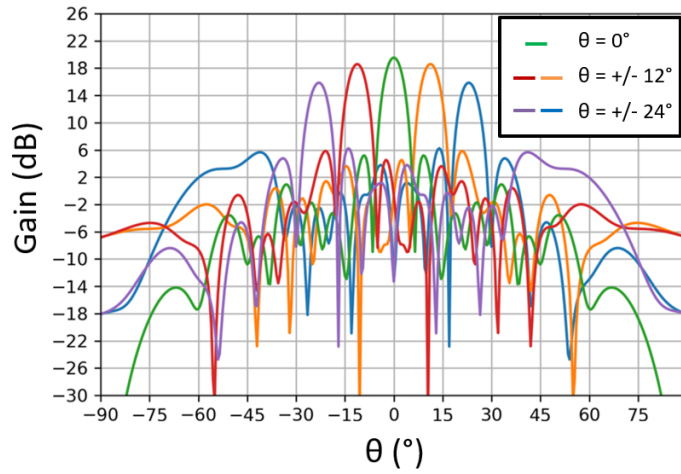


FIGURE IV.41 – Diagramme de rayonnement dépointé du second prototype en polarisation linéaire

## IV.7 Mesure du réseau transmetteur avec la nouvelle source primaire

La nouvelle source primaire a pu être installée dans la chambre anéchoïque de l'ONERA grâce à un support rectangulaire réalisé en polycarbonate et de dimensions identiques à la source (cf. Figure IV.42).

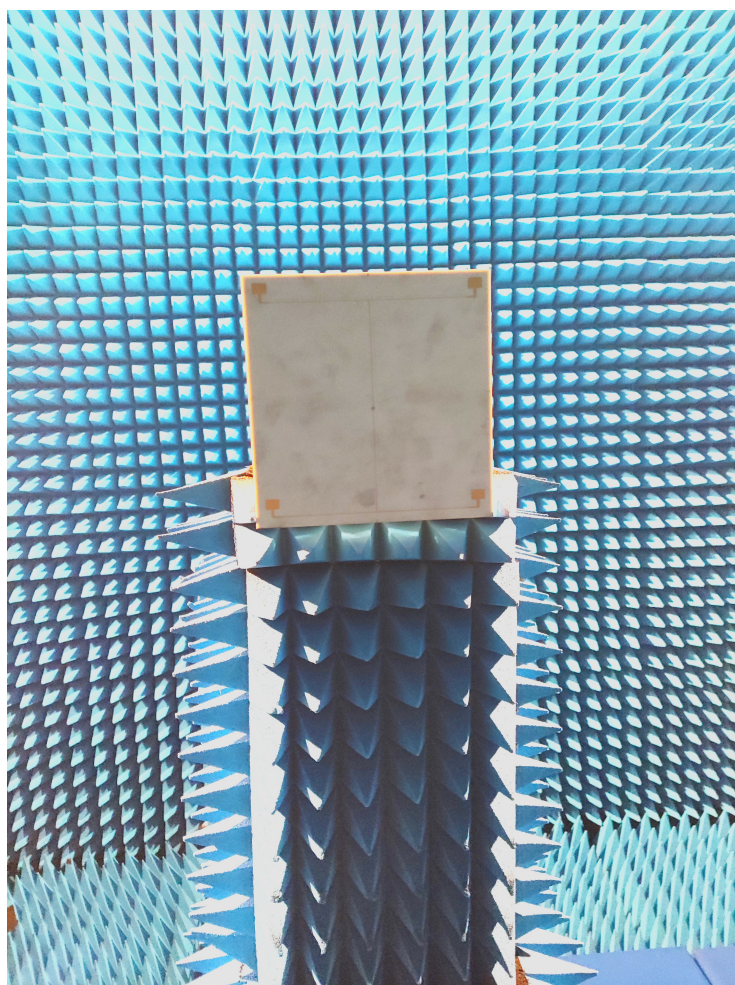


FIGURE IV.42 – Nouvelle source primaire installée dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA

### IV.7.1 Caractérisation de la nouvelle source primaire

Dans un premier temps, la nouvelle source primaire a été mesurée seule dans la chambre anéchoïque.

Les Figures IV.43 et IV.44 présentent le coefficient de réflexion S11 et le diagramme de rayonnement mesurés et simulés.

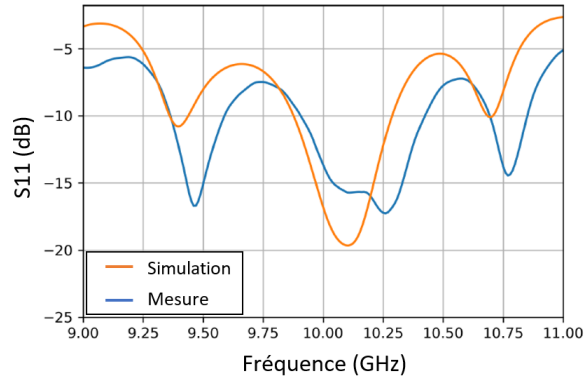


FIGURE IV.43 – S11 mesuré et simulé de la nouvelle source primaire

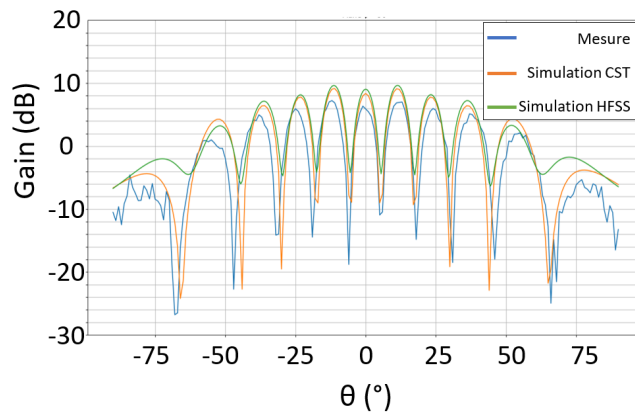


FIGURE IV.44 – Rayonnement mesuré et simulé de la nouvelle source primaire

La bande-passante mesurée est de 500 MHz, soit la bande passante attendue. Bien que l'allure de la courbe mesurée soit tout-à-fait semblables aux simulations, elle est décalée d'un offset de 1.6 dB.

Ce décalage peut être dû au désalignement dans la chambre anéchoïque déjà observé lors de la mesure du premier prototype.

Le rayonnement de la multi-source seule étant à présent connu, les mesures avec le réseau peuvent être effectuées.



### IV.7.2 Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage

La Figure IV.45 présente le diagramme de rayonnement mesuré et simulé du nouveau prototype de transmit-array.

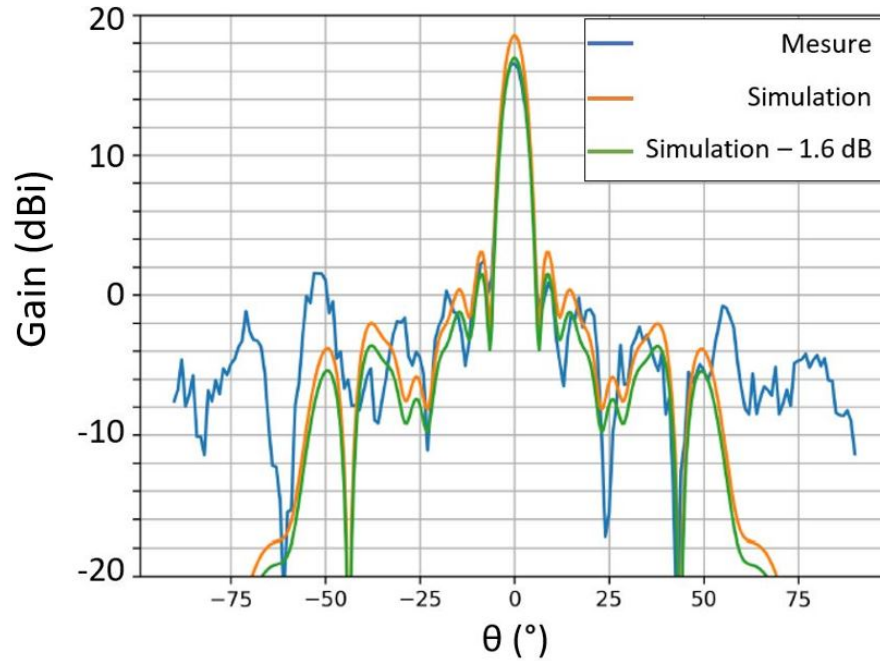


FIGURE IV.45 – Diagramme de rayonnement du nouveau prototype de transmit-array en simulation et mesure

L'allure du gain est tout à fait similaire à celle de la simulation, néanmoins, l'offset observé sur le diagramme de rayonnement de la source primaire seule se retrouve dans le rayonnement du système complet qui affiche un lobe principal à 17 dB.

C'est pourquoi, une courbe de mesure à laquelle a été ajouté cet offset de 1.6 dB a été tracée et est parfaitement harmonisée avec la simulation présentant un gain de 18.5 dB. Cette Figure démontre ainsi un bon fonctionnement du nouveau réseau transmetteur.

Le dépointage de ce réseau est présenté en Figure IV.46.

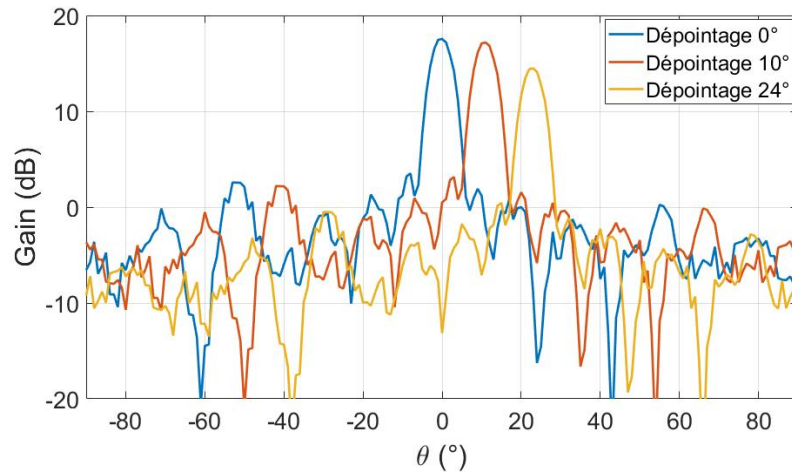


FIGURE IV.46 – Diagrammes de rayonnement mesurés du second prototype dépointé

La limite de dépointage permettant de perdre moins de 3 dB du gain est de +/- 24° soit un intervalle 48°.

Le dépointage du faisceau fonctionne très correctement et correspond aux simulations annonçant 45°.

Le dépointage de ce second réseau est par conséquent validé.

## IV.8 Conclusions

Ce chapitre a retracé la conception, la fabrication et la mesure de deux réseaux transmetteurs et d'une nouvelle source primaire, en polarisation linéaire.

En tout premier lieu, une cellule élémentaire a été conçue afin de réaliser un réseau transmetteur  $20 \times 20$ .

Le simulateur numérique hybride présenté précédemment a ensuite été mis à contribution afin de réaliser une étude paramétrique sur la distance focale optimale séparant ce réseau de sa source primaire associée, un cornet 15 dBi.

Le rapport focal  $\frac{F}{D}$  optimal de 0.75 a ainsi pu être choisi.

La loi de phase, en compensation 1 bit, présentant de bonnes performances et une complexité de conception limitée, un réseau transmetteur à deux états de phase a été conçu puis fabriqué.

Afin de pouvoir correctement mesurer ce premier prototype, un support sur-mesure a été lui-aussi réalisé et installé dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA.

Les mesures réalisées dans l'axe, mais aussi en dépointant le faisceau, ont donné de très bons résultats, très semblables aux simulations effectuées au préalable. En effet, les simulations en co-polarisation prévoyaient un gain de 21.9 dB pour le simulateur numérique et de 20.8 dB dans l'axe pour l'outil de simulation full-wave ONERA FACTOPO. Les résultats de mesure montrent un gain de 21.1 dB.

Ce premier transmit-array satisfait donc tous les critères demandés et s'en trouve ainsi validé.

Cependant, il présente l'inconvénient d'être relativement encombrant, avec un rapport focal de 0.75. C'est pourquoi une nouvelle source primaire a été conçue permettant de réduire de 50% la distance focale.

La mesure de cette nouvelle source primaire présente un offset de 1.6 dB de gain sur toute la bande, dû à un désalignement dans la chambre de mesure.

Un nouveau réseau de cellule, exclusivement adapté à cette source, a été conçu en utilisant la même cellule élémentaire que pour le premier réseau.

Afin de pouvoir comparer le rayonnement des deux prototypes de transmit-array, ce deuxième réseau a été lui aussi fabriqué avec une loi de phase en compensation 1 bit.

Le simulateur hybride a été utilisé pour simuler l'antenne complète et présente un gain dans l'axe de 20 dB.

Les mesures de ce nouveau réseau transmetteur dans l'axe sont, à l'offset de la source primaire près, tout-à-fait similaires à cette simulation.

Ce deuxième réseau présente des performances légèrement inférieures au premier prototype, néanmoins cette différence reste négligeable en prenant en compte la miniaturisation réalisée grâce à cette solution technique.

Ces prototypes en polarisation linéaire ayant fait leurs preuves, le chapitre suivant se penchera sur un réseau transmetteur polarisant, permettant de passer d'une polarisation linéaire du côté de la source primaire, à une polarisation circulaire en sortie de transmit-array.





# Conception d'un Transmit-Array en polarisation circulaire

## Sommaire

---

<b>V.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>203</b>
<b>V.2</b>	<b>Conception et réalisation d'une cellule élémentaire en polarisation circulaire . . . . .</b>	<b>204</b>
V.2.1	Conception d'une nouvelle cellule élémentaire en polarisation circulaire . . . . .	204
V.2.2	Simulation de la cellule élémentaire . . . . .	206
<b>V.3</b>	<b>Mise en réseau de la cellule avec une source de type cornet . . . . .</b>	<b>210</b>
V.3.1	Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride . . . . .	210
V.3.2	Caractérisation de la cellule élémentaire . . . . .	213
<b>V.4</b>	<b>Mesure du réseau transmetteur avec une source type cornet . . . . .</b>	<b>214</b>
V.4.1	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage . . . . .	214
V.4.2	Caractérisation fréquentielle de l'antenne globale	218
<b>V.5</b>	<b>Mise en réseau de la cellule avec la nouvelle source primaire . . . . .</b>	<b>219</b>
V.5.1	Étude du rapport focal optimal . . . . .	219
V.5.2	Utilisation du simulateur numérique pour la mise en réseau de la cellule . . . . .	219
V.5.3	Simulation en dépointage . . . . .	221

<b>V.6</b>	<b>Mesure du réseau transmetteur avec la nouvelle source primaire . . . . .</b>	<b>222</b>
V.6.1	Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage avec la nouvelle source primaire . .	222
V.6.2	Caractérisation fréquentielle de l'antenne globale avec la nouvelle source primaire . . . . .	231
<b>V.7</b>	<b>Conclusions . . . . .</b>	<b>232</b>

---



## V.1 Introduction

Ce dernier chapitre présente la réalisation des prototypes 3 et 4 de transmit-array.

Le prototype 3 est associé à la première source primaire, le cornet 15 dBi (cf. Annexe A), et le prototype 4 est associé à la nouvelle source primaire conçue et décrite au cours du chapitre précédent pour diminuer l'encombrement de l'antenne.

Une nouvelle cellule élémentaire a tout d'abord été conçue.

L'objectif du transmit-array, et par conséquent de cette cellule élémentaire, est de convertir la polarisation linéaire reçue en une polarisation circulaire émise.

Cette cellule a pour vocation à être utilisée pour concevoir le troisième et le quatrième prototype de réseau transmetteur.

Tout comme dans le Chapitre IV, les rapports focaux du réseau associé au cornet et celui associé à la nouvelle source primaire sont étudiés à l'aide du simulateur numérique hybride.

Une fois ce rapport focal optimal déterminé, leurs lois de phase sont calculées en compensation 2 bits afin de réaliser une polarisation circulaire par rotation séquentielle.

La fabrication de ces prototypes a été lancée mais compte tenu des conditions sanitaires pandémiques subies en 2020 et 2021, un retard de plus de deux mois a été à déplorer.

Ces deux prototypes ont néanmoins pu être reçus et mesurés à la fois dans l'axe et en dépointage dans la chambre anéchoïque de l'ONERA.

## V.2 Conception et réalisation d'une cellule élémentaire en polarisation circulaire

### V.2.1 Conception d'une nouvelle cellule élémentaire en polarisation circulaire

Tout comme pour les deux derniers réseaux, la cellule élémentaire conçue est de type Phase-Rotation (PR).

Le point de départ de son design réside en la cellule précédemment conçue. C'est pourquoi leurs structures internes sont identiques (cf. Figure V.1).

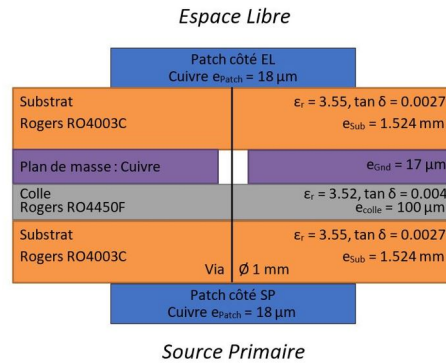


FIGURE V.1 – Design de la cellule élémentaire (d'épaisseur 3.2 mm) vue en coupe

Tout comme pour la cellule élémentaire en polarisation linéaire, le patch du côté de la source primaire est rectangulaire avec une fente en U, c'est-à-dire avec un seul point d'accès pour l'alimentation du patch.

Néanmoins, les dimensions ont été modifiées afin d'améliorer les performances de la cellule et de limiter le couplage direct observé dans la cellule précédente.

Du côté espace libre, le design de la cellule est très proche mais un stub horizontal a été ajouté afin de permettre un rayonnement en polarisation circulaire, c'est-à-dire avec deux points d'accès pour l'alimentation du patch.

Les dimensions de cette cellule, d'épaisseur totale 3.2 mm, sont présentées en Figure V.2 et en Tableau V.1.

Tout comme la cellule élémentaire précédente, cette cellule a également été conçue sur le logiciel de simulation électromagnétique CST Studio Suite en condition *unit-cell*.

Deux ports de Floquet permettent le rayonnement réciproque permettant de simuler le fonctionnement la cellule élémentaire dans un transmit-array.

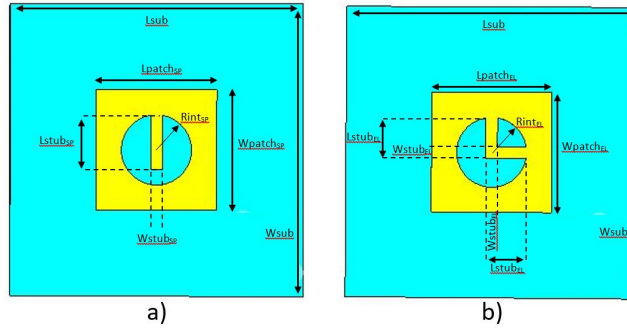


FIGURE V.2 – Design de la cellule élémentaire côté a) source primaire, b) espace libre

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
Côté Source primaire		Côté Espace Libre	
$L_{patch_{SP}}$ $= W_{patch_{SP}}$	6.18	$L_{patch_{EL}}$ $= W_{patch_{EL}}$	6.18
$R_{int_{SP}}$	1.8	$R_{int_{EL}}$	1.8 s
$L_{stub_{SP}}$	2.77	$L_{stub_{EL}}$	2.07
$W_{stub_{SP}}$	0.5	$W_{stub_{EL}}$	0.6
Structure			
$R_{via}$	0.25		
$R_{gnd}$	0.6		
$e_{colle}$	0.1		
$E_{per} = e_{gnd} = e_{patch}$	0.018		
$H_{sub}$	1.524		
$L_{sub} = W_{sub}$	15		
$L_{ground} = W_{ground}$	15		
$E_{paisseur_{totale}}$	3.2		

TABLEAU V.1 – Dimensions de la cellule élémentaire en polarisation circulaire

Tout comme dans le Chapitre IV - section IV.2.2, les impédances des deux lignes de cette cellule sont ramenées au niveau du via. Le patch étant symétrique, ces deux impédances sont identiques et chacune correspond à une polarisation (verticale et horizontale).

## V.2.2 Simulation de la cellule élémentaire

### A. Gain de la cellule élémentaire

Le gain de cette nouvelle cellule élémentaire est présenté en Figure V.3 :

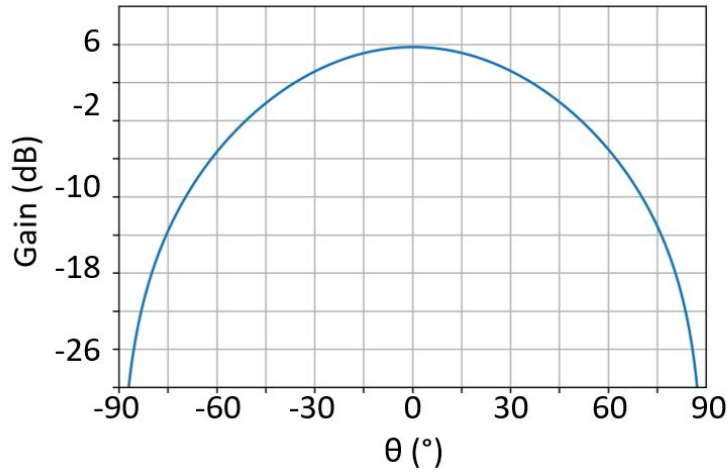


FIGURE V.3 – Gain de la cellule élémentaire en polarisation circulaire

Le gain dans l'axe de cette cellule élémentaire est de 5.7 dB soit de près de 1 dB supérieur à celui de la cellule en polarisation linéaire.

### B. Coefficients de réflexion et de transmission

La Figure V.4 présente le coefficient de réflexion (S11) et le coefficient de transmission (S21) en polarisation horizontale et verticale de la cellule élémentaire.

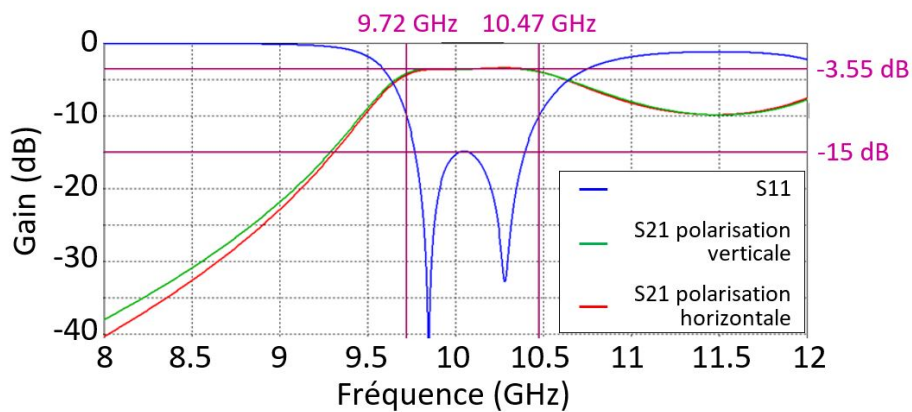


FIGURE V.4 – S11 et S21 de la cellule élémentaire en polarisation horizontale et verticale

La bande-passante à -10 dB de cette cellule est de 750 MHz soit 7.5% à 10 GHz.

Les coefficients de transmission S21 dans les deux polarisations, H et V, sont tous deux de -3.55 dB sur la bande passante de travail.

La valeur théorique du coefficient de transmission S21 dans le cadre d'une polarisation circulaire pure est de -3 dB, traduisant une puissance parfaitement répartie entre la polarisation V et la polarisation H.

La valeur du coefficient de transmission de -3.55 dB, signifie donc que les pertes d'insertions ne sont que de 0.55 dB et que la qualité de la polarisation circulaire est bonne.

### C. Déphasage de la cellule élémentaire

La nouvelle cellule élémentaire étant également une cellule de type Phase-Rotation, le déphasage et ainsi la loi de phase sur le réseau sont appliqués par rotation de l'élément rayonnant d'un côté de la cellule.

La Figure V.5 présente les différentes configurations de la cellule élémentaire :

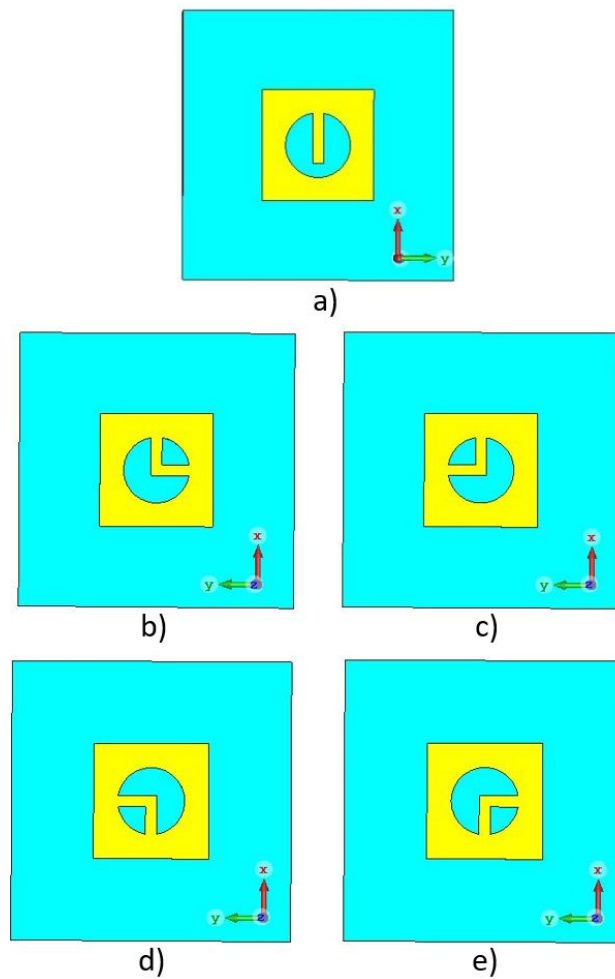


FIGURE V.5 – Configurations de la cellule élémentaire a) côté source primaire, rotation  $0^\circ$ , b) côté espace libre, rotation  $0^\circ$ , c) côté espace libre, rotation  $90^\circ$ , d) côté espace libre, rotation  $180^\circ$  et e) côté espace libre, rotation  $270^\circ$

Pour former la loi de phase 2 bits, et ainsi réaliser une polarisation circulaire par rotation séquentielle, les quatre cellules sont mises à contribution.

En effet, une compensation de phase 1 bit, soit à deux états de phase, ne permet pas de réaliser la polarisation circulaire puisque le champ électrique  $\vec{E}$  n'est ainsi pas orienté.

La Figure V.6 présente la rotation du champ électrique  $\vec{E}$  en fonction de la rotation de l'élément rayonnant de la cellule pour une compensation de phase 2 bits :

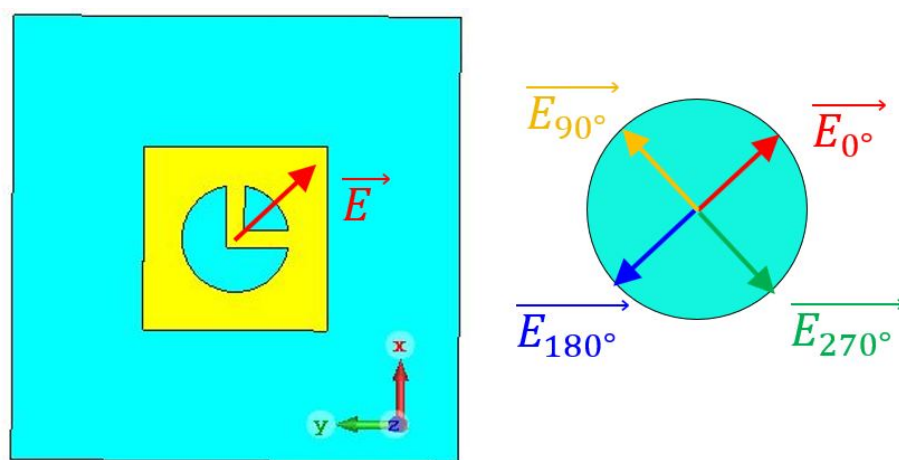


FIGURE V.6 – Rotation du champ  $\vec{E}$  en fonction de la rotation de la cellule

Il est visible sur cette figure que le sens de rotation est anti-horaire, ce qui signifie que la polarisation est circulaire gauche (LHCP).

Ce choix est arbitraire et il est tout à fait possible de réaliser facilement une polarisation circulaire droite (RHCP).

En effet, il suffit d'inverser le sens de rotation séquentiel du patch rayonnant pour faire varier le champ électrique  $\vec{E}$  dans le sens horaire, et ainsi rayonner en polarisation circulaire droite.

### V.3 Mise en réseau de la cellule avec une source de type cornet

Ce troisième prototype est illuminé par une source primaire de type cornet 15 dBi, dont la documentation constructeur est disponible en Annexe A.

La description de cette source primaire a été présentée en Chapitre IV - section IV.3 page 162.

Les dimensions de ce réseau transmetteur sont identiques à celles des prototypes précédents. Il s'agit donc d'un réseau  $20 \times 20$  mesurant  $300 \text{ mm} \times 300 \text{ mm}$ .

#### V.3.1 Simulation de l'antenne globale à l'aide du simulateur numérique hybride

Une nouvelle fois, le simulateur numérique décrit dans le Chapitre II a été utilisé pour réaliser une étude paramétrique sur la distance focale.

Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau V.2.

$\frac{F}{D}$	<b>0.25</b>	<b>0.5</b>	<b>0.75</b>	<b>1</b>	<b>1.5</b>	<b>2</b>	<i>CDC</i>
D (mm)	75	150	225	300	450	600	
$G_{CP}$ (dB)	13.9	20.5	25.1	26.1	26.9	26	<i>23</i>
$G_{2bits}$ (dB)	14.1	19.8	24.4	25.3	26	25.2	<i>18</i>
$D_{CP}$ (dB)	15.0	21.3	26.0	27.2	28.4	29	<i>25</i>
$D_{2bits}$ (dB)	14.8	20.7	25.1	26.2	28	28.2	<i>20</i>
SLL (dB)	-39	-21.5	-26.5	-25.2	-15	-15.3	<i>-18</i>
$P_{comp}$ (dB)	0.2	0.6	0.9	1	0.4	0.8	<i>6</i>
$P_{Taper}$ (dB)	16	9.7	5	3.8	2.6	2	<i>6</i>
$\eta_{ouv}$ (%)	3	11	32	42	55	63	<i>25</i>
$\eta_{Puissance}$ %	62	65	66	64	52	37	<i>60</i>

TABLEAU V.2 – Performances du réseau en polarisation circulaire pour différents rapports focaux



D'après le tableau précédent, les deux rapports focaux  $\frac{F}{D} = 0.75$  et  $\frac{F}{D} = 1$  permettent d'avoir un gain élevé et des niveaux de lobes secondaires faibles. Dans un but d'encombrement minimum, la distance focale choisie pour ce troisième prototype de transmit-array est 225 mm soit, tout comme pour le premier prototype, un rapport focal de **0.75**.

La compensation de phase choisie pour la fabrication de ce réseau est une compensation 2 bits afin de réaliser une polarisation circulaire par rotation séquentielle.

Sa répartition sur le réseau, calculée à l'aide du simulateur numérique pour un angle de dépointage  $\theta$  de  $0^\circ$ , est présentée en Figure V.7.

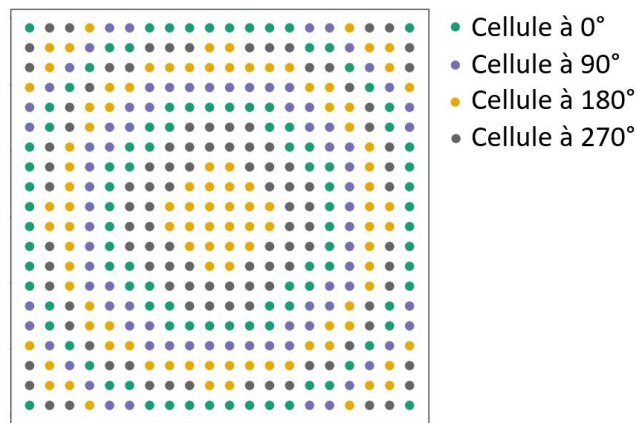


FIGURE V.7 – Répartition de phase sur la surface du transmit-array à  $\frac{F}{D} = 0.75$  en compensation 2 bits

La Figure V.8 représente le digramme de rayonnement en compensation 2 bits de ce réseau simulé par le simulateur numérique et calculé à l'aide du simulateur full-wave ONERA FACTOPO.

Les niveaux de gain obtenus par le code hybride (23.48 dB) et le simulateur FACTOPO (23.31 dB) sont très proches pour la polarisation LHCP. Les niveaux simulés en polarisation croisée (RHCP) sont également très proches.

Comme indiqué précédemment, un sens de rotation inverse des patches rayonnants aurait donné un résultat tout-à-fait similaire avec en copolarisation la polarisation circulaire droite et en cross-polarisation la polarisation circulaire gauche.

Le rapport axial, permettant d'évaluer la qualité de la polarisation circulaire, est très satisfaisant avec un niveau de 1.2 dB à la fréquence centrale.

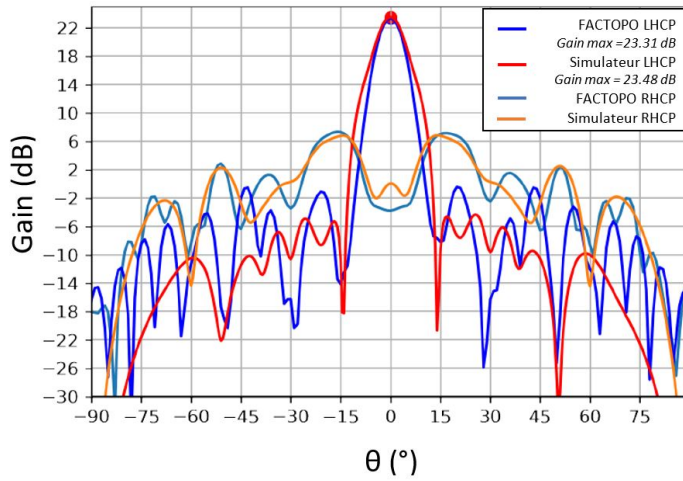


FIGURE V.8 – Diagrammes de rayonnement du prototype 3 simulés à l’aide du simulateur hybride et de l’outil ONERA FACTOPO

La Figure V.9 présente le dépointage de ce prototype pour divers angles de dépointages  $\theta$ .

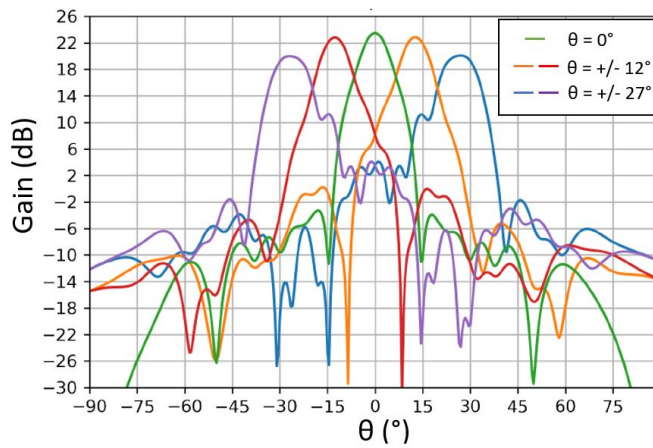


FIGURE V.9 – Diagrammes de rayonnement simulés du transmit-array pour divers dépointages

Pour ce réseau, l’intervalle de dépointage maximal permettant au réseau de conserver un gain compris entre le gain maximal et le gain à -3 dB va de  $-25^\circ$  à  $25^\circ$ , soit une plage totale de  $50^\circ$ .

Ce nouveau réseau, ainsi que les cellules unitaires, peuvent à présent être fabriqués.

### V.3.2 Caractérisation de la cellule élémentaire

Les cellules unitaires fabriquées et extraites du même panneau de fabrication que le réseau sont présentées en Figure V.10.

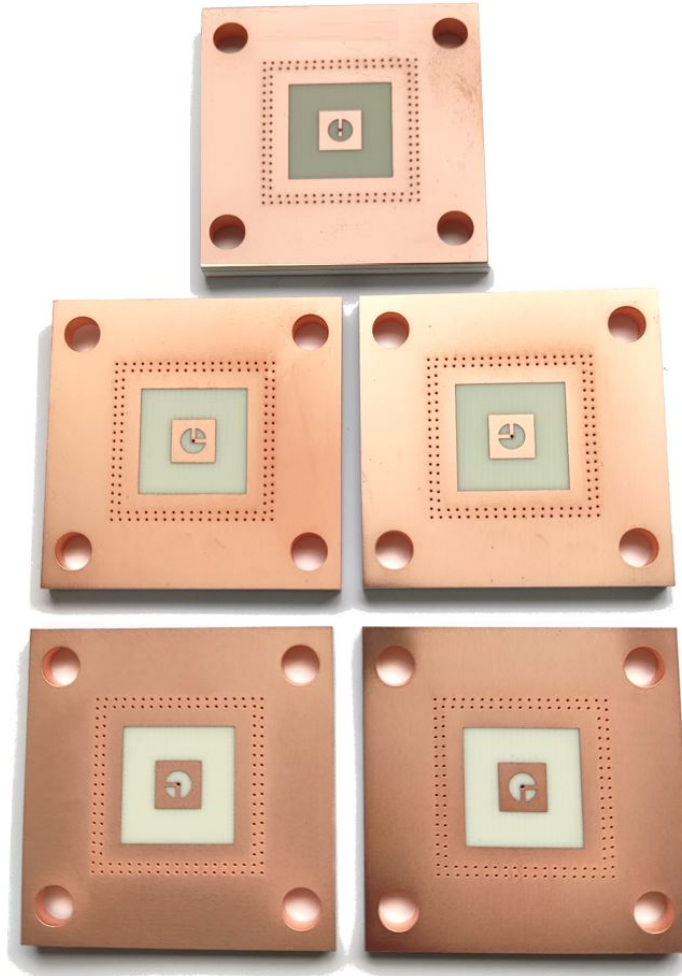


FIGURE V.10 – Photographies des nouvelles cellules fabriquées

Compte-tenu du phénomène physique présent lors de la mesure de la cellule élémentaire en polarisation linéaire, cette nouvelle cellule n'a pas été caractérisée individuellement.

## V.4 Mesure du réseau transmetteur avec une source type cornet

Les mesures de ce prototype ont été réalisées dans la même chambre anéchoïque que précédemment (cf. Chapitre IV - section B. page 174).

### V.4.1 Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage

Les mesures de ce prototype ont nécessité un post-traitement particulier.

En effet, le moyen de mesure ne possède pas de possibilité de mesure en polarisation circulaire, il a donc fallu mesurer le réseau transmetteur en polarisation verticale puis horizontale avant de mutualiser leurs contributions pour déterminer le rayonnement total de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement en polarisation linéaire et l'évolution de la quadrature de phase sont montrés en Figures V.11 et V.12.

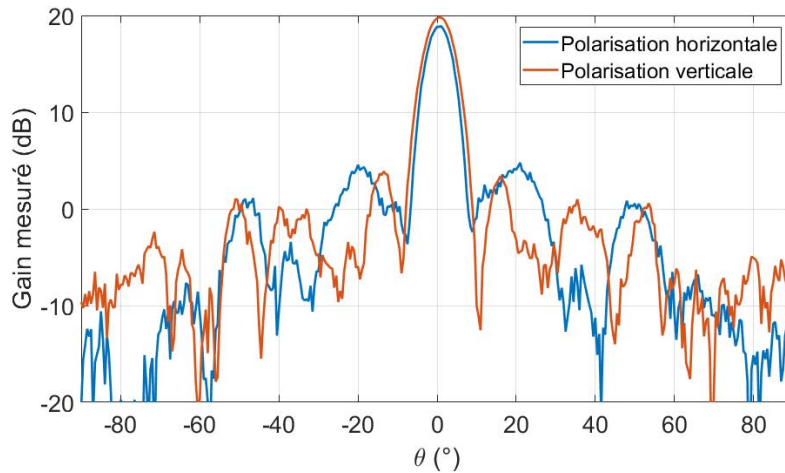


FIGURE V.11 – Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation linéaire du troisième prototype

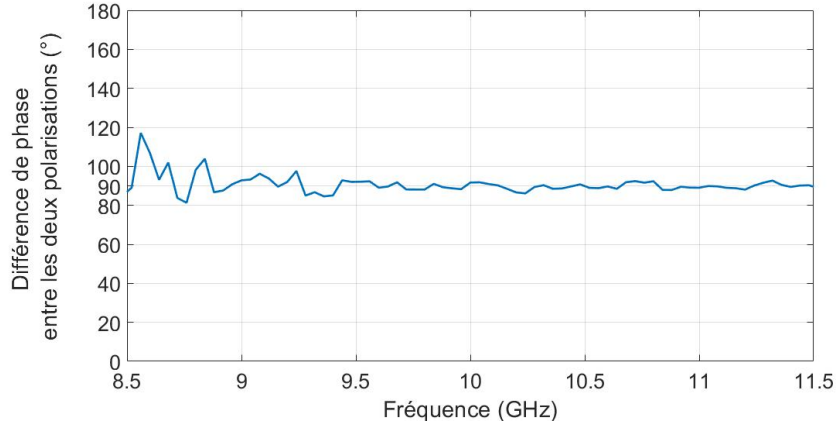


FIGURE V.12 – Quadrature de phase du troisième prototype de réseau transmetteur

La Figure V.11 montre une différence de 0.9 dB entre les deux polarisations linéaires. Le lobe principal en polarisation horizontale est de 18.9 dB contre 19.8 dB en polarisation verticale.

Le niveau de SLL est de -16.4 dB en polarisation V, et de -14.4 en polarisation H.

Le décalage observé peut être dû au fait que le changement de polarisation de la source primaire dans la chambre anéchoïque se fait manuellement sans outil de rotation précis.

En effet, un mauvais alignement de la source dans une ou deux polarisations implique un défaut dans la prise en compte des composantes linéaires.

Cet écart est en effet du même ordre que l'incertitude des mesures réalisées.

Le rapport axial (AR) de ce réseau transmetteur, dont le calcul est présenté en Equation V.1, est de 0.9 dB.

$$AR = 20 \log_{10} \left( \frac{|E_{LHCP}| + |E_{RHCP}|}{|E_{LHCP}| - |E_{RHCP}|} \right) \quad (V.1)$$

La Figure V.12 présente la différence de phase entre les deux polarisations. La courbe est bien située autour de 90° sur toute la bande et atteste d'une bonne quadrature de phase entre les polarisations.

La polarisation circulaire droite RHCP et la polarisation circulaire gauche LHCP, ont ensuite été calculées à partir du coefficient de transmission complexe.

Le diagramme de rayonnement en polarisation circulaire de ce troisième prototype est présenté en Figure V.13 :

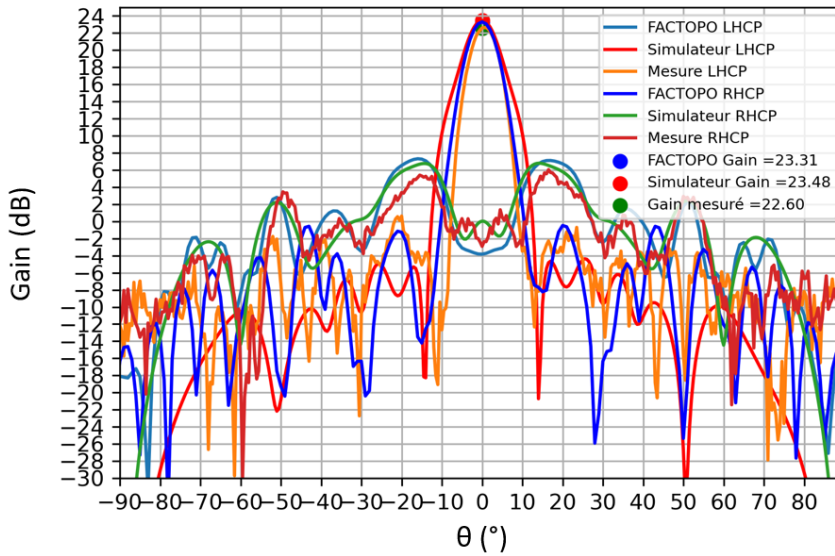


FIGURE V.13 – Diagramme de rayonnement mesuré du troisième prototype en polarisation circulaire

Le diagramme présente un gain dans l'axe mesuré de 22.7 dB pour la polarisation circulaire gauche (LHCP) et de -2.9 dB en la polarisation circulaire droite (RHCP).

Ces résultats sont satisfaisants avec un gain dans l'axe de moins de 0.8 dB inférieur à la simulation.

Ainsi, le réseau transmetteur rayonne en LHCP avec un découplage entre les polarisations de 25.6 dB.

A présent, le réseau transmetteur peut être mesuré en dépointage.

Ce réseau transmetteur a également été mesuré en dépointage. Les diagrammes de rayonnement correspondant sont présentés en Figure V.14

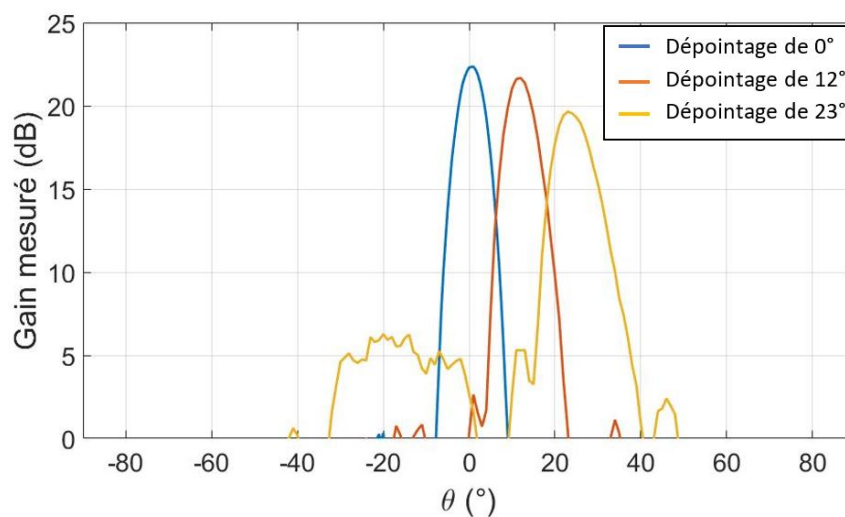


FIGURE V.14 – Diagrammes de rayonnement mesurés du troisième prototype dépointé en polarisation circulaire

Un intervalle de  $50^\circ$  permet de dépointer le faisceau en perdant moins de 3 dB de gain.

Cette valeur est similaire à celle obtenue par simulation et valide ainsi le dépointage de ce réseau.

### V.4.2 Caractérisation fréquentielle de l'antenne globale

La Figure V.15 présente la variation du gain en polarisation circulaire en fonction de la fréquence.

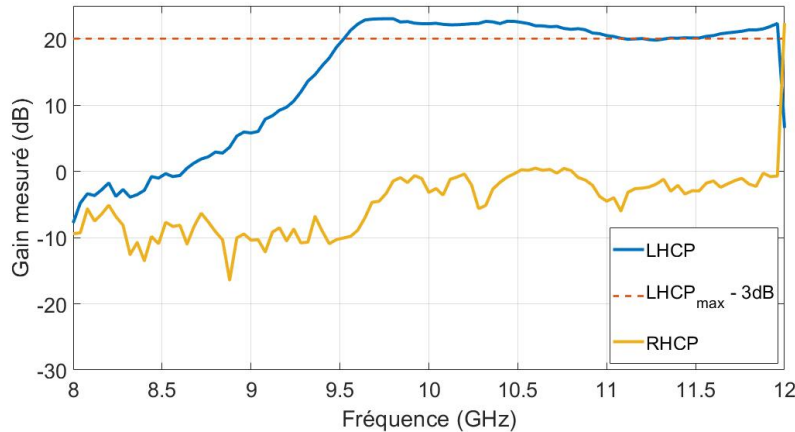


FIGURE V.15 – Variation du gain en polarisation circulaire du troisième prototype en fonction de la fréquence

Le gain maximal de 23,05 dB est observé pour une fréquence de 9,8 GHz.

Ainsi, la bande de fréquence correspond à l'intervalle pour lequel le gain est supérieur ou égal à 20,05 dB.

Cet intervalle s'étend de 9,52 GHz à 11,04 GHz, soit une bande de fréquence totale de 1,52 GHz.

Cette large bande s'explique en étudiant le coefficient de transmission  $S_{21}$  de la cellule élémentaire.

Sur la Figure V.4 page 206, le  $S_{21}$  à 10 GHz de la cellule est de -3,55 dB. La bande de fréquence à -3 dB correspond ainsi à l'intervalle pour lequel le  $S_{21}$  est supérieur ou égal à -6,55 dB soit une bande de fréquence de 1,3 GHz.

Il est à noter que pour toutes les fréquences supérieures à 9,24 GHz, le découplage entre la polarisation circulaire droite et la polarisation circulaire gauche est d'au moins 20 dB.



## V.5 Mise en réseau de la cellule avec la nouvelle source primaire

### V.5.1 Étude du rapport focal optimal

La source primaire utilisée ici correspond à la source primaire conçue et mesurée durant ces travaux.

Sa description est détaillée dans le Chapitre IV - section IV.5 page 183.

### V.5.2 Utilisation du simulateur numérique pour la mise en réseau de la cellule

Une étude paramétrique a été effectuée à l'aide du simulateur numérique afin d'évaluer la possibilité de réduire le rapport focal à 0.25 en approchant la nouvelle source primaire du réseau.

Pour rappel, la distance focale choisie pour le prototype 2, illuminé par cette même source primaire, est de 112.5 mm soit un rapport focal de 0.375.

Les diagrammes de rayonnement des rapports focaux  $\frac{F}{D} = 0.25$  et  $0.375$ , sont montrés en Figure V.16.

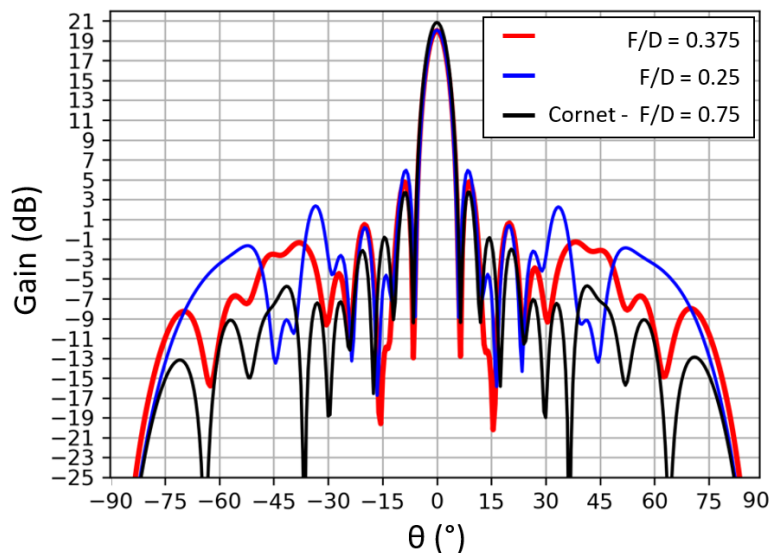


FIGURE V.16 – Diagrammes de rayonnement du réseau 4 pour divers rapports focaux

Cette figure présente également, en noir, le diagramme de rayonnement en considérant la première source primaire, le cornet, placée à un rapport focal de 0.75. Cette courbe permet d'anticiper une perte de gain de 1 dB en plaçant la nouvelle source primaire à  $\frac{F}{D} = 0.25$  par rapport au cornet à  $\frac{F}{D} = 0.75$ .

Malgré des lobes secondaires plus élevés qu'à  $\frac{F}{D} = 0.375$ , avec un niveau de SLL de -14 dB, le rapport focal de 0.25 offre de bonnes performances tout en diminuant considérablement l'encombrement de l'antenne.

C'est donc le rapport focal optimal de **0.25** qui a été choisi pour ce quatrième prototype de réseau transmetteur.

S'agissant à nouveau d'une source multiple, sa loi de phase a été calculée à l'aide de l'algorithme d'optimisation intégré au simulateur hybride (cf. Chapitre II - section B. page 82).

La loi de phase à appliquer au réseau, pour un dépointage  $\theta = 0^\circ$  en sortie de transmit-array, a été calculée par le simulateur numérique et est présentée en Figure V.17.

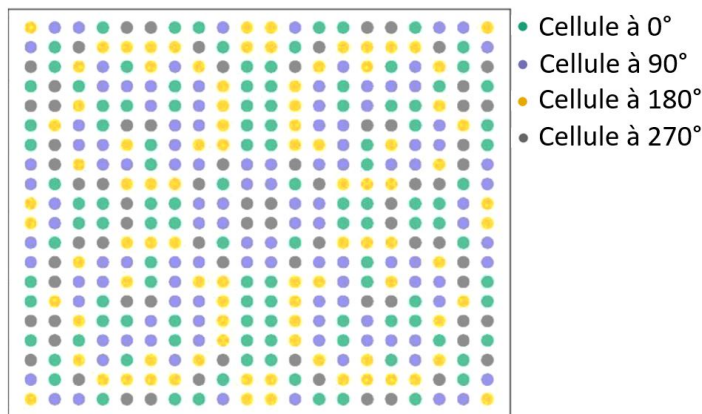


FIGURE V.17 – Répartition de phase sur la surface du quatrième prototype, en compensation 2 bit

### V.5.3 Simulation en dépointage

Une simulation de dépointage a été effectuée à l'aide du simulateur numérique hybride et est montrée en Figure V.18 :

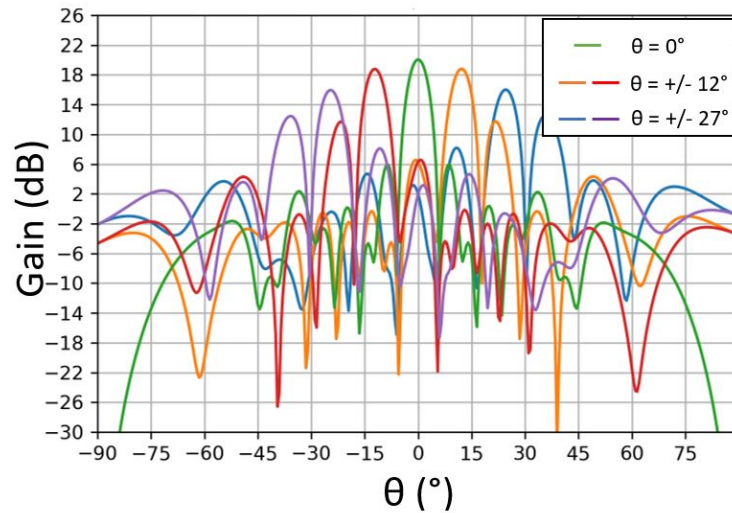


FIGURE V.18 – Diagramme de rayonnement en dépointage du quatrième prototype

Cette figure montre que le lobe principal est correctement dépointé et offre une plage de dépointage de  $36^\circ$  en conservant un gain élevé mais cela augmente considérablement le niveau des lobes secondaires.

## V.6 Mesure du réseau transmetteur avec la nouvelle source primaire

### V.6.1 Caractérisation de l'antenne globale dans l'axe et en dépointage avec la nouvelle source primaire

Le diagramme de rayonnement en polarisation linéaire de ce quatrième prototype compact est montré en Figure V.19.

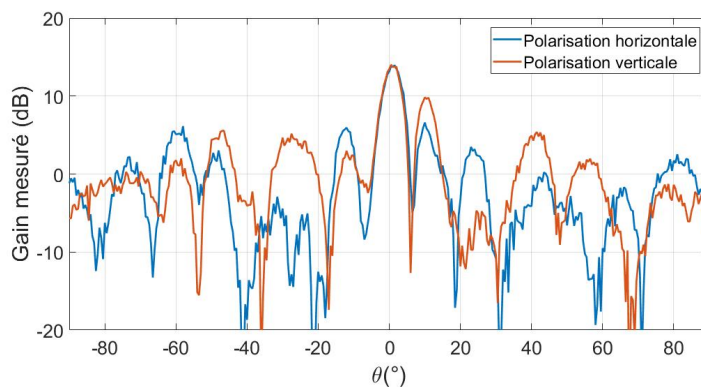


FIGURE V.19 – Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation linéaire du quatrième prototype

Contrairement au précédent prototype, ce réseau transmetteur présente un gain dans l'axe similaire en polarisation horizontale et verticale. Celui-ci, d'une valeur de 14 dB, s'effondre à cause du haut niveau des lobes secondaires avec un SLL de -7.4 dB en polarisation H et un SLL de -4.2 en polarisation V.

Le rapport axial (AR) de 0.3 dB de ce quatrième réseau transmetteur est très satisfaisant.

La Figure V.20 présente l'évolution de la quadrature de phase, c'est-à-dire la différence de phase entre les deux polarisations.

La différence de phase entre les deux polarisations se situe autour de  $90^\circ$  entre 9.1 GHz et 10.5 GHz, traduisant une bonne quadrature de phase. En dehors de cet intervalle la différence de phase varie plus.

Cela signifie que le réseau est mieux adapté entre 9.1 GHz et 10.5 GHz.

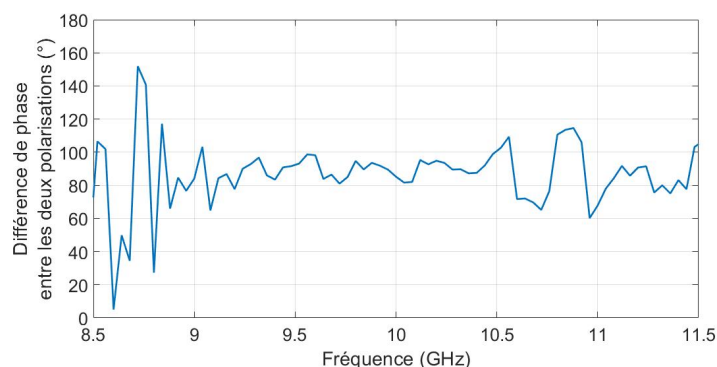


FIGURE V.20 – Quadrature de phase du quatrième prototype

Le diagramme de rayonnement en polarisation circulaire de ce quatrième prototype est présenté en Figure V.21 :

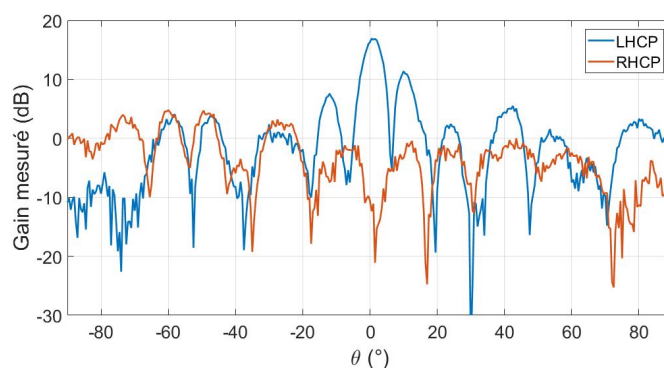


FIGURE V.21 – Diagramme de rayonnement mesuré du quatrième prototype en polarisation circulaire

Le diagramme présente un gain dans l'axe mesuré de 16.5 dB pour la polarisation circulaire gauche et de -10.6 dB en polarisation circulaire droite.

Ce réseau transmetteur rayonne donc bien en polarisation circulaire gauche avec un découplage entre les deux polarisations de 27.1 dB à 10 GHz.

Ces résultats sont inférieurs aux simulations annonçant un gain de 20 dB.

Cependant il faut prendre en compte l'offset de 1.6 dB observé sur la source primaire, remontant ainsi le gain à 18.1 dB. Le niveau des lobes secondaires de ce dernier prototype sont élevés avec un niveau de SLL de seulement -5.5 dB contre -14 dB en simulation.

Une série de rétro-simulations a été effectuée à l'aide du simulateur numérique hybride afin de déterminer l'origine de la diminution du niveau gain et du haut niveau des lobes secondaires.

Il s'avère que ce réseau transmetteur est très sensible à sa position relative par rapport à la source primaire.

De plus, étant donné le design de la cellule élémentaire, le déplacement latéral (suivant l'axe  $x$ ) a un impact plus fort sur la polarisation H que sur la polarisation V. A l'inverse, le déplacement en hauteur (suivant l'axe  $y$ ) impacte davantage la polarisation V que la polarisation H (cf. Figure V.22).

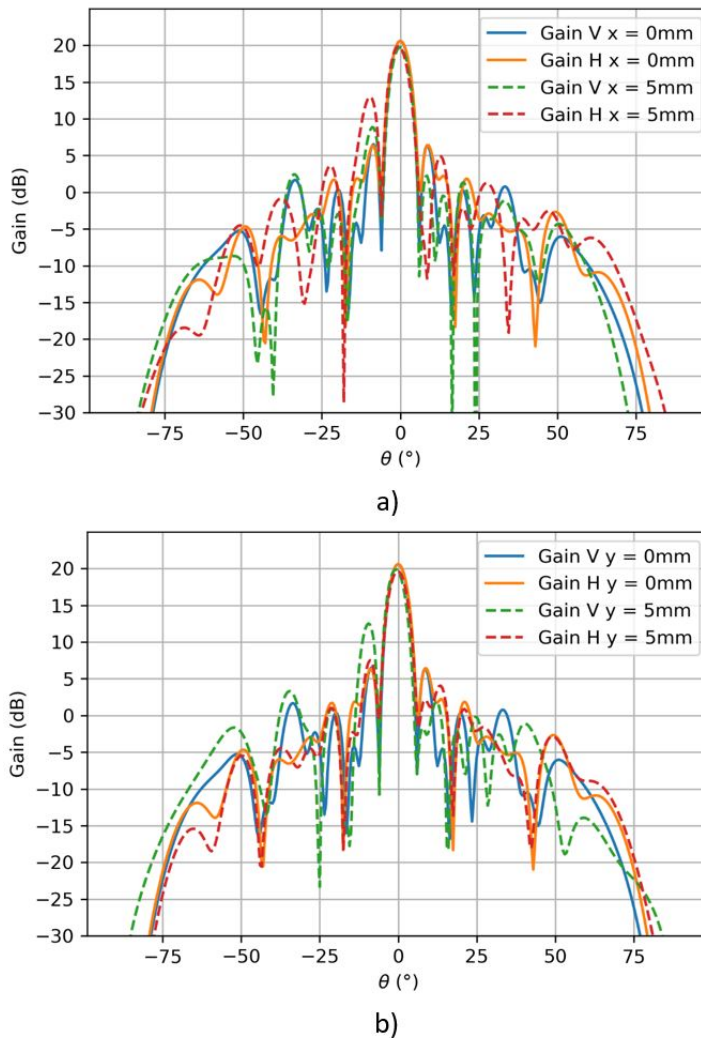


FIGURE V.22 – Diagrammes de rayonnement simulés du quatrième prototype en polarisation V et H avec déplacement suivant l'axe a)  $x$  et b)  $y$

Les Figures V.23 et V.24 présentent les diagrammes de rayonnement simulés respectivement en polarisation H puis V en déplaçant latéralement (axe x) puis en hauteur (axe y) la position de la source primaire.

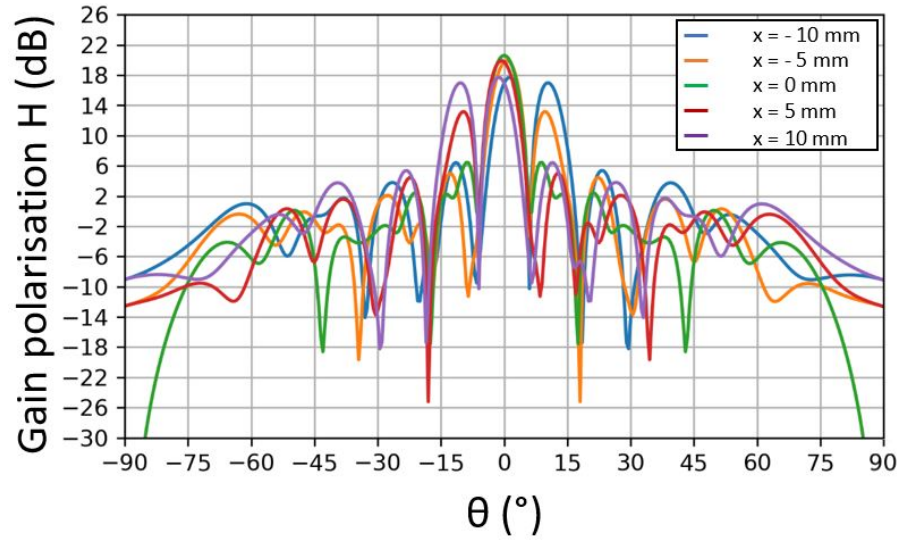


FIGURE V.23 – Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement latéral

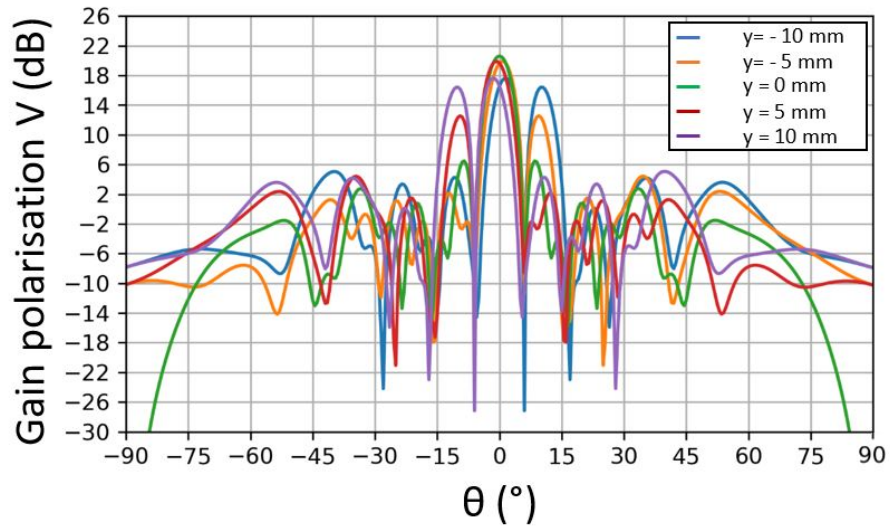


FIGURE V.24 – Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement en hauteur

Ces figures permettent de constater qu'un déplacement latéral de 5 mm implique une remontée des lobes secondaires de plus de 10 dB en polarisation H et qu'un même déplacement en hauteur engendre également une remontée des lobes secondaires de 10 dB en polarisation V.

La combinaison de ces comportements et des effets sur les deux polarisations correspond aux résultats observés en mesure.

Il est intéressant de noter que cet effet n'a pas été observé sur le deuxième prototype, également illuminé par la nouvelle source primaire.

Cela est dû au fait que le second prototype est positionné à une distance de 112.5 mm de la source primaire tandis que ce quatrième réseau transmetteur est situé à seulement 75 mm de la source.

Ainsi, ce grand rapprochement implique qu'une faible déviation de l'alignement du réseau et de la source primaire a un impact très fort sur la phase incidente appliquée au réseau et par conséquent sur le rayonnement du transmit-array.



Une étude de la sensibilité du rayonnement en fonction de l’alignement fin du réseau transmetteur et de la source primaire a été réalisée.

De nouvelles rétro-simulations ont ainsi été effectuées en déplaçant latéralement la source primaire par rapport au réseau de  $\Delta x \in [-3; 3]$  mm et en hauteur de  $\Delta y \in [-3; 3]$  mm.

Les résultats sont présentés en Figures V.25 et V.26. La Figure V.27 illustre l’impact direct du désalignement de la source primaire par rapport au réseau sur le gain dans l’axe du transmit-array et sur le niveau de ses lobes secondaires.

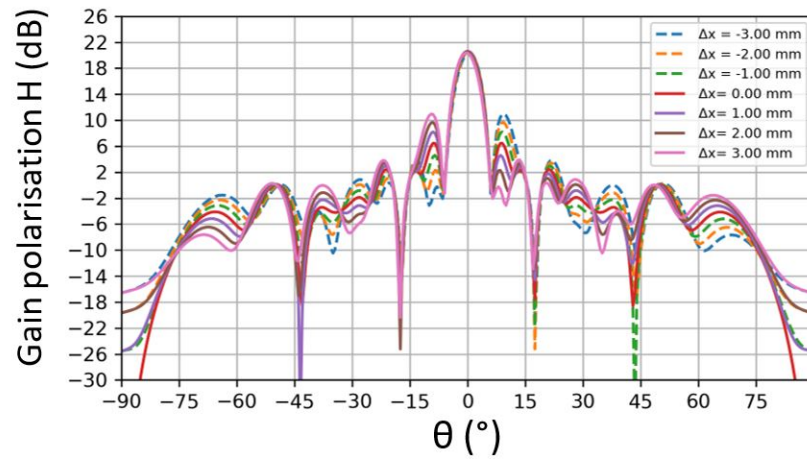


FIGURE V.25 – Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement latéral fin

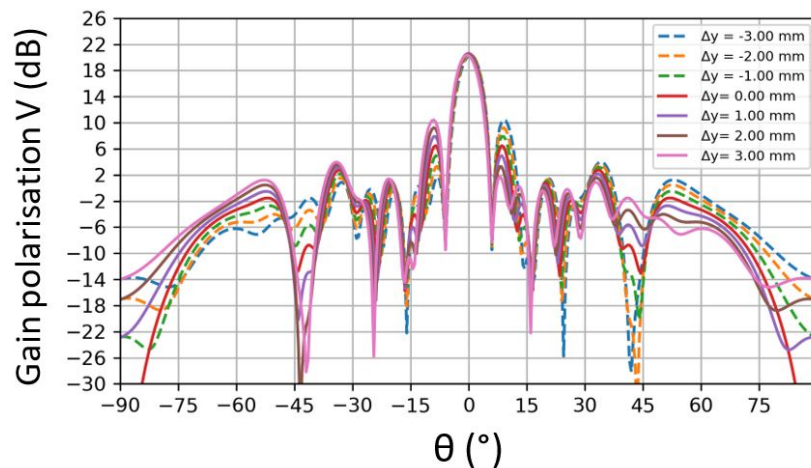


FIGURE V.26 – Rétro-simulation du diagramme de rayonnement du quatrième prototype - Déplacement fin en hauteur

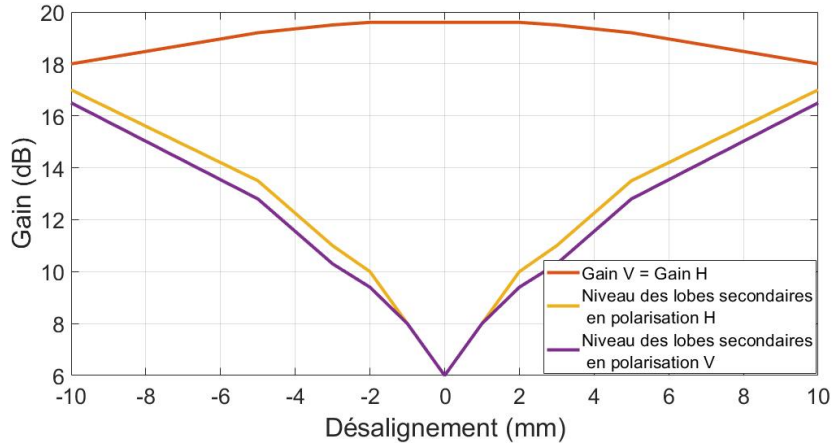


FIGURE V.27 – Impact du désalignement sur le gain et le niveau des lobes secondaires du quatrième prototype

Ces figures montrent que le gain dans l'axe s'effondre à mesure que les lobes secondaires augmentent. Son niveau diminue de 0.4 dB pour un déplacement latéral ou en hauteur de 5 mm.

En revanche, il est visible ici qu'un désalignement de seulement 1 mm dans une direction (latéralement ou en hauteur) implique une remontée des lobes secondaires de près de 2 dB.

La Figure V.28 montre qu'une combinaison de désalignement de 1 mm dans les deux directions (x et y) implique un niveau de lobes secondaires de 8.7 dB en polarisation V et H, soit des SLL de seulement -11.3 dB contre -14 dB en alignement parfait.

Une déviation de 5 mm dans les deux directions engendre une chute de gain de 2.3 dB et un niveau de lobes secondaires très hauts, de 13.6 dB.

Les SLL dans ce cas-là sont d'à peine -5 dB.

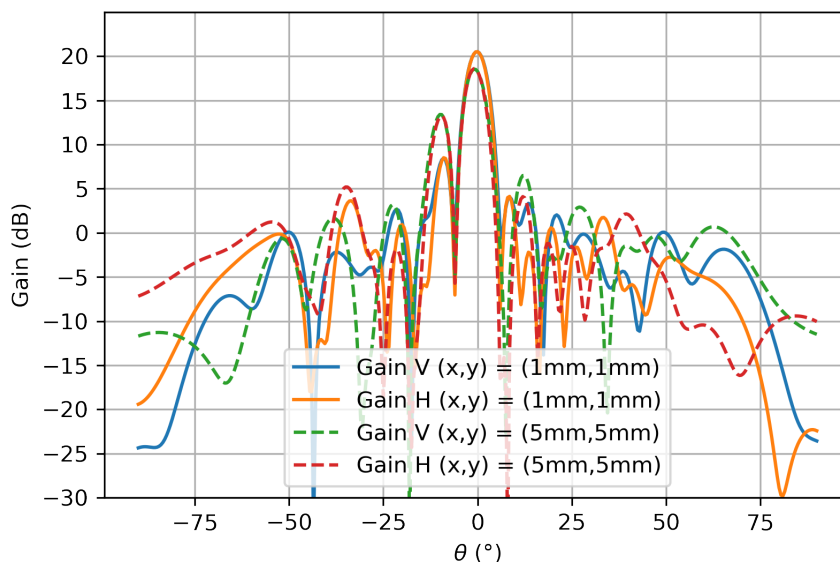


FIGURE V.28 – Diagrammes de rayonnement simulés du quatrième prototype en polarisation V et H avec déplacement suivant les axes x et y de 1 mm et 5 mm

Ces rétro-simulations ont pu être rapidement réalisées à l’aide du simulateur numérique et ont permis de comprendre le comportement et l’allure du diagramme de rayonnement de ce quatrième prototype de réseau transmetteur.

Ainsi, pour retrouver en mesure le diagramme de rayonnement initialement simulé présentant un niveau de lobes secondaires beaucoup plus faible, il est nécessaire de pouvoir centrer avec précision, au millimètre près, en translation et en hauteur le réseau transmetteur par rapport à la source primaire.

Une telle précision n’est pas possible avec les moyens actuellement disponibles à l’ONERA.

Néanmoins, le comportement de ce quatrième réseau transmetteur est à présent compris et validé.

Ce quatrième prototype de réseau transmetteur a ensuite été mesuré en dépointage. La Figure V.29 présente son diagramme de rayonnement pour divers dépointages.

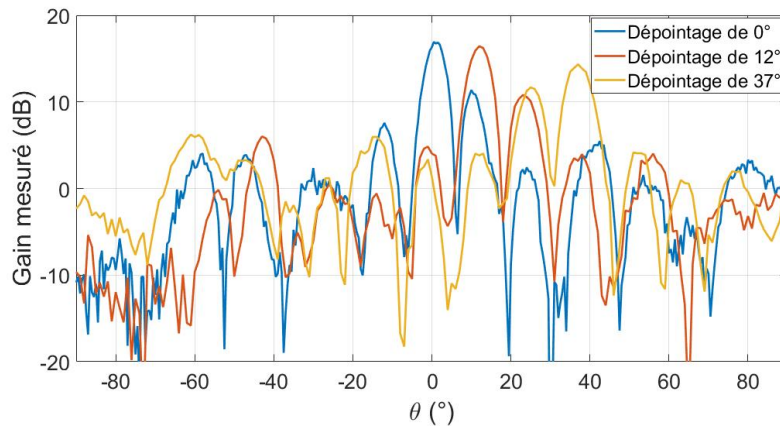


FIGURE V.29 – Diagrammes de rayonnement dépointés mesurés du quatrième prototype en polarisation circulaire

Cette figure montre des lobes secondaires très élevés quel que soit le dépointage, dus au désalignement du réseau par rapport à la source primaire.

Il n'est ainsi pas possible actuellement de définir précisément la plage de dépointage, néanmoins le système semble correctement dépointer le faisceau.

### V.6.2 Caractérisation fréquentielle de l'antenne globale avec la nouvelle source primaire

La Figure V.30 illustre l'évolution du gain en polarisation circulaire droite et gauche en fonction de la fréquence.

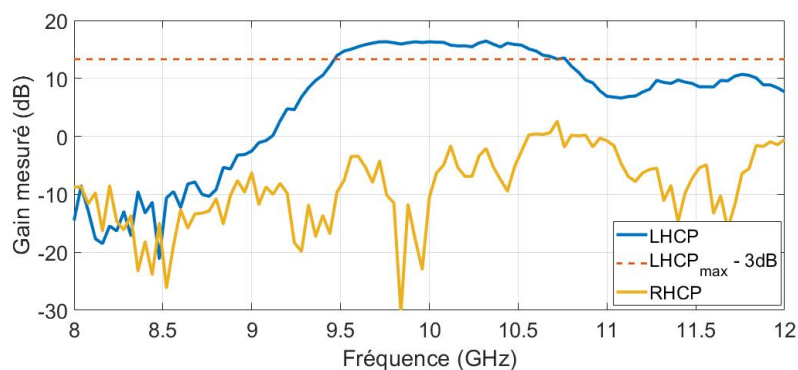


FIGURE V.30 – Variation du gain en polarisation circulaire du quatrième prototype en fonction de la fréquence

La bande de fréquence de ce réseau transmetteur correspond à l'intervalle pour lequel le gain est supérieur ou égal à 13.5 dB et s'étend de 9.46 GHz à 10.76 GHz, soit une bande de fréquence de 1.3 GHz.

Cette bande de fréquence correspond tout-à-fait à la bande de fréquence pour laquelle le coefficient de transmission de la cellule élémentaire est supérieur ou égal à -6.55 dB.

La tenue de la polarisation circulaire est moins bonne que pour le troisième prototype mais reste satisfaisante avec un niveau de découplage d'au moins 15 dB sur l'ensemble de la bande utile.

## V.7 Conclusions

Ce chapitre a décrit la conception d'une nouvelle cellule élémentaire dont rotation séquentielle une fois mise en réseau permet une conversion de polarisation linéaire à circulaire.

La mise en réseau de cette cellule a permis de concevoir un troisième prototype de transmit-array, illuminé par un cornet 15 dBi.

La loi de phase appliquée au réseau a été calculée par le simulateur numérique hybride et mise en œuvre par la rotation de l'élément rayonnant de la cellule élémentaire.

Ce réseau transmetteur a été fabriqué puis mesuré dans la chambre anéchoïque interne de l'ONERA.

Les simulations réalisées à l'aide du simulateur numérique et de l'outil de simulation full-wave ONERA FACTOPO annonçaient un gain dans l'axe de 23.48 dB et de 23.31 dB tandis que la mesure a révélé un gain à  $\theta = 0^\circ$  de 22.7 dB.

Les résultats sont ainsi encourageants et montrent une bonne pureté de la polarisation circulaire gauche.

Un quatrième réseau transmetteur compact illuminé par la multisource a été conçu avec les mêmes cellules élémentaires.

La distance focale séparant la source primaire de ce quatrième prototype est de 75 mm soit un rapport focal de  $\frac{F}{D} = 0.25$ , permettant à cette antenne d'être particulièrement compacte.

Le gain dans l'axe mesuré de 18.1 dB de ce réseau transmetteur est inférieur à celui annoncé par les simulations de 20 dB et le niveau des lobes secondaires est très élevé.

Ce comportement a été identifié et correspond à un désalignement relatif en translation et en hauteur du réseau transmetteur par rapport à la source primaire.

Des rétro-simulations ont pu être effectuées très rapidement à l'aide du simulateur numérique hybride en prenant en compte ce décalage.

Ces simulations montrent des résultats similaires à ceux observés en mesure, attestant d'un bon fonctionnement de ce quatrième prototype.

Quelques millimètres de déviation d'alignement impliquent une remontée des lobes secondaires de 10 dB. Une grande précision de positionnement, au millimètre près, est ainsi nécessaire à l'utilisation de ce prototype.

Ce dernier prototype est particulièrement intéressant. Il propose un rayonnement présentant une bonne pureté de la polarisation circulaire et des niveaux de gains tout à fait acceptables pour un encombrement moindre.





# Conclusion Générale

## Conclusion de la thèse

Ce travail de thèse a été consacré aux antennes de type réseau transmetteur et à leurs sources primaires associées.

Leur fonctionnement repose sur deux réseaux d'antennes : un premier réseau en réception et un second réseau en émission.

Ces réseaux d'antennes sont composés de cellules élémentaires dites à rotation de phase. Ces cellules permettent d'apporter un déphasage au réseau qui se traduit par un dépointage du faisceau.

Le premier chapitre de ce manuscrit restitue, de manière non exhaustive, les fonctionnements et performances de cellules élémentaires présentant un intérêt particulier et de leurs transmit-arrays associés.

A partir de ces recherches, une cellule élémentaire en polarisation linéaire a été réalisée et utilisée dans la conception d'un premier réseau transmetteur.

Ce réseau, présentant de bonnes performances en simulation, a été fabriqué puis mesuré, donnant lieu à d'excellents résultats de mesure avec un gain dans l'axe de 21.1 dB et des niveaux de lobes secondaires de -19 dB.

Le diagramme en dépointage mesuré de ce réseau est très proche des simulations et offre une plage de dépointage de  $47.5^\circ$ .

Dans le but de réduire l'encombrement du système, une nouvelle source primaire a été conçue, permettant de diminuer de moitié la distance focale séparant la source du réseau.

Il s'agit d'un système multisource constitué de quatre patches.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

---

Chaque patch est associé à un quart du réseau transmetteur, permettant de considérer quatre sous-systèmes dont la focale est inévitablement plus courte.

Cette source primaire a été réalisée et sa mesure montre qu'en dehors d'un offset global de 1.6 dB, son fonctionnement correspond aux simulations.

La mesure de cette nouvelle source primaire associée à son réseau dédié a conduit à des résultats tout à fait satisfaisants avec un gain dans l'axe de 17 dB et des lobes secondaires autour de -15 dB. L'intervalle de dépointage de ce second prototype est de  $48^\circ$ , soit la même plage que pour le précédent réseau.

L'étude s'est ensuite portée sur ces mêmes réseaux, associés aux mêmes sources, mais composés de cellules élémentaires permettant une dépolarisation en sortie de réseau, impliquant une polarisation linéaire du côté de la source primaire, et une polarisation circulaire en sortie de réseau.

Pour ce faire une nouvelle cellule disposant de cette faculté de dépolarisation une fois mise en réseau a été conçue.

Un troisième prototype de réseau transmetteur a été réalisé afin d'évaluer la pertinence de cette nouvelle cellule utilisée dans un réseau illuminé par un cornet 15 dBi.

Les mesures de celui-ci ont montré une bonne polarisation circulaire avec un gain dans l'axe de 22.3 dB, des lobes secondaires de -22 dB et un découplage entre la polarisation circulaire gauche et la polarisation circulaire droite de 25.5 dB.

La bande de fréquence de ce prototype est très grande, de plus de 1.5 GHz. La mesure en dépointage de ce réseau est identique aux simulations et permet une plage de dépointage de  $50^\circ$ .

Un dernier prototype de transmit-array a également été conçu dans le but de fonctionner avec la nouvelle source primaire et par conséquent de réduire l'encombrement de l'antenne.

Ce réseau a en effet été conçu pour fonctionner à une distance focale encore plus courte que précédemment, à un rapport focal de 0.25.

Les mesures de ce réseau traduisent une bande passante de 1.3 GHz ainsi qu'une bonne polarisation circulaire.

Les résultats présentent un gain dans l'axe de 18.1 dB avec un découplage supérieur à 27 dB.

Cependant le niveau des lobes secondaires mesuré est très haut à cause d'un désalignement dans la chambre anéchoïque.

En effet, la courte distance focale de ce prototype implique une sensibilité particulièrement grande à l'alignement de la source primaire et du réseau transmetteur.

Les rétro-simulations effectuées à l'aide du simulateur hybride ont montré qu'un déplacement de 1 mm engendre une remontée des lobes secondaires de 2 dB, et qu'un déplacement de 5 mm implique une remontée de 10 dB.

Il est donc primordial de disposer d'outils d'ajustement de position au millimètre près.

Une telle précision n'est pas actuellement possible dans la chambre anéchoïque de l'ONERA, néanmoins le comportement de ce quatrième prototype compact correspond tout-à-fait aux simulations et est donc validé.

Ainsi tout au long de cette thèse cinq prototypes ont été conçus et mesurés.

Un prototype de source primaire permettant de diminuer grandement l'encombrement de l'antenne, ainsi que quatre réseaux transmetteurs dont le fonctionnement est très satisfaisant et permet d'envisager divers domaines d'utilisation.

## Perspectives

Cette thèse a permis de réaliser quatre prototypes de réseaux transmetteurs en polarisation linéaire - linéaire et en polarisation linéaire - circulaire, ainsi qu'un prototype de source primaire.

Il serait intéressant de réaliser un prototype similaire en polarisation circulaire - circulaire afin de comparer les résultats et évaluer l'intérêt de la dépolarisation.

La conception d'un nouveau système de fixation de la source primaire et du réseau transmetteur dans la chambre anéchoïque pourrait permettre une meilleure précision d'alignement. Ce système permettrait ainsi de réaliser de nouvelles mesures du quatrième prototype afin d'évaluer son rayonnement dans des conditions identiques aux simulations.

Le simulateur numérique enrichi dans ces travaux a été très utile à la fois dans une phase d'étude paramétrique, dans la répartition des cellules pour créer la loi de phase souhaitée mais aussi dans la simulation de l'antenne complète.

De plus, il a également permis de réaliser rapidement des rétro-simulations permettant de comprendre le comportement du quatrième prototype compact.

Il pourrait être bénéfique de continuer l'amélioration de ce simulateur numérique hybride en y intégrant des amplificateurs et des atténuateurs permettant de faire varier la loi de pondération en amplitude et ainsi de dépointer le faisceau.

En effet, tous ces prototypes sont des réseaux transmetteurs passifs, c'est-à-dire disposant d'une loi de phase fixe.

Alessandro de Oliveira Cabral Junior ayant participé à travers son stage de fin d'études aux travaux de cette thèse, étudiera l'introduction de composants actifs afin d'optimiser la compensation de phase sur la lentille tout au long d'une nouvelle thèse qui débutera en Octobre 2021.

Il serait peut-être possible d'envisager de réaliser un réseau transmetteur à base de métamatériaux [61], afin d'obtenir des diélectriques à grande permittivité et ainsi de réduire considérablement l'épaisseur du réseau.

Enfin, il serait très intéressant de travailler sur la conception réseaux transmetteurs non plans. En effet, des réseaux transmetteurs de forme concave pourraient présenter un intérêt dans une utilisation aéronautique en les intégrant directement à la place du radôme.





# Bibliographie

- [1] F. T. DIABY, « Conception d'antennes à réseaux transmetteurs à dépointage et formation de faisceau », thèse de doct., LETI - Laboratoire d'Electronique et Technologies de l'Information, 2018.
- [2] H. KAOUACH, « Antennes quasi-optiques reconfigurables à grande ouverture aux fréquences millimétriques », IETR - Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, 2009.
- [3] H. KAOUACH, L. DUSSOPT, R. SAULEAU et T. KOLECK, « Design and demonstration of 1-bit and 2-bit transmit-arrays at X-band frequencies », *European Microwave Conference (EuMC)*, 2009.
- [4] P. NASERI, S. A. MATOS, J. R. COSTA et C. A. FERNANDES, « Phase-Delay Versus Phase-Rotation Cells for Circular Polarization Transmit Arrays - Application to Satellite Ka-Band Beam Steering », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018.
- [5] C. YANN, « Modélisation électromagnétique de cellules actives environnées - Application à l'analyse et la synthèse d'une antenne reflectarray à balayage électronique », Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Rennes, 2012.
- [6] S. MENER, « Conception d'une cellule déphaseuse pour un réseau réflecteur reconfigurable à deux polarisations circulaires indépendantes », Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Rennes, 2014.
- [7] E. FOURN, « Contribution au développement de composants micro-ondes multi-bandes et/ou reconfigurables. Applications aux antennes directives et aux filtres planaires. », Université de Rennes 1, 2018.
- [8] M. N. BIN ZAWAWI, J. LANTERI et C. MIGLIACCIO, « 20-GHz Single-bit Active Elementary Cell », *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2013)*, 2013.
- [9] M. N. BIN ZAWAWI, J. LANTERI, C. MIGLIACCIO et C. PICHOT, « 20 GHz Active Reflectarray using 1-bit phase shifter », *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S / URSI)*, 2013.
- [10] M. WANG, S. XU, F. YANG et M. LI, « A 1-bit Bidirectional Reconfigurable Transmit-Reflect-Array Using a Single-Layer Slot Element With PIN Diodes », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019.

- [11] O. PICON et COLL, *Les Antennes : Théorie, conception et applications*. 2009.
- [12] H. LEGAY, B. SALOME, E. LABIOLE, M.-A. MILON, D. CADORET, R. GILLARD, R. CHAHARMIR et J. SHAKER, « Reflectarrays for Satellite Telecommunications Antennas », *2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 2007.
- [13] THIEN NGUYEN et B. D. NGUYEN, « X-band Transmitarray Using Cut-Ring Patch », *IEEE Conference on Antenna Measurements AND Applications (CAMA)*, 2017.
- [14] K. PHAM, R. SAULEAU, E. FOURN, F. DIABY, A. CLEMENTE et L. DUSSOPT, « Ka-Band Metal-Only Transmitarrays for Low-Cost Satcom Terminals », *39th ESA Antenna Workshop*, 2018.
- [15] X. ZHONG, J. RUAN, Z. LEI et H.-X. XU, « Broadband low-profile transmitarray antenna using three-dimensional cross dipole elements », *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2018.
- [16] A. H. ABDELRAHMAN, A. Z. ELSHERBENI et F. YANG, « Transmitarray Antenna Design Using Cross-Slot Elements With No Dielectric Substrate », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014.
- [17] A. MASSACCESI, P. PIRINOLI, V. BERTANA, G. SCORDO, S. L. MARASSO, M. COCUZZA et G. DASSANO, « 3D-Printable Dielectric Transmitarray With Enhanced Bandwidth at Millimeter-Waves », *IEEE Access*, 2018.
- [18] A. MASSACCESI, G. DASSANO et P. PIRINOLI, « Beam Scanning Capabilities of a 3D-Printed Perforated Dielectric Transmitarray », *Electronics*, 2019.
- [19] A. MASSACCESI, P. PIRINOLI, V. BERTANA, G. SCORDO, S. L. MARASSO, M. COCUZZA et G. DASSANO, « Broadband Dielectric Transmitarray with Scanning Capabilities », *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019)*, 2019.
- [20] A. MASSACCESI, P. PIRINOLI et J. C. VARDAXOGLU, « A Multilayer Unit-cell Perforated Dielectric Transmitarray Antennas », *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation And USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018.
- [21] H. KAOUACH, L. DUSSOPT, R. SAULEAU et T. KOLECK, « X-band transmitarrays with linear and circular polarization », *4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010)*, 2010.
- [22] H. KAOUACH, L. DUSSOPT, J. LANTÉRI, T. KOLECK et R. SAULEAU, « Wideband Low-Loss Linear and Circular Polarization Transmit-Arrays in V-Band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011.
- [23] H. KAOUACH, « Design and Characterization of Circularly Polarized Discrete Lens Antennas in 60-GHz Band », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016.
- [24] K. PHAM, R. SAULEAU, E. FOURN, F. DIABY, A. CLEMENTE et L. DUSSOPT, « Dual-Band Transmitarrays with Dual-Linear Polarization at Ka-Band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017.



- 
- [25] K. PHAM, R. SAULEAU, A. CLEMENTE et L. DUSSOPT, « Electronically Reconfigurable Unit-Cell and Transmitarray in Dual-Linear Polarization at Ka-Band », *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019)*, 2019.
- [26] H. KAOUACH, « Wideband High-Efficiency Unit-Cell for 1-bit and 2-bit Transmit-Arrays Operating in X-Band », *11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2017)*, 2017.
- [27] H. KAOUACH et M. A. BELAID, « Tri-layer linearly-polarized discrete lens antenna operating in X-band, design And characterization », *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2018.
- [28] H. KAOUACH et M. A. BELAID, « Design and demonstration of Linearly-Polarized Transmit-Arrays in X-band », *15th European Radar Conference (EuRAD)*, 2018.
- [29] H. KAOUACH et O. PIGAGLIO, « Linearly Polarized Unit-Cells for Transmit-Arrays Operating in mmWave Bands », *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2019.
- [30] P. NASERI, P. MOUSAVI et H. MOGHADAS, « K-band Circularly-Polarized Reconfigurable Transmit-array Unit-Cell », *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation And USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015.
- [31] P. NASERI, F. KHOSRAVI et P. MOUSAVI, « Antenna-Filter-Antenna-Based Transmit-Array for Circular Polarization Application », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017.
- [32] R. MADI, A. CLEMENTE et R. SAULEAU, « Dual-Band Dual-Linearly Polarized Transmitarray at Ka-Band », *European Microwave Conference (EuMC)*, 2021.
- [33] P. NASERI, S. A. MATOS, J. R. COSTA, C. A. FERNANDES et N. J. G. FONSECA, « Dual-Band Dual-Linear-to-Circular Polarization Converter in Transmission Mode Application to K/Ka-Band Satellite Communications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018.
- [34] P. NASERI et S. V. HUM, « A Dual-Band Dual-Circularly Polarized Reflectorarray for K/Ka-Band Space Applications », *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019)*, 2019.
- [35] S. A. MATOS, J. R. COSTA et N. J. G. FONSECA, « High Gain Dual-Band Beam-Steering Transmit Array for Satcom Terminals at Ka-Band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017.
- [36] S. A. MATOS, P. NASERI, J. TEXEIRA, J. R. COSTA et C. A. FERNANDES, « New Concept for Multibeam Antennas Based on Two Cascaded Ka-Band Transmit-Arrays », *39th ESA Antenna Workshop on Innovative Antenna Systems and Technologies for Future Space Missions*, 2018.
- [37] D. DINH LE, B. D. NGUYEN, M. THIEN NGUYEN et VAN SU TRAN, « Study of Folded Reflector Multibeam Antenna With Dielectric Rods as Primary Source », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017.

- [38] F. DIABY, A. CLEMENTE, R. SAULEAU, K. PHAM et L. DUSSOPT, « Electronically-Steerable Transmitarray at Ka-Band with 2 bits of phase quantization », *39th ESA Antenna Workshop*, 2018.
- [39] A. CLEMENTE, L. DUSSOPT, R. SAULEAU, P. POTIER et P. POULIGUEN, « Design of a reconfigurable transmit-array at X-band frequencies », *15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, 2012.
- [40] A. CLEMENTE, L. DUSSOPT, R. SAULEAU, P. POTIER et P. POULIGUEN, « 1-bit Reconfigurable Unit Cell Based on PIN Diodes for Transmit-Array Applications in X-Band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012.
- [41] L. DI PALMA, A. CLEMENTE, L. DUSSOPT, R. SAULEAU, P. POTIER et P. POULIGUEN, « 1-bit Unit-Cell for Transmitarray Applications in Ka-Band », *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2015)*, 2015.
- [42] C.-C. CHENG, B. LAKSHMINARAYANAN et A. ABBASPOUR-TAMIJANI, « A Programmable Lens-Array Antenna With Monolithically Integrated MEMS Switches », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009.
- [43] A. DE OLIVEIRA CABRAL JUNIOR, *Master's Internship Report at Toulouse - INP - ENSEEIHT - Development of an Hybrid Python/Full Wave Simulation Tool For The Fast Design of Large Transmit-Array Antennas*, 2021.
- [44] F.-X. ROUX et A. BARKA, « Block krylov recycling algorithms for feti-2lm applied to 3-d electromagnetic wave scattering and radiation », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017.
- [45] A. BARKA, S. MATOS, J. R. COSTA et C. FERNANDES, « Assessment of FETI DDM methodologies for the simulation of high gain Ka-band transmit arrays », *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2017.
- [46] A. BARKA, S. MATOS, J. R. COSTA, C. FERNANDES et H. CHREIM, « Applying Massively Parallel Computing to Multiscale Ka Dual-Band Transmit-Array ANalysis Using FETI-2LM », *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*, t. 5, p. 235-244, 2020.
- [47] A. CLEMENTE, « Conception d'antennes à réseaux transmetteurs à dépointage et formation de faisceau », thèse de doct., IETR - Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, 2012.
- [48] H. KAOUACH et A. KABASHI, « Simply Tri-Layer Linearly Polarized Discrete Lens Antenna With High-Efficiency for mmWave Applications », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016.
- [49] O. PICON et P. POULICHET, *Aide-mémoire Électromagnétisme*. 2010.
- [50] P. NASERI, S. A. MATOS, J. R. COSTA et C. A. FERNANDES, « A Fast Computational Algorithm to Evaluate Large Transmit-arrays », *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, 2018.

- 
- [51] V. ZUNIGA, A. T. ERDOGAN et T. ARSLAN, « Adaptive radiation pattern optimization for antenna arrays by phase perturbations using particle swarm optimization », *NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems*, 2010.
- [52] J. PAGÉS-MOUNIC, A. DE OLIVEIRA CABRAL JUNIOR, A. BARKA et H. KAOUACH, « Hybrid Numerical Strategy For Efficient Design and Optimization of Transmit-Array Antennas, X-Band Application », *IEEE Access*, En révisions mineures au 04/10/2021.
- [53] A. EL DOR, « Perfectionnement des algorithmes d'optimisation par essaim particulaire : applications en segmentation d'images et en électronique », Université Paris-Est, 2013.
- [54] E. B. LIMA, S. A. MATOS, J. R. COSTA, C. A. FERNANDES et N. J. G. FONSECA, « Circular Polarization Wide-Angle Beam Steering at Ka-Band by In-Plane Translation of a Plate Lens Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015.
- [55] J. PAGÉS-MOUNIC, H. KAOUACH et A. BARKA, « A numerical simulator for transmit-array antenna design and performance evaluation », *Advanced Electromagnetics Symposium (AES 2019)*, 2019.
- [56] S. DRABOWITZ et C. ANCONA, *Antennes - 2. Applications*. 1978.
- [57] H. KAOUACH et A. KABASHI, « Using Gaussian optics measurement system to characterize a new wideband low-loss antenna-slot-antenna », *IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, 2014.
- [58] A. CLEMENTE, L. DUSSOPT, R. SAULEAU, P. POTIER et P. POULIGUEN, « 1-bit Reconfigurable Unit-Cell for Transmit-Array Applications in X-Band », *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S / URSI)*, 2011.
- [59] L. DI PALMA, « Antennes Réseaux Transmetteurs Reconfigurables aux Fréquences Millimétriques », thèse de doct., IETR - Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, 2015.
- [60] A. CLEMENTE, L. DUSSOPT, R. SAULEAU, P. POTIER et P. POULIGUEN, « Focal Distance Reduction of Transmit-Array Antennas Using Multiple Feeds », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012.
- [61] C. FISNÉ, « Métasurfaces actives pour applications large bande », thèse de doct., ONERA - Université de Toulouse, 2020.



# Productions scientifiques

— Publication dans une revue scientifique - 2021 - En révisions mineures

- Journal : IEEE Access
- Année : 2021
- Titre : Hybrid Numerical Strategy For Efficient Design and Optimization of Transmit-Array Antennas, X-Band Application

— Publication de conférence - 2021 - En cours

- Conférence : 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)
- Année : 2021
- Titre : Linearly Polarized Transmit-Array, Design, Optimization and Demonstration

— Publication de conférence - 2019

- Conférence : Advanced Electromagnetics Symposium (AES)
- Année : 2019
- Titre : A numerical simulator for transmit-array antenna design and performance evaluation



# Annexes

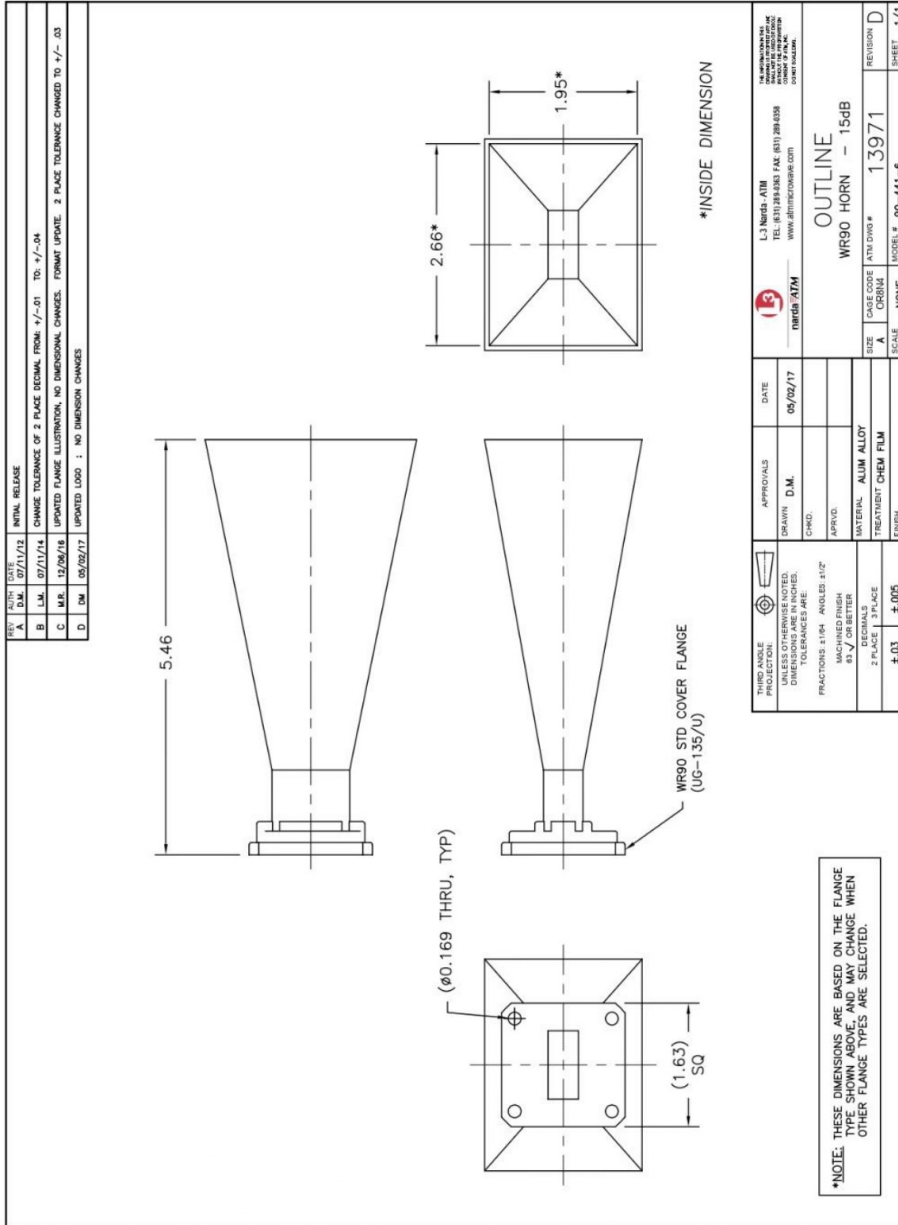
## Sommaire

---

A	Datasheet du cornet rectangulaire 15 dBi . . . . .	250
B	Datasheet du matériau RO4003C . . . . .	251
C	Datasheet du matériau RO4450F . . . . .	255
D	Datasheet du connecteur SMA R125.414.000 . . .	257

---

# A Datasheet du cornet rectangulaire 15 dBi





## B Datasheet du matériau RO4003C



### RO4000® Series High Frequency Circuit Materials

RO4000® hydrocarbon ceramic laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR-4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits and matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit board material (Chart 1), and the dielectric constant is stable over a broad frequency range (Chart 2). For reduced insertion loss, LoPro® foil is available (Chart 3). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

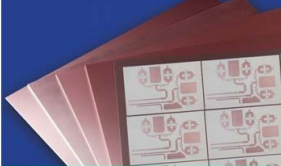
RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multi-layer boards constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.

RO4000 series laminates can easily be fabricated into printed circuit boards using standard FR-4 circuit board processing techniques. Unlike PTFE based high performance materials, RO4000 series laminates do not require specialized via preparation processes such as sodium etch. This material is a rigid, thermoset laminate that is capable of being processed by automated handling systems and scrubbing equipment used for copper surface preparation.

RO4003C™ laminates are currently offered in various configurations utilizing both 1080 and 1674 glass fabric styles, with all configurations meeting the same laminate electrical performance specification. Specifically designed as a drop-in replacement for the RO4003C™ material, RO4350B™ laminates utilize RoHS compliant flame-retardant technology for applications requiring UL 94V-0 certification. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C, see note #1 for RO4350B slash sheet determination.



Data Sheet



**FEATURES AND BENEFITS:**  
RO4000 materials are reinforced hydrocarbon/ceramic laminates - not PTFE

- Designed for performance sensitive, high volume applications

Low dielectric tolerance and low loss

- Excellent electrical performance
- Allows applications with higher operating frequencies
- Ideal for broadband applications

Stable electrical properties vs. frequency

- Controlled impedance transmission lines
- Repeatable design of filters

Low thermal coefficient of dielectric constant

- Excellent dimensional stability

Low Z-axis expansion

- Reliable plated through holes

Low in-plane expansion coefficient


- Remains stable over an entire range of circuit processing temperatures

Volume manufacturing process

- RO4000 laminates can be fabricated using standard glass epoxy processes
- Competitively priced
- CAF resistant

**SOME TYPICAL APPLICATIONS:**

- Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- RF Identification Tags
- Automotive Radar and Sensors
- LNB's for Direct Broadcast Satellites



Advanced Connectivity Solutions  
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226  
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Chart 1: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Temperature

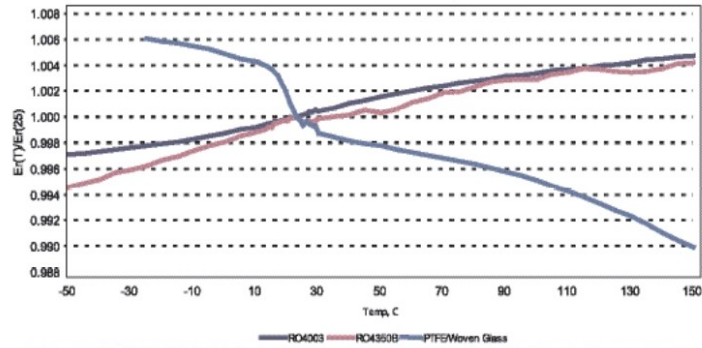


Chart 2: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Frequency

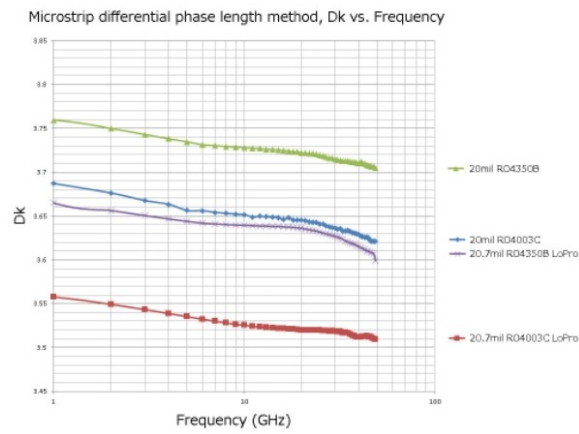
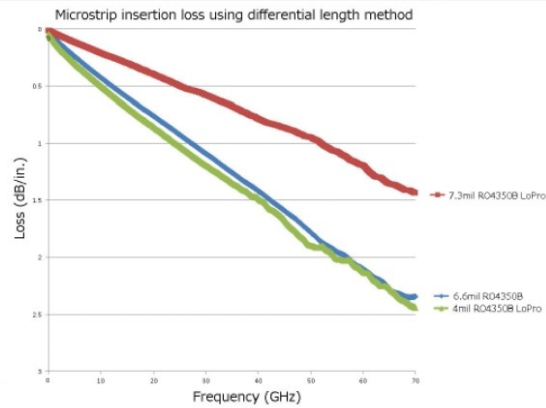


Chart 3: Microstrip Insertion Loss



B. DATASHEET DU MATÉRIAU RO4003C

Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, $\epsilon_r$ , Process	3.38 ± 0.05	<sup>(1)</sup> 3.48 ± 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
<sup>(2)</sup> Dielectric Constant, $\epsilon_r$ , Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, $\delta$	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of $\epsilon_r$	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 <sup>10</sup>	1.2 X 10 <sup>10</sup>		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 <sup>9</sup>	5.7 X 10 <sup>9</sup>		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Tg	>280	>280		°C TMA	A	IPC-TM-650 2.4.24.3
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.71	0.69		W/m <sup>2</sup> /K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm <sup>3</sup>	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	<sup>(3)</sup> V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

NOTES:

- (1) RO4350B 4 mil laminates have a process Dk of 3.33 ± 0.05 and are in conformance with IPC-4103A/240. All other RO4350B laminate thicknesses are /11 and /240 compliant.
- (2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Rogers Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com>.
- (3) RO4350B LoPro<sup>®</sup> laminates do not share the same UL designation as standard RO4350B laminates. A separate UL qualification may be necessary.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

RO4000 LoPro laminate uses a modified version of the RO4000 resin system to bond reverse treated foil. Values shown above are RO4000 laminates without the addition of the LoPro resin. For double-sided boards, the LoPro foil results in a thickness increase of approximately 0.0007" (18µm) and the Dk is approximately 2.4. The Dk decreases by about 0.1 as the core thickness decreases from 0.020" to 0.004.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increase at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

Advanced Connectivity Solutions  
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226  
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 [www.rogerscorp.com](http://www.rogerscorp.com)

ANNEXES

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
R04003C: 0.008" (0.203mm), 0.012 (0.305mm), 0.016" (0.406mm), 0.020" (0.508mm), 0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm)	12" X 18" (305 X457 mm) 24" X 18" (610 X 457 mm) 24" X 36" (610 X 915 mm) 48" X 36" (1.224 m X 915 mm)	½ oz. (17µm) electrodeposited copper foil (.5ED/.5ED) 1 oz. (35µm) electrodeposited copper foil (1ED/1ED) 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil (2ED/2ED)
R04350B: *0.004" (0.101mm), 0.0066" (0.168mm) 0.010" (0.254mm), 0.0133" (0.338mm), 0.0166" (0.422mm), 0.020" (0.508mm), 0.030" (0.762mm), 0.060" (1.524mm)	*0.004" (0.101mm) material is not available in panel sizes larger than 24"x18" (610 X 457mm)	<b>PIM Sensitive Applications:</b> ½ oz (17µm) LoPro Reverse Treated EDC (.5TC/.5TC) 1 oz (35µm) LoPro Reverse Treated EDC (1TC/1TC)
Note: Material clad with LoPro foil add 0.0007" (0.018mm) to dielectric thickness		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

The Rogers' logo, Helping power, protect, connect our world, LoPro, R03003, R04000, R04350B, and R04003C are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.  
 © 2018 Rogers Corporation, Printed in U.S.A.  
 All rights reserved. Revised 1376 043018 PUB# 92-004

Advanced Connectivity Solutions  
 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226  
 Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com Page 4 of 4

Helping power, protect, connect our world

## C Datasheet du matériau RO4450F



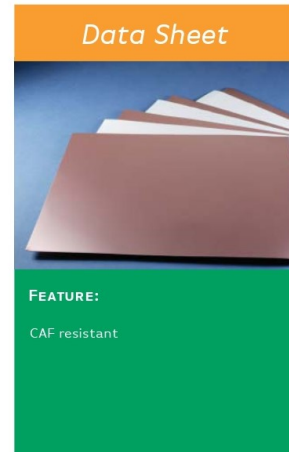
### RO4400™ Series Bondply Data Sheet RO4450B™ and RO4450F™ Bondply

RO4000<sup>®</sup> dielectric materials have long been used in combination with FR-4 cores and bondplys as a means to achieve a performance upgrade of standard FR-4 multi-layer designs. RO4003C™, RO4350B™, and RO4000 LoPro™ glass reinforced hydrocarbon/ceramic laminates have been used in layers where operating frequency, dielectric constant, or high-speed signal requirements dictate the need for high performance materials. FR-4 cores and bondply are still commonly used to inexpensively form less critical signal layers.

The RO4400™ bondply family is comprised of three grades based on the RO4000 series core materials, and are compatible in multi-layer constructions with either RO4003C, RO4350B or RO4000 LoPro laminates. A high post-cure Tg (>280°C / >536°F) makes RO4400 series bondply an excellent choice for multi-layers requiring sequential laminations as fully cured RO4400 bondplys are capable of handling multiple lamination cycles. In addition, FR-4 compatible bond requirements (177°C/350°F) permit RO4400 bondply and low flow FR-4 bondply to be combined into non-homogeneous multi-layer constructions using a single bond cycle.

RO4450F™ bondply has demonstrated improvement in lateral flow capability, and is becoming the first choice for new designs or as a replacement in designs that have difficult fill requirements.

Each of the RO4450B and RO4450F bondplys are recognized by Underwriter Laboratories with the UL-94 flame rating, and are compatible with lead-free processes.





## Typical Values

## RO4450B and RO4450F Bondply

PROPERTY	TYPICAL VALUES			DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
	RO4450B	RO4450F	RO4450F				
Thickness	3.6 (0.091)	4 (0.101)	4 (0.101)	Z	mils (mm)	-	-
Dielectric Constant, $\epsilon_r$	3.30 ± 0.05	3.54 ± 0.05	3.52 ± 0.05	Z	-	10GHz - 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.004	0.004	0.004	Z	-	10GHz-23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dielectric Strength	1000	1000	1000	Z	V/mil	23°C/50% RH	IPC-TM-650 2.5.6
Volume Resistivity	9.26 X 10 <sup>7</sup>	9.26 X 10 <sup>7</sup>	8.93 X 10 <sup>8</sup>	-	MΩ•cm	23°C/50% RH	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	3.82 X 10 <sup>7</sup>	3.82 X 10 <sup>7</sup>	1.03 X 10 <sup>7</sup>	X,Y	MΩ	23°C/50% RH	IPC-TM-650 2.5.17.1
Thermal Conductivity	0.60	0.60	0.65	Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.010	0.05	0.09	-	%	48 hrs immersion 0.060" sample temperature 50°C	ASTM D570
T <sub>g</sub>	>280	>280	>280	-	°C TMA	-60°C - 300°C @ 10°C/min	IPC-TM-650 2.4.24
T <sub>d</sub>	390	390	390	-	°C TGA		ASTM D3850
Density	1.80	1.86	1.83	-	gm/cm <sup>3</sup>	23°C	ASTM D792
Copper Adhesion	4.0 (0.70)	4.9 (0.86)	4.0 (0.70)	Z	pli (N/mm)	½ oz. EDC After Solder Float	IPC-TM-650 2.4.8
Coefficient of Thermal Expansion	19 17 60	19 17 50	19 17 50	X Y Z	ppm/°C	-55 to 280°C	IPC-TM-650 2.4.41
Color	White	White	White	-	-	-	-
Flammability	V-0	V-0	V-0				UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes	Yes				

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

Rogers UL file number is E102763B.

STANDARD THICKNESS:	STANDARD SIZE:
RO4450B, 0.0036" (0.091mm), 0.004", (0.101mm) RO4450F 0.0040" (0.101mm)	24X18" Sheets (610mm X 457mm) Contact Customer Service for other available sizes.

The information contained in this data sheet and processing guide is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials and prepreg. It is not intended to and does not create any warranties, express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet and processing guide will be achieved by a user for a particular purpose. The user is responsible for determining the suitability of Rogers' circuit materials and prepreg for each application.

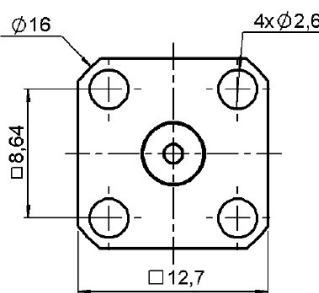
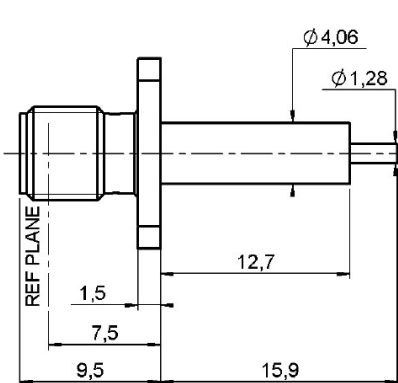
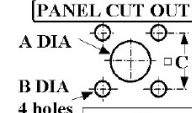
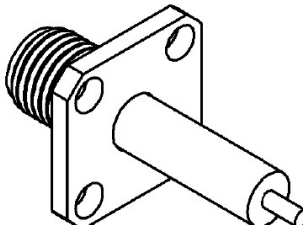
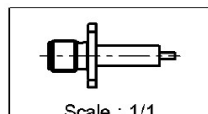


Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

The Rogers' logo, RO4000, RO4400, RO4003C, RO4350B, RO4450B, RO4450F and LoPro are licensed trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.  
© 2015 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved.  
Revised 1197 060515 Publication #92-150



## D Datasheet du connecteur SMA R125.414.000

TECHNICAL DATA SHEET		1 / 2																											
<b>1/2 INCH SQUARE FLANGE JACK RECEPTACLE WITH CYLINDRICAL CONTACT</b>		<b>R125.414.000</b> Series : SMA																											
																													
<p><b>PANEL CUT OUT</b></p>  <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <thead> <tr> <th colspan="3">mm</th> </tr> <tr> <th></th> <th>Maxi</th> <th>mini</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>4.3</td> <td>4.2</td> </tr> <tr> <td>B</td> <td>2.7</td> <td>2.6</td> </tr> <tr> <td>C</td> <td>8.69</td> <td>8.59</td> </tr> </tbody> </table>	mm				Maxi	mini	A	4.3	4.2	B	2.7	2.6	C	8.69	8.59														
mm																													
	Maxi	mini																											
A	4.3	4.2																											
B	2.7	2.6																											
C	8.69	8.59																											
 <p>Scale : 1/1</p>	CECC 22111-060-01																												
All dimensions are in mm.																													
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th>COMPONENTS</th> <th>MATERIALS</th> <th>PLATINGS (µm)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>BODY</td> <td>STAINLESS STEEL</td> <td>GOLD 0.5 OVER NICKEL 2</td> </tr> <tr> <td>CENTER CONTACT</td> <td>BERYLLIUM COPPER</td> <td>GOLD 1.3 OVER NICKEL 2</td> </tr> <tr> <td>OUTER CONTACT</td> <td>-</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>INSULATOR</td> <td>PTFE</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>GASKET</td> <td>-</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>OTHERS PARTS</td> <td>-</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>-</td> <td>-</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>-</td> <td>-</td> <td>-</td> </tr> </tbody> </table>	COMPONENTS	MATERIALS	PLATINGS (µm)	BODY	STAINLESS STEEL	GOLD 0.5 OVER NICKEL 2	CENTER CONTACT	BERYLLIUM COPPER	GOLD 1.3 OVER NICKEL 2	OUTER CONTACT	-	-	INSULATOR	PTFE	-	GASKET	-	-	OTHERS PARTS	-	-	-	-	-	-	-	-		
COMPONENTS	MATERIALS	PLATINGS (µm)																											
BODY	STAINLESS STEEL	GOLD 0.5 OVER NICKEL 2																											
CENTER CONTACT	BERYLLIUM COPPER	GOLD 1.3 OVER NICKEL 2																											
OUTER CONTACT	-	-																											
INSULATOR	PTFE	-																											
GASKET	-	-																											
OTHERS PARTS	-	-																											
-	-	-																											
-	-	-																											
<p>Issue : 0122 Z In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.</p>																													
																													

TECHNICAL DATA SHEET		2 / 2	
<b>1/2 INCH SQUARE FLANGE JACK RECEPTACLE WITH CYLINDRICAL CONTACT</b>		<b>R125.414.000</b> Series : SMA	
<b><u>PACKAGING</u></b>		<b><u>SPECIFICATION</u></b>	
Standard	Unit	Other	
<b>100</b>	<b>'W' option</b>	<b>Contact us</b>	
<b><u>ELECTRICAL CHARACTERISTICS</u></b>		<b><u>ENVIRONMENTAL</u></b>	
Impedance	<b>50 Ω</b>	Operating temperature	<b>-65/+165 °C</b>
Frequency	<b>0-24.5 GHz</b>	Hermetic seal	<b>NA Atm.cm3/s</b>
VSWR	<b>1.06 + 0.002 x F(GHz) Maxi</b>	Panel leakage	<b>NA</b>
Insertion loss	<b>.07* √F(GHz) dB Maxi</b>		
RF leakage	<b>-( NA - F(GHz)) dB Maxi</b>		
Voltage rating	<b>500 Veff Maxi</b>		
Dielectric withstanding voltage	<b>1000 Veff mini</b>		
Insulation resistance	<b>5000 MΩ mini</b>		
<b><u>MECHANICAL CHARACTERISTICS</u></b>		<b><u>OTHERS CHARACTERISTICS</u></b>	
Center contact retention		Assembly instruction	
Axial force – Mating end	<b>27 N mini</b>	Others :	
Axial force – Opposite end	<b>27 N mini</b>	* COAXIAL TRANSMISSION LINE ONLY	
Torque	<b>2.8 N.cm mini</b>		
Recommended torque			
Mating	<b>NA N.cm</b>		
Panel nut	<b>NA N.cm</b>		
Mating life	<b>500 Cycles mini</b>		
Weight	<b>3.034 g</b>		
Issue : 0122 Z In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.		