

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Projet de fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

ETUDE, CONCEPTION ET REALISATION
D'ANTENNES RESEAU A BALAYAGE
ELECTRONIQUE PAR COMMANDE DE PHASE

Réalisé par :

- ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE
- BENSMAIL CHAHIR

Soutenu publiquement le 13/06/2015 devant un jury composé de :

Présidente	MLLE. A. MOUSSAOUI	Chargée de cours	ENP
Examineur	M. M. TRABELSI	Professeur	ENP
Encadreur	M. R. AKSAS	Professeur	ENP
Co-encadreur	M. A. MOKRAOUI	Maître de conférences	USTHB
Invité	M. A. BELOUHRANI	Professeur	ENP

Promotion : Juin 2015

Résumé

Dans certaines applications, comme dans le cas des radars de poursuite, Il est à la fois indispensable d'avoir une bonne directivité et un faisceau qui poursuit la cible mouvante. Les radars de poursuites classiques utilisent des antennes à réflecteur parabolique (très directives) et la poursuite nécessite des moteurs et des systèmes d'asservissements. De tels dispositifs sont trop encombrants.

Les antennes à balayage électronique telles que les réseaux à commande de phase (phased array), permettent de résoudre cette problématique. Elles sont constituées d'un réseau d'antennes dont les éléments rayonnants sont équipés de déphaseurs électroniques, permettant de réaliser très rapidement des déphasages relatifs entre les éléments rayonnants et, par conséquent, de pointer le faisceau dans des directions différentes de manière dynamique.

Ce mémoire présente l'étude du réseau d'antennes à balayage électronique, et propose une conception et la réalisation d'un prototype. Le dispositif conçu et réalisé est commandé par une interface Matlab (GUI). Parmi une large palette d'éléments rayonnants, notre choix s'est porté sur des antennes hélices et microruban. Le système rayonnant ainsi obtenu permet de balayer électroniquement une portion de l'espace dans le plan azimutal et offre des résultats très satisfaisants.

Mots-clés : Antenne, réseau d'antennes, balayage électronique, antenne réseau à commande de phase, réseau phasé, déphaseurs, antenne microruban.

Abstract

Many applications, such as radar trackers require to have a good directivity and a beam that allows the chase of a moving target. Classic radars use parabolic reflectors that are highly directional but require heavy motors and servo systems which make such devices too bulky.

Beam steering antennas such as phased arrays can solve this problem. A phased array is an array of antennas equipped with phased shifters that allows the relative phases of the signals feeding the antennas to be set in such a way that the effective radiation pattern of the array is reinforced in a desired direction and suppressed in another.

In this paper, a study of array antennas is given. An electronic beam steering prototype control- led by a Matlab interface (GUI) was designed, tested and provided very satisfactory results. Among a wide range of radiating elements, this prototype used microstrip and helix antennas to electronically scan the azimuthal plane.

Keywords: Antenna array, Beam steering, phased array, phase shifters, microstrip antenna.

ملخص

تطلب العديد من التطبيقات، مثل رادار التعقب اتجاهية جيدة تسمح بمطاردة هدف متحرك. الرادارات الكلاسيكية تستخدم هوائيات في غاية الاتجاهية ولكنها تتطلب محركات ثقيلة وأنظمة مؤازرة مما يجعل هذه الأجهزة ضخمة جدا. الهوائيات الذكية كشبكات الهوائيات الطورية تسمح بحل هذه المشكلة. وذلك بتغيير الطور الابتدائي للإشارات التي تغذي عناصر الهوائية. ذلك سيرفع الإشعاع في اتجاه معين و يقلصه في اتجاه آخر. يقدم هذا المشروع دراسة للهوائيات الطورية و تصميم نموذج أولي سمح بمسح إلكتروني للفضاء. هذا الجهاز يستعمل هوائيات مطبوعة و ثولبية يسيطر عليه باستعمال واجهة. و قد قدم هذا التصميم نتائج مرضية للغاية.

كلمات مفتاحية: الهوائيات الطورية، المسح الإلكتروني، أجهزة تغيير الطور، الهوائيات المطبوعة

Remerciements

Ce mémoire est le résultat d'un travail de recherche de près de quatre mois. Il a été réalisé au Laboratoire de "Télécommunications" au sein du Département d'Électronique, de l'École Nationale Polytechnique, sous la direction de notre encadreur Pr. R. Aksas. En préambule, nous voulons lui présenter l'expression de notre profonde gratitude pour son soutien continu, sa disponibilité et ses précieux conseils. Il nous a laissé une grande liberté dans le choix et l'orientation de notre travail tout en sachant nous guider.

Nous remercions Dr. A. Mokraoui pour son co-encadrement et sa disponibilité.

Enfin, nous remercions tous les enseignants du département d'Électronique de l'ENP.

" Je dédie ce modeste travail à toute ma famille. À mes chers parents pour tous leurs sacrifices consentis pour mon éducation et ma formation, sans eux je ne serais jamais arrivé à ce niveau ; je ne cesserai de les remercier. À mes grands frères, mes véritables mentors. Enfin je le dédie aux plus de 150 personnes qui m'ont enseigné tout au long de mon parcours scolaire et universitaire, de l'institutrice en primaire aux professeurs à l'ENP. "

- Chahir BENSMAIL

"Je dédie ce travail à mes chers parents. Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de leurs précieux encouragements , de leur confiance en moi, et de leur soutien. C'est à eux que je dois tout. À mon frère pour sa continuelle présence et ses conseils avisés. À mes sœurs pour leurs vifs encouragements perpétuels. À ma chère, celle qui m'a toujours soutenu et cru en moi. À mes amis et à mes enseignants.

- Kamel Eddine ABDELOUAHAB

Sommaire

Résumé	iii
Remerciements	v
Liste des figures	xi
Liste des tableaux	xiii
Nomenclature	xv
Introduction	1
1 Généralités sur les antennes	3
1.1 Caractéristiques générales	3
1.1.1 Intensité de rayonnement	3
1.1.2 Diagramme de rayonnement	4
1.1.3 Directivité et gain d'une antenne	5
1.1.4 Angles d'ouverture et largeur du faisceau principal	6
1.1.5 Lobes secondaires	6
1.1.6 Impédance d'entrée et adaptation	7
1.1.7 Bande passante	8
1.2 Types d'antennes	9
1.2.1 Introduction	9
1.2.2 Antenne filaire	9
1.2.2.1 Doublet électrique	9
1.2.2.2 Dipôle de longueur finie	10
1.2.3 Antenne hélice	11
1.2.3.1 Géométrie d'une hélice	11
1.2.3.2 Mode de rayonnement normal	11
1.2.3.3 Mode de rayonnement axial	11
1.2.4 Ouvertures rayonnantes et antennes cornets	13
1.3 Antenne microruban	15
1.3.1 Introduction	15
1.3.2 Structure d'une antenne microruban	16
1.3.3 Alimentation de l'antenne	16
1.3.3.1 Alimentation par ligne microruban	17

1.3.3.2	Alimentation par câble coaxial	17
1.3.3.3	Alimentation par couplage	18
1.3.4	Analyse d'une antenne microruban	18
1.3.4.1	Méthode de la ligne de transmission	19
1.3.4.2	Modèle de la cavité	24
1.3.4.3	Cas d'une antenne rectangulaire	25
2	Réseaux d'antennes	27
2.1	Rayonnement d'un réseau – facteur de réseau	27
2.2	Réseaux linéaires à espacement constant	28
2.3	Réseaux linéaires uniformes (R.L.U.)	29
2.3.1	Facteur de réseau	29
2.3.2	Représentation graphique - courbe universelle	30
2.3.3	Lobe principal	30
2.3.4	Direction de rayonnement nul et largeur du lobe principal	31
2.3.5	Angle d'ouverture à demi-puissance	32
2.3.6	Position et niveau des lobes secondaires	33
2.3.7	Lobes d'ambiguïté et espacement entre éléments	33
2.3.8	Directivité	35
2.4	Réseau linéaire non uniforme	36
2.5	Réseau d'antennes bidimensionnel	36
2.5.1	Réseau circulaire uniforme	37
2.5.2	Réseau d'antennes rectangulaire	37
2.6	Réseau d'antennes et antenne intelligente	38
2.6.1	Réseau d'antennes à commande de phase	38
2.6.2	Réseau à faisceau commutable	39
2.6.3	Réseau adaptatif	41
2.6.4	Comparaison	42
2.7	Couplage mutuelle	42
3	Alimentation et commande du réseau d'antennes	45
3.1	Alimentation du réseau d'antennes	45
3.1.1	Alimentation en série	45
3.1.2	Alimentation en parallèle	46
3.2	Diviseurs de puissance	46
3.2.1	Principe de fonctionnement	46
3.2.2	Diviseur de puissance choisi	47
3.3	Déphaseurs	47
3.3.1	Types de déphaseurs	47
3.3.1.1	Les déphaseurs numériques	48
3.3.1.2	Les déphaseurs analogiques	48
3.3.2	Moyens de déphasage	48
3.3.2.1	Déphasage par changement de fréquence	49
3.3.2.2	Déphasage par changement de longueur	49
3.3.2.3	Déphasage par changement de permittivité	50
3.3.2.4	Déphasage par changement de perméabilité	50
3.3.3	Déphaseurs choisis	51
3.4	Dispositif de commande	51

3.4.1	Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI)	52
3.4.2	Arduino	53
3.4.2.1	Le matériel	53
3.4.2.2	Le logiciel	55
3.4.3	Matlab	56
4	Conceptions, simulations et tests	57
4.1	Antenne microruban rectangulaire	57
4.1.1	Conception de l'antenne	58
4.1.1.1	Dimensionnement du patch	58
4.1.1.2	Ligne d'alimentation	58
4.1.1.3	Ligne d'adaptation quart d'onde	58
4.1.2	Simulations CST Microwave et Ansoft HFSS	59
4.2	Réseau d'antennes microruban	60
4.2.1	Réseau classique à rayonnement transversal	61
4.2.1.1	Fréquence de travail et bande passante	61
4.2.1.2	Couplage inter-éléments	61
4.2.1.3	Diagramme de rayonnement	63
4.2.1.4	Résultats expérimentaux	63
4.2.2	Réseau à balayage électronique	67
4.2.2.1	Descriptif du prototype	67
4.2.2.2	Expression du diagramme de rayonnement	68
4.2.2.3	Tests et résultats	68
4.3	Antenne Hélice	71
4.3.1	Analyse de l'antenne hélice	71
4.3.2	Résultats expérimentaux	72
4.3.2.1	Coefficient de réflexion	72
4.3.2.2	Diagramme de rayonnement	73
4.4	Réseau d'antenne hélice	73
4.4.1	Réseau classique à rayonnement transversal	74
4.4.2	Réseau à balayage électronique	75
4.5	Conclusion	77
	Conclusion générale	79
	Annexes	
A	Scripts Matlab et Arduino	81
A.1	Diagramme de rayonnement de dipôles	81
A.2	Diagramme de rayonnement de l'antenne hélice	81
A.3	Diagramme de rayonnement de l'ouverture	82
A.4	Diagramme de rayonnement d'un patch	83
A.5	Conception d'antenne patch rectangulaire	83
A.6	Courbe d'étalonnage des déphaseurs PQ-74	85
A.7	Commande du balayage électronique du réseau de patch	85
A.8	Commande du balayage électronique du réseau d'hélices	87
A.9	Code Arduino de commande du balayage	88

B Data sheets	91
B.1 Banc d'essai Antenna trainer ED3200	92
B.2 Déphaseur PQ-74	93
B.3 Diviseur de puissance YF-46	94
Bibliographie	97

Table des figures

1.1	Coordonnées de travail et angle solide	4
1.2	Caractéristiques d'un diagramme de rayonnement [1]	6
1.3	Schéma électrique équivalent d'une antenne en émission	7
1.4	Coefficient de réflexion à l'entrée d'un patch rectangulaire résonant à 10 GHz	8
1.5	Diagrammes de rayonnement de dipôles de différentes longueurs	10
1.6	Géométrie d'une antenne hélice	11
1.7	Diagramme de rayonnement d'une hélice dans le plan E (N=8, D = 9.5mm, S = 7.5mm)	12
1.8	Ouverture rectangulaire et distribution du champ d'excitation	14
1.9	Diagramme de rayonnement d'une ouverture rectangulaire	15
1.10	Vue latérale d'une antenne microruban	16
1.11	Techniques d'alimentation d'une antenne microruban	18
1.12	Modèle de la ligne de transmission	19
1.13	Diagrammes de rayonnement d'un patch rectangulaire dans le plan E et H	20
1.14	Schéma électrique équivalent d'une antenne planaire	22
1.15	Techniques d'adaptation	23
1.16	Modèle de la cavité [1]	24
1.17	Distribution des tensions et des courant sur la surface d'une antenne planaire	26
2.1	Groupement d'antennes [1]	28
2.2	Réseau linéaire à espacement uniforme [1]	29
2.3	Courbe universelle $ AF_n(\psi) $ pour $n = 3$	30
2.4	Influence du déphasage δ sur l'orientation du lobe principal d'un R.L.U. de 5 sources isotropes espacées de $d = \lambda/2$	31
2.5	Largeur du lobe principal [1]	32
2.6	Angle d'ouverture à demi-puissance [1]	32
2.7	Construction graphique en polaire du facteur de réseau [1]	34
2.8	Tracé du facteur de réseau d'un alignement de deux sources	34
2.9	Effet de l'espacement sur le diagramme de rayonnement	35
2.11	Réseau à commande de phase à 4 éléments [23]	38
2.12	Réseau à 4 faisceaux commutables [23]	39
2.13	Matrice de Butler 4x4 excitée au port 1 [23].	40
2.14	Diagramme de rayonnement au port 1 avec quatre éléments isotropes [23].	40
2.15	Réseau adaptatif à 4 éléments [23]	41
2.16	Réseau de deux éléments	43
2.17	Couplage entre 2 antennes micro ruban [18]	44
3.1	Réseau à commande de phase alimentée en série par un guide d'ondes. [14]	45
3.2	Antenne réseau à commande de phase alimentée en parallèle. [14]	46

3.3	Diviseur de puissance à n étages et 2^n voies. [10]	47
3.4	Architecture d'un déphaseur numérique à 4-bits (HMC543) et sa table de vérité[5]	48
3.5	Déphasage en fonction de la tension de commande pour un déphaseur analogique PQ-31 [6]	49
3.6	Schéma d'un déphaseur numérique de 4-bits	50
3.7	Déphaseur Reggia-Spencer, configuration basique	51
3.8	Courbes d'étalonnage des déphaseurs PQ-74	51
3.9	Signal d'une MLI (PWM)	52
3.10	Tension moyenne en fonction du rapport cyclique	52
3.11	Filtrage du signal modulé	53
3.12	Tension analogique après filtrage	53
3.13	Carte Arduino	54
3.14	Architecture d'un micro-contrôleur	54
3.15	Logiciel Arduino	55
3.16	Interface graphique MATLAB	56
4.1	Dimensions de l'antenne, du dispositif d'alimentation et d'adaptation	57
4.2	Simulations CST et HFSS du coefficient de réflexion de de l'impédance à l'entrée de l'antenne patch	59
4.3	Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban rectangulaire	60
4.4	Réseau de 3 antennes planaires rectangulaire espacé de $\frac{\lambda}{2}$	61
4.5	Simulations CST des variations fréquentielles de S_{ii} et S_{ij} aux entrées du réseau	62
4.6	Simulation CST des impédances du réseau $d = \lambda/2$	62
4.7	Simulation CST du diagramme de rayonnement du réseau dans le plan E	63
4.8	Diagrammes de directivités en 3D du patch rectangulaire et de du réseau	63
4.9	Variations fréquentielles mesurées du module du coefficient de réflexion	64
4.10	Variations fréquentielles mesurées des coefficients de transmissions	65
4.12	Diagramme de rayonnement du réseau d'antenne microruban conçu	66
4.13	Schéma du prototype d'antenne réseau à commande de phase	67
4.14	Balayage électronique utilisant un réseau d'antennes microruban - Partie1	69
4.15	Balayage électronique utilisant un réseau d'antennes microruban - Partie2	70
4.16	Diagramme de rayonnement d'une hélice dans le plan E	72
4.17	Mesures du coefficient de réflexion à l'entrée des hélices	73
4.18	Diagramme de rayonnement mesuré des hélices	74
4.19	Simulation du diagramme de rayonnement dans le plan E	75
4.20	Balayage électronique utilisant un réseau d'antennes hélices	76

Liste des tableaux

2.1	Comparaison entre les réseaux d'antennes [23]	42
4.1	Dimensions du patch	60
4.2	Comparaison entre les résultats simulés et mesurés	71
4.3	Caractéristiques géométriques des antennes hélices	72
4.4	Angles d'ouverture et SLL calculés et mesurés des antennes hélices	73
4.5	Comparaison entre les résultats simulés et mesurés	75

Nomenclature

U	Intensité de rayonnement	W/st
Ω	Angle solide	st
ϕ	Angle azimutal	rad
P_{ray}	Puissance rayonnée	W
\vec{E}	Champ électrique rayonné	V/m
\vec{H}	Champ magnétique rayonné	A/m
η	Impédance caractéristique du milieu	Ω
D	Directivité	sans dimension ou dBi
θ_{3dB}	Angle d'ouverture à demi puissance	rad
Z_0	Impédance de normalisation	Ω
Z_{in}	Impédance d'entrée de l'antenne	Ω
f_r	Fréquence de résonance de l'antenne	GHz
S_{11}	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne	sans dimensions ou dB
λ	Longueur d'onde	mm
k	Nombre d'onde	rad/mm
J_e	Densité de charge superficielle	A/m^2
λ	Longueur d'onde	mm
D_h	Diamètre du cylindre générant l'hélice	mm
C	Circonférence de l'hélice	mm
S	Pas de l'hélice	m
N	Nombre d'éléments de l'hélice	sans dimension
\vec{E}_a	Champ électrique source	V/m
\vec{H}_a	Champ magnétique source	A/m
t	Épaisseur du conducteur	mm
h	Épaisseur du substrat	mm
ϵ_r	permittivité relative du milieu	sans dimensions
ϵ_e	permittivité effective du milieu	sans dimensions
W_f	Largeur de la ligne d'alimentation	mm
Z_f	Impédance de la ligne d'alimentation	Ω
L_f	Longueur de la ligne d'alimentation	mm
W_p	Largeur de l'antenne microruban	mm
L_p	Longueur de l'antenne microruban	mm
L_e	Longueur effective de l'antenne microruban	mm
G_1	Conductance de rayonnement	Ω^{-1}
G_{12}	Conductance mutuelle	Ω^{-1}

Z_s	Impédance de la ligne quart d'onde	Ω
W_s	Largeur de la ligne quart d'onde	<i>mm</i>
L_f	Longueur de la ligne quart d'onde	<i>mm</i>
AF	Facteur de réseau	sans dimension ou dB
n	Nombre d'élément du réseau	sans dimension
d	Espacement entre éléments du réseau	<i>mm</i>
δ	Déphasage électrique entre éléments du réseau	<i>rad</i>
θ_{p0}	Direction de rayonnement du lobe principal	<i>rad</i>
S_{ij}	Coefficient de transmission de l'accès j vers i	sans dimension ou dBi

Abbreviations

ADC	Analog to Digital Converter
AF	Array Factor (Facteur de réseau)
BP	Bande Passante
CPU	Central Processing Unit (Unité centrale de traitement)
CST	Computer Simulation Technology
dB	Décibels
dBi	Décibels isotrope
DSP	Digital Signal Processor (Processeur de signal numérique)
FDTD	Finite Differences in Time Domain
FR4	Flame Resistant 4
GUI	Graphical User Interface (interface graphique)
HFSS	High Frequency Structure Simulator
LED	Light Emitting Diode (Diode électroluminescence)
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsion
MoM	Method of Moments
PIN	Positive Intrinsic Negative (diode)
PWM	Pulse Width Modulation
RLU	Réseau Linéaire Uniforme
ROS	Rapport d'onde stationnaire
SLL	Side Lobe Level (Niveau du lobe secondaire)
SMA	SubMiniature version A
USB	Universal Serial Bus (Bus universel en série)
VWSR	Voltage Standing Wave Ration

Introduction

Avant l'avènement des antennes micro-ondes et des réseaux d'antennes, le rayonnement des aériens est omnidirectionnel. Un tel rayonnement présente l'inconvénient de transmettre le signal dans des directions inutiles. Pour pallier à ce problème, les systèmes de communication sans fil font de plus en plus appel aux antennes intelligentes. Ces dernières sont capables de reconfigurer dynamiquement leurs diagrammes de rayonnement, de sorte qu'elles ne puissent transmettre que vers des directions voulues.

Les antennes à commande de phase (en Anglais "Phased array") font partie d'un large éventail d'antennes intelligentes qui permettent l'emploi du balayage électronique. Il s'agit de réseaux d'antennes où les éléments sont alimentés par des signaux relativement déphasés de manière à avoir un rayonnement selon une direction désirée. Le concept des réseaux phasés a été introduit en 1905 par le lauréat du Prix Nobel de physique *Karl Ferdinand Braun*. Leur première utilisation, quant à elle, remonte à la 2ème guerre mondiale où *Luis Alvarez* proposa un dispositif d'aide à atterrissage des avions, basé sur un radar à balayage électronique. L'avantage principal des réseaux phasés est la rapidité du balayage électronique "*Beam Steering*" qu'ils procurent. D'où leurs intenses utilisations dans divers domaines.

C'est le cas notamment dans les applications militaires où ces antennes sont utilisées dans les radars de poursuite automatique. À titre d'exemple, le Radar *RBE2*, déployé par les avions de chasse français *Rafale*, utilise cette technologie.

Dans des applications civiles, telles que la météorologie, de récents radars tridimensionnels à balayage électronique utilisent ce principe pour sonder l'atmosphère sans avoir à déplacer mécaniquement des antennes dont la masse est contraignante. Quant aux télécommunications, les stations AM utilisent des émetteurs à commande de phase pour améliorer leur couverture vers les zones urbaines aux dépens des zones moins peuplées. Les réseaux à commande de phase trouvent aussi leurs applications dans les techniques spatiales où des satellites géostationnaires assurent une couverture terrestre spécifique via ce type d'antennes. Alors qu'en astronautique, des sondes spatiales comme *MESSENGER* (en orbite sur la planète Mercure de 2011 à 2015) intégrant un réseau de 26 éléments d'antennes, emploient ce type d'antennes pour leurs liaisons avec la Terre.

Dans cette optique, l'objectif visé dans le cadre de notre projet de fin d'étude est de concevoir un réseau d'antenne à balayage électronique par commande de phase le moins encombrant possible. Le premier chapitre traitera des généralités sur les antennes aussi bien filaires qu'en technologie microruban. Le chapitre suivant portera sur l'étude des réseaux d'antennes et introduira les notions de balayage électronique. Le 3ème chapitre sera consacré aux différentes techniques d'alimentation et de commande des réseaux d'antennes. Enfin, le dernier chapitre est dédié aux conceptions réalisées ainsi qu'aux résultats obtenus, par simulation et expérimentalement, au niveau du laboratoire de "Télécommunications" de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Les résultats, obtenus par simulation, sont comparés aux mesures afin de mettre en évidence la validation des structures conçues et réalisées. Les interprétations physiques de ces résultats sont également données pour une meilleure compréhension du fonctionnement des dispositifs proposés.

Ces résultats pratiques seront accompagnés de simulations effectuées à l'aide des logiciels *CST Microwave* et *Ansoft HFSS* spécialisés pour la modélisation de structures électromagnétiques (passives, actives rayonnantes et non rayonnantes). De plus, le lecteur trouvera tout au long de ce mémoire plusieurs simulations sur Matlab. Les codes développés à ces fins seront présentés dans les annexes.

Chapitre 1

Généralités sur les antennes

1.1 Caractéristiques générales

En émission, une antenne est un dispositif qui génère une onde rayonnée, son rôle sera celui d'un transducteur qui transforme une grandeur électrique ou une puissance électromagnétique guidée en une puissance rayonnée. De façon inverse, une antenne de réception agit comme un capteur qui capte une puissance rayonnée et transcrit son image en grandeur électrique ou une puissance électromagnétique guidée.

Dans la plupart des cas, une antenne a un fonctionnement réciproque, elle pourra être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. Du fait de cette réciprocité, il ne sera pratiquement jamais fait de différence entre un rayonnement en émission ou en réception, et les énoncés de ce chapitre seront valables pour les deux modes de fonctionnement.

1.1.1 Intensité de rayonnement

L'intensité de rayonnement d'une antenne est une caractéristique en champ lointain. Selon une direction donnée, elle est définie comme étant la puissance rayonnée par unité d'angle solide

$$U(\theta, \phi) = \frac{dP_{ray}}{d\Omega} \quad (W/st) \quad (1.1)$$

avec

- $ds = r^2 d\Omega$: élément de surface sphérique
- $d\Omega = r \sin \theta d\theta d\phi$: élément d'angle solide interceptant l'élément ds
- ϕ : Angle azimutal
- θ : Colatitute, complément de l'angle de site (fig. 1.1b).

Cette puissance rayonnée peut être exprimée en fonction de la densité surfacique du champ électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} grâce à une intégration sur la surface d'une sphère S (fig. 1.1a)

$$P_{ray} = \frac{1}{2} \iint_S \Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} dS \quad (W) \quad (1.2)$$

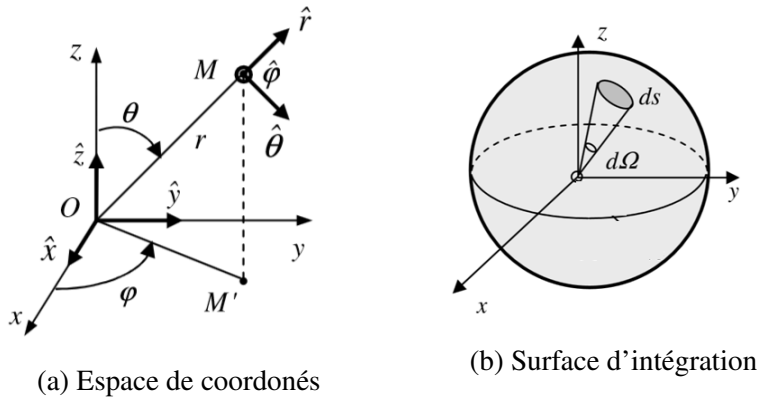


FIGURE 1.1 – Coordonnées de travail et angle solide

En champ lointain, la structure de l'onde est considérée comme plane, la relation liant le champ électrique et magnétique est

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta} (\hat{r} \times \vec{E}) \quad (A/m) \quad (1.3)$$

- η représente l'impédance caractéristique du milieu. Dans le vide $\eta_0 = 120\pi$

En remplaçant cette relation dans l'expression de la puissance rayonnée, on pourra alors écrire la puissance rayonnée en fonction du champ électrique

$$P_{ray} = \frac{1}{2\eta} \iint_S |\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2 r^2 d\Omega \quad (1.4)$$

En vertu de 1.1 et de 1.3, l'intensité de rayonnement en fonction du champ électrique lointain s'écrit

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2 r^2 \quad (1.5)$$

1.1.2 Diagramme de rayonnement

Hormis le cas des antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent généralement pas leur puissance de façon uniforme dans toutes les directions. On trouvera le plus souvent une ou plusieurs directions de rayonnement maximal contenant la majeure partie de la puissance rayonnée. Autour de ces « lobes principaux » se trouvent des directions de rayonnement secondaires où se répartit la fraction de la puissance restante et des directions où la puissance est nulle.

Le diagramme de rayonnement est une représentation graphique d'une grandeur caractérisant la distribution spatiale du champ électromagnétique rayonnée. Cette distribution peut être exprimée sous forme d'une fonction normalisée (son maximum égale à l'unité (0 dB)) ou d'une représentation graphique (dans un espace polaire ou cartésien). Ce tracé est propre à l'antenne et sera indépendant de la distance du point d'observation. si $U(\theta, \phi)$ représente l'intensité de rayonnement d'une antenne dans une direction quelconque et $U_0(\theta_0, \phi_0)$ la valeur maximale de cette grandeur, le diagramme de rayonnement est alors la représentation spatiale de la fonction normalisée $r(\theta, \phi)$ définie comme suit :

$$r(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0(\theta_0, \phi_0)} \quad (1.6)$$

On peut également définir un diagramme de rayonnement en champ. La puissance rayonnée étant proportionnelle au carré du champ, la fonction caractéristique normalisée $f_n(\theta, \phi)$ d'un tel diagramme peut s'écrire sous la forme

$$f_n(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}(r, \theta, \phi)|}{|\vec{E}_0(r, \theta_0, \phi_0)|} = \sqrt{r(\theta, \phi)} \quad (1.7)$$

1.1.3 Directivité et gain d'une antenne

Dans le domaine des antennes, on utilise une source de référence afin de quantifier les performances des autres antennes vis-à-vis de cette dernière. Il s'agit de la source isotrope qui par définition est une antenne ponctuelle qui rayonne une puissance de façon identique dans toutes les directions de l'espace. Dans un milieu homogène et isotrope, l'onde rayonnée est une onde sphérique et l'intensité de rayonnement est donnée par

$$U_{iso} = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (1.8)$$

Grâce à cette grandeur, on définit la directivité $D(\theta, \phi)$ d'une antenne comme étant le rapport des intensités de rayonnement de cette antenne $U(\theta, \phi)$ à celle de l'antenne isotrope

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_{ray}} U(\theta, \phi) \quad (1.9)$$

La directivité caractérise la capacité d'une antenne à exercer sa fonction de rayonnement suivant une ou plusieurs directions. Lorsqu'on évoque la directivité D sans spécifier de direction particulière, on sous-entend la directivité dans la direction du rayonnement maximum qui s'écrit

$$D = \frac{4\pi}{P_{ray}} U_0(\theta_0, \phi_0) \quad (1.10)$$

Cette directivité pourra être exprimée grâce à une autre expression faisant intervenir la fonction caractéristique normalisée en puissance

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi r(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \quad (1.11)$$

Un autre paramètre caractérisant une antenne est son gain. Il est proportionnel au rapport entre l'intensité de rayonnement maximale et la puissance P_{in} fournie à cette antenne :

$$G = 4\pi \frac{U_0}{P_{in}} \quad (1.12)$$

Le gain d'une antenne est relié à sa directivité par l'expression :

$$G = \eta_{ray} D \quad (1.13)$$

où $\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{in}}$ représente le rendement propre de l'antenne. C'est le rapport entre la puissance rayonnée en sortie et la puissance fournie en entrée.

Le gain et la directivité sont des grandeurs exprimées par rapport à l'antenne isotrope, elles sont généralement données en dBi (dB isotrope) tel que

$$G(\text{dBi}) = 10 \log[G(\text{dB})]$$

1.1.4 Angles d'ouverture et largeur du faisceau principal

L'angle d'ouverture à demi-puissance θ_{3dB} est l'écart angulaire entre deux directions où la densité de puissance se retrouve diminuée de moitié par rapport à sa valeur maximale. Pour les diagrammes en champs, cet angle est situé entre les directions où le champ est réduit de $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fois de sa valeur maximale.

Concernant les antennes directives, il existe une loi empirique pour estimer le gain d'une antenne en fonction de ses angles d'ouvertures à demi-puissance en azimut et en élévation. Cette estimation n'est valable que pour des angles inférieurs à 90° et pour des antennes dont le lobe principal se distingue nettement des lobes secondaires.

$$G(\text{dBi}) = 10 \log \left(\frac{41000}{\theta_{3dB} \phi_{3dB}} \right) \quad (1.14)$$

On définit aussi une autre grandeur angulaire caractéristique, la largeur du lobe principal θ_{00} . C'est l'écart entre les deux premières directions de rayonnement nul de part et d'autre du lobe principal.

1.1.5 Lobes secondaires

Les grandeurs définies précédemment telles que la directivité, le gain et les angles d'ouverture concernent principalement le lobe principal. Les lobes latéraux sont quant à eux caractérisés par le SLL (Side Lobe Level) généralement exprimé en dB, il s'agit du rapport du niveau du premier lobe secondaire par rapport à celui du lobe principal (fig. 1.2). Les lobes secondaires représentent généralement le rayonnement dans les directions indésirables et, par conséquent, leur niveau doit être minimisé. Toutefois, la diminution de la valeur du SLL entraînerait un élargissement de l'angle d'ouverture θ_{3dB} et il faudra trouver le bon compromis entre ces deux grandeurs antagonistes selon l'application souhaitée.

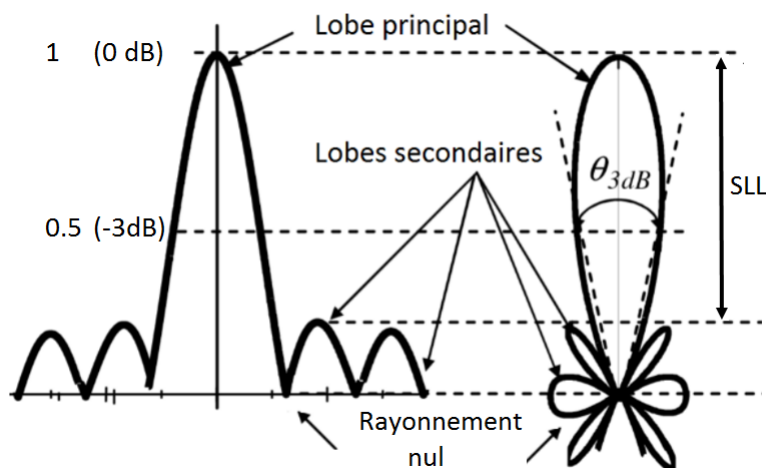


FIGURE 1.2 – Caractéristiques d'un diagramme de rayonnement [1]

1.1.6 Impédance d'entrée et adaptation

L'impédance d'entrée (fig. 1.3) caractérise la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation. En émission elle sera représentée par une charge terminale dont la partie réelle modélise la puissance rayonnée (R_{ray}) par l'antenne ainsi que la puissance dissipée par effets joules (R_{diss}). La partie imaginaire représente, quant à elle, l'énergie réactive. L'impédance d'entrée pourra s'écrire de la forme :

$$Z_{in} = (R_{diss} + R_{ray}) + jX_a \quad (1.15)$$

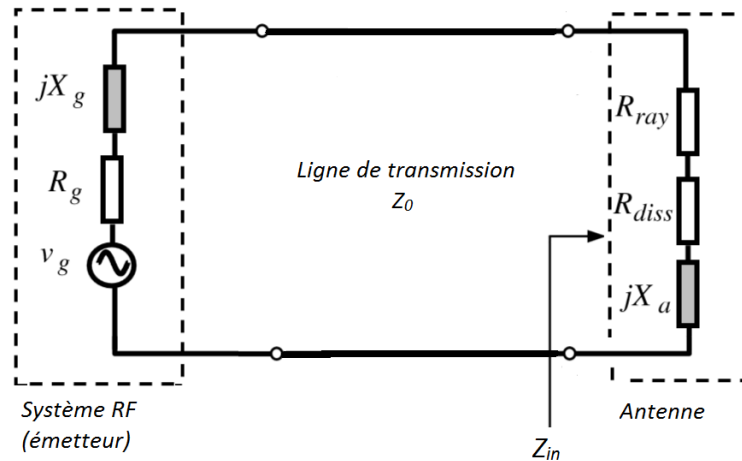


FIGURE 1.3 – Schéma électrique équivalent d'une antenne en émission

Afin d'assurer un transfert de puissance maximum du générateur vers l'antenne, l'impédance d'entrée devra être adaptée à celle du système. Pour quantifier cette adaptation, il est commun dans le domaine des hyperfréquences d'utiliser des grandeurs telles que le ROS (VWSR), le coefficient de réflexion et les paramètres de répartition.

Soient :

- V_i l'onde en tension incidente à l'antenne.
- V_r l'onde réfléchie par l'antenne
- Z_0 l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (Normalisée à $Z_0 = 50\Omega$)

Le rapport d'ondes stationnaires VWSR (Voltage Standing Wave Ratio) exprime directement la qualité de l'adaptation d'antenne à la ligne de transmission, coaxiale ou bifilaire.

$$\text{VWSR} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (1.16)$$

Le coefficient de réflexion Γ définit quant à lui le rapport des amplitudes (complexes) réfléchie et incidente

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (1.17)$$

On démontre que ces deux grandeurs sont liées entre elles par la relation

$$\text{VWSR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.18)$$

Une antenne peut être considérée comme un quadripôle placé entre le système d'émission (ou de réception) et l'espace libre. Pour de tels dispositifs, le coefficient de réflexion peut varier selon la charge terminale (impédance de l'espace de rayonnement), de ce fait on préfère utiliser les paramètres de répartitions (paramètres S) qui relient les ondes incidentes aux ondes réfléchies et transmises aux ports du quadripôle (entrée de l'antenne et espace de rayonnement). Les paramètres S peuvent être calculés en utilisant des techniques analytiques ou bien mesurés avec l'analyseur de réseau.

Le paramètre S utilisé pour quantifier l'adaptation à l'entrée de la ligne est le S_{11} (dont l'amplitude est généralement exprimée en dB). Il s'agit du coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée. A une fréquence f_r dite de résonance, l'impédance d'entrée de l'antenne devient purement résistive (La réactance X_a s'annule lors du passage d'un comportement capacitif à selfique).

À la fréquence de résonance, on a une adaptation parfaite : l'onde réfléchie est nulle de même que le coefficient de réflexion ($S_{11} = 0$). Cependant, une telle adaptation est impossible à réaliser pratiquement et on se contente généralement de coefficients de réflexion inférieurs à -11 dB pour considérer l'adaptation.

1.1.7 Bande passante

Comme traité au paragraphe précédent, une antenne résonne pour des modes d'excitation (fréquences de résonance) bien distincts, D'une manière générale, la bande passante d'une antenne est la bande autour de la fréquence de résonance dans laquelle les performances radio-électriques restent conformes à une norme imposée. Il s'agit de la bande pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est supérieure ou égale à 0.707 fois sa valeur maximale. De plus, il est fréquent de définir la bande passante en pourcentage comme suit :

$$B(\%) = 200 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (1.19)$$

Très souvent en hyperfréquences, la bande passante d'une antenne est évalué comme étant la bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne (S_{11}) est inférieur à -11 dB (fig. 1.4)

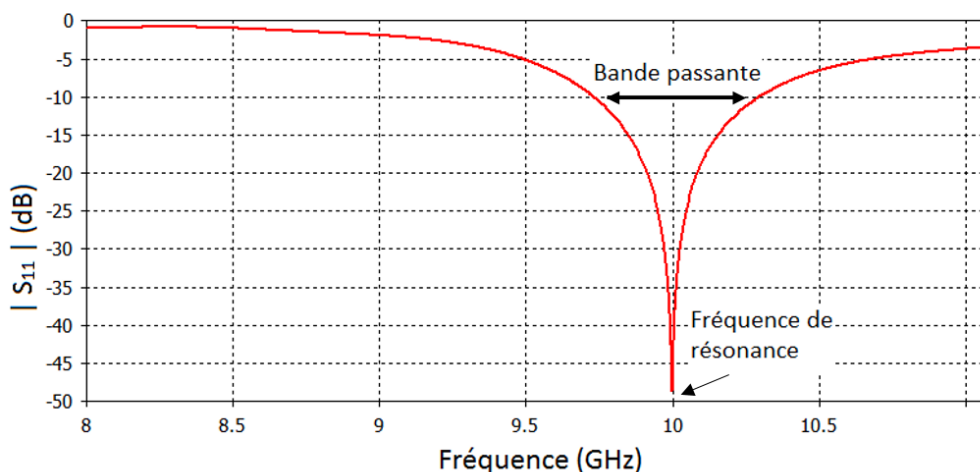


FIGURE 1.4 – Coefficient de réflexion à l'entrée d'un patch rectangulaire résonnant à 10 GHz

1.2 Types d'antennes

1.2.1 Introduction

Selon l'excitation, on peut distinguer entre deux catégories d'antennes :

- celles qui émettent un rayonnement engendré par des courants variables.
- celles dont le rayonnement dépend du champ électromagnétique créé sur des ouvertures.

Dans cette partie, on utilisera les notions définies précédemment afin de caractériser trois types d'antennes usuellement utilisées en réseaux phasés : antennes filaires, ouvertures rayonnantes et patches microruban.

L'étude des champs rayonnés par une antenne repose sur l'intégration des équations de Maxwell ou bien par dérivation des potentiels vecteurs électrique et magnétique. On supposera une antenne excitée par une densité de courant électrique, de plus, on ne s'intéresse ici qu'aux champs lointains où l'onde est plane. Après développement mathématique et introduction d'approximations, on aboutit à l'expression du champ électrique lointain rayonné par une antenne quelconque qui s'écrit selon [1] de la manière suivante

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{jk\eta}{4\pi} \psi(r) \iiint \left[(\vec{J}_e \times \vec{r}') \times \vec{r}' \exp(jk\vec{r}' \cdot \hat{r}) \right] dV' \quad (1.20)$$

Avec

- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$: Nombre d'onde (rad/m)
- $\psi(r) = \exp(-jkr)/r$: Fonction de Green en espace libre (m^{-1})
- J_e : Densité de charge superficielle (A/m^2)

1.2.2 Antenne filaire

Les antennes filaires rectilignes ou de forme quelconque (cadre, hélice), sont les plus anciennes, les plus simples et dans la plupart des applications, les plus utilisées. Elles sont constituées d'un conducteur dont les dimensions transversales sont très petites par rapport à la longueur d'onde. De plus elles pourront être utilisées en régime d'ondes stationnaires (avec terminaison ouverte) pour avoir des antennes résonnantes ou en régimes d'ondes progressives (à terminaison adaptée) pour donner des antennes larges bandes. Le cas le plus simple d'une antenne filaire est le doublet électrique.

1.2.2.1 Doublet électrique

Il s'agit d'un fil conducteur dont la longueur l est négligeable par rapport à la longueur d'onde λ_0 . On démontre que le champ électrique rayonné par un tel élément s'écrit de la forme :

$$\vec{E} = j \frac{k\eta}{4\pi} I_0 l \sin \theta \psi(r) \hat{\theta} \quad (1.21)$$

- I_0 : Intensité du courant à l'entrée du doublet.

On peut alors exprimer la fonction normalisée en champ par la relation 1.22. Le diagramme de rayonnement en décibels associé à cette fonction est représenté par la figure 1.5-a

$$f(\theta, \phi) = f(\theta) = |\sin \theta| \quad (1.22)$$

Enfin, le calcul de la directivité maximale du doublet électrique se fait à partir de la puissance rayonnée et de l'intensité de rayonnement maximum. Cette directivité est assez faible et vaut 1.75 dBi

1.2.2.2 Dipôle de longueur finie

La puissance rayonnée par un dipôle étant très faible, on préfère, pour transmettre une puissance plus importante tout en conservant un diagramme de rayonnement large, utiliser une antenne filaire de longueur totale l . Elle sera alimentée en son centre par un courant alternatif par une ligne bifilaire ou coaxiale sur laquelle s'installe un régime d'onde stationnaire. Dans ce cas, on démontre que l'expression du champ électrique lointain s'écrit sous la forme suivante

$$\vec{E} = \frac{j\eta}{2\pi} I_0 \psi(r) \left[\frac{\cos(k\frac{l}{2} \cos \theta) - \cos(k\frac{l}{2})}{\sin \theta} \right] \hat{\theta} \quad (1.23)$$

En posant $l = n\lambda$, la fonction caractéristique de rayonnement s'exprime par

$$f(\theta) = \frac{\cos(n\pi \cos \theta) - \cos(n\pi)}{\sin \theta} \quad (1.24)$$

La figure 1.5 donne la représentation graphique du diagramme de rayonnement en champ du doublet électrique ainsi que d'antennes filaires rectilignes. Dans le plan horizontal ($\theta = \text{cte}$), de telles antennes sont omnidirectionnelles. Dans le plan vertical ($\phi = \text{cte}$), le diagramme de rayonnement présente deux lobes principaux de rayonnement perpendiculaires au doublet ($\theta = \pm 90^\circ$). Plus longue sera l'antenne, plus directs seront ses lobes. Cependant des longueurs d'antenne dépassant la longueur d'onde ($l > \lambda$) introduiront des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement.

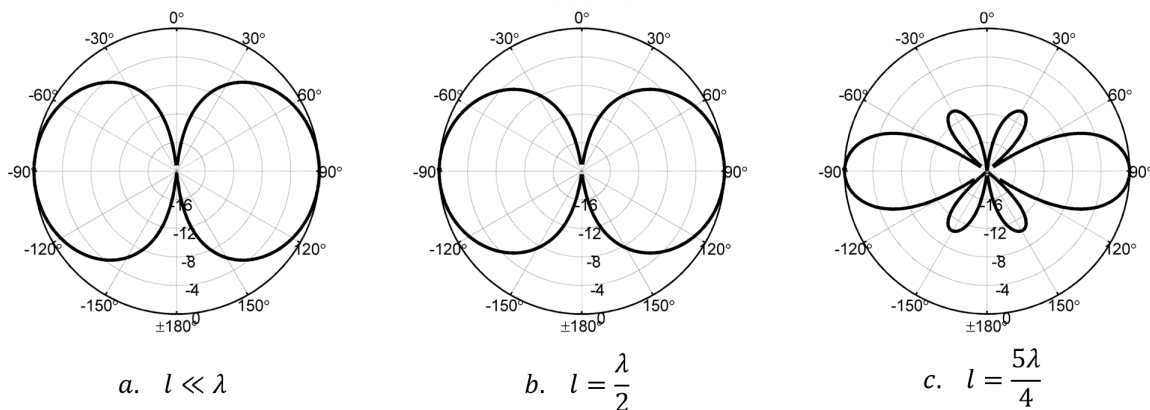


FIGURE 1.5 – Diagrammes de rayonnement de dipôles de différentes longueurs

En pratique, les antennes filaires les plus utilisées sont les dipôles demi-onde ($l = \lambda/2$) dont la directivité maximale vaut $D = 2.15$ dBi. Elle est à peine supérieure à celle du doublet électrique ($D = 1.75$ dBi).

1.2.3 Antenne hélice

L'antenne hélice est l'une des plus simples de toutes les antennes à polarisation circulaire et présente l'intérêt d'avoir une largeur de bande importante et d'être facilement réalisable.

1.2.3.1 Géométrie d'une hélice

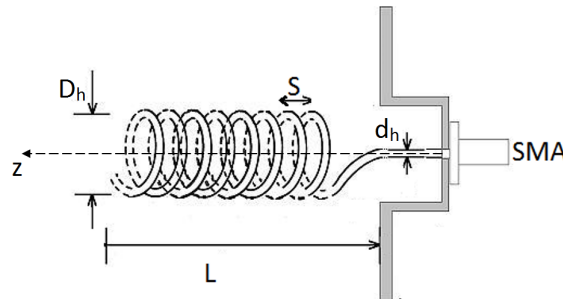


FIGURE 1.6 – Géométrie d'une antenne hélice

Une antenne hélice est définie par ses caractéristiques géométriques :

- D_h : Diamètre du cylindre générant l'hélice
- $C = \pi D_h$: Circonférence du cylindre
- S : Pas de l'hélice
- l_1 : Longueur d'une spire
- N : Nombre de spires
- $L = nS$: Longueur axiale
- d_h : Diamètre du conducteur utilisé
- α : Angle de pointage d'une spire
- $l_n = nl_1$: Longueur totale du conducteur utilisé.

1.2.3.2 Mode de rayonnement normal

Lorsque le diamètre de l'hélice est faible devant la longueur d'onde, le champ peut être assimilé à la résultante du rayonnement d'une petite spire dans le plan xy en plus de celui d'un doublet électrique dirigé selon z . Il s'agit du mode de rayonnement normal. Le champ électrique rayonné dans ce cas s'écrit de la forme :

$$|\overrightarrow{E}(\theta)| = K(D_h, S) |\sin \theta| \quad (1.25)$$

- $K(D_h, S)$ étant une constante dépendant du diamètre et du pas de l'hélice.

1.2.3.3 Mode de rayonnement axial

L'antenne hélice axiale doit son nom au fait qu'elle rayonne principalement dans son axe de bobinage. Elle a été décrite pour la première fois en 1947 par John Daniel Kraus[16], un radio-amateur américain. Les dimensions d'une hélice axiale lui donnent le comportement d'un guide d'onde produisant une polarisation circulaire. Ces antennes sont utilisées pour la poursuite de

mobiles, ainsi que pour les communications spatiales, quand l'orientation relative de l'émetteur et du récepteur est inconnue ou variable. Leur taille est rédhibitoire en HF et au-dessous, elles ne sont donc utilisées que dans la plage allant des VHF aux SHF.

Le rayonnement axial est valable sur une bande de fréquence de l'ordre de 56% et confère ainsi à l'antenne hélice un caractère large bande. Il est obtenu en choisissant une circonférence des spires de l'ordre de la longueur d'onde et un pas de l'hélice proche du quart de cette longueur d'onde.

$$\begin{aligned} \pi D_h &\approx \lambda \\ S &\approx \frac{\lambda}{4} \end{aligned} \quad (1.26)$$

Le champ rayonné à grande distance est identique à celui d'un réseau linéaire uniforme (cf. paragraphe 2.3) à rayonnement longitudinal, constitué de N enroulements de circonférence $C = \lambda$ espacés d'une distance S (Pas de l'hélice). L'expression du champ normalisé d'une seule spire peut être approximée par $f_{sp}(\theta) = \cos(\theta)$. Dans ces conditions, et en vertu du principe de multiplication des diagrammes de rayonnement, la fonction caractéristique de l'hélice peut s'écrire sous la forme

$$f(\theta) = K' \cos(\theta) \frac{\sin \frac{N\Psi}{2}}{N \sin \frac{\Psi}{2}} \quad (1.27)$$

- Avec $\Psi = kS \cos(\theta) + \delta$
- $\delta = -kS - \frac{\pi}{N}$ Déphasage de l'angle électrique entre deux spires adjacentes (cf. chapitre 2)
- K' : Constante de normalisation

La figure 1.7 illustre le diagramme de rayonnement en décibels d'une antenne hélice opérant à la fréquence de 10 GHz ($N=8$, $D = 9.5\text{mm}$, $S = 7.5\text{mm}$)

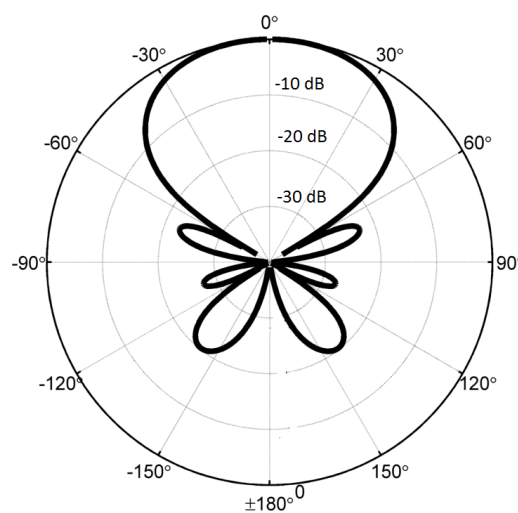


FIGURE 1.7 – Diagramme de rayonnement d'une hélice dans le plan E ($N=8$, $D = 9.5\text{mm}$, $S = 7.5\text{mm}$)

Afin de donner les caractéristiques d'une telle antenne, Kraus [16] propose les formules empiriques suivantes

- **Directivité maximale**

$$D = 15N \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 \frac{S}{\lambda} \quad (1.28)$$

- **Impédance d'entrée**

$$Z_{in} = 140 \frac{C}{\lambda} \quad (1.29)$$

- **Angle d'ouverture à demi puissance**

$$\theta_{3db} \text{ (degrés)} = \frac{52\lambda^{3/2}}{\pi D_h \sqrt{NS}} \quad (1.30)$$

1.2.4 Ouvertures rayonnantes et antennes cornets

Une ouverture est un dispositif rayonnant, généralement à deux dimensions, autrement dit, une surface sur laquelle existent des distributions de courants ou des distributions de champs. Très souvent utilisées dans le domaine des hyperfréquences, ces antennes sont constituées d'ouvertures pratiquées sur des structures métalliques : Guide d'onde ouvert et cornets électromagnétiques. De plus, de nombreuses antennes peuvent s'apparenter à des antennes à ouvertures, tel que les antennes à réflecteur et les antennes diélectriques.

L'étude de tels dispositifs repose essentiellement sur les théorèmes d'équivalence énoncés par Schelkunoff et Love [21], l'objectif étant de remplacer les sources réelles (champs \vec{E}_a , \vec{H}_a à la surface de l'ouverture) en leurs équivalents en sources électriques (Densité de courants et de charges).

Le calcul du champ lointain rayonné par les ouvertures rayonnantes dans le plan xy fait appel à un formalisme mathématique fastidieux, il sera grandement facilité par l'introduction des transformées de Fourier des champs sources (\vec{E}_a , \vec{H}_a). Ces transformés ont été écrites par R. Aksas [1] de la forme suivante

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{P}_x(k_x, k_y) = \iint E_{ax}(x', y') e^{j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \\ \tilde{P}_y(k_x, k_y) = \iint E_{ay}(x', y') e^{j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \\ \tilde{Q}_x(k_x, k_y) = \iint H_{ax}(x', y') e^{j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \\ \tilde{Q}_y(k_x, k_y) = \iint H_{ay}(x', y') e^{j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \end{array} \right. \quad (1.31)$$

De plus, on se met dans le cas où les sources sont dites de Huygens, c'est-à-dire reliées par la relation

$$\vec{H}_a = \frac{1}{\eta} (\hat{z} \times \vec{E}_a) \quad (1.32)$$

Tout ceci permet d'écrire l'expression du champ électrique lointain selon la nature des sources

$$\begin{cases} E_\theta = \frac{jk}{2\pi} \Psi(r) C_\theta \theta [\tilde{P}_x \cos(\phi) + \tilde{P}_y \sin(\phi)] \\ E_\phi = \frac{jk}{2\pi} \Psi(r) C_\phi \theta [\tilde{P}_y \cos(\phi) - \tilde{P}_x \sin(\phi)] \end{cases} \quad (1.33)$$

Avec

$$\begin{pmatrix} C_\theta \\ C_\phi \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 + \cos \theta \\ 1 + \cos \theta \end{pmatrix} \quad \text{Sources électriques et magnétiques} \quad (1.34)$$

$$\begin{pmatrix} C_\theta \\ C_\phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \cos \theta \end{pmatrix} \quad \text{Sources magnétiques seules} \quad (1.35)$$

$$\begin{pmatrix} C_\theta \\ C_\phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{Sources électriques seules} \quad (1.36)$$

Connaissant l'expression du champ électrique, il devient aisé de donner les expressions de l'intensité de rayonnement, de la puissance rayonnée et de la directivité

$$D = \frac{\left| \iint \vec{E}_a(x', y') dx' dy' \right|^2}{\iint |\vec{E}_a(x', y')|^2 dx' dy'} \quad (1.37)$$

Pour illustrer cette étude, considérons le cas d'une ouverture rectangulaire dans le plan xy . On la suppose excitée par une illumination en champ électrique uniforme et équiphase tel que représenté dans la figure 1.8. La distribution du champ est alors de la forme :

$$\vec{E}_a = \begin{cases} E_0 \hat{y} & |x'| < \frac{a}{2} \text{ et } |y'| < \frac{b}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.38)$$

L'illumination est polarisée linéairement selon y , le calcul des transformées de Fourier donne

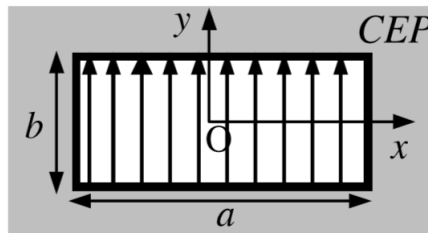


FIGURE 1.8 – Ouverture rectangulaire et distribution du champ d'excitation

$$\begin{cases} \tilde{P}_x = 0 \\ \tilde{P}_y = E_0 ab \operatorname{sinc}\left(\frac{k_x a}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_y b}{2}\right) \end{cases} \quad (1.39)$$

En vertu des équations (1.33) et (1.36) les expressions du champ rayonné s'écrivent

$$\begin{cases} E_\theta = \frac{jk}{2\pi} \Psi(r) E_0 ab \operatorname{sinc}\left(\frac{k_x a}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_y b}{2}\right) \sin(\phi) \\ E_\phi = \frac{jk}{2\pi} \Psi(r) E_0 ab \operatorname{sinc}\left(\frac{k_x a}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_y b}{2}\right) \cos(\theta) \cos(\phi) \end{cases} \quad (1.40)$$

D'où la fonction caractéristique normalisée en champ représenté dans la figure 1.9

$$f_n(\theta, \phi) = \operatorname{sinc}\left(\frac{k_x a}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_y b}{2}\right) \sqrt{1 - \sin^2(\theta) \cos^2(\phi)} \quad (1.41)$$

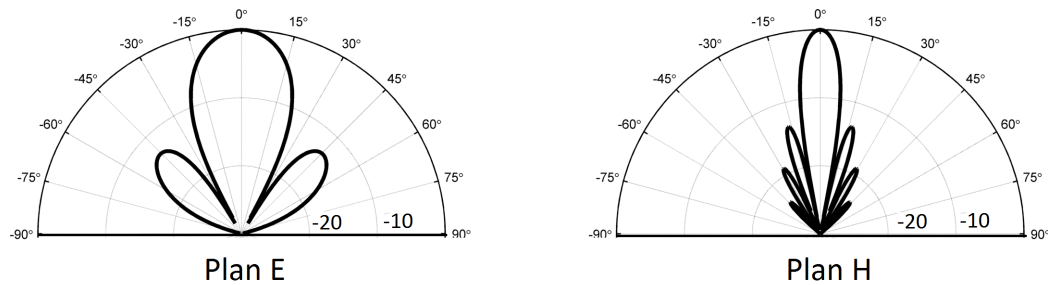


FIGURE 1.9 – Diagramme de rayonnement d'une ouverture rectangulaire

1.3 Antenne microruban

1.3.1 Introduction

L'utilisation de structures microruban pour rayonner des ondes électromagnétiques était envisagée dans les années 1950 Par Deschamps [9]. L'importance de telles antennes a été démontrée au début des années 70 lorsque des chercheurs ont noté que près de la moitié de la puissance d'une surface microruban échappe sous forme de rayonnement. Ainsi, un « patch » microruban avec une perte par radiation considérable a été utilisé comme antenne. Plus tard, il a été prouvé que ce mécanisme de rayonnement est d'autant plus important que des discontinuités de la ligne soient flagrantes. L'antenne planaire permet d'offrir de multiples avantages tels que [3] :

- Compacité, miniaturisation et légèreté (application pour les communications mobiles)
- Faible coût de fabrication (facilité de production de masse)
- Support de la polarisation linéaire et la polarisation circulaire
- Utilisabilité en doubles et triples bandes

Cependant, elle présente le défaut d'avoir une bande passante étroite ainsi qu'une faible directivité. Ce dernier point peut être compensé par l'utilisation d'un réseau d'antennes microruban.

Ce mémoire traite la conception d'un réseau d'antennes patch à commande de phase. Afin d'avoir des antennes correspondantes à cette application, un design et une simulation du patch est requise. La théorie associée à la synthèse et l'analyse des antennes microrubans est présentée dans les sections suivantes.

1.3.2 Structure d'une antenne microruban

Une antenne microruban est une antenne plane dont l'élément rayonnant est une surface conductrice, séparée d'un plan de masse conducteur par une lame diélectrique. Sa réalisation ressemble à un circuit imprimé double face. La figure illustre 1.10 la structure d'une antenne microruban.

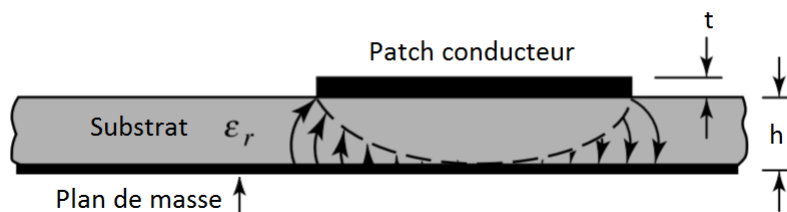


FIGURE 1.10 – Vue latérale d'une antenne microruban

Les antennes planaires sont classées parmi les antennes résonantes. En effet, les caractéristiques du patch fixent en général une fréquence f_r pour laquelle l'antenne résonne, à cette fréquence, on associera une longueur d'onde dans le vide $\lambda = c/f_r$

Conducteur : La surface conductrice appelée patch consiste en une très mince couche métallique d'épaisseur $t \ll \lambda$. Elle sera placée au-dessus à une distance h tel que $0.003\lambda < h < 0.05\lambda$ d'un plan de masse de même nature. Un substrat diélectrique ϵ_r de permittivité relative sera intercalé entre patch et plan de masse.

Substrat : Plusieurs matériaux de différentes constantes diélectriques $2.2 < \epsilon_r < 12$ peuvent être utilisés pour le design des antennes microruban. On désire généralement utiliser des substrats épais de faible constante diélectrique car ils offrent une plus large bande passante [3].

Formes et dimensions : Le patch peut prendre différentes formes aussi bien basiques que complexes afin d'avoir les caractéristiques de rayonnement voulu. Ainsi, on trouvera des patches carrés, rectangulaires, circulaires, triangulaires, elliptiques, annulaires... On se limitera dans ce rapport à présenter le patch rectangulaire utilisé dans notre projet.

1.3.3 Alimentation de l'antenne

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont elle est intégrée dans le dispositif. Plusieurs moyens ont été employés pour le cas des antennes planaires. Les plus utilisés sont la

ligne de transmission microruban, les connecteurs coaxiaux et l'alimentation par couplage.

1.3.3.1 Alimentation par ligne microruban

C'est la technique la plus simple pour alimenter une antenne planaire. Une ligne de transmission est imprimée sur le substrat contenant l'antenne (fig. 1.11a). Il s'agit d'une surface conductrice de faible largeur par rapport au patch. Ses majeurs avantages sont la facilité de son implémentation directement dans le patch. Cependant, elle introduira un rayonnement parasite en plus de limiter la bande passante du système (bande passante de 2-5 %).

En technologie microruban, l'impédance caractéristique de la ligne dépend du rapport entre la largeur du ruban W_f , de l'épaisseur h du substrat et de sa constante diélectrique efficace ϵ_e . Cette dernière peut être considérée comme la constante diélectrique d'un milieu homogène regroupant le substrat et l'air avoisinant. Sa valeur est donnée par

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12h/W_f}} \quad (1.42)$$

Dans la littérature micro-onde, on trouve plusieurs expressions décrivant l'analyse et la synthèse des lignes de transmissions microruban. Parmi elles, les relations données par D.M.Pozar [20] donnent l'expression approchée de l'impédance caractéristique d'une ligne en fonction des grandeurs citées précédemment

$$Z_f = \begin{cases} \frac{60}{\epsilon_e} \ln\left(\frac{8h}{W_f} + \frac{W_f}{4h}\right) & \text{pour } W_f < h \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}[W_f/h + 1.393 + 0.667 \ln(W_f/h + 1.444)]} & \text{pour } W_f > h \end{cases} \quad (1.43)$$

De même, pour une impédance caractéristique Z_0 et un ϵ_r donnés, les dimensions de la ligne peuvent être calculées par :

$$\frac{W_f}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W_f < 2h \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & \text{pour } W_f > 2h \end{cases} \quad (1.44)$$

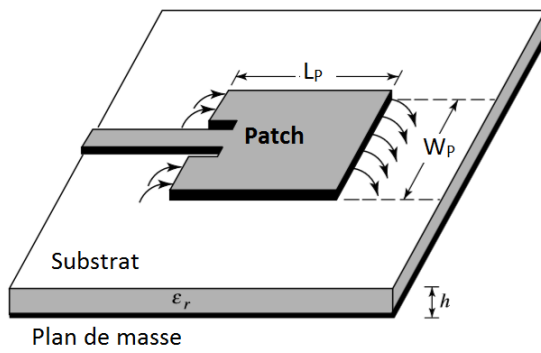
où

$$A = \frac{Z_f}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

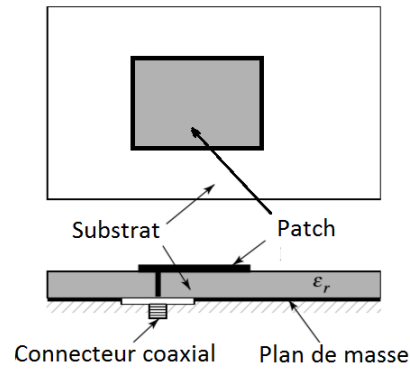
$$B = \frac{377\pi}{2Z_f\sqrt{\epsilon_r}}$$

1.3.3.2 Alimentation par câble coaxial

Une autre technique utilisée est celle du câble coaxial dont le conducteur central est relié au patch tandis que le conducteur externe est fixé sur le plan de masse (fig. 1.11b). On se servira le plus souvent de connecteurs dont l'impédance est normalisée à 50 Ohm : les connecteurs SMA (SubMiniature version A). Son avantage réside dans le fait que le conducteur central peut être



(a) Alimentation par ligne microruban



(b) Alimentation par sonde coaxiale

FIGURE 1.11 – Techniques d'alimentation d'une antenne microruban

placé n'importe où dans le patch afin de réaliser l'adaptation.

Une association de ces deux techniques sera utilisée dans la réalisation d'un réseau d'antennes à commande de phase. Un connecteur SMA sera soudé sur une ligne microruban alimentant un patch rectangulaire. Le lecteur se référera au chapitre 4 pour une description complète du prototype réalisé.

1.3.3.3 Alimentation par couplage

Il s'agit de deux substrats séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée une fente. En général, un diélectrique avec une permittivité élevée est utilisé pour le substrat inférieur et un diélectrique épais avec une permittivité faible pour le substrat supérieur. Le plan de masse isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant. L'adaptation d'impédance s'effectue en agissant sur la largeur de la ligne d'alimentation et sur la longueur de la fente. Ce type d'alimentation est le plus difficile à mettre en œuvre. De plus, il présente une bande passante étroite. Cependant, il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible.

1.3.4 Analyse d'une antenne microruban

Plusieurs manières d'analyse des antennes patches ont été développées, on citera notamment le modèle de la ligne de transmission, le modèle de la cavité et les modèles aux équations intégrales et aux méthodes des moments. La première modélisation est simpliste et facilite grandement l'interprétation des phénomènes physiques prenant part dans une antenne microruban. Cependant, les équations fermées qu'elle apporte négligent les effets du couplage. Le modèle de la cavité apporte une meilleure modélisation tenant compte du couplage mais toute fois elle reste complexe et le couplage mutuel n'est toujours pas pleinement bien modélisé. Enfin, des techniques numériques sont apparues afin de donner un modèle fiable pour l'analyse des antennes microruban. Elles se basent sur une résolution numérique des équations de Maxwell dans une structure donnée. On peut citer par exemple la méthode des différences finies dans le domaine temporelle (FDTD) ou la méthode des moments (MoM).

1.3.4.1 Méthode de la ligne de transmission

La géométrie des antennes microruban de forme carrée ou rectangulaire permettent de les assimiler à des lignes de transmissions terminées par un circuit ouvert. L'antenne est considérée comme une section de ligne d'impédance caractéristique Z_0 et de coefficient de propagation β dépendant des dimensions de l'antenne et des paramètres du substrat diélectrique.

La longueur L_p du patch de l'antenne étant de l'ordre de la demi-longueur d'onde, on pourra considérer la contribution du rayonnement latéral dans les bords AA' et BB' (fig. 1.12a). Seuls les champs de débordements des bords AB et $A'B'$ seront considérés comme sources de rayonnement.

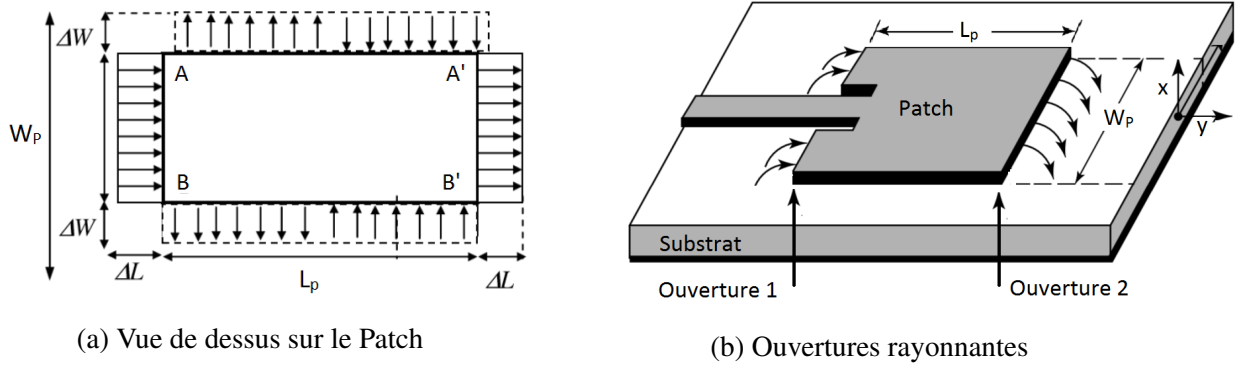


FIGURE 1.12 – Modèle de la ligne de transmission

Dans ces conditions, une approche judicieuse consiste à assimiler le patch à un réseau de deux ouvertures rectangulaires de dimensions W_p et h espacées d'une distance L_p (fig. 1.12b). Dans cette modélisation, on fera appel aux relations du paragraphe (1.2.4), de plus, on négligera les effets du couplage mutuel entre les deux ouvertures.

Expression du champ et diagrammes de rayonnement : La distribution du champ source est considérée comme uniforme et s'écrit de la forme :

$$\vec{E}_a = \begin{cases} E_0 \hat{x} & \text{pour } |x'| < h/2 \text{ et } |z'| < W_p/2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.45)$$

En se référant aux relations (1.40), on pourra déterminer l'expression du champ rayonné par une ouverture

$$\vec{E}_f = \frac{jk}{2\pi} E_0 W_p h \psi(r) \sin(\theta) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_x h}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_z h}{2}\right) \hat{\phi} \quad (1.46)$$

Pour avoir le champ total rayonné par l'antenne, on doit tenir compte de la contribution du champ rayonné par la seconde fente. Pour ce faire, on considère l'antenne comme un réseau de deux sources alignées le long de l'axe Oy et espacées de L_p . Le facteur de réseau (cf. paragraphe 2.3.1) peut s'écrire

$$AF(\theta, \phi) = 2 \exp\left(jk_y \frac{L_p}{2}\right) \cos\left(k_y \frac{L_p}{2}\right) \quad (1.47)$$

En vertu du principe de multiplication des diagrammes de rayonnement, le champ électrique total rayonné par l'antenne sera de la forme

$$\vec{E}_p = \frac{jk}{\pi} E_0 W_p h \psi(r) \sin(\theta) \sin(\theta) \operatorname{sinc}\left(k_z \frac{W_p}{2}\right) \cos\left(k_y \frac{L_p}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(k_x \frac{h}{2}\right) \hat{\phi} \quad (1.48)$$

D'où la fonction caractéristique en champ normalisé qui s'écrira de la forme

$$f_n(\theta, \phi) = \sin(\theta) \operatorname{sinc}\left(k_z \frac{W_p}{2}\right) \cos\left(k_y \frac{L_p}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(k_x \frac{h}{2}\right) \quad (1.49)$$

Dans le plan E ($\theta = 90^\circ$), l'expression 1.49 se réduit à

$$f_{nE}(\phi) = \cos\left(\pi \frac{L_p}{\lambda} \sin \phi\right) \quad (1.50)$$

On remarque que le diagramme de rayonnement dans ce plan (perpendiculaire au plan du patch dans le sens de la longueur) n'est fonction que de la longueur L_p . En général, cette grandeur est de l'ordre de la demi-longueur d'onde, valeur pour laquelle l'angle d'ouverture ϕ_{3dB} vaut environ 60° .

Dans le plan H ($\phi = 0^\circ$), la fonction caractéristique prend la forme

$$f_{Hn}(\theta) = \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{W_p}{\lambda} \cos \theta\right) \quad (1.51)$$

L'expression du facteur de réseau se réduit à l'unité et le rayonnement de l'antenne est assimilé à celui d'une seule ouverture rayonnante. Le diagramme sera perpendiculaire à l'antenne dans le sens de sa largeur comme le montre la figure 1.13.

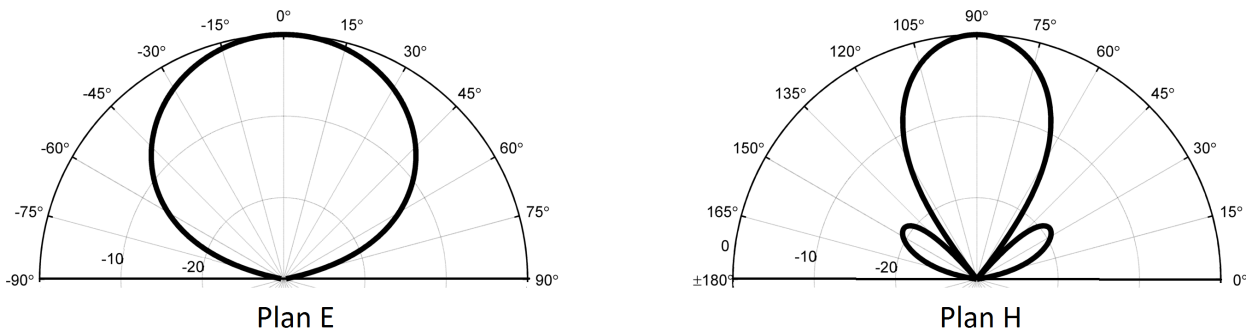


FIGURE 1.13 – Diagrammes de rayonnement d'un patch rectangulaire dans le plan E et H

Caractéristiques de rayonnement : Les caractéristiques de rayonnement d'une antenne imprimée peuvent être déterminées à partir de celles d'une fente. De plus, on fera appel aux théories des lignes de transmissions ainsi qu'à celles des réseaux.

Pour le cas d'un substrat de faible épaisseur ($h \ll \lambda$), l'intensité de rayonnement d'une fente pourra être déduite de l'expression du champ électrique 1.46 et prendra la forme

$$U_f(\theta) = \frac{|E_1|^2}{2\eta} r^2 = \frac{V_0^2}{2\eta} \left(\frac{W_p}{\lambda}\right) [\sin \theta \operatorname{sinc}(k_z W_p / 2)]^2 \quad (1.52)$$

Pour déterminer la puissance rayonnée, on intègre l'intensité de rayonnement pour aboutir à l'expression

$$P_{ray} = \frac{V_0^2}{2\pi\eta} (-2 + \cos(X) + X \operatorname{Si}(X) + \operatorname{sinc}(X)) \quad (1.53)$$

Où

$$X = \frac{2\pi}{\lambda} W_p \quad \text{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt$$

à partir de cette puissance rayonnée, on peut déduire l'expression de la conductance de rayonnement de la fente G_1 ainsi que sa directivité maximale D_1 . Elles sont données respectivement par les relations

$$G_1 = \frac{2P_{ray}}{V_0^2} = \frac{1}{\eta\pi} (-2 + \cos(X) + X \text{Si}(X) + \text{sinc}(X)) \quad (1.54)$$

$$D_1 = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{ray}} = \frac{X^2}{(-2 + \cos(X) + X \text{Si}(X) + \sin^2(X)/X)} \quad (1.55)$$

En introduisant les limites $\lim_{x \rightarrow \infty} \text{Si}(x) = \pi/2$ et $\lim_{x \rightarrow 0} \text{Si}(x) = 0$ dans les expressions précédentes, on aboutit aux formules asymptotiques de la conductance et de la directivité données par [3]

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Pour } W_p \gg \lambda : \\ \text{Pour } W_p \ll \lambda : \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} G_1 = \frac{1}{120} \frac{W_p}{\lambda} \\ G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W_p}{\lambda} \right)^2 \end{array} \quad \text{et} \quad \begin{array}{l} D_1 = 4 \frac{W_p}{\lambda} \\ D_1 = 3 \end{array} \quad (1.56)$$

En développant le calcul de la puissance complexe rayonnée par la fente, un terme purement imaginaire apparaît. Il est modélisé par une susceptance B_1 représentant une capacité. En effet, l'admittance d'une fente peut s'écrire :

$$Y_{s1} = G_1 + jB_1 \quad (1.57)$$

Cet effet capacitif est dû à un allongement effectif de la longueur de l'antenne. Plusieurs expressions fermées peuvent être trouvées dans la littérature afin de déterminer la valeur de B_1 . Dans ce qui suit, on donne les formules quasi-statiques développées par [1] pour écrire la susceptance de la forme :

$$B_1 = \frac{k}{Z_0} \Delta L \sqrt{\epsilon_e} \quad (1.58)$$

Z_0 et ϵ_e sont donnés par 1.44. le terme ΔL représente l'allongement dû au champ du débordement dans le sens de la longueur. Son expression est donnée par :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3)(W_p/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258)(W_p/h + 0.8)} \quad (1.59)$$

Impédance d'entrée : Comme illustré dans la figure 1.14, l'admittance d'entrée est vue comme étant formée par deux admittances de fentes Y_{s1} et Y_{s2} reliées par une ligne de longueur L_e d'admittance caractéristique Y_{cp} tel que :

$$Y_{cp} = \frac{1}{Z_0} \quad (1.60)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.61)$$

$$L_e = L_p + 2\Delta L \quad (1.62)$$

Dans le domaine des hyperfréquences, le calcul de l'admittance d'entrée se fait en ramenant

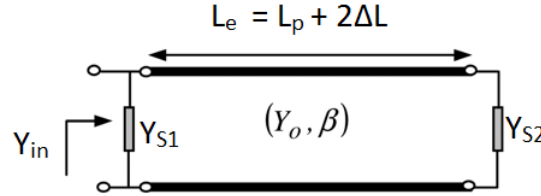


FIGURE 1.14 – Schéma électrique équivalent d'une antenne planaire

l'admittance de la fente 2 à l'entrée de la ligne de transmission. L'admittance de l'antenne microruban s'exprime de la forme

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = Y_{s1} + Y_{cp} \frac{Y_{s2} + jY_{cp} \tan(\beta L_e)}{Y_{cp} + jY_{s2} \tan(\beta L_e)} \quad (1.63)$$

L'effet du couplage entre les fentes n'est pas pris en considération. De plus, on porte à l'attention du lecteur que le calcul de l'impédance d'entrée est un problème assez complexe qui n'est pas le sujet de ce mémoire. Cependant, on retiendra que l'impédance d'entrée varie rapidement autour d'une fréquence de résonance, chose qui limite grandement la bande passante (de l'ordre de 2% à 5%).

A la résonance, l'admittance d'entrée est purement réelle et on démontre que

$$Y_{s1}^* = Y_{cp} \frac{Y_{s2} + jY_{cp} \tan(\beta L_e)}{Y_{cp} + jY_{s2} \tan(\beta L_e)} \quad (1.64)$$

Ce qui permet d'écrire l'impédance d'entrée d'une antenne patch sous la forme

$$Z_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (1.65)$$

En introduisant une conductance mutuelle G_{12} , représentant le couplage entre les deux fentes, cette expression devient selon Derneryd [8]

$$Z_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (1.66)$$

L'expression de G_{12} est bien souvent négligeable devant G_1 , elle est exprimée selon Van de Capelle [7] par la relation suivante :

$$G_{12} = \frac{1}{120} \left(\frac{W_p}{\lambda} \right)^2 \int_0^\pi \left[\sin^2 \theta \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{kW_p}{2} \cos \theta \right) J_0(kL_p \sin \theta) \right] \sin \theta d\theta \quad (1.67)$$

Le lecteur trouvera dans l'annexe A.5 un script matlab permettant d'évaluer l'impédance d'entrée d'un patch rectangulaire suivant les relations 1.54 1.67 1.66.

Techniques d'adaptation : Une première technique consiste à intercaler une ligne quart d'onde entre l'antenne et la ligne d'alimentation (fig. 1.15a). Connaissant l'impédance d'entrée, on place une ligne de longueur $L_s = \lambda/4\sqrt{\epsilon_e}$ et dont la largeur W_s est calculée de façon à avoir une impédance caractéristique Z_s qui vaut

$$Z_s = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_f} \quad \text{tel que} \quad Z_f = Z_0 = 50\Omega \quad (1.68)$$

Cependant, une autre technique bien utilisée consiste à déplacer le point de contact d'alimentation afin d'adapter l'antenne à l'impédance caractéristique d'une ligne microruban ou d'une sonde coaxiale (fig. 1.15b). Pour cela, Derneryd [8] donne une formule exprimant l'impédance d'entrée à la résonance en un point situé à une distance y_0 à partir de la fente

$$Z_{in}(y_0) = Z_{in}(0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (1.69)$$

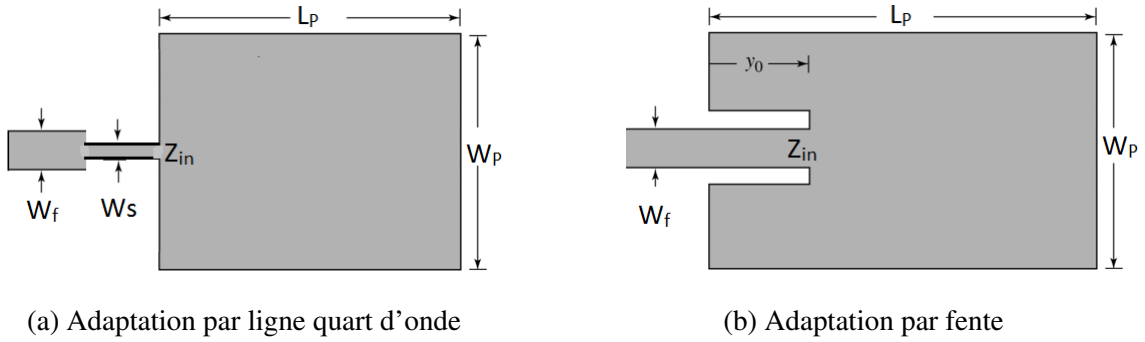


FIGURE 1.15 – Techniques d'adaptation

Dimensionnement du patch et fréquence de résonance : A une fréquence de résonance f_r , la longueur effective L_e de l'antenne planaire devra être égale à la demi longueur d'onde dans le patch.

$$L_e = \frac{\lambda_e}{2} = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.70)$$

La longueur physique L_p du patch est donc choisie telle que :

$$L_p = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \quad (1.71)$$

Pour ce qui en est de la largeur du patch, Bahl [2] a proposé une formule empirique donnant une valeur optimale de W_p :

$$W_p = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1.72)$$

Directivité de l'antenne : Connaissant l'expression du champ total rayonnée à partir de la relation 1.48. L'expression de la directivité maximale de l'antenne peut être déduite sous la forme

$$D = \frac{\pi(kW_p)^2}{\int_0^\pi \int_0^\pi \left(\sin^2\left(\frac{kW_p}{2} \cos\theta\right) \cos^2\left(\frac{kL_e}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \right) \tan^2\theta \sin\theta \, d\theta d\phi} \quad (1.73)$$

Cette expression est difficile à évaluer analytiquement et on préférera utiliser des méthodes numériques d'évaluation d'intégrale. On notera cependant que les substrats à faible permittivité offrent de meilleures performances [1].

1.3.4.2 Modèle de la cavité

Le modèle de la ligne de transmission devient trop complexe pour des géométries autres que celle des antennes rectangulaires. Il est alors plus judicieux de considérer un modèle où l'antenne est vue comme une "cavité résonante" à pertes [22]. Cependant, le modèle de la cavité ne s'applique qu'à des géométries simples lui aussi (Rectangulaires, circulaires, triangulaires...) et reste approximatif. Toutefois, les résultats qu'il offre en terme de diagramme de rayonnement et d'impédance d'entrée s'avèrent être très satisfaisants.

Dans ce qui suit, plusieurs formulations théoriques seront énoncées en premier lieu. Elles seront par la suite appliquées à l'antenne planaire de forme rectangulaire.

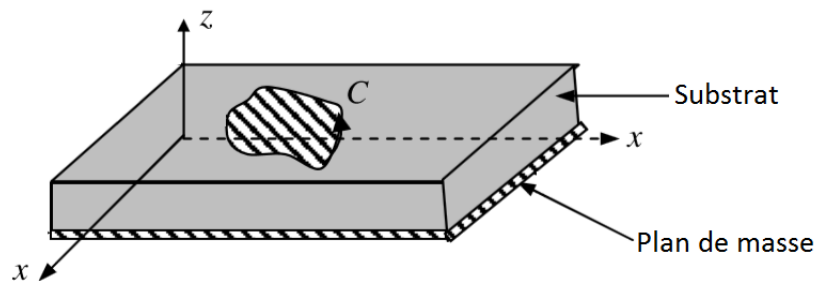


FIGURE 1.16 – Modèle de la cavité [1]

Formulation du modèle En supposant le substrat de très faible épaisseur ($h \ll \lambda$), le champ électrique n'admet qu'une seule composante qui sera dirigée selon l'axe Oz . De plus, ce champ ne subira pas de variations compte tenu de la minceur du substrat. De ce fait, le champ électromagnétique peut être considéré transverse magnétique (TM). Ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} \vec{E}^i = E_z^i \hat{z} \\ \vec{H}^i = H_x^i \hat{x} + H_y^i \hat{y} \\ \frac{\partial \vec{E}^i}{\partial z} = \frac{\partial \vec{H}^i}{\partial z} = 0 \end{cases} \quad (1.74)$$

Le courant qui parcourt le contour (C) de l'antenne étant supposé nul, la surface latérale, comprise entre le patch et le plan de masse est considérée comme conducteur magnétique parfait.

Du fait de ces deux considérations, l'antenne imprimée peut être vue comme une cavité résonnante avec des conducteurs magnétiques parfaits sur les côtés latéraux et des conducteurs électriques parfaits au niveau des deux bases, inférieure et supérieure. Pour les géométries circulaires et rectangulaires, l'équation d'onde sera à variables séparables et sa résolution sera

directe. La modélisation par une cavité résonante permet d'écrire le champ électrique E_i sous la forme d'un développement modale de type TM_{mn} [1]

$$E_z(x, y) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \Psi_{mn}(x, y) \quad (1.75)$$

A_{mn} sont les coefficients du développement qui s'écrivent sous la forme

$$A_{mn} = j\omega\mu \frac{\langle J_z, \Psi_{mn} \rangle}{\langle \Psi_{mn}, \Psi_{mn} \rangle} \frac{1}{\tilde{k}^2 - k_{mn}^2} \quad (1.76)$$

- $\tilde{k} = k\sqrt{(\mu_r \varepsilon_r)(1 - j\delta_e)}$
- J_z représente la densité de courant d'excitation (selon l'axe z) due à une alimentation par ligne microruban ou par sonde coaxiale
- δ_e est la tangente de pertes effectives, qui tient compte de toutes les pertes que l'on peut déterminer : pertes joules, diélectriques, par rayonnement et par ondes de surface.

Les Ψ_{mn} sont les fonctions propres orthogonales solutions de l'équation d'onde homogène

$$\left(\vec{\nabla}_t^2 + k_{mn} \right) \Psi_{mn} = 0 \quad (1.77)$$

Les fonctions propres Ψ_{mn} et les valeurs propres correspondantes k_{mn} dépendent de la forme et des dimensions de l'antenne microruban. Les entiers m et n indiquent l'ordre des modes qui s'excitent suivant les directions Ox et Oy . Le produit intérieur $\langle f, g \rangle$, indiquant un produit scalaire (intégration sur la surface S_a de l'antenne microruban), il s'écrit :

$$\langle f, g \rangle = \int_{S_a} f g^* ds$$

Dans ces conditions, le champ électrique dans la cavité s'exprime par les relations suivantes :

$$\vec{E} = j\omega\mu \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\langle J_z, \Psi_{mn} \rangle}{\langle \Psi_{mn}, \Psi_{mn} \rangle} \frac{1}{\tilde{k}^2 - k_{mn}^2} \Psi_{mn} \hat{z} \quad (1.78)$$

Le champ électromagnétique dans la cavité, exprimé par les équations (1.78) permet de déterminer le diagramme de rayonnement en champ lointain ainsi que l'impédance d'entrée de l'antenne donnée selon [1] par

$$Z_{in} = \frac{-h}{I_0} \langle J_z, E_z \rangle \quad (1.79)$$

1.3.4.3 Cas d'une antenne rectangulaire

Répartition du champ La forme d'un patch rectangulaire est la plus simple à analyser à l'aide de la méthode de la cavité. L'antenne est alimentée en un point (x_o, y_o) par une sonde coaxiale supposée également rectangulaire de dimensions $(\Delta x, \Delta y)$.

De plus, on ne s'intéresse ici qu'au mode d'excitation fondamental TM_{10} . Les équations (1.78) et (1.79) sont simplifiées [1] et s'expriment de la forme :

$$\vec{E} = E_0 \cos\left(\pi \frac{x}{L_e}\right) \hat{z} \quad (1.80)$$

avec :

$$E_0 = -\frac{4\eta}{\pi\lambda} I_0 \mu_r \left(\frac{L_e}{W_e} \right) \frac{1}{\delta_e} \cos \left(\pi \frac{x_0}{L_e} \right) \text{sinc} \left(\pi \frac{\Delta x}{2L_e} \right) \quad (V/m)$$

A partir de ces relations, les distributions de la tension, du courant et de l'impédance le long de l'antenne ont été tracés dans la figure 1.17

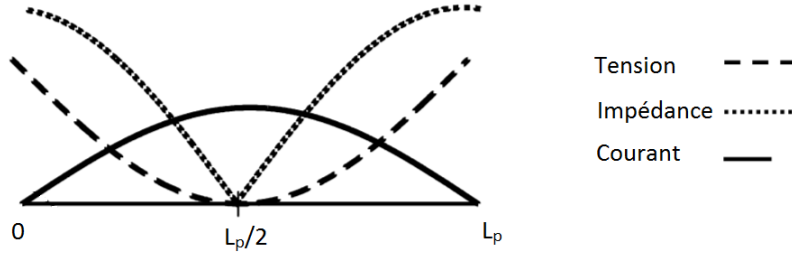


FIGURE 1.17 – Distribution des tensions et des courants sur la surface d'une antenne planaire

Champ rayonné Le champ lointain rayonné est déterminé à partir de la répartition du courant sur le patch. Cette répartition est donnée par [1] selon l'expression

$$\vec{J}_e = -jH_0 \sin \left(\frac{\pi x}{L_e} \right) \hat{x} \quad (1.81)$$

avec

$$H_0 = -\frac{2}{\pi} I_0 \left(\frac{I_0}{W_e} \right) \frac{1}{\delta_e} \cos \left(\pi \frac{x_0}{L_e} \right) \text{sinc} \left(\pi \frac{\Delta x}{2L_e} \right) \quad (A/m)$$

L'expression du champ lointain est, en vertu de la relation (1.20) s'écrit sous la forme

$$\vec{E}(\vec{r}') = \frac{jk\eta}{4\pi} \psi(r) \int_0^{L_e} \int_0^{W_e} \left[\vec{J}_e \times \vec{r}' \times \vec{r}' \exp(jk \vec{r}' \cdot \hat{r}) \right] dx dy \quad (1.82)$$

Après intégration et normalisation, la fonction caractéristique s'écrit, pour un substrat mince ($h \ll \lambda$) sous la forme

$$f(\theta, \phi) = \cos(\theta) \text{sinc}(Y) \frac{\cos X}{X^2 - (\pi/2)^2} \sqrt{\cos^2 \theta \cos^2 \phi + \sin^2 \phi} \quad (1.83)$$

avec

$$X = \frac{kL_e}{2} \sin \theta \cos \phi \quad \text{et} \quad Y = \frac{kW_e}{2} \sin \theta \sin \phi$$

Diagramme de rayonnement Dans le plan E ($\phi = 0$) pour une longueur effective $L_e = \lambda/2$, l'expression (1.83) se réduit à :

$$f_{En} = \left| \cos \left(\frac{\pi}{2} \sin \theta \right) \right| \quad (1.84)$$

On retombe ainsi sur les mêmes diagrammes de rayonnement obtenus par le modèle de la ligne de transmission représentés par la figure 1.13.

Chapitre 2

Réseaux d'antennes

Si l'on groupe plusieurs éléments rayonnants (antennes) identiques, la superposition dans les différentes directions de l'espace des différents champs rayonnés, crée un phénomène d'interférences. Dans certaines directions où les champs s'ajoutent en phase, la densité de rayonnement est renforcée, tandis que dans d'autres, où la composition des champs s'effectue en opposition de phase, le rayonnement peut s'annuler. On obtient ainsi des systèmes d'antennes dont les propriétés directionnelles sont nettement supérieures à celles des éléments qui les composent (cf. chapitre 1).

Ces éléments ou sources élémentaires peuvent être des antennes cornets, des fentes rayonnantes, des dipôles ou encore des éléments imprimés. Ils sont alimentés par des voies séparées, le dispositif d'alimentation appelé réseau d'alimentation ou encore en anglais "Beam Forming Network" permet de commander les amplitudes et les phases relatives aux différentes sources qui composent le réseau.

2.1 Rayonnement d'un réseau – facteur de réseau

Soit n antennes identiques $A_1, A_2, \dots, A_m, \dots, A_n$ (fig. 2.1) excitées par des densités de courant $\vec{J}_{e1}, \vec{J}_{e2}, \dots, \vec{J}_{em}, \dots, \vec{J}_{en}$ dont la distribution ne diffère que d'un facteur multiplicatif complexe tel que :

$$\vec{J}_{em} = a_m \cdot \vec{J}_{e1} \quad (2.1)$$

a_m étant un nombre complexe (amplitude et phase) qui s'exprime comme suit

$$a_m = A_m \cdot e^{j\delta_m} \quad (2.2)$$

Le champ rayonné à grande distance par l'antenne d'ordre m s'écrit

$$\vec{E}_m = j \frac{k\eta}{4\pi} \cdot \Psi(r) \cdot \int_{r'_m} [\vec{J}_{em}(r'_{om}) \wedge \hat{r}] \wedge \hat{r} e^{jk r'_m \hat{r}} d(r'_m) [1] \quad (2.3)$$

avec : $\vec{r}'_m = \vec{r}'_{mo} + \vec{r}'_{om}$ et $\vec{r}'_{o1} = \vec{r}'_{o2} = \dots = \vec{r}'_{om} = \dots = \vec{r}'_{on}$

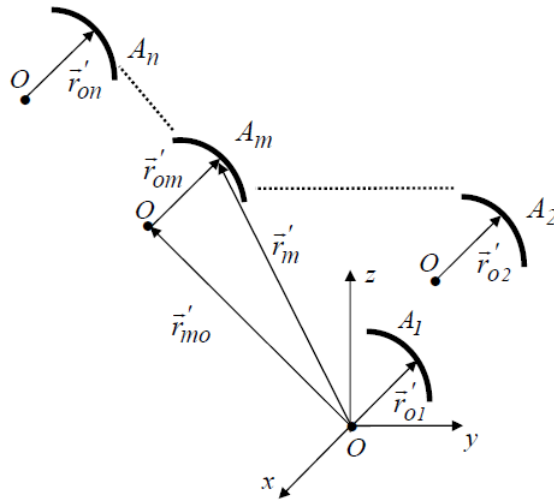


FIGURE 2.1 – Groupement d'antennes [1]

La densité de courant \vec{J}_{em} est nulle partout sauf dans le domaine décrit par le vecteur \vec{r}'_{om} , autrement dit en prenant l'antenne A_1 comme référence, l'intégrale est réduite à

$$\vec{E}_m = a_m e^{jk\vec{r}'_{mo}\hat{r}} j \frac{k\eta}{4\pi} \cdot \Psi(r) \cdot \int_{\vec{r}'_{o1}} [\vec{J}_{e1}(\vec{r}'_{o1}) \wedge \hat{r}] \wedge \hat{r} e^{jk\vec{r}'_{o1}\hat{r}} d(\vec{r}'_{o1}) \quad (2.4)$$

Ou encore

$$\vec{E}_m = \vec{E}_1 a_m e^{jk\vec{r}'_{mo}\hat{r}} \quad (2.5)$$

\vec{E}_1 étant le champ rayonné par l'antenne de référence A_1 .

Le champ total rayonné par le réseau est alors

$$\vec{E} = \sum_{m=1}^n \vec{E}_m = \left(\sum_{m=1}^n a_m e^{jk\vec{r}'_{mo}\hat{r}} \right) \cdot \vec{E}_1 = AF(\theta, \phi) \cdot \vec{E}_1 \quad (2.6)$$

L'expression

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^n a_m e^{jk\vec{r}'_{mo}\hat{r}} \quad (2.7)$$

reliant le champ total rayonné par le réseau à celui rayonné par l'antenne de référence A_1 est appelée facteur de réseau. Elle illustre la règle de multiplication des diagrammes de rayonnement valable uniquement lorsque les éléments rayonnants du réseau sont tous identiques. On peut donc l'assimiler à la fonction caractéristique de n sources isotropes.

2.2 Réseaux linéaires à espacement constant

Soit un réseau de n sources ponctuelles alignées sur l'axe Oz et uniformément espacées (fig. 2.2). La source 1 de référence est placée à l'origine 0 et la distance entre deux éléments

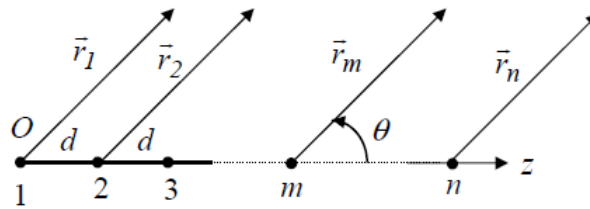


FIGURE 2.2 – Réseau linéaire à espacement uniforme [1]

adjacents est d .

Pour une telle configuration, l'expression du facteur de réseau s'écrit

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^n a_m e^{jkr_{m0}\hat{r}} = \sum_{m=1}^n a_m e^{jkm d \cos(\theta)} \quad (2.8)$$

L'expression $kd \cos(\theta)$ est le déphasage entre deux sources adjacentes dû à la différence de trajet. En général, les phases des courants d'excitations peuvent être tout à fait quelconques. Toutefois, on s'intéressera dans notre projet, à une distribution des courants équiphases ou à variation linéaire de phase de la forme

$$a_m = A_m e^{j\delta_m} = A_m e^{jm\delta} \quad (2.9)$$

Où A_m est $|a_m|$ et δ le déphasage électrique entre deux sources adjacentes. Ainsi, le déphasage total d'une source à la suivante est

$$\Psi = kd \cos(\theta) + \delta \quad (2.10)$$

Le facteur de réseau peut s'exprimer comme suit

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^n A_m e^{jm\Psi} \quad (2.11)$$

2.3 Réseaux linéaires uniformes (R.L.U.)

C'est un cas particulier du réseau linéaire à espacement constant, où les amplitudes d'excitation sont toutes égales, et la phase entre deux sources adjacentes est soit constante ou à variation linéaire. Ce type de réseau constitue la base de notre travail.

2.3.1 Facteur de réseau

Pour obtenir directement un facteur de réseau normalisé, les coefficients complexes a_m formulés par la relation 2.9 seront écrits sous la forme

$$a_m = \frac{1}{n} e^{j\delta_m} \quad (2.12)$$

Dans ces conditions, l'expression du facteur d'alignement (ou de réseau) devient

$$AF_n(\Psi) = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} e^{jm\Psi} = e^{j(n-1)\frac{\Psi}{2}} \frac{\sin\left(n\frac{\Psi}{2}\right)}{n \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (2.13)$$

Vu que la phase du champ rayonné ne nous intéresse pas, on conserve l'amplitude seulement, et on aura donc

$$|AF_n(\Psi)| = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} \left| \frac{\sin\left(n\frac{\Psi}{2}\right)}{n \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \right| \quad (2.14)$$

2.3.2 Représentation graphique - courbe universelle

La fonction $|AF_n(\Psi)|$ donnée par l'expression 2.14 est périodique de période 2π et sa valeur maximale égale à 1 est obtenue pour tout $\Psi = p2\pi$; ($p = 0, 1, 2, \dots$)

Cette fonction possède $n - 1$ zéros et $n - 2$ lobes secondaires. Par exemple, pour un réseau d'antennes de 3 éléments, utilisé dans le cadre de notre projet par la suite, la courbe universelle est illustrée par la figure 2.3.

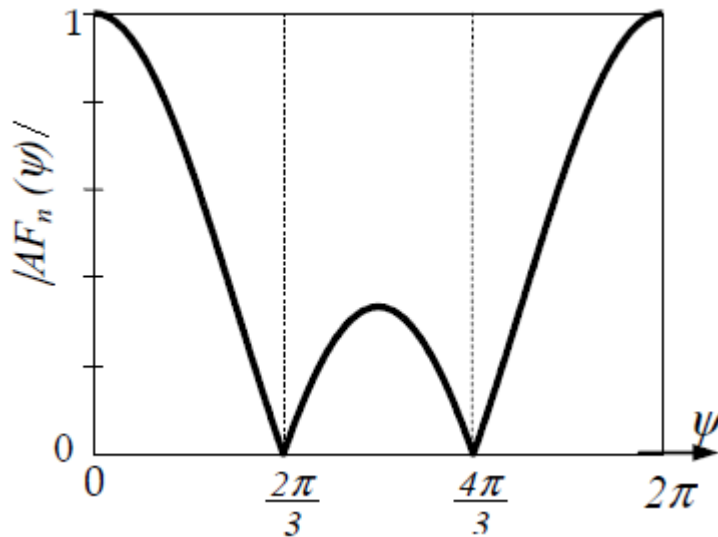


FIGURE 2.3 – Courbe universelle $|AF_n(\psi)|$ pour $n = 3$

2.3.3 Lobe principal

La direction du rayonnement maximal correspond à $\Psi = 0$. Pour un déphasage électrique δ , la direction du lobe principal est exprimé par

$$\theta_{p0} = \cos^{-1} \left(\frac{-\delta}{kd} \right) \quad (2.15)$$

Cette expression montre que le lobe principal s'incline toujours du côté où les phases retardent. On peut donc par variation du déphasage δ modifier la direction du lobe principal θ_{p0} :

un tel réseau est dit "réseau d'antennes à balayage de phase" (en anglais : "phased array"). C'est ce qu'on doit changer comme paramètre dans notre dispositif afin de balayer une partie de l'espace.

Inversement, pour une direction du lobe principal θ_{p0} imposée, le déphasage δ entre deux sources adjacentes est tel que

$$\delta = -kd \cos(\theta_{p0}) \tag{2.16}$$

La figure 2.4 montre bien comment varie la direction du lobe principal du diagramme de rayonnement d'un réseau de 5 sources isotropes, en fonction de l'angle électrique δ .

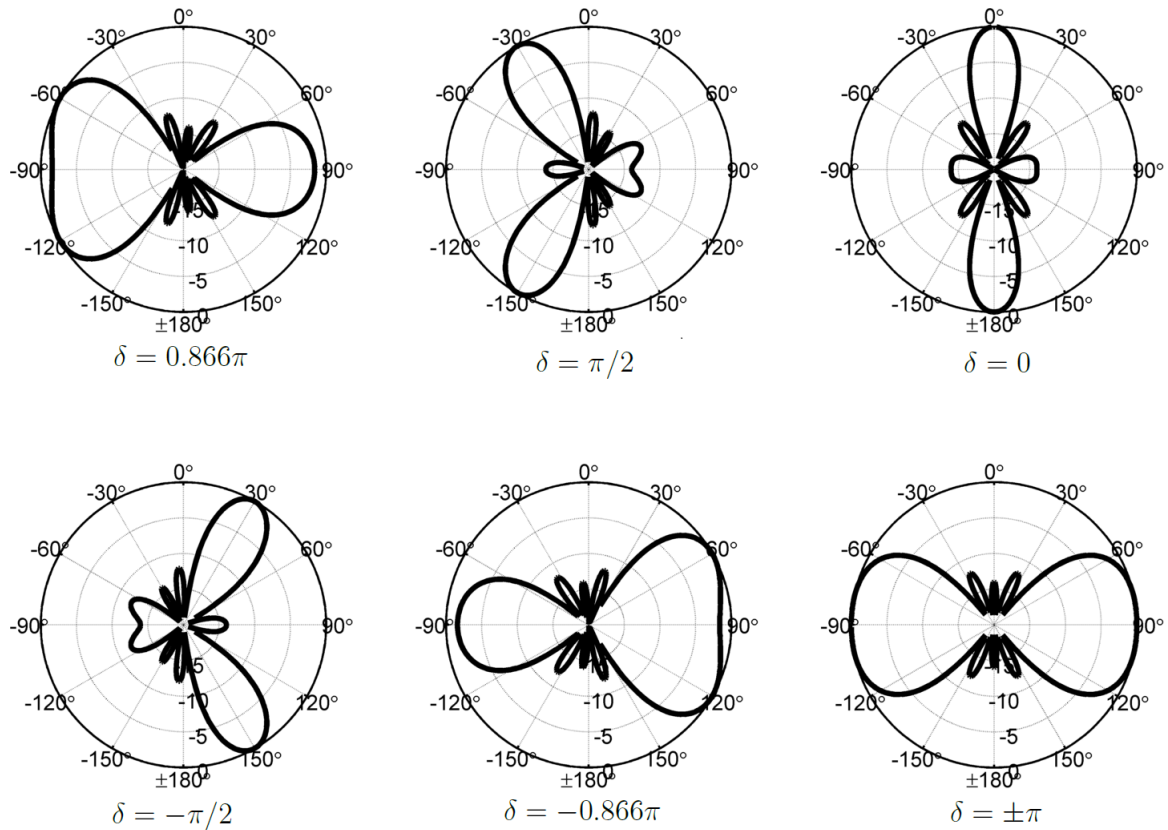


FIGURE 2.4 – Influence du déphasage δ sur l'orientation du lobe principal d'un R.L.U. de 5 sources isotropes espacées de $d = \lambda/2$.

2.3.4 Direction de rayonnement nul et largeur du lobe principal

Les directions de rayonnement nul sont les solutions de l'équation

$$\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right) = 0 \tag{2.17}$$

Ces solutions s'écrivent

$$\theta_{0m} = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(\pm m \frac{2\pi}{n} - \delta\right)\right]; m = 1, 2, \dots, n-1 \tag{2.18}$$

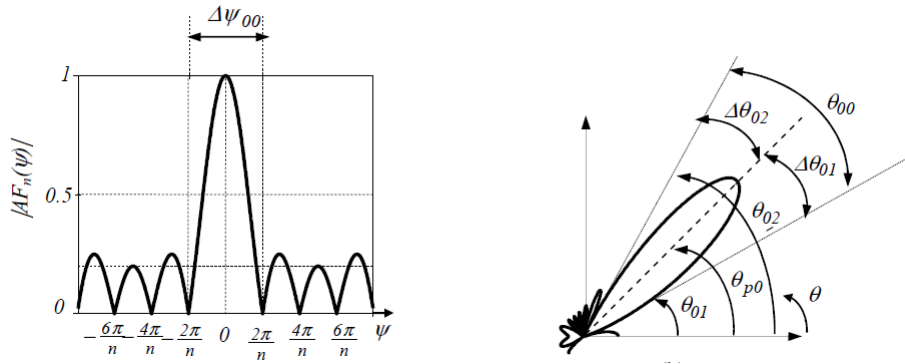


FIGURE 2.5 – Largeur du lobe principal [1]

Il est clair que le nombre de ces directions dépend de plusieurs paramètres, à savoir : l'espacement d , le nombre d'éléments du réseau n et l'angle électrique δ .

La largeur du lobe principal correspond à l'écart entre les deux nuls adjacents (fig. 2.5), on aura donc :

- En coordonnées cartésiennes : $\Delta\Psi_{00} = \frac{4\pi}{n}$
- En coordonnées polaires : $\theta_{00} = \theta_{02} - \theta_{01}$ avec
 - $kd \cos \theta_{02} + \delta = -\frac{2\pi}{n}$;
 - ou
 - $kd \cos \theta_{01} + \delta = +\frac{2\pi}{n}$.

2.3.5 Angle d'ouverture à demi-puissance

L'angle d'ouverture à demi-puissance est obtenu par l'équation

$$|AF_n(\Psi_3)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

- En coordonnées cartésiennes : noté $2\Psi_3$ (fig. 2.6.a)
- En coordonnées polaires : noté θ_{3dB} (fig. 2.6.b)

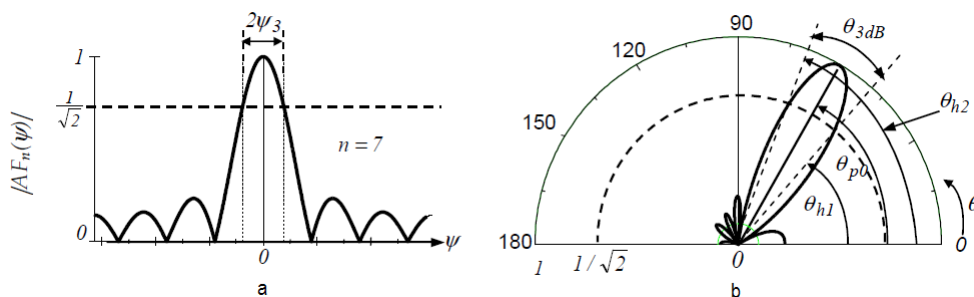


FIGURE 2.6 – Angle d'ouverture à demi-puissance [1]

2.3.6 Position et niveau des lobes secondaires

Les lobes secondaires sont les maxima de $|AF_n(\Psi)|$ autres que le lobe principal. Il existe une approximation qui permet de déterminer les positions de Ψ_{sm} . En supposant la forme des lobes secondaires symétriques, on peut écrire

$$\Psi_{sm} = \pm \frac{2m+1}{n} \pi; \quad m = 1, 2, \dots, \text{Int}\left(\frac{n-1}{2}\right) \quad (2.20)$$

A la valeur Ψ_{sm} correspond en coordonnées polaires la valeur θ_{sm}

$$\theta_{sm} = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(\pm \frac{2m+1}{n} \pi - \delta \right) \right] \text{ avec } m = 1, 2, \dots, \text{Int} \left(\frac{nd}{\lambda} + \frac{n\delta}{2\pi} - \frac{1}{2} \right) \quad (2.21)$$

La direction du premier lobe secondaire (le plus élevé) correspond à $m = 1$.

Soit $\psi_{s1} = \frac{3\pi}{n}$, ou encore,

$$\theta_{s1} = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(\pm \frac{3}{n} \pi - \delta \right) \right] \quad (2.22)$$

Lorsque n est très élevé, on peut faire des approximations, le facteur de réseau sera égal à :

$$|AF_n(\Psi_{s1})| = \frac{1}{n} \left| \frac{\sin(n\frac{\Psi}{2})}{n \sin(\frac{\Psi}{2})} \right| = \frac{2}{3\pi} = 0.212 \quad (2.23)$$

Sa valeur en dB notée SLL est

$$SLL = |AF_n(\Psi_{s1})|_{dB} = 20 \log \frac{2}{3\pi} = -13.46 \text{ dB} \quad (2.24)$$

2.3.7 Lobes d'ambiguïté et espacement entre éléments

Les lobes qui sont de même intensité que le lobe principal, indésirables, sont appelés : Lobes d'ambiguïté ("grating lobes" en anglais). Ces lobes génèrent une perte de puissance inutile en émission et des échos parasites en réception, c'est pour cette raison qu'on doit les éviter. Pour cela on définit une limite de l'espacement d à ne pas dépasser afin d'éviter l'apparition de ces lobes.

Le facteur de réseau est maximal non seulement pour θ_{p0} correspondant à $\Psi = 0$ mais pour tout angle θ_{pm} tel que $\Psi = kd \cos(\theta_{pm}) + \delta = 2m\pi; \quad m = 1, 2, \dots$

On peut écrire $m = \frac{d}{\lambda} (\cos \theta_{pm} - \cos \theta_{p0})$ Et on doit imposer $m < 1$ afin qu'il y ait une seule direction de rayonnement maximal, on aura ainsi

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{|\cos \theta_{pm} - \cos \theta_{p0}|} \quad (2.25)$$

En majorant le dénominateur on obtient

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\cos \theta_{p0}|} \quad (2.26)$$

Il existe une autre limite, citée par R.S Elliott, formulée par

$$kd + \delta < 2\pi - \frac{2\pi}{n} \quad (2.27)$$

Graphiquement, pour tracer le facteur du réseau en polaire à partir de l'espace cartésien, on trace d'abord un cercle de rayon kd et de centre δ (fig. 2.7). Puis on reprend l'amplitude du facteur $AF(\psi)$, sachant $\psi = kd \cos(\theta) + \delta$. Un exemple est donné dans la figure 2.8.

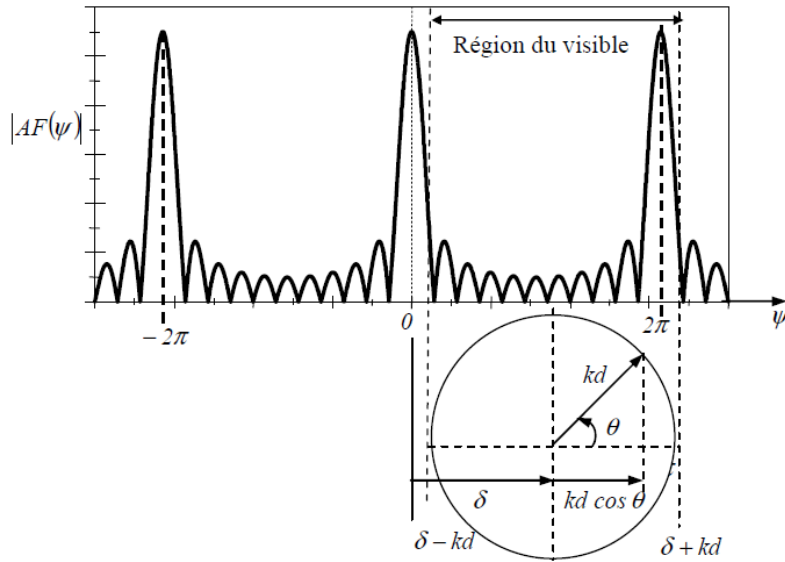


FIGURE 2.7 – Construction graphique en polaire du facteur de réseau [1]

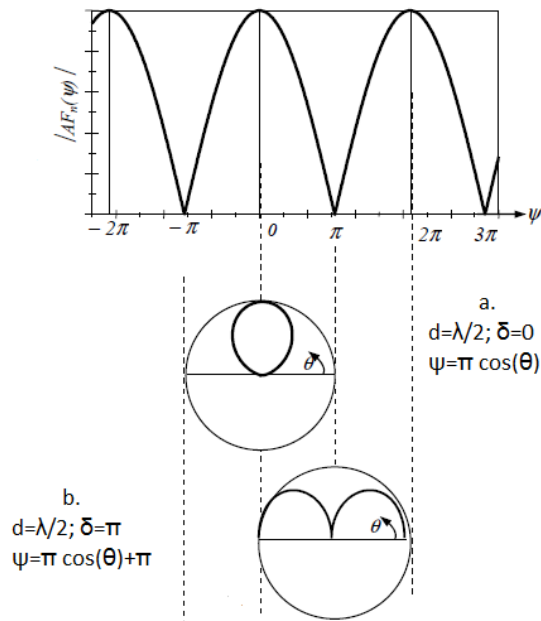


FIGURE 2.8 – Tracé du facteur de réseau d'un alignement de deux sources

Ainsi, l'espacement d entre les éléments d'antenne d'un réseau devient un facteur très important, étant impliqué dans l'équation $\psi = kd \cos(\theta) + \delta$, donc dans le cercle de rayon kd . Il agit directement sur les interférences constructives et destructives dans les champs lointains de l'antenne et par conséquent sur le diagramme de rayonnement total. La figure 2.9 montre le Facteur de Réseau normalisé dans le cas où la distance d prend les valeurs : $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ et λ pour un réseau d'éléments isotropes de 4 éléments et un déphasage $\delta = 0$.

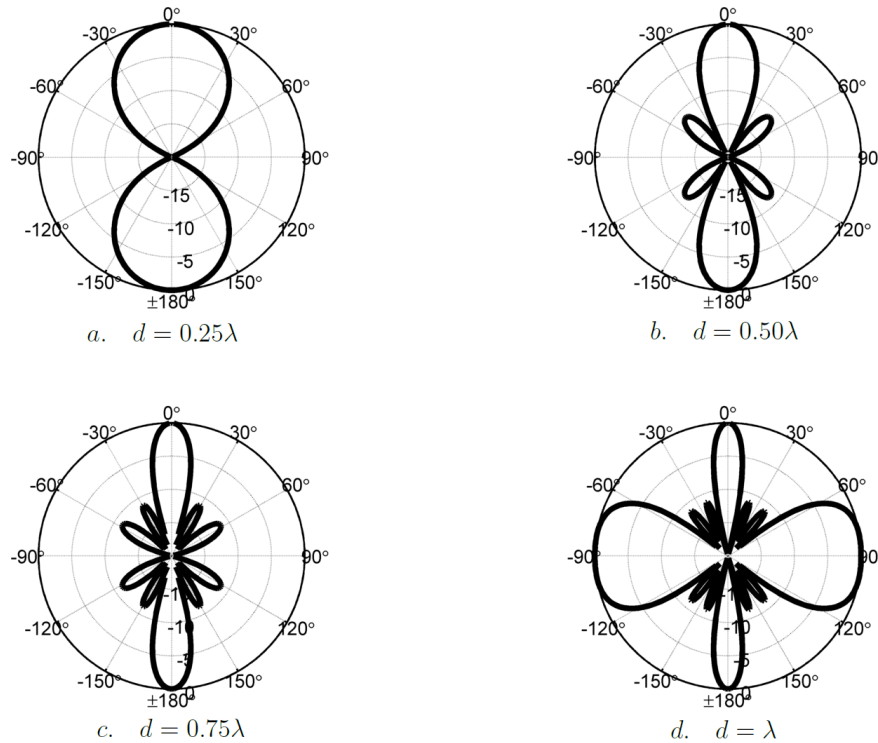


FIGURE 2.9 – Effet de l'espacement sur le diagramme de rayonnement

En analysant les diagrammes obtenus, nous observons que la résolution du lobe principal augmente avec la distance d , cependant nous remarquons aussi l'apparition de plus en plus de lobes secondaires. Dans le cas de la figure 2.9-a, nous avons seulement les 2 lobes principaux et aucun lobe secondaire. La directivité du réseau dans ce cas est la moins importante.

Dans le cas de la figure 2.9-d, la majeure partie de l'énergie est rayonnée dans les lobes secondaires, ce qui rend cette antenne inefficace.

Les deux autres cas de figures 2.9-b et 2.9-c présentent un bon compromis entre le gain (la directivité) et les lobes secondaires. Le cas 2.9-b où l'espacement entre les éléments d'antenne est $\lambda/2$ est approprié pour la plupart des applications des réseaux linéaires. Dans ce cas, nous avons moins de lobes latéraux et par conséquent, moins d'interférences. La majorité des références [3][12] [17] sur les réseaux d'antennes choisissent un espacement $\lambda/2$.

2.3.8 Directivité

L'intensité de rayonnement normalisée d'un R.L.U. aligné le long de l'axe z s'exprime par la relation :

$$U(\theta) = AF_n^2(\Psi); \quad \psi = kd \cos(\theta) + \delta \quad (2.28)$$

La directivité maximale D , quant à elle, s'écrit de la forme

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad \text{avec} \quad \Omega_A = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi U(\theta) \sin(\theta) d\theta \quad (2.29)$$

Après développement, on obtient

$$D = \frac{1}{\frac{1}{n} + \frac{2}{n^2} \sum_{m=1}^{n-1} (n-m) \frac{\sin(mkd)}{mkd} \cos(mkd \cos \theta_{p0})} \quad (2.30)$$

Pour un espacement de $d = p \frac{\lambda}{2}$ et δ quelconque, l'expression de la directivité se réduit à :

$$D = n \quad (2.31)$$

2.4 Réseau linéaire non uniforme

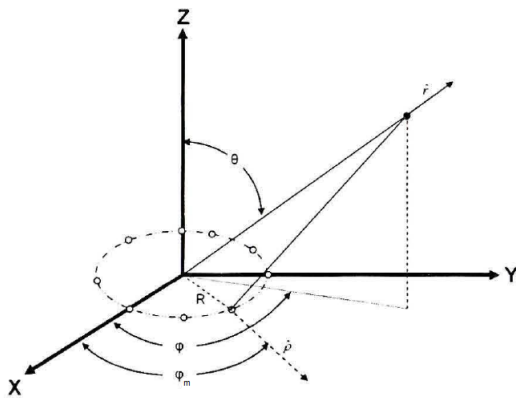
Dans ce cas, les sources seront excitées à l'aide d'une distribution non uniforme. Autrement dit, les amplitudes ne sont pas égales comme dans les R.L.U.

Les plus utilisés dans le domaine des réseaux d'antennes sont : la distribution binomiale et la distribution de Dolph-Chebyshev.

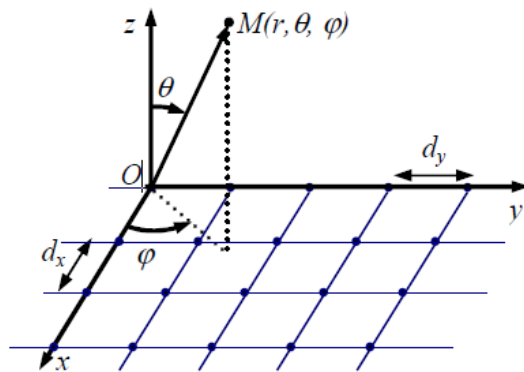
2.5 Réseau d'antennes bidimensionnel

Un réseau bidimensionnel est un groupement d'éléments rayonnants dans un plan.

Par rapport aux alignements qui permettent un balayage sur un angle seulement (θ), les réseaux plans offrent une dimension supplémentaire permettant un balayage spatial du diagramme de rayonnement sur deux angles (site (θ) et azimute (ϕ)). On donne l'exemple de deux configurations de réseaux bidirectionnel : circulaire (fig.2.10a) et rectangulaire (fig. 2.10b).



(a) Réseau circulaire uniforme



(b) Réseau plan rectangulaire

2.5.1 Réseau circulaire uniforme

Un réseau circulaire uniforme, comme le montre la figure 2.10a se compose de n éléments isotropes uniformément espacés sur un cercle de rayon R . La pondération de chaque élément est donnée par

$$a_m = A_m e^{j\delta_m} \quad ; m = 1, 2, \dots, n \quad (2.32)$$

Où A_m et δ_m représentent, respectivement, l'amplitude et la phase de l'élément m .

En tenant compte du fait que les éléments sont uniformément espacés, l'angle de chaque élément dans le plan horizontal est donné par

$$\phi_m = 2\pi \frac{(m-1)}{n} \quad ; m = 1, 2, \dots, n \quad (2.33)$$

En prenant le centre du réseau comme origine des phases, le facteur de réseau AF est donné par

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^n A_m e^{j(\delta_m - \beta_m)} \quad (2.34)$$

avec

$$\beta_m = -kR \cos(\phi - \phi_m) \sin(\theta) \quad (2.35)$$

Pour orienter le lobe principal du réseau circulaire vers un angle (θ_0, ϕ_0) , il suffit de choisir le déphasage de l'élément m comme

$$\delta_m = kR \cos(\phi_0 - \phi_m) \sin(\theta_0) \quad (2.36)$$

2.5.2 Réseau d'antennes rectangulaire

Soit un réseau plan rectangulaire (fig.2.10b) constitué de n_x et n_y alignements de sources isotropes parallèles, respectivement, à l'axe des x et des y . Les espacements entre les éléments adjacents sont constants, notés dx et dy , respectivement, selon les axes des x et des y . L'excitation de l'antenne $A_{m_x m_y}$ est de la forme

$$i_{m_x m_y} = I_{m_x m_y} e^{j\delta_{m_x m_y}} \quad (2.37)$$

Pour obtenir un rayonnement maximum dans la direction (δ_0, ϕ_0) , la phase $\delta_{m_x m_y}$ doit être de la forme

$$\delta_{m_x m_y} = -m_x k d_x \sin \theta_0 \cos \phi_0 - m_y k d_y \sin \theta_0 \sin \phi_0 \quad (2.38)$$

Le facteur de réseau s'écrit

$$AF_n(\theta, \phi) = \frac{\sin(n_x \frac{\psi_x}{2})}{n_x \sin(\frac{\psi_x}{2})} \cdot \frac{\sin(n_y \frac{\psi_y}{2})}{n_y \sin(\frac{\psi_y}{2})} \quad (2.39)$$

avec

$$\begin{cases} \psi_x = k d_x (\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0) \\ \psi_y = k d_y (\sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0) \end{cases} \quad (2.40)$$

On remarque que le facteur de réseau d'une telle configuration est le produit des facteurs de réseau de deux alignements disposés le long des axes x et y .

2.6 Réseau d'antennes et antenne intelligente

Une antenne intelligente est généralement constituée par un réseau d'antennes équidistantes dont la phase et l'amplitude sont contrôlables.

On peut spécifier trois grandes catégories de l'antenne intelligente : le réseau d'antennes à commande de phase, le réseau à faisceau commutable et le réseau adaptatif. Les deux premières catégories utilisent des circuits analogiques pour modifier la phase et l'amplitude des excitations des éléments du réseau alors que la troisième catégorie emploie des circuits numériques.

2.6.1 Réseau d'antennes à commande de phase

En variant la phase des éléments d'un réseau d'antenne, le lobe principal peut être orienté vers une direction donnée (cf. paragraphe 2.3.3). Un réseau phasé simple peut être réalisé en ajoutant des lignes de transmission de longueur variable sur chaque élément du réseau. Le délai de propagation sur ces lignes entraîne le déphasage requis entre les éléments. Par contre, ce type de réseau est statique et on ne pourra pas par la suite orienter le lobe vers une autre direction à part la direction choisie initialement.

Généralement, on utilise à la place des lignes de transmission des déphaseurs contrôlés électroniquement, qui seront expliquées plus loin dans ce mémoire.

Le lobe principal du réseau phasé est contrôlé électroniquement par des déphaseurs analogiques. Dans la figure 2.11 un déphasage progressif constant δ est appliqué sur les éléments du réseau (cf. paragraphe 2.3). Le lobe principal est alors pointé vers la direction désirée. Un tel dispositif sera réalisé et comprendra trois éléments rayonnant et deux déphaseurs

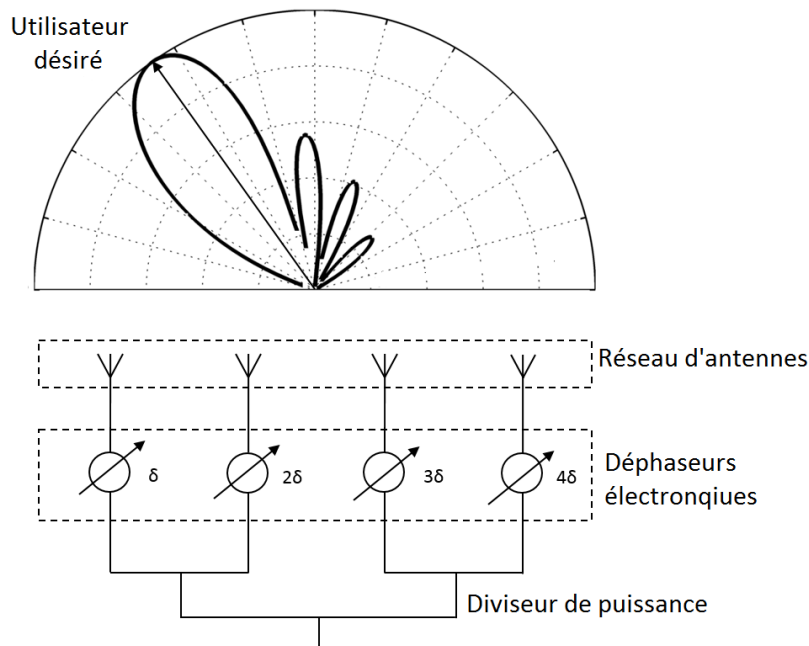


FIGURE 2.11 – Réseau à commande de phase à 4 éléments [23]

2.6.2 Réseau à faisceau commutable

C'est un réseau d'antennes dont le diagramme de rayonnement peut être sélectionné parmi un nombre prédéfini de diagrammes ayant des distributions différentes favorisant certaines directions. Dans un environnement dynamique où l'utilisateur bouge, le système commute continuellement d'un lobe à l'autre gardant le niveau maximal du signal reçu désiré.

Une solution qui génère ce type de système à plusieurs lobes est la matrice de Butler [4]. C'est une technique analogique qui permet la génération de plusieurs lobes orthogonaux prédéfinis par l'utilisation de circuits micro-ondes simples (déphaseurs fixes et coupleurs hybrides).

Dans la figure 2.12, quatre lobes orthogonaux sont générés par la matrice de Butler. Le circuit de déphasage possède 4 ports d'entrées et 4 ports de sorties. Chaque port d'entrée correspond à un diagramme de rayonnement prédéfini avec un lobe principal. Dans un environnement dynamique, le système choisit et commute continuellement vers le lobe approprié.

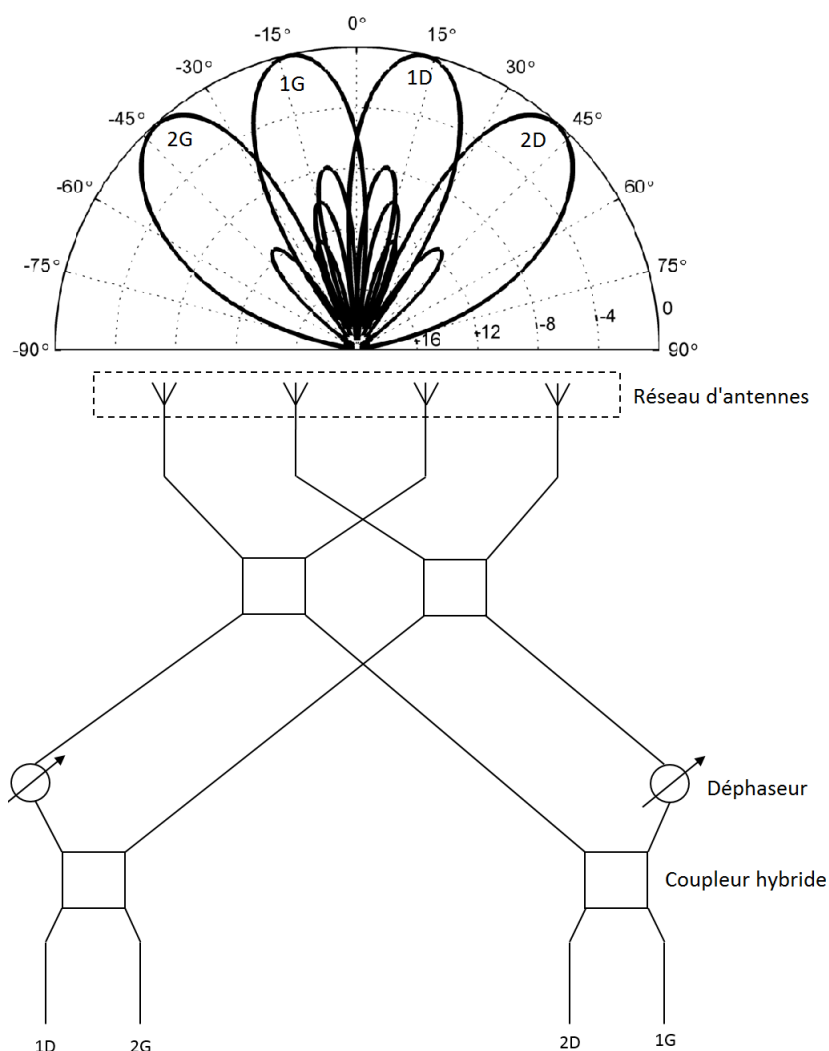


FIGURE 2.12 – Réseau à 4 faisceaux commutables [23]

Pour expliquer le principe de fonctionnement de cette matrice de Butler, facilement réali-

sable, on va prendre un exemple où le commutateur est sur le port 1D (port alimenté). Le signal appliqué à l'entrée du premier coupleur hybride est divisé en deux signaux ayant la même amplitude et déphasés de 90° . Ces deux signaux sont par la suite divisés par deux autres coupleurs hybrides en quatre autres signaux. Les quatre signaux de même amplitude avec un déphasage fixe de -45° sont par la suite appliqués aux éléments du réseau d'antennes. Dans les cas d'un réseau d'antennes isotropes à 4 éléments équidistants de $\lambda/2$ déjà étudié précédemment, la matrice de Butler de la figure 2.13 donnerait le diagramme de rayonnement illustré dans la figure 2.14 avec un lobe principal dans la direction 14.47° .

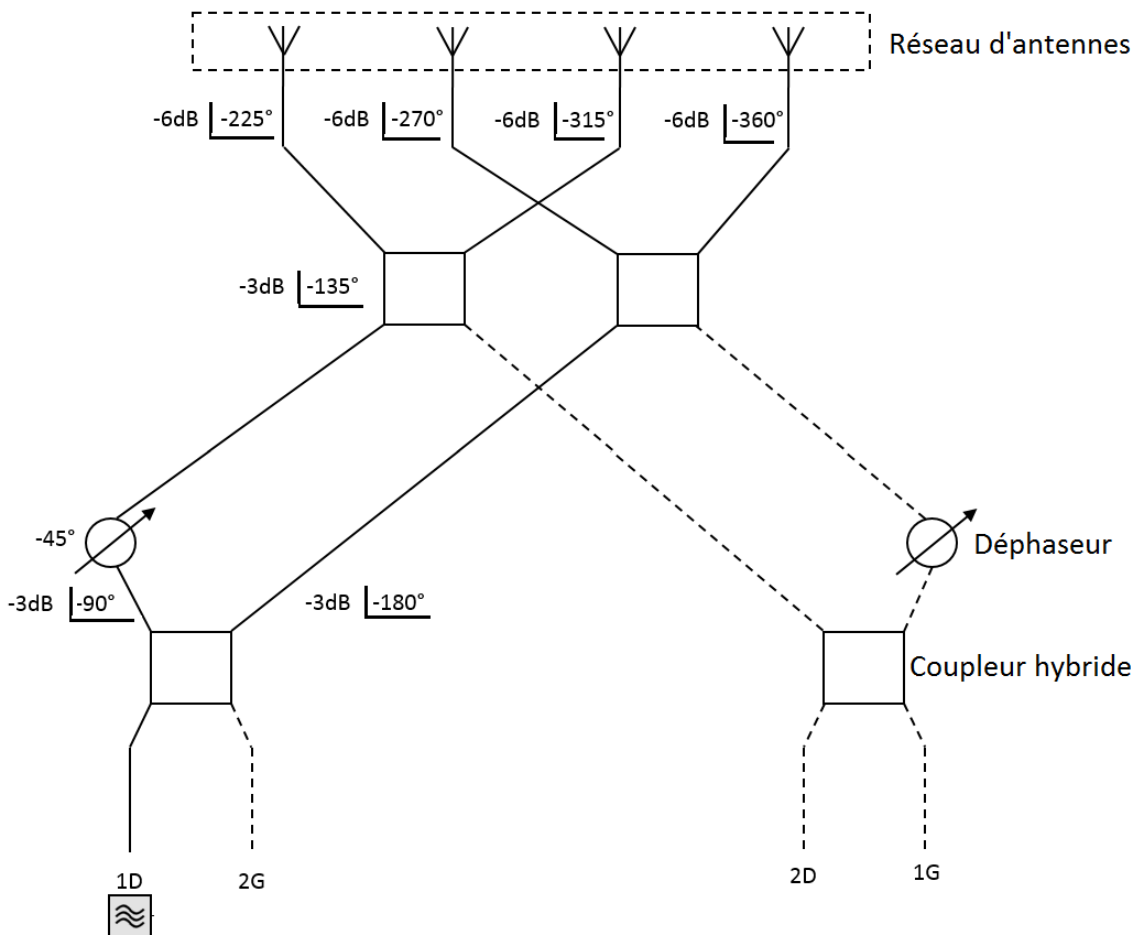


FIGURE 2.13 – Matrice de Butler 4x4 excitée au port 1 [23].

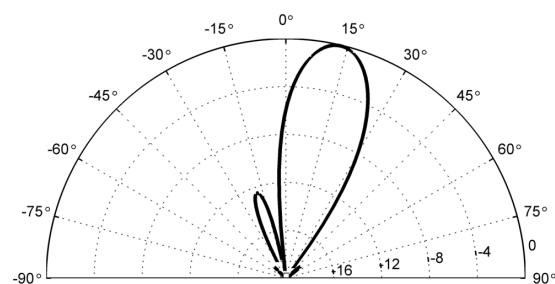


FIGURE 2.14 – Diagramme de rayonnement au port 1 avec quatre éléments isotropes [23].

En suivant le même raisonnement, cette matrice de 4×4 donnera 4 diagrammes de rayonnement différents dans les directions suivantes : -48.59° , -14.47° , 14.47° et 48.59° . Ces directions correspondent aux 4 déphasages δ différents : -135° , -45° , 45° et 135° . Les directions et les déphasages étant reliés par la relation 2.15.

2.6.3 Réseau adaptatif

Le réseau adaptatif peut être défini comme étant un réseau d'antennes relié à un processeur de traitement numérique de signal (DSP) qui peut adapter le diagramme de rayonnement de l'antenne en privilégiant une direction désirée et en atténuant les directions non désirées (interférences). C'est un système numérique dans sa grande partie. Actuellement, le réseau adaptatif est connu sous le nom de l'antenne intelligente. La figure 2.15 montre le principe de fonctionnement d'un réseau adaptatif. Les algorithmes implémentés dans le DSP sont optimisés pour s'adapter à des changements dynamiques du signal. Chaque signal reçu par l'antenne est suivi par un convertisseur analogique-numérique, en suite ces signaux numériques sont multipliés par des poids complexes de pondération W_i (amplitude et phase). En effet, ces poids complexes sont ajustés pour obtenir le diagramme de rayonnement optimal dont le lobe principal est orienté vers l'utilisateur désiré et les nuls vers les directions des interférences (signaux non désirés).

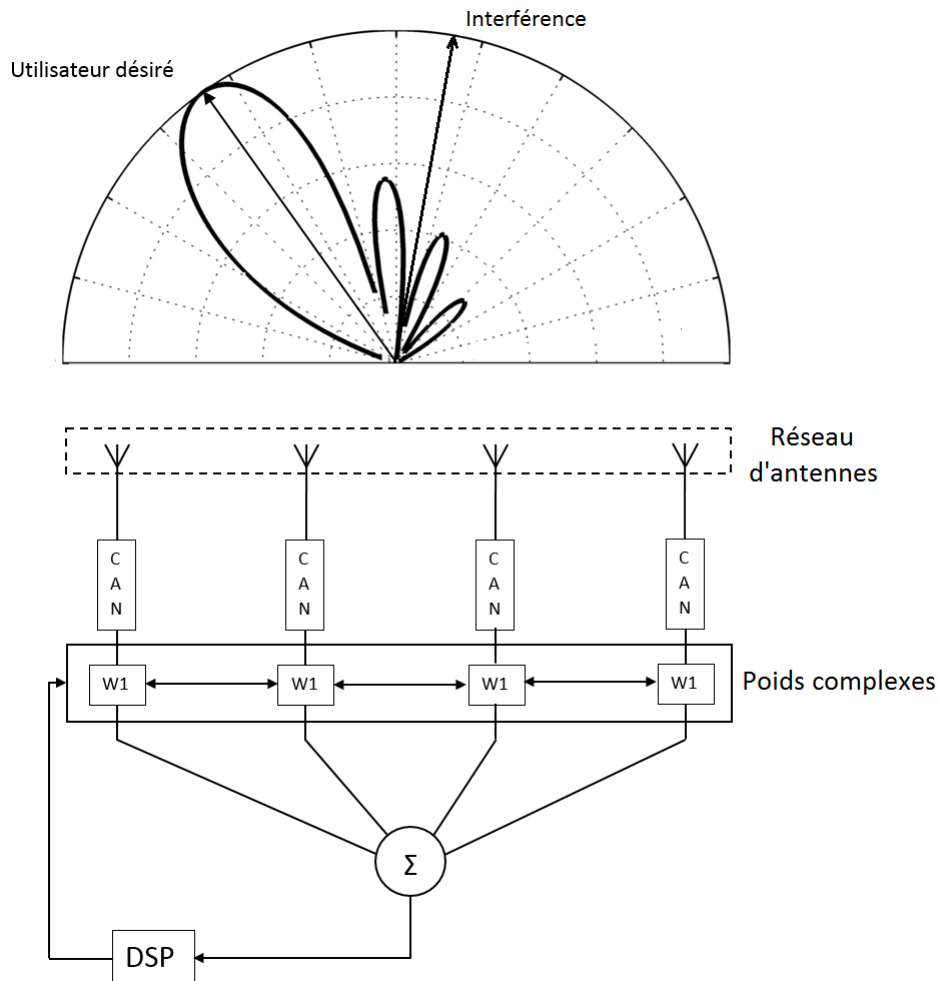


FIGURE 2.15 – Réseau adaptatif à 4 éléments [23]

2.6.4 Comparaison

Le tableau 2.1 présente un récapitulatif des différents modes des réseaux d'antennes et donne les avantages et les inconvénients de chacun d'eux.

Type du réseau d'antennes	Avantages	Inconvénients
Réseau à commande de phase	Simple à implémenter Infinité de directions possibles	Complexité moyenne Localisation requise
Faisceau commutable	Simple à implémenter	Configuration limitée Localisation requise Faible gain entre les lobes Nombre de faisceaux limité
Réseau adaptatif	Grande capacité	Algorithmes complexes Coût élevé

TABLE 2.1 – Comparaison entre les réseaux d'antennes [23]

2.7 Couplage mutuelle

L'élément (l'antenne) d'un réseau d'antennes n'est pas isolé, il est soumis à un environnement composé des antennes restantes du réseau. C'est le rayonnement produit par une antenne alimentée qui va générer des densités de courant ou de charge à proximité de cette antenne dans les zones où ces densités sont susceptibles d'exister. Ces nouvelles densités de courant et de charge vont modifier les caractéristiques de rayonnement de l'antenne isolée et plus ces éléments sont proches de l'élément alimenté, plus les effets de couplage sont importants.

Le coefficient de couplage entre deux antennes peut être exprimé à partir des éléments de la matrice S ou de la matrice Z du système des antennes. La forme la plus courante du coefficient de couplage entre deux antennes identiques, à une fréquence fixée est donnée par [19]

$$C_{dB}(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{|S_{12}(f)|^2}{1 - |S_{11}(f)|^2} \right) \quad (2.41)$$

Cette expression peut être obtenue aussi bien à partir des paramètres Z ou Y du système des deux antennes. Ainsi, le facteur du couplage C , dépend non seulement du terme mutuel S_{12} , mais aussi du paramètre S_{11} , qui traduit le niveau d'adaptation de l'antenne. Cela montre que, plus l'antenne est désadaptée, plus le facteur de couplage est important. Ce phénomène est souvent observé dans les réseaux volumineux où plusieurs antennes sont placées dans un espace limité.

En plus du coefficient de couplage qui est très important pour la compréhension de l'interaction entre antennes, les paramètres S_{12} , Z_{12} ou Y_{12} traduisent aussi le couplage mutuel entre les antennes. L'étude du couplage peut porter sur le calcul de ces derniers paramètres ou sur le coefficient de couplage. Dans ce paragraphe nous calculerons les impédances mutuelles.

Considérons deux éléments d'antenne, 1 et 2. Un générateur de tension, V_1 , est fixée à une antenne qui agit comme élément de transmission, tandis que le courant I_2 est mesuré aux bornes de l'antenne 2, qui agit comme élément de réception. Le montage est illustré dans la figure 2.16 a. Si nous appliquons un générateur de tension V_2 à l'antenne 2, nous allons mesurer un courant I_1 aux bornes de l'antenne 1, (fig. 2.16 b).

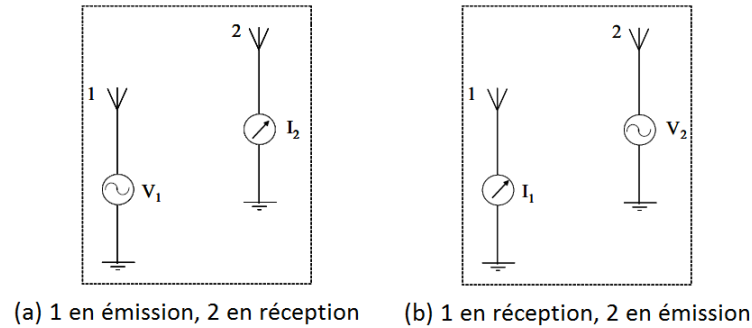


FIGURE 2.16 – Réseau de deux éléments

Le rapport de la tension au courant est une impédance. Dans le cas de la figure 2.16-a, l'impédance mutuelle s'écrit

$$Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} \quad (2.42)$$

De même, dans le cas de la figure 2.16-b, on a

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \quad (2.43)$$

Le théorème de la réciprocité implique que

$$Z_{21} = Z_{12} \quad (2.44)$$

Dans le cas où on a uniquement une antenne, excitée par un générateur de tension V_1 , en mesurant le courant I_1 , on peut définir l'impédance d'entrée comme

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \quad (2.45)$$

La tension aux bornes de l'antenne 1 est écrite sous la forme suivante

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.46)$$

$$\text{où } Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{et} \quad Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.47)$$

$$\text{où } Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{et} \quad Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

Pour un réseau ayant K -éléments, on obtient

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \dots + Z_{1K}I_K \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + \dots + Z_{2K}I_K \\ &\dots \\ V_K &= Z_{K1}I_1 + Z_{K2}I_2 + \dots + Z_{KK}I_K \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\text{où } Z_{mn} = \left. \frac{V_m}{I_n} \right|_{I_1=0, i \neq n}$$

L'impédance d'entrée, Z_m , du m^{me} élément du réseau, incluant toutes les impédances mutuelles s'écrit donc

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} = Z_{m1} \frac{I_1}{I_m} + Z_{m2} \frac{I_2}{I_m} + \dots + Z_{mm} + \dots + Z_{mK} \frac{I_K}{I_m} \quad (2.49)$$

Comme le courant est à l'origine d'un rayonnement électromagnétique, le couplage mutuelle affecte non seulement les impédances d'entrée des éléments, mais également leur diagrammes de rayonnement. Les effets du couplage mutuelle en général changent en fonction de la position de l'élément, l'angle de rayonnement, de la fréquence, et du type de l'élément du réseau d'antennes (dipôle, hélice, antenne micro ruban ...).

Il y a différentes approches pour calculer ces impédances mutuelles, en fonction du type d'antenne étudiée et de la méthode utilisée (analytique ou numérique) [15]. Dans la littérature, on trouve plusieurs moyens pour déterminer le couplage analytiquement. Mohammadian [18] a apporté une approche pour déterminer le couplage entre deux antennes microruban. La formule pour les impédances mutuelles est utilisée pour calculer la couplage mutuel entre les éléments du réseau. Certaines mesures ont été menées pour le couplage mutuel entre deux patches rectangulaires dans la bande C. Les résultats calculés sont en excellent accord avec les mesures, y compris celles d'autres auteurs.

La figure 2.17 montre les résultats du couplage de deux antennes patch, à la fréquence de 5 GHz, les dimensions du patch sont : $W = 0.282\lambda$, $L = 0.267\lambda$. Quant aux caractéristiques du substrat : $h = 1.6\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.55$ et $t = 0.0252\lambda$. On remarque bien que lorsqu'on éloigne les deux antennes, le paramètre S_{21} diminue aussi bien dans le plan E que dans le plan H.

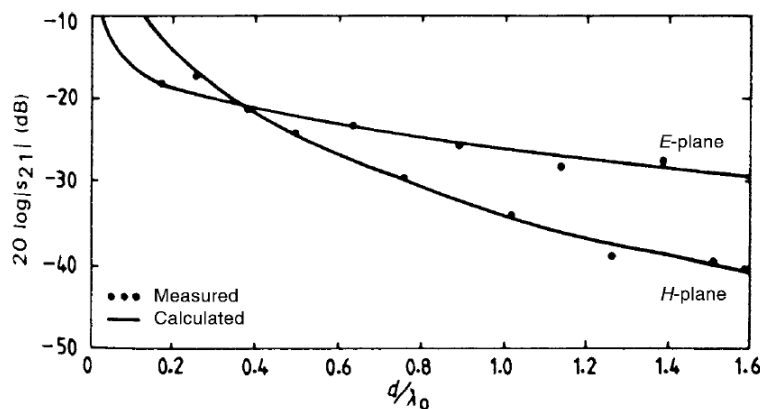


FIGURE 2.17 – Couplage entre 2 antennes micro ruban [18]

Chapitre 3

Alimentation et commande du réseau d'antennes

3.1 Alimentation du réseau d'antennes

Afin que le signal émis par la source alimente le réseau d'antennes à commande de phase, il existe deux façons d'alimentation : l'alimentation en série et l'alimentation en parallèle.

3.1.1 Alimentation en série

L'alimentation en série d'une antenne réseau à commande de phase se fait en joignant les éléments radiants (antennes) à intervalles réguliers le long d'un guide d'ondes dans lequel le signal se propage. La figure 3.1 montre un tel arrangement dans lequel le signal entre à un bout du guide d'onde et se propage vers l'autre extrémité. A l'entrée de chaque antenne se trouve un coupleur directif pour extraire une portion de la puissance du signal qui se propage le long du guide d'onde ainsi qu'un déphaseur (cf. paragraphe 3.3).

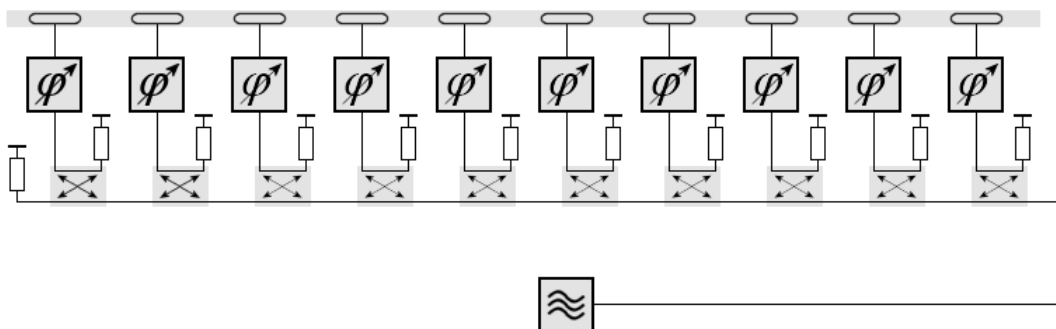


FIGURE 3.1 – Réseau à commande de phase alimentée en série par un guide d'ondes. [14]

La phase de l'onde arrivant à chaque unité de transmission varie avec la distance parcourue. La différence de phase entre une unité et la suivante dépend également de la fréquence utilisée.

Si la fréquence varie cela fait varier le déphasage entre deux éléments adjacents, donnant un balayage de la direction de pointage du faisceau. Le tout crée une restriction sur la bande passante utilisable. Cette caractéristique n'est utile que pour un radar utilisant une antenne à balayage de fréquences. Le déphasage tout le long du guide d'alimentation doit être calculé afin de bien ajuster les déphaseurs, incluant le changement dû à la variation de fréquence.

3.1.2 Alimentation en parallèle

Dans ce cas, le signal et sa puissance sont divisés par des diviseurs de puissance pour former un arbre comme l'illustre la figure 3.2. Chaque élément de transmission dans cette configuration est alimenté par un signal ayant parcouru la même distance, ainsi tous les éléments sont en phase. Contrairement à l'alimentation précédente, la variation de fréquence n'a aucun effet sur la phase entre les éléments adjacents. Mais a un effet sur l'adaptation.

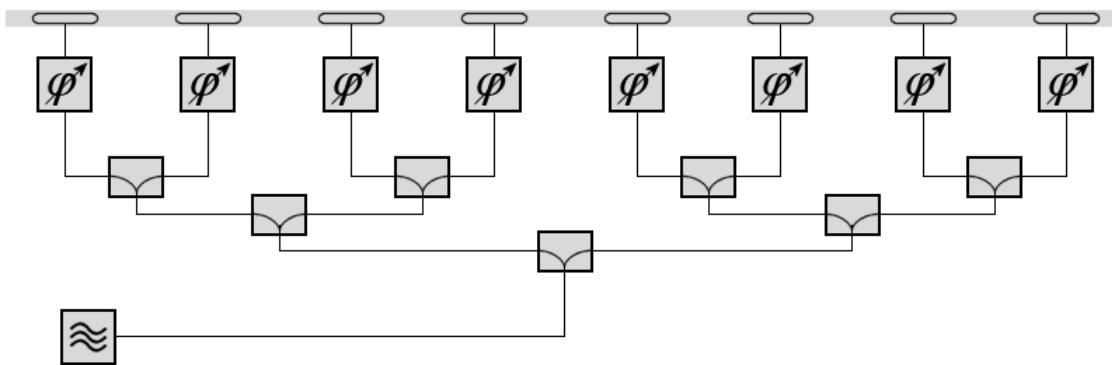


FIGURE 3.2 – Antenne réseau à commande de phase alimentée en parallèle. [14]

Dans ce mémoire, nous utiliserons cette configuration. Le diviseur de puissance étant une pièce maîtresse dans cette configuration, nous donnerons son principe de fonctionnement.

3.2 Diviseurs de puissance

3.2.1 Principe de fonctionnement

Le diviseur de puissance le plus utilisé est le diviseur de Wilkinson. C'est un hexapôle dont les voies d'accès 1, 2, 3 ont une impédance caractéristique Z_0 . Les voies 1-2 et 1-3 sont reliées par des lignes quart d'onde $\lambda/4$ d'impédance caractéristique $Z_1 = Z_0\sqrt{2}$; les voies 2-3 sont reliées par une résistance $2R_0$, $R_0 = Z_0$.

L'étude de ce dispositif donne la matrice S suivante[10]

$$S = \begin{pmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Si, à chaque sortie d'un diviseur, nous connectons l'entrée d'un autre diviseur et ainsi de suite, nous obtenons un diviseur adapté à étages. Avec n étages, nous avons 2^n sorties (fig. 3.3).

Un tel dispositif peut être utilisé pour connecter un émetteur ou un récepteur à 2^n éléments rayonnants.

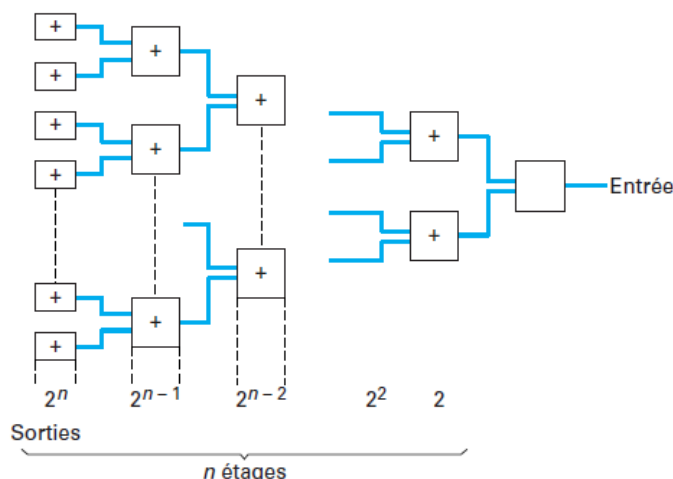


FIGURE 3.3 – Diviseur de puissance à n étages et 2^n voies. [10]

- À l'émission, il permet de répartir également sur les 2^n éléments rayonnants la puissance issue de l'émetteur. Il ne permet pas de faire varier les amplitudes et les phases relatives de ces éléments ; pour cela, il faudrait disposer un atténuateur et un déphaseur en série avec chacun d'eux comme cela se fait dans les réseaux d'alimentation de sources rayonnantes.

- À la réception, ce dispositif fonctionne en combineur de puissance. Il faut noter qu'il ne peut être sans pertes que si les ondes reçues ont toutes la même amplitude et la même phase.

3.2.2 Diviseur de puissance choisi

Le laboratoire des "télécommunications" de l'ENP a mis à notre disposition un diviseur de puissance à 4 voies dont la référence est YF-46 (cf. annexe B.3). Grâce à l'analyseur de réseau, on a pu vérifier le bon fonctionnement du dispositif. Les paramètres S étaient : $|S_{21}| = |S_{31}| = |S_{41}| = |S_{51}| = -6dB$. Ce qui veut dire que la puissance à la sortie d'une des 4 voies vaut le quart de la puissance en émission.

3.3 Déphaseurs

3.3.1 Types de déphaseurs

Un dispositif de décalage de phase ou déphaseur ("phase shifter" en anglais) est un dispositif qui peut modifier l'angle de phase d'un signal micro-ondes. Les déphaseurs sont commandés électriquement. Ils sont disponibles sous forme analogique pour permettre un retard ou une phase variable qui se produit de façon continue, et sous forme numérique pour parvenir à un ensemble de retards ou de phases. Il existe donc deux types de déphaseurs.

3.3.1.1 Les déphaseurs numériques

Ils sont constitués de plusieurs lignes de transmission de longueurs différentes (cf. paragraphe 3.3.2.2). Les états de phase du signal sont contrôlés à l'aide des bits de phase numériques. Chaque phase successive est la moitié de l'angle de la dernière. Par exemple, un déphaseur numérique de 2 bits serait un déphaseur de 90 degrés. Car 2 bits commandent 4 états différents : 00, 01, 10 et 11 qui correspondent respectivement à 4 phases différentes : 0°, 90°, 180° et 270°.

La figure 3.4 montre une architecture d'un déphaseur numérique de 4-bits (HMC543) ainsi que sa table de vérité. Par exemple pour déphaser de $67.5^\circ = 22.5^\circ + 45^\circ$ il suffit que les bits 1 et 2 soient à l'état haut.

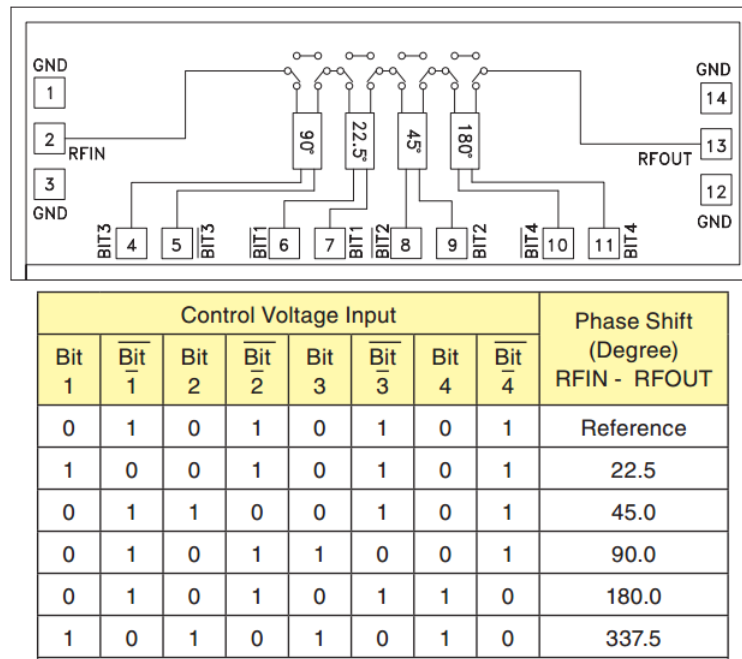


FIGURE 3.4 – Architecture d'un déphaseur numérique à 4-bits (HMC543) et sa table de vérité[5]

3.3.1.2 Les déphaseurs analogiques

Ils offrent un changement de phase continu. Une entrée de commande variable (une tension) prend en charge donc une résolution de phase illimitée, de 0° à 360°, ou de 0° à 180° selon le dispositif.

La figure 3.5 montre la courbe du déphasage en fonction de la tension qui commande le déphaseur. On remarque bien que c'est continue, où on peut balayer une plage d'angles (de 0° à 150° dans cet exemple).

3.3.2 Moyens de déphasage

Cette partie est consacrée aux méthodes et technologies existantes afin de déphaser les signaux en hyperfréquence d'un angle électrique δ ,

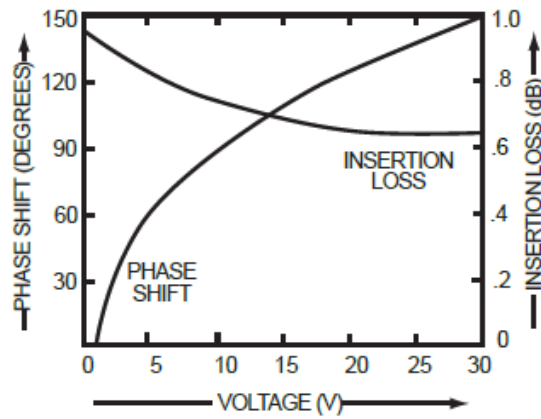


FIGURE 3.5 – Déphasage en fonction de la tension de commande pour un déphaseur analogique PQ-31 [6]

Pour ce faire, on commence d'abord par l'identification de la phase d'un signal. Nous supposons que les signaux sont harmoniques, c'est-à-dire variant selon $e^{i\omega t}$, ce qui signifie qu'un signal $s(\omega)$ varie en fonction de la partie réelle du signal complexe $e^{i\omega t}$,

$$s(t) \sim \cos(\omega t) \quad (3.2)$$

où $\omega = 2\pi f$, f étant la fréquence du signal. Le temps t peut être exprimé comme le rapport d'une distance l à la vitesse du signal c , où $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}$, donc la phase peut s'écrire comme

$$\phi = \omega t = 2\pi f l \sqrt{\epsilon\mu} \quad (3.3)$$

où ϵ et μ sont respectivement la permittivité et la perméabilité du milieu.

Cette équation révèle toutes les possibilités du déphasage. Les possibilités sont donc :

- Déphasage par changement de fréquence
- Déphasage par changement de longueur
- Déphasage par changement de permittivité
- Déphasage par changement de perméabilité

3.3.2.1 Déphasage par changement de fréquence

Dans cette technique, on alimente chaque élément d'antenne par des signaux de fréquences différentes. Ce changement de fréquence se traduit par un changement de la longueur électrique et donc par une variation de la phase :

$$\phi = kl = \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{2\pi f l}{c} \quad (3.4)$$

3.3.2.2 Déphasage par changement de longueur

Une autre façon de déphaser, est de changer la longueur physique, comme le montre la relation 3.3.

Dans l'ère du pré-numérique, les déphaseurs basés sur le changement de la longueur physique étaient réalisés par des moyens électromécaniques. La ligne élastique en est un exemple. La ligne élastique est une section de ligne de transmission (coaxial) qui peut être étirée par des moyens électromécaniques, en allongeant ou en raccourcissant la section de ligne de transmission. Actuellement, différentes longueurs de ligne de transmission sont sélectionnées numériquement. Un schéma d'un déphaseur numériquement commutable de 4 bits est illustré dans la figure 3.6.

Les commutateurs de chaque section sont utilisés pour déterminer la longueur de la ligne de

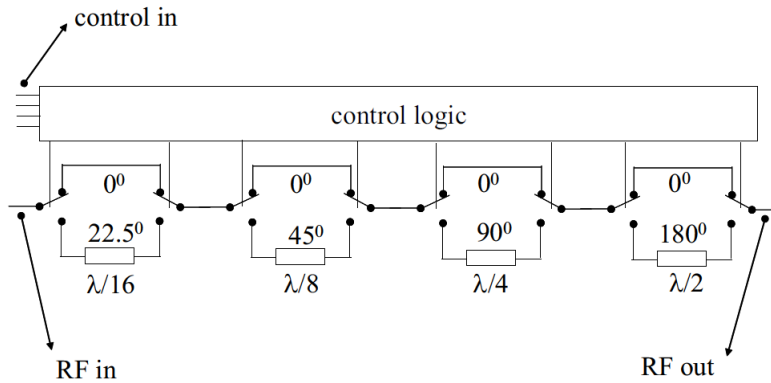


FIGURE 3.6 – Schéma d'un déphaseur numérique de 4-bits

transmission souhaitée. Ces longueurs sont choisies de telle sorte que les 16 phases (4 bits), allant de $\phi = 0^\circ$ (aucun bit à l'état haut) à $\phi = 337.5^\circ$ (les 4 bits à l'état haut), par pas de 22.5° (bit le moins significatif bit) peuvent être sélectionnées.

Les diodes PIN sont souvent employées comme éléments de commutation. Quant à la ligne de transmission, elle peut être réalisée en technologie microruban, en utilisant un substrat dont la constante diélectrique est élevée, minimisant ainsi les dimensions physiques du déphaseur.

3.3.2.3 Déphasage par changement de permittivité

L'équation 3.3 montre qu'on arrive à déphaser en changeant, ϵ , la constante diélectrique du matériau où le signal se propage. Une façon consiste à utiliser un rejet gazeux ou un plasma, où la constante diélectrique - ainsi le décalage de phase - varie en modifiant le courant à travers le dispositif.

Un autre moyen est fourni par l'utilisation de matériaux dits ferroélectriques. Il s'agit de matériaux dont la permittivité est fonction du champ électrique appliqué sur le matériau.

3.3.2.4 Déphasage par changement de perméabilité

Une dernière méthode de déphasage consiste à varier la perméabilité μ .

Les matériaux ferrimagnétiques ou ferrites sont des matériaux pour lesquels la perméabilité change en fonction de la variation d'un champ magnétique appliqué sur le matériau. Les déphaseurs à base de ferrite ont été utilisés pendant une longue durée, en particulier en combinaison avec la technologie de ligne de transmission à guide d'ondes.

Le déphaseur Reggia-Spencer représenté à la figure 3.7, dans sa forme la plus basique, se compose d'une tige de matériau ferrimagnétique, positionnée centralement à l'intérieur d'un guide d'onde, où un électro-aimant est enroulé autour du guide d'onde. En changeant le courant

à travers la bobine, le champ magnétique est changée et ainsi la perméabilité de la tige ferrimagnétique, ainsi la phase d'une onde allant à travers le guide d'onde est modifiée. La phase peut être modifiée en continu, ce qui rend Reggia-Spencer un déphaseur analogique.

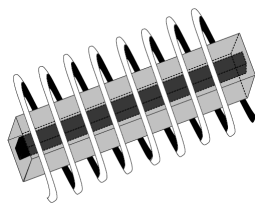


FIGURE 3.7 – Déphaseur Reggia-Spencer, configuration basique

3.3.3 Déphaseurs choisis

Dans ce travail, deux déphaseurs analogiques ont été utilisés. Ils ont pour référence *Micro-wave Triangle Inc. PQ-74* (cf. annexe B.2).

Les courbes d'étalonnage illustrées par la figure 3.8 montrent les variations de la phase en fonction de la tension appliquée. Elles ont été tracées à l'aide de l'analyseur de réseau [13] en mode transmission.

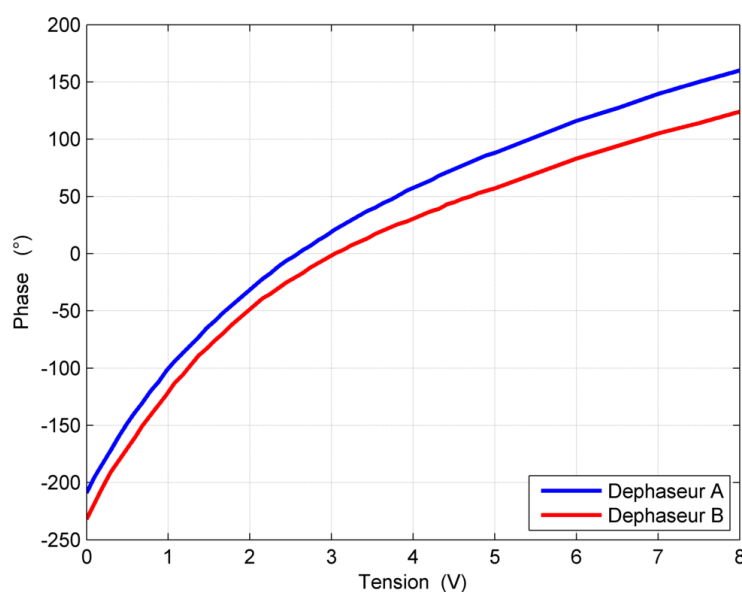


FIGURE 3.8 – Courbes d'étalonnage des déphaseurs PQ-74

3.4 Dispositif de commande

Pour effectuer la commande de balayage électronique du réseau via les déphaseurs, nous avons opté pour la Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI) que la carte Arduino, outil permettant la création de systèmes électroniques par programmation, peut générer.

3.4.1 Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI)

La Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI) ou Pulse Width Modulation (PWM) en anglais est un signal numérique, donc la tension peut prendre deux valeurs seulement, un état haut et un état bas.

Le niveau haut de valeur V_{CC} est de durée t_h et le niveau bas correspondant à $0V$ est de durée $T - t_h$. T étant la période du signal carré et $F = \frac{1}{T}$, sa fréquence. La figure 3.9 montre les différentes durées.

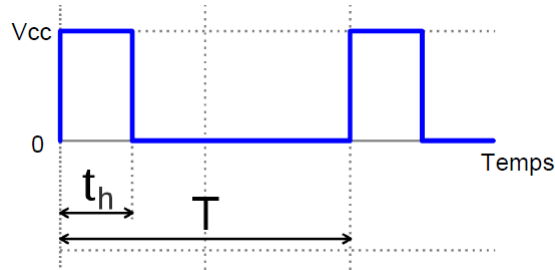


FIGURE 3.9 – Signal d'une MLI (PWM)

L'intérêt de la MLI réside dans le fait que la tension moyenne en sortie est proportionnelle au rapport cyclique $\frac{t_h}{T}$, et elle s'écrit

$$V_{moy} = \frac{t_h}{T} V_{CC} \quad (3.5)$$

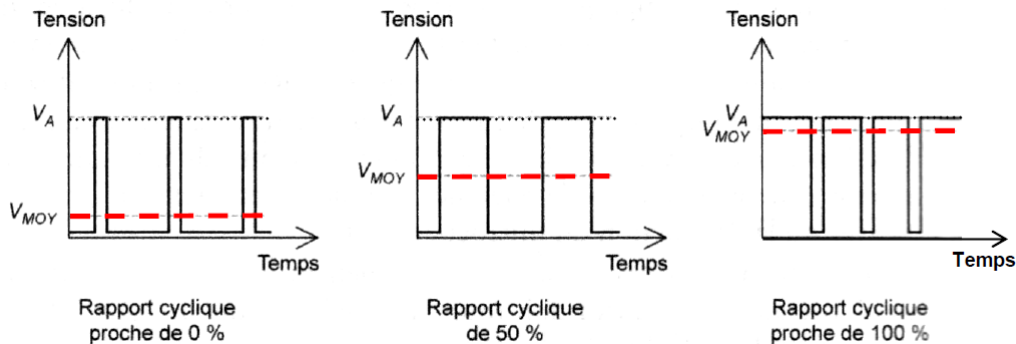


FIGURE 3.10 – Tension moyenne en fonction du rapport cyclique

Même si le signal n'est nullement une tension analogique, il peut le devenir en lui faisant subir un filtrage de type passe-bas. Filtrer ce signal carré permet d'obtenir la tension moyenne. La fréquence de coupure du filtre doit être plus faible que la fréquence du signal carré. Autrement dit la fréquence porteuse F doit être significativement supérieure à la fréquence de coupure du filtre, pour que l'ondulation résiduelle soit faible (fig. 3.11).

D'une autre part, il existe un régime transitoire pour aller d'une tension moyenne à une autre, dû au filtre (fig. 3.12).

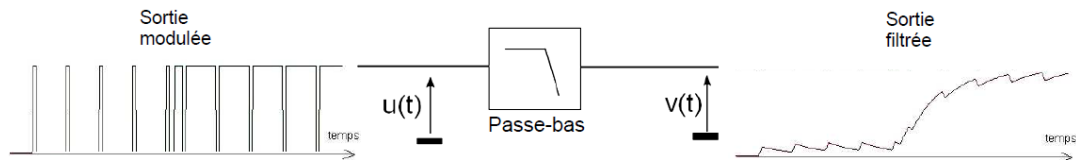


FIGURE 3.11 – Filtrage du signal modulé

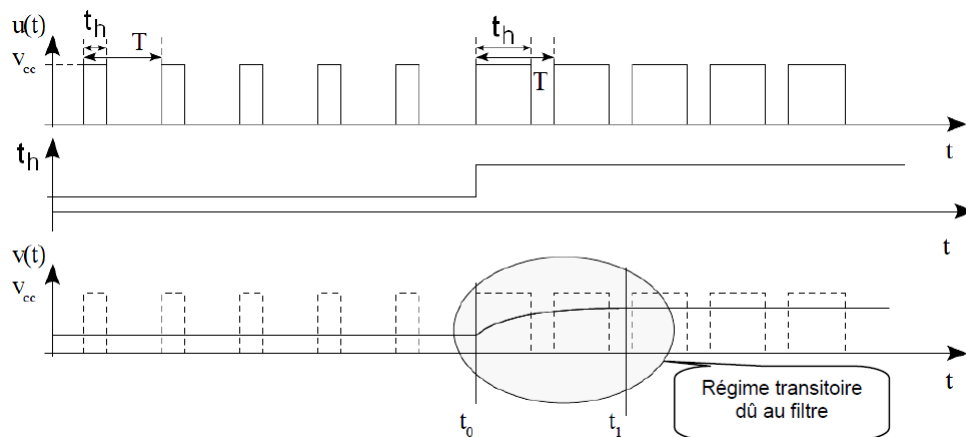


FIGURE 3.12 – Tension analogique après filtrage

3.4.2 Arduino

Pour notre application, on utilise le circuit Arduino pour générer le signal MLI. La tension moyenne de ce signal varie entre 0V (Rapport cyclique = 0) et 5V (Rapport cyclique maximal, équivalent à la tension maximale que peut délivrer l'Arduino).

L'Arduino est un projet créé par une équipe de développeurs, composée de six chercheurs : Massimo Banzi et al.[11]. Cette équipe a créé le "système Arduino". C'est un outil qui permet de créer des systèmes électroniques plus ou moins complexes.

Le système Arduino est composé de deux parties : le matériel et le logiciel.

3.4.2.1 Le matériel

Parmi les différentes cartes, nous avons choisi l'Arduino Uno, la plus commune et la moins chère. C'est une carte électronique basée autour du microcontrôleur ATmega360 du fabricant Atmel. La carte (fig. 3.13) est constituée de plusieurs parties

- Le micro-contrôleur (noté 1 sur la carte)

Etant le cerveau de la carte, il reçoit le programme développé et le stockera dans sa mémoire afin de l'exécuter.

Comme tout micro-contrôleur, l'ATmega360 est constitué d'une horloge, un CPU et une mémoire. (fig. 3.14)

- Alimentation (notée 2 et 3 sur la carte)

Pour fonctionner, la carte a besoin d'une alimentation. Le micro-contrôleur fonctionnant sous 5V, la carte peut être alimentée en 5V par le port USB (en 2) ou bien par une alimentation externe (en 3) qui est comprise entre 7V et 12V. Cette tension doit être continue et peut par exemple être fournie par une pile 9V. Un régulateur se charge ensuite de réduire la tension à 5V

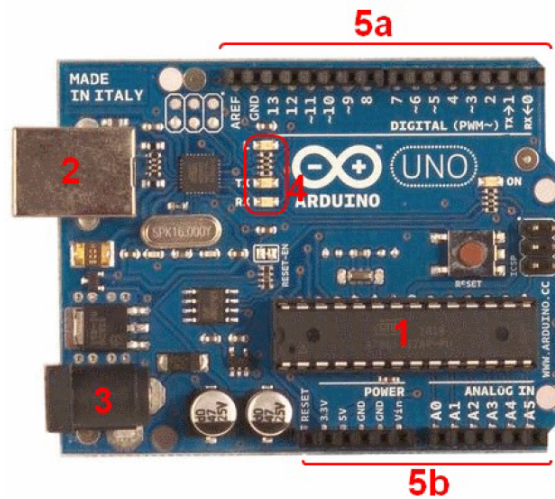


FIGURE 3.13 – Carte Arduino

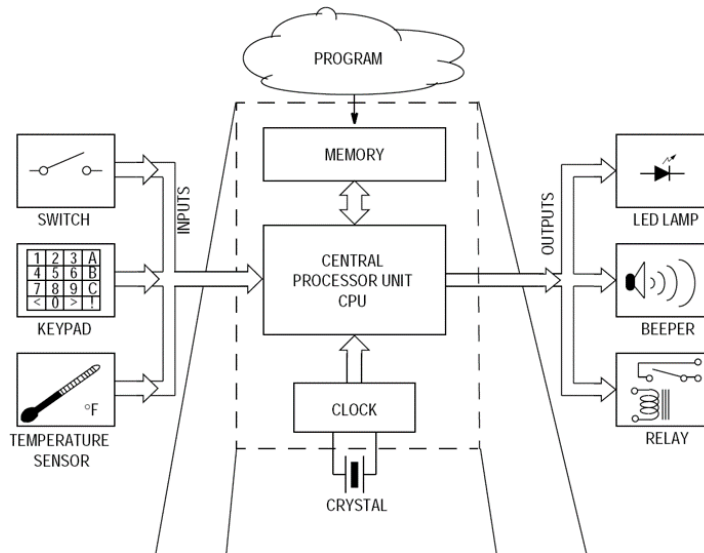


FIGURE 3.14 – Architecture d'un micro-contrôleur

pour le bon fonctionnement de la carte.

- Visualisation (notée 4)

Les trois LED (en 4 3.13) servent de témoins du fonctionnement du matériel. Ils permettent aussi de visualiser l'activité (téléchargement du programme par exemple) sur la voie série (une pour l'émission et l'autre pour la réception).

- La connectique (notée 5a et 5b)

Ce sont des interfaces avec tous les éléments externes à la carte. Chaque broche peut exécuter une fonction par programmation.

Pour notre application, nous avons choisi les broches "3" et "5" pour générer le signal PWM pour commander les déphaseurs (ce sont 2 parmi les 6 broches PWM où figurent ~).

3.4.2.2 Le logiciel

C'est grâce au logiciel (fig. 3.15), fourni avec l'achat de la carte, qu'on peut programmer la carte Arduino. Il offre une multitude de fonctionnalités.

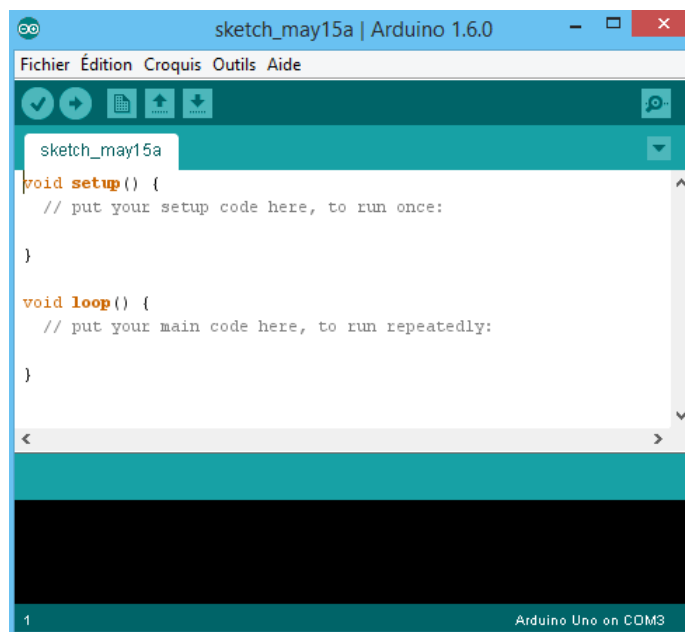


FIGURE 3.15 – Logiciel Arduino

Pour programmer la carte Arduino, il faut écrire des codes en langage Arduino (très proche du langage C). Comme le montre la figure 3.15 un code Arduino est divisé en 2 fonctions (des portions de code).

- `setup()`

Cette fonction est appelée une seule fois lorsque le programme s'exécute. C'est la fonction d'initialisation des paramètres.

- `loop()`

C'est dans cette fonction `loop()` où l'on écrit le contenu du programme. Cette fonction est appelée en permanence (une boucle infinie).

Le code en Arduino est donné en annexe A.9. Il permet de faire balayer le lobe principal du réseau d'antennes microruban automatiquement, sur une portion allant de -30° à $+30^\circ$, par pas de 5° , le changement d'angle se faisant toutes les 5 secondes. Cette plage $[-30^\circ; 30^\circ]$ est liée au nombre de déphaseurs qu'on dispose (2), le nombre d'antennes étant limité à 3, et à la distance entre deux éléments adjacents du réseau. Le chapitre 4 montrera les limites du balayage pour des angles supérieures à cette plage.

On a utilisé les deux broches 3 et 5 pour générer le signal MLI d'une fréquence de 1 KHz et dont le rapport cyclique varie en ajustant les arguments de la fonction :

$$\text{AnalogWrite}(\text{broche}, \text{valeur})$$

broche : n° de la broche.

valeur : nombre entier entre 0 et 255, le 0 correspondant à $V_{moy} = 0\text{Volt}$ et 255 à $V_{moy} = 5\text{Volt}$

3.4.3 Matlab

Le choix académique en matière de logiciel de simulation se porte actuellement sur Matlab. Il convient alors de s'ouvrir aux possibilités de communication de Matlab avec l'extérieur ; comme par exemple, écrire un code Matlab qui se charge directement dans un micro-contrôleur commandant des circuits électroniques extérieurs.

Pour cela, il existe une possibilité d'interfaçage entre la carte Arduino, qui nous a permis de commander le réseau d'antennes à commande de phase via les déphaseurs, et Matlab.

Il suffit de télécharger "MATLAB Support Package for Arduino" et de l'installer. Ce dernier permet d'utiliser MATLAB afin de communiquer avec la carte Arduino via un câble USB. Ce package est basé sur un programme de serveur exécutant sur la carte, qui écoute les commandes arrivant via le port série (port USB), exécute ces commandes, et, si nécessaire, retourne un résultat.

Pour permettre de pointer le réseau d'antennes vers une direction souhaitée, nous avons développé une interface graphique Matlab, le code Matlab est fourni en annexe A.7 A.8. Facile d'utilisation, l'utilisateur introduit la direction souhaitée, et l'interface graphique permettra de représenter le diagramme de rayonnement attendu, le déphasage relatif entre deux éléments rayonnants adjacents, ainsi que les tensions à appliquer aux déphaseurs (fig. 3.16).

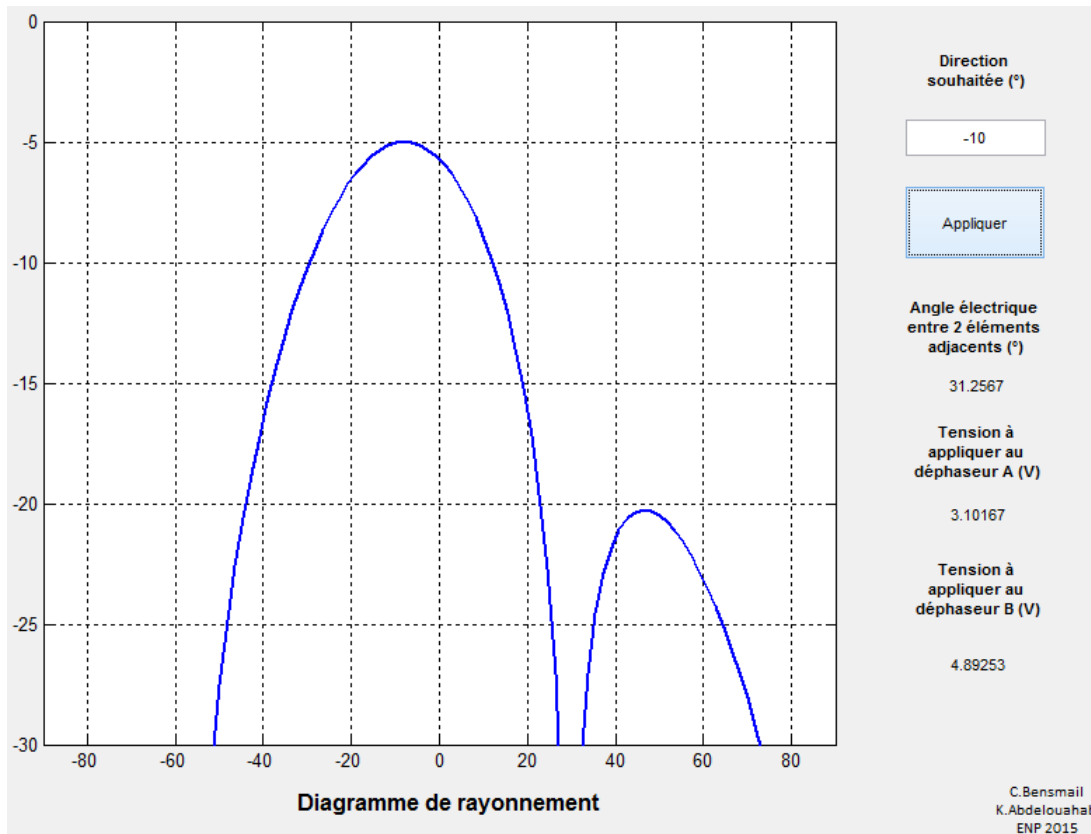


FIGURE 3.16 – Interface graphique MATLAB

Chapitre 4

Conceptions, simulations et tests

On s'intéressera dans cette partie à la réalisation pratique de réseaux d'antennes à commande de phase. On utilisera comme éléments rayonnants, dans un premier temps, un réseau de 3 antennes microruban que nous avons réalisées. Par la suite, 3 antennes hélices présentes au niveau du laboratoire seront utilisées. Ces deux prototypes opèrent à une fréquence de 10 GHz et permettent un balayage électronique par commande de phase.

Avant de passer à la réalisation, de multiples simulations ont été faites à partir des études théoriques faites au chapitre 1, mais aussi grâce aux logiciels CST Microwave ou Ansoft HFSS. Ces simulations seront ensuite validées à partir des mesures faites grâce à l'analyseur de réseau [13] et le banc d'essai B.1.

4.1 Antenne microruban rectangulaire

Ce paragraphe sera consacré aux différentes étapes ayant conduit au design final de l'antenne patch utilisée dans le prototype. L'antenne rectangulaire sera alimentée à son extrémité par une ligne microruban d'impédance caractéristique de 50Ω . Une ligne quart d'onde sera intercalée entre l'antenne et cette ligne afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Enfin, un connecteur SMA sera soudé sur la ligne d'alimentation 50Ω . On aboutit au modèle d'antenne illustré par la figure 4.1

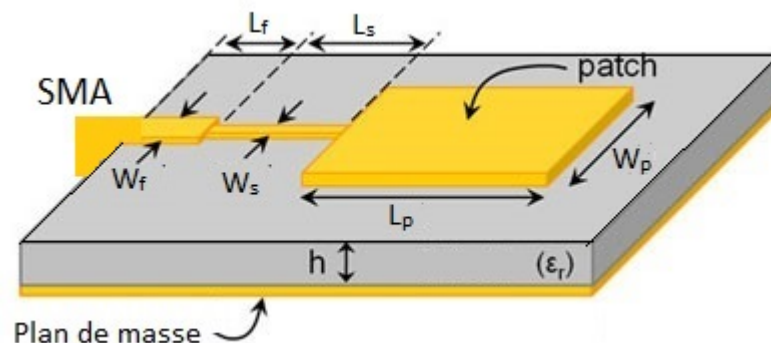


FIGURE 4.1 – Dimensions de l'antenne, du dispositif d'alimentation et d'adaptation

4.1.1 Conception de l'antenne

4.1.1.1 Dimensionnement du patch

Les relations énoncées dans le paragraphe (1.3.4.1) permettent de développer un script Matlab A.5 calculant les dimensions du patch pour une fréquence de travail et un substrat donné :

- Fréquence de résonance : $f_r = 10$ GHz
- Connecteur SMA mâle (50Ω)
- Substrat de type FR4.
- Permittivité relative du substrat $\epsilon_r = 4.3$ à la fréquence de travail.
- Épaisseur du substrat $h = 1.6$ mm
- Pertes diélectriques $\tan \delta = 0.02$

Les dimensions de l'antenne pour de telles données sont :

$$W_p = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = 9.21 \text{ mm}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12h/W_p}} = 3.59$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3)(W_p/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258)(W_p/h + 0.8)} = 0.71 \text{ mm}$$

$$L_p = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L = 6.50 \text{ mm}$$

4.1.1.2 Ligne d'alimentation

La longueur L_f de la ligne d'alimentation 50Ω est prise généralement de l'ordre de quelques millimètres afin de pouvoir y souder un connecteur SMA. De plus, pour le substrat choisi ainsi que pour une impédance caractéristique $Z_f = 50 \Omega$, la largeur de la ligne est calculée à partir des équations (1.44) pour aboutir aux dimensions suivantes :

$$L_f = 2.07 \text{ mm}$$

$$W_f = 3.11 \text{ mm} > 2h$$

4.1.1.3 Ligne d'adaptation quart d'onde

La valeur de l'impédance d'entrée est déduite à partir des relations 1.66. Le script Matlab développé dans l'annexe A.5 permet d'évaluer numériquement l'intégrale 1.67 pour aboutir au résultat suivant :

$$Z_{in} = 279 \Omega$$

De ce fait, en vertu de la relation 1.68, l'impédance caractéristique de ligne quart d'onde devra être prise telle que :

$$Z_s = \sqrt{Z_f Z_{in}} = 122 \Omega \quad \text{Avec} \quad Z_f = 50 \Omega$$

La largeur de la ligne d'adaptation devra alors être prise de façon à vérifier la relation (1.44) pour cette valeur de Z_s . Quant à sa longueur, elle devra être égale au quart de la longueur d'onde dans le milieu :

$$L_s = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_e}} \tag{4.1}$$

On aboutit enfin aux dimensions de la ligne d'adaptation quart d'onde :

$$\begin{aligned} L_s &= 4.41 \text{ mm} \\ W_s &= 0.40 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Les dimensions énoncées jusque là découlent des formules fermées basées sur le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité. Elles ne sont donc pas fiables pratiquement et causent un décalage de fréquence ainsi qu'une mauvaise adaptation (mauvaise estimation de l'impédance d'entrée). De plus, le rayonnement des lignes de transmissions ainsi que l'inhomogénéité du substrat sont des paramètres non pris en compte lors de cette conception. On préfère alors utiliser des logiciels utilisant des méthodes numériques et dédiés au design et à l'analyse des antennes.

4.1.2 Simulations CST Microwave et Ansoft HFSS

En transposant le design du patch déduit à partir du modèle de la ligne de transmission dans des logiciels de simulation. On se rend compte lors des simulations du décalage en fréquence qui subsiste. On devra alors effectuer les bons ajustements afin d'avoir un S_{11} minimum à la fréquence voulue. On aboutit alors aux dimensions du tableau 4.1 donnant un coefficient de réflexion illustré par la figure 4.2a

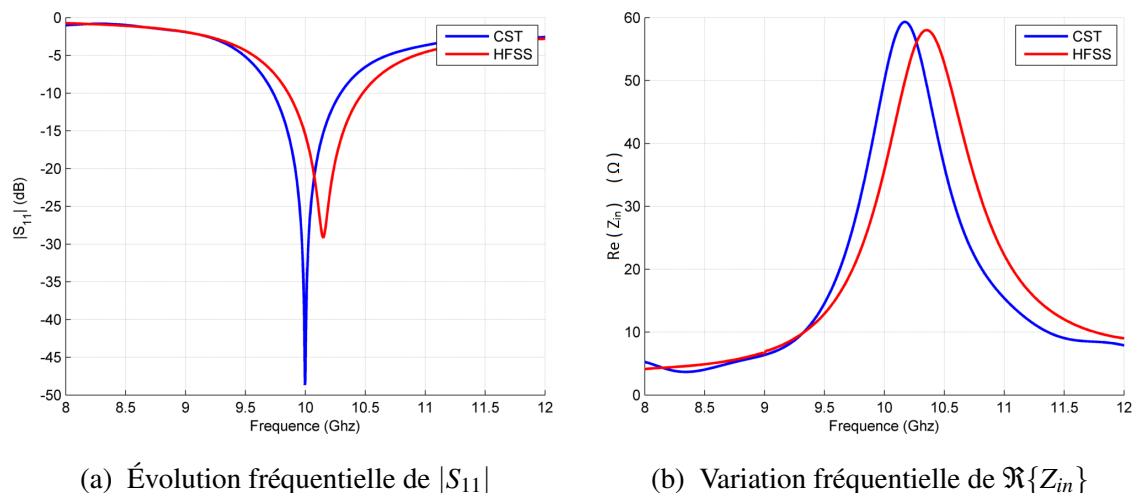


FIGURE 4.2 – Simulations CST et HFSS du coefficient de réflexion et de l'impédance à l'entrée de l'antenne patch

Les deux logiciels étant basés sur deux méthodes d'estimations distinctes, les simulations donnent des modules de coefficients de réflexion quelque peu différents. Le logiciel CST donne une résonance de l'antenne à 10 GHz avec un $|S_{11}|$ qui atteint -50 dB. Les dimensions utilisées peuvent être jugées convenables pour la réalisation de l'antenne planaire voulue.

L'impédance d'entrée de l'antenne après adaptation est acceptable. Les simulations CST 4.2b donnent une adaptation quasi parfaite avec $Z_{in} = 50\Omega$ à la fréquence de travail.

Enfin, le rayonnement du patch dans le plan E représenté par la figure 4.3. Comme décrit dans le paragraphe 1.3.4.1, le lobe principal est assez large avec un angle d'ouverture de 88° . On note de plus la présence d'un lobe arrière d'un faible niveau de -12 dB.

Dimension		Méthode analytique	Après optimisation CST
Largueur du patch	W_p	9.21 mm	9.21 mm
Longueur du patch	L_p	6.50 mm	6.08 mm
Largueur de ligne d'alimentation	W_f	3.11 mm	3.11 mm
Longueur de la ligne d'alimentation	L_f	2.07 mm	2.07 mm
Largueur de la ligne quart d'onde	W_s	0.40 mm	0.68 mm
Longueur de la ligne quart d'onde	L_s	4.41 mm	4.36 mm
Largueur du plan de masse	W	15.2 mm	15.2 mm
Longueur du plan de masse	L	15.0 mm	15.0 mm

TABLE 4.1 – Dimensions du patch

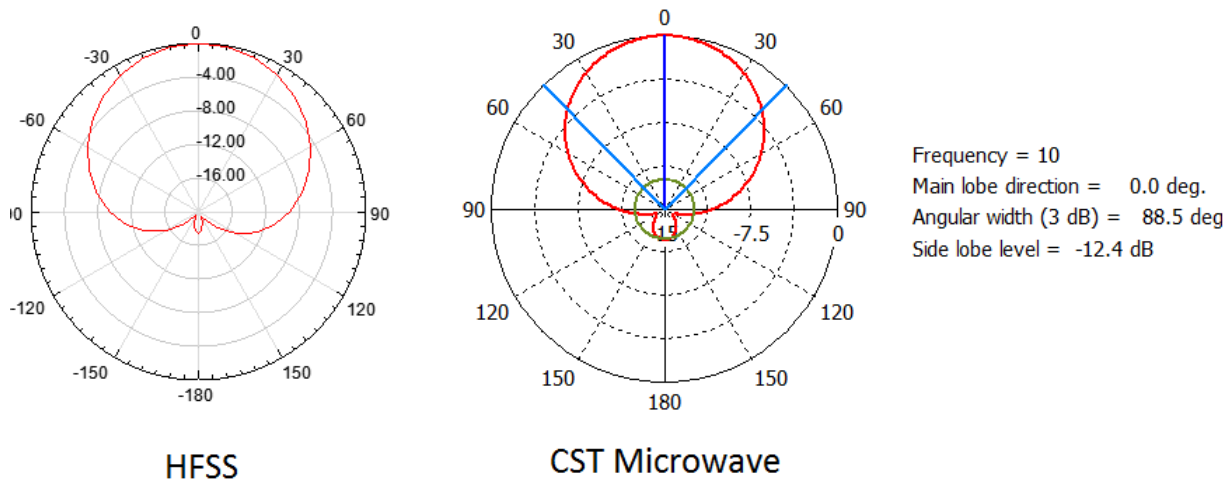


FIGURE 4.3 – Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban rectangulaire

4.2 Réseau d'antennes microruban

La synthèse d'antenne microruban faite en première partie de ce chapitre sera mise en œuvre ici lors du design d'un premier prototype d'un réseau à commande de phase. Il s'agit d'un réseau linéaire uniforme de 3 antennes patch identiques espacées d'une demi longueur d'onde. Chaque élément d'antenne comporte son propre port d'alimentation RF où seront appliquées des excitations à variation linéaire de phase.

Le lecteur trouvera en premier lieux les résultats des différentes simulations qui permettront de valider le design et de passer à la réalisation d'un prototype. On donnera par la suite les résultats expérimentaux donnant les caractéristiques générales du réseau et de son rayonnement lors du balayage électronique par commande de phase.

4.2.1 Réseau classique à rayonnement transversal

Dans cette partie, les simulations réalisées ne feront intervenir aucun concept de balayage électronique ou de commande de phase. Il s'agira d'une étude du réseau et de ses caractéristiques en terme de fréquence de résonance, de bande passante, de couplage inter-éléments et de rayonnement.

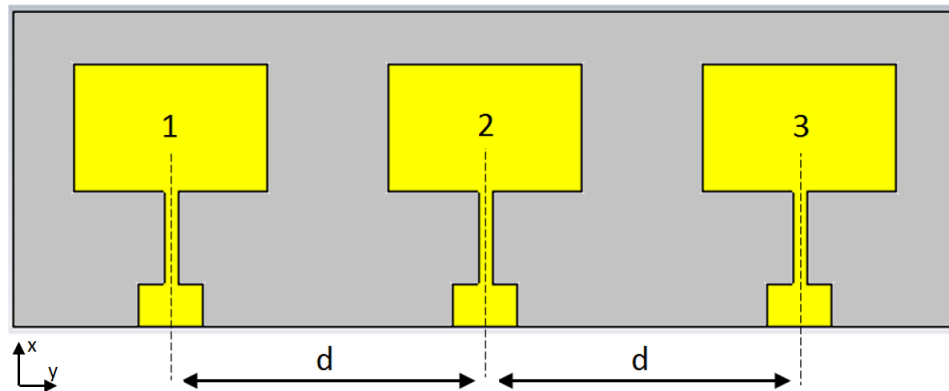


FIGURE 4.4 – Réseau de 3 antennes planaires rectangulaire espacé de $\frac{\lambda}{2}$

Les logiciels tels que CST Microwave et HFSS offrent des outils de conception assistée par ordinateur qui permettent de dupliquer un élément d'antenne pour passer à un réseau. Ce sont ces logiciels que l'on utilisera lors de la conception du modèle donné par la figure 4.4.

4.2.1.1 Fréquence de travail et bande passante

Du fait de l'effet du couplage, l'introduction des éléments d'antenne supplémentaires modifie légèrement le diagramme du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. On notera alors un léger décalage en fréquence centrale ainsi qu'un petit élargissement de la bande passante. La figure 4.5a montre les résultats de simulations CST des coefficients de réflexion à l'entrée des éléments d'antenne. Du fait de la symétrie du dispositif, l'allure de $|S_{11}|$ suit celle du $|S_{33}|$.

Même si elles sont identiques, les antennes à 10 GHz possèdent des coefficients de réflexion différents du fait de la présence du couplage. En effet, $|S_{11}| = |S_{33}| \simeq -35\text{dB}$ alors que $|S_{22}| \simeq -50\text{dB}$. Dans ces deux cas, l'adaptation simulée est quasi parfaite ce qui permet de valider la conception et de passer à la réalisation des antennes

4.2.1.2 Couplage inter-éléments

L'espacement entre antennes $d = \lambda/2$ est un bon compromis donnant un faible couplage et un SLL relativement faible. Ce faible taux de couplage est illustré par la figure 4.5b représentant les différents coefficients de transmission entre éléments d'antenne. Du fait de la symétrie du réseau, l'allure des courbe $|S_{21}|, |S_{12}|, |S_{32}|, |S_{23}|$ est semblable du même que $|S_{31}| = |S_{13}|$. Ces coefficients de transmissions reste très faibles, leur maximum est de l'ordre de -20 dB à la fréquence de 10 GHz.

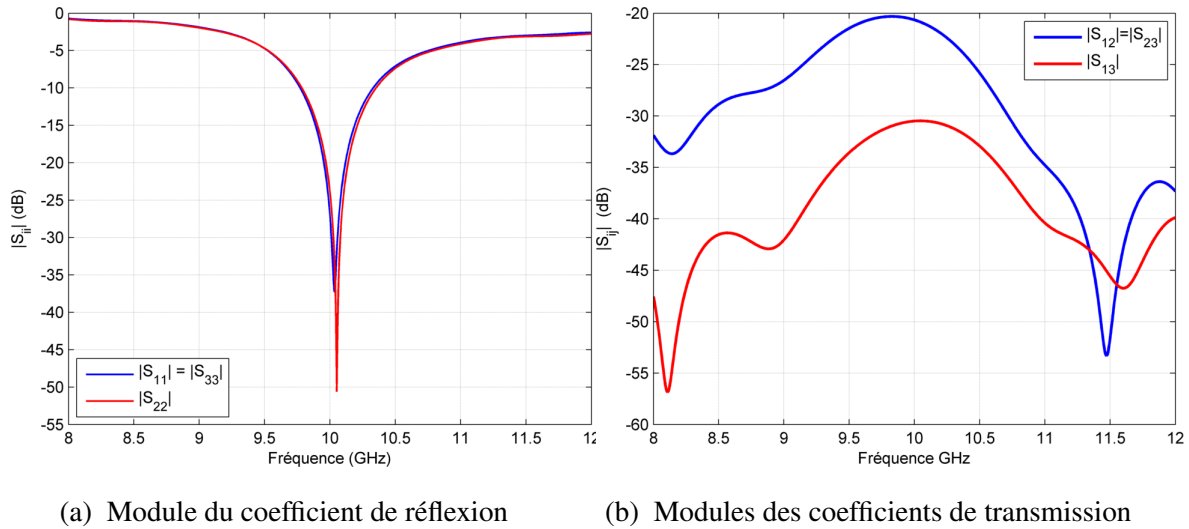


FIGURE 4.5 – Simulations CST des variations fréquentielles de S_{ii} et S_{ij} aux entrées du réseau

On pourra ainsi calculer le coefficient de couplage entre deux éléments adjacents, donné par la relation 2.41

$$C_{dB}(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{|S_{12}(f)|^2}{1 - |S_{11}(f)|^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{|10^{-20}|^2}{1 - |10^{-35}|^2} \right) \simeq -20 \text{dB}. \quad (4.3)$$

Le coefficient de couplage s'avère très faible.

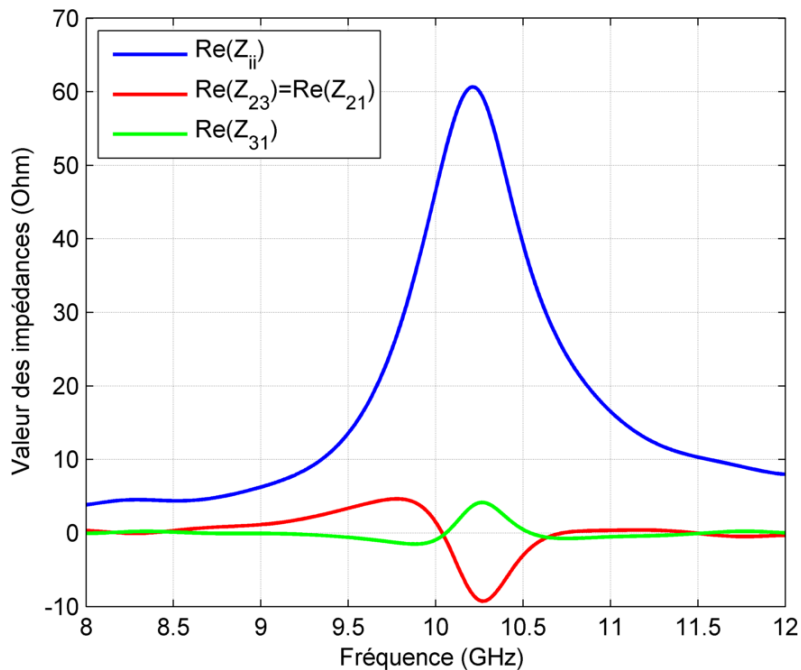


FIGURE 4.6 – Simulation CST des impédances du réseau $d = \lambda/2$

La figure 4.6 montre quant à elle les différentes impédances propres et mutuelles du réseau. À 10 GHz, les Z_{ii} ont une valeur s'approchant de 50 Ω alors que les impédances mutuelles Z_{ij} sont presque nulles, ce qui illustre le faible taux de couplage.

4.2.1.3 Diagramme de rayonnement

Comme vu dans le chapitre 3, les réseaux offrent un faisceau principal plus directif ainsi qu'un faible angle d'ouverture à demi puissance. Ceci est illustré par les figures 4.8b et 4.8a donnant un comparatif du diagramme de directivité du patch et du réseau. La figure 4.7 quant à elle donne le diagramme de rayonnement du réseau dans le plan E.

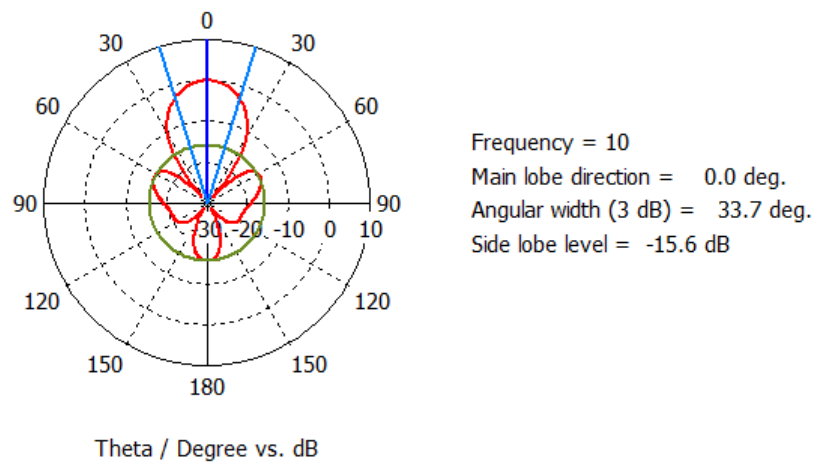


FIGURE 4.7 – Simulation CST du diagramme de rayonnement du réseau dans le plan E

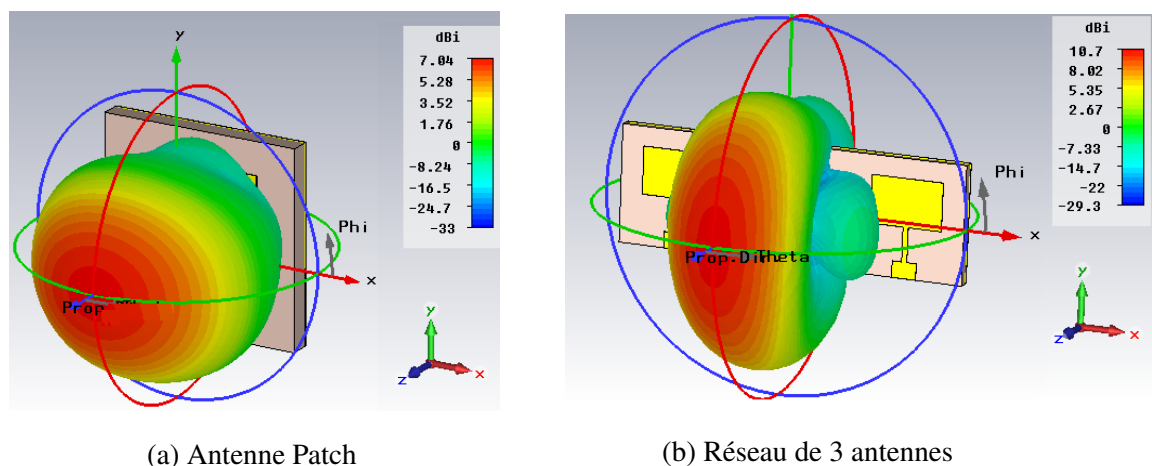


FIGURE 4.8 – Diagrammes de directivités en 3D du patch rectangulaire et de du réseau

On note alors que le rayonnement est transversal au patch avec un lobe principal orienté selon l'axe z. Le niveau du plus grand lobe secondaire (SLL) est à -15.6 dB. L'angle d'ouverture à demi puissance quant à lui est de 33°. Enfin, la directivité du réseau atteint les 10.7 dBi°.

4.2.1.4 Résultats expérimentaux

Fréquence de travail et bande passante L'utilisation de l'analyseur de réseau HP 8408B [13] en mode réflexion permet de donner les variations fréquentielles du module du coefficient de réflexion à l'entrée de chacun des 3 ports du réseau ($|S_{ii}|$). Les résultats sont exportés au

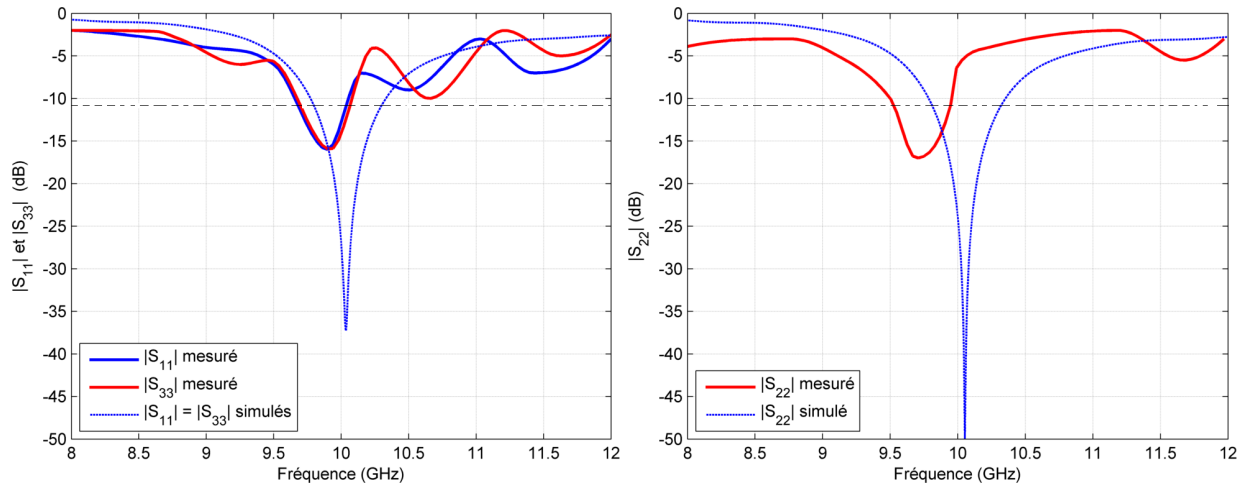


FIGURE 4.9 – Variations fréquentielles mesurées du module du coefficient de réflexion

moyen d'une interface *BGP* et illustrés par la figure 4.9.

La figure 4.9 montre que les modules (en dB) de S_{11} et S_{33} sont identiques et ceux en vertu de la symétrie du réseau et du fait que les éléments rayonnants soient identiques. La précision offerte par le logiciel CST est à mieux de 0.4%.

Jusqu'à la fréquence de 10.14 GHz les valeurs mesurées des modules de S_{11} et de S_{33} sont pratiquement identiques aussi bien au niveau de la fréquence de résonance que leur adaptation. A partir de cette fréquence, de légers décalages apparaissent à la fois au niveau de la fréquence et au niveau de l'amplitude. Ces décalages peuvent être dus éventuellement aux imperfections de réalisation et à la difficulté d'obtenir des patch parfaitement identiques.

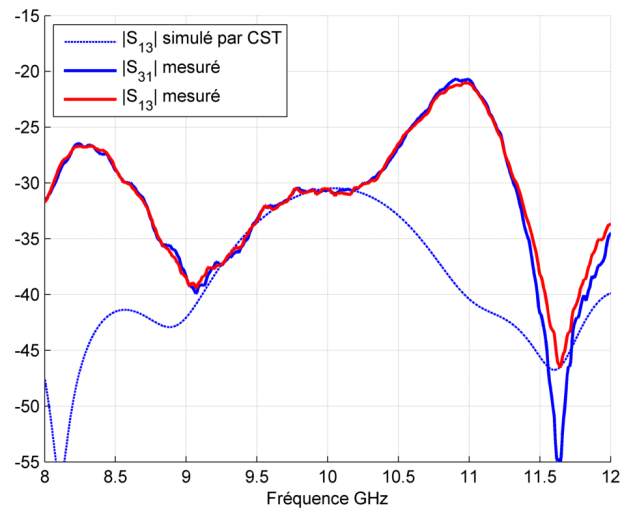
Au niveau de la fréquence de résonance les résultats expérimentaux corroborent ceux simulés à mieux de 1%. On constate toute fois une légère désadaptation (-16dB), acceptable car inférieur à -10dB, au niveau des résultats mesurés. Elle est certainement introduite par les points de soudure au niveau des connecteurs SMA.

La simulation suppose une adaptation parfaite, c'est la raison pour la quelle le module du coefficient de réflexion est au dessous de -50dB.

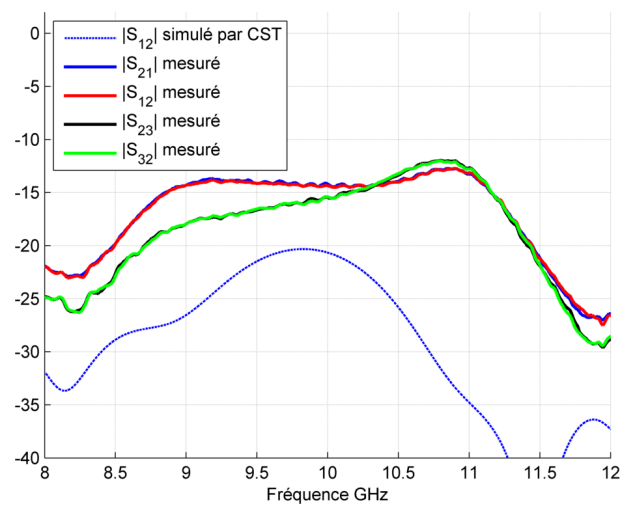
Couplage inter-éléments Les figures 4.10a et 4.10b donnent les mesures des coefficients de transmissions entre les éléments d'antennes du réseau. Ces mesures montrent en premier lieu la réciprocité du dispositif $|S_{ij}| = |S_{ji}|$. En effet, le tracé de $|S_{13}|$ se superpose à celui du $|S_{31}|$, $|S_{23}|$ se superpose à $|S_{32}|$ et $|S_{12}|$ se superpose à $|S_{21}|$. De plus, on note que les tracés de $|S_{23}|$ et $|S_{21}|$, qui théoriquement sont sensés se superposer du fait de la symétrie du dispositif, ont la même allure. Enfin, à 10GHz, le coefficient de couplage entre deux éléments adjacents égale à $-15dB$ reste relativement faible. Ce qui concorde avec la simulation CST.

$$C_{dB}(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{|S_{12}(f)|^2}{1 - |S_{11}(f)|^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{|10^{-\frac{15}{20}}|^2}{1 - |10^{-\frac{15}{20}}|^2} \right) \simeq -15dB. \quad (4.4)$$

Enfin, on note que $|S_{13}| < |S_{23}|$ ce qui s'explique par le fait que l'antenne 3 soit plus proche de l'antenne 2 qu'elle ne l'est de l'antenne 1.



(a) Interactions entre antenne 1 et antenne 3



(b) Interactions entre antenne 2 et antennes 1,3

FIGURE 4.10 – Variations fréquentielles mesurées des coefficients de transmissions

Diagramme de rayonnement des éléments d'antenne Afin de relever le diagramme de rayonnement d'une antenne, le banc d'essai "Antenna Trainer ED3200" (cf. Annexe B.1) est utilisé. Pour ce faire, l'antenne dont on souhaite tracer le diagramme est alimentée par une porteuse de 10 GHz modulée par un signal carré de 1 kHz. D'autre part, une antenne cornet reçoit l'onde rayonnée par ce réseau et la transmet à un détecteur RF (Diode de démodulation) afin de relever la puissance du signal reçu. La révolution d'antenne d'émission sur 360° permet de tracer le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal.

Les digrammes de rayonnement des 3 antennes microruban sont donnés respectivement par les figures 4.11a, 4.11b et 4.11c. On note en premier lieu la différence entre le diagramme mesuré et celui tracé par CST. Ces erreurs sont principalement dues aux défauts de fabrication lors de la conception du patch, à l'incertitude de mesure introduite par le banc d'essai, mais aussi au procédé expérimental en lui-même (Réflexions, trajets multiples et rayonnement extérieur). On remarque de plus que le rayonnement des trois patch n'est pas totalement identique mais présente cependant quelques similitudes, notamment une faible directivité et un angle d'ouverture important atteignant les 80°.

En négligeant ces faibles différences, les 3 patch peuvent être considérés comme 3 éléments d'antenne identiques d'un réseau.

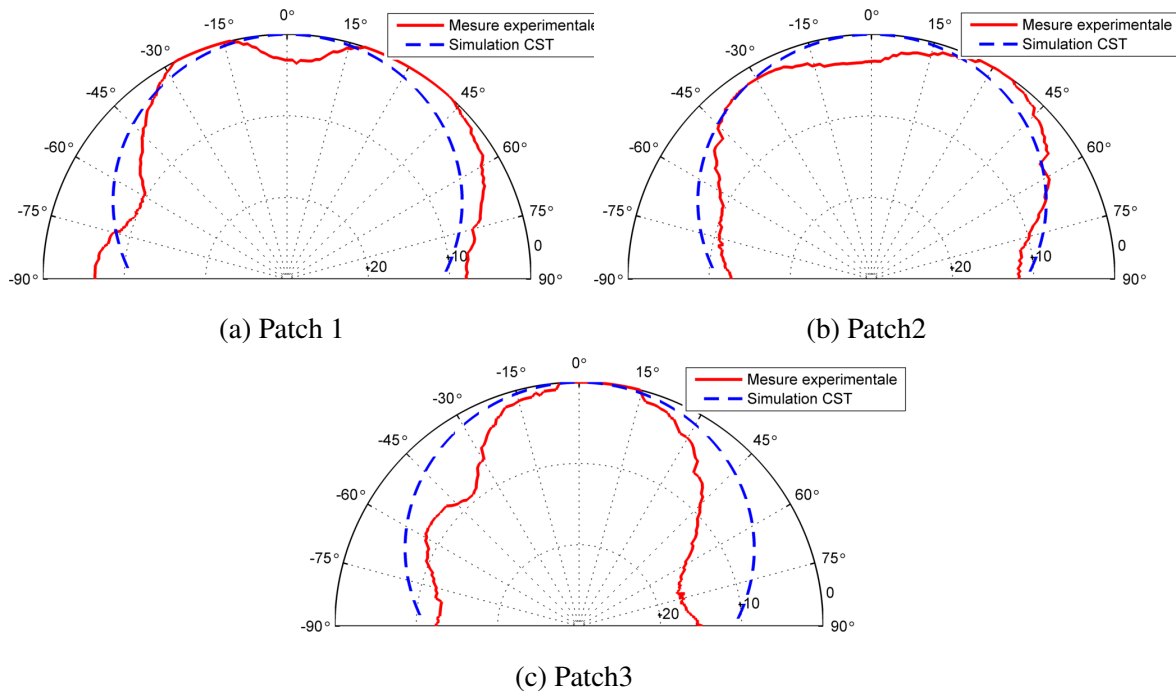


Diagramme de rayonnement du réseau la figure 4.12 présente le diagramme de rayonnement du réseau mesuré grâce au banc d'essai ED3200 . Un première remarque concerne la similitude entre le résultat pratique et la simulation CST. En effet, du fait que les 3 éléments d'antenne sont utilisés, les deux diagrammes montrent 3 lobes de rayonnement dont deux sont des lobes secondaires. Les éléments du réseau étant alimentés en phase, le direction principale de rayonnement est à 0° . Quant au SLL, il est mesurée à -14 dB ce qui est supérieur à sa valeur simulée de -15.6 dB. Enfin, le faible angle d'ouverture mesuré (30°) permet de dire que le réseau conçu est satisfaisant en terme de directivité.

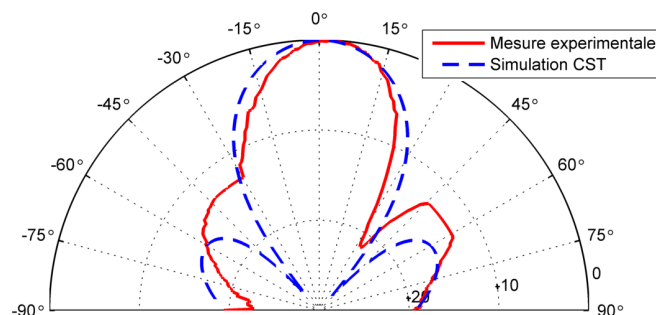


FIGURE 4.12 – Diagramme de rayonnement du réseau d'antenne microruban conçu

4.2.2 Réseau à balayage électronique

4.2.2.1 Descriptif du prototype

Deux déphaseurs analogiques sont placés à l'entrée des accès 2 et 3 du réseau d'antennes. Ces quadripôles apporteront une atténuation de l'ordre de 10 dB qui sera compensée par l'ajout d'un atténuateur de même amplitude à l'accès 1 afin de préserver le caractère uniforme du réseau. La direction du lobe principal de rayonnement est fonction de la phase δ apportée par les déphaseurs qui seront commandés par une tension issue de l'Arduino. Enfin, une interface Matlab a été développée. Elle permettra à l'utilisateur d'introduire la direction de rayonnement voulue, de calculer la phase δ adéquate et d'appliquer la tension de commande correspondante. La figure 4.13 donne un schéma du prototype réalisé.

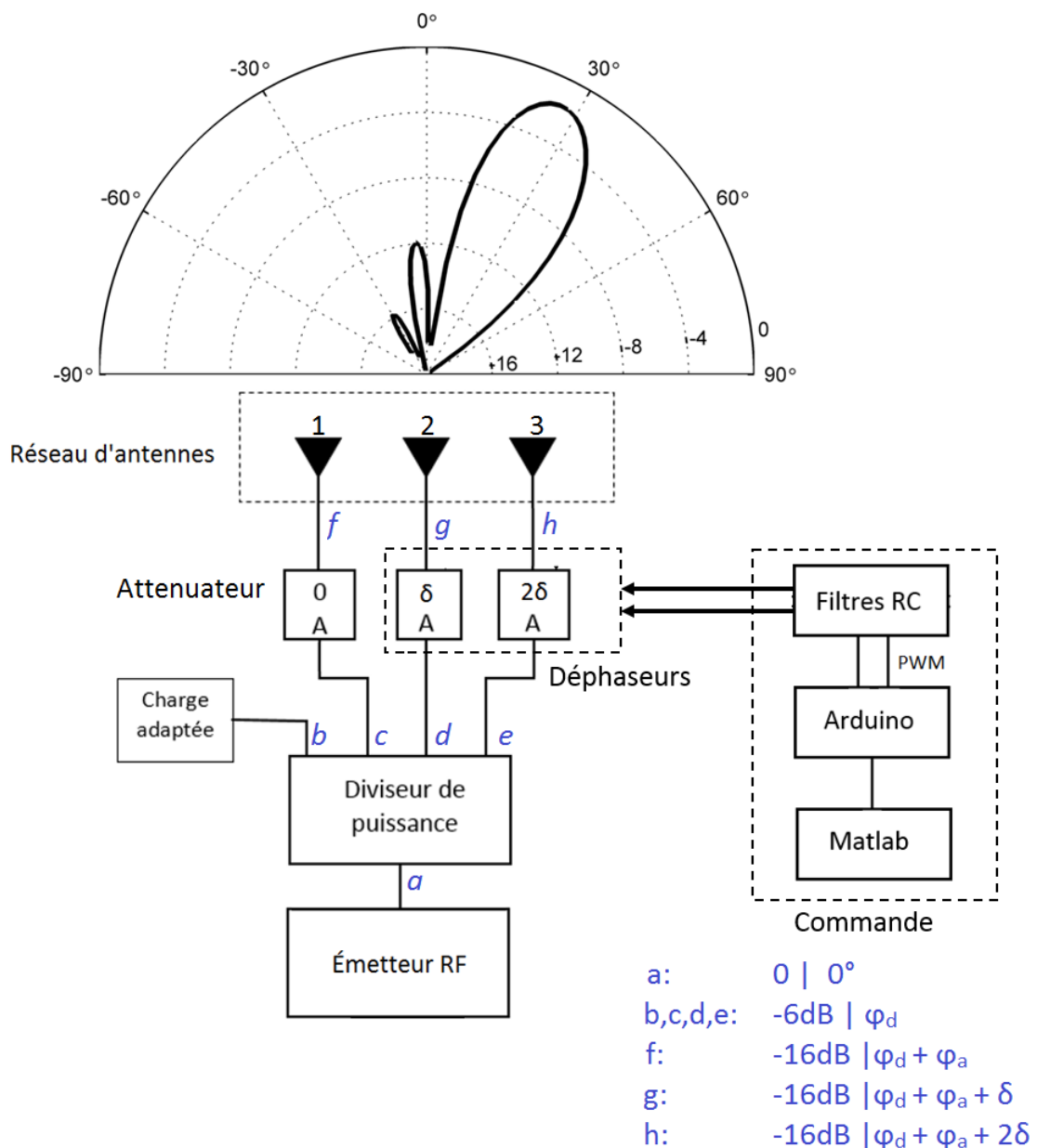


FIGURE 4.13 – Schéma du prototype d'antenne réseau à commande de phase

4.2.2.2 Expression du diagramme de rayonnement

Pour un réseau linéaire uniforme aligné selon Oy , l'expression du facteur de réseau est obtenue en vertu du chapitre 2 et s'écrit de la forme

$$AF(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(n\frac{\psi_y}{2}\right)}{n\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \quad (4.5)$$

$$\psi_y = kd \sin\theta \cos\phi + \delta$$

L'expression de la fonction caractéristique $f(\theta, \phi)$ sera le produit du facteur de réseau $AF(\theta, \phi)$ et de la fonction caractéristique du patch donnée par la relation (1.83). Dans le plan E ($\phi = 0$), le rayonnement du réseau se réduit à l'expression suivante

$$f(\theta) = \frac{\sin\left(n\frac{\psi_y}{2}\right)}{n\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \frac{\cos\left(\frac{kL_e \sin\theta}{2}\right)}{\left(\frac{kL_e \sin\theta}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \cos^2\theta \quad (4.6)$$

Afin d'avoir un lobe principal de rayonnement dans une direction voulue., le déphasage électrique δ est calculé en utilisant Matlab selon l'expression 2.15. On utilisera les déphaseurs pour déphaser l'antenne 2 d'un angle δ et l'antenne 3 d'un angle 2δ . À ces deux déphasages, on fait correspondre les tensions de commande en vertu de l'étalonnage (fig. 3.8).

4.2.2.3 Tests et résultats

Ce paragraphe sera dédié l'estimation des différents diagrammes de rayonnement de l'antenne conçue.

Les figures 4.14 et 4.15 présentent les diagrammes de rayonnement mesurés en utilisant le banc d'essai "Trainer ED3200", ainsi que des simulations réalisées à l'aide de CST Microwave. Le tableau 4.2 donne un comparatif entre les caractéristiques de rayonnement mesurées et simulées.

Les diagrammes de rayonnement (fig. 2.16 et 2.17) montrent une concordance satisfaisante entre les résultats simulés et ceux obtenus expérimentalement. Les légères déviations sont dues essentiellement :

- au faible nombre des sources rayonnantes ;
- au dispositif de mesure et à son environnement (Objets réfléchissants) ;
- au substrat utilisé dont les caractéristiques (permittivité relative et pertes diélectriques) ne sont pas connues avec précision ;
- aux défauts de réalisation constatés de visu au niveau du plan de masse.

Au fur et à mesure que l'angle de balayage augmente, le niveau (SLL) des lobes secondaires et la directivité se détériorent conformément à la théorie des réseaux (cf. chapitre 2).

De plus les bornes de balayage sont limitées par le phénomène de l'apparition des lobes d'ambiguïté(cf. paragraphe 2.3.7).

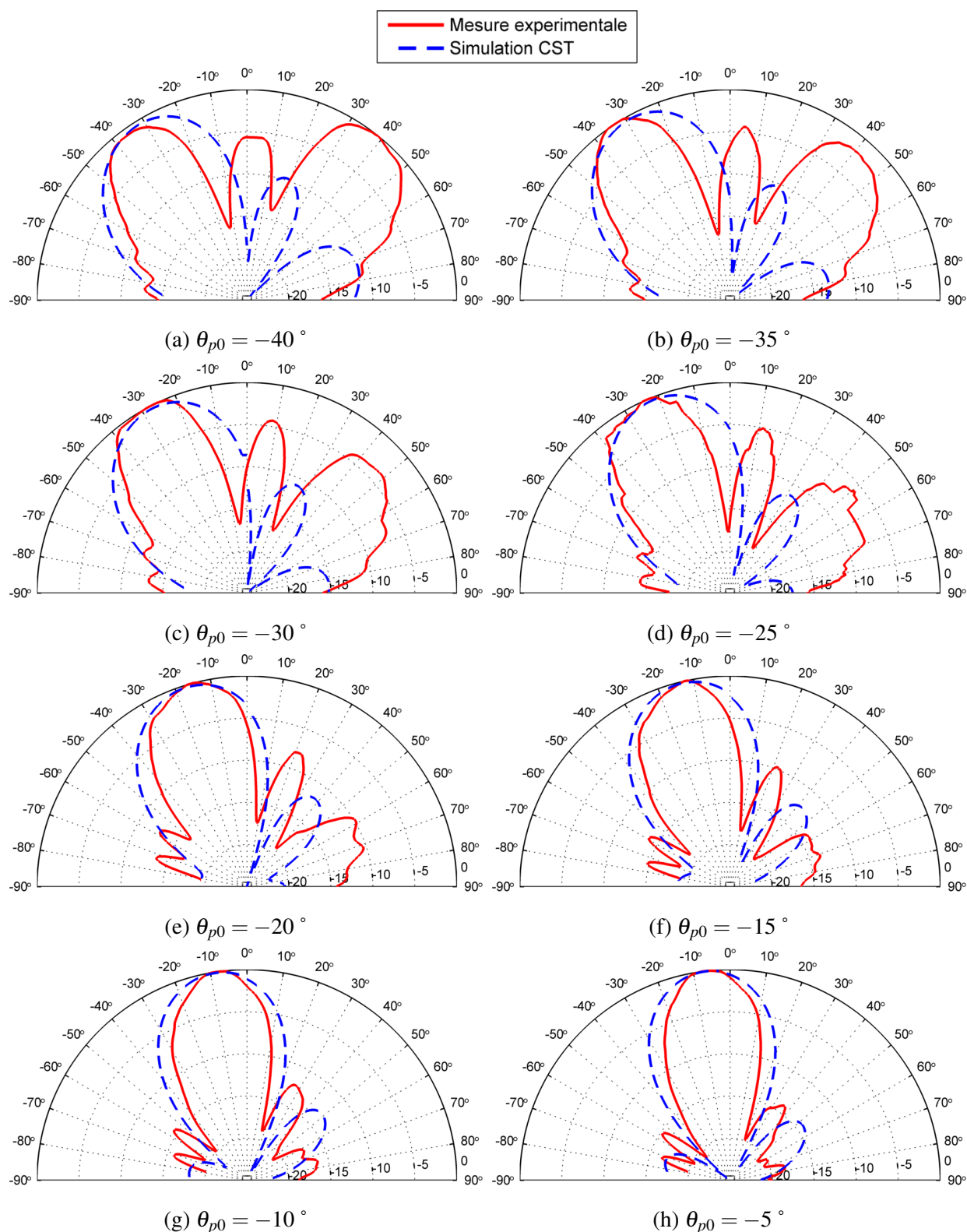


FIGURE 4.14 – Balayage électronique utilisant un réseau d’antennes microruban - Partie I

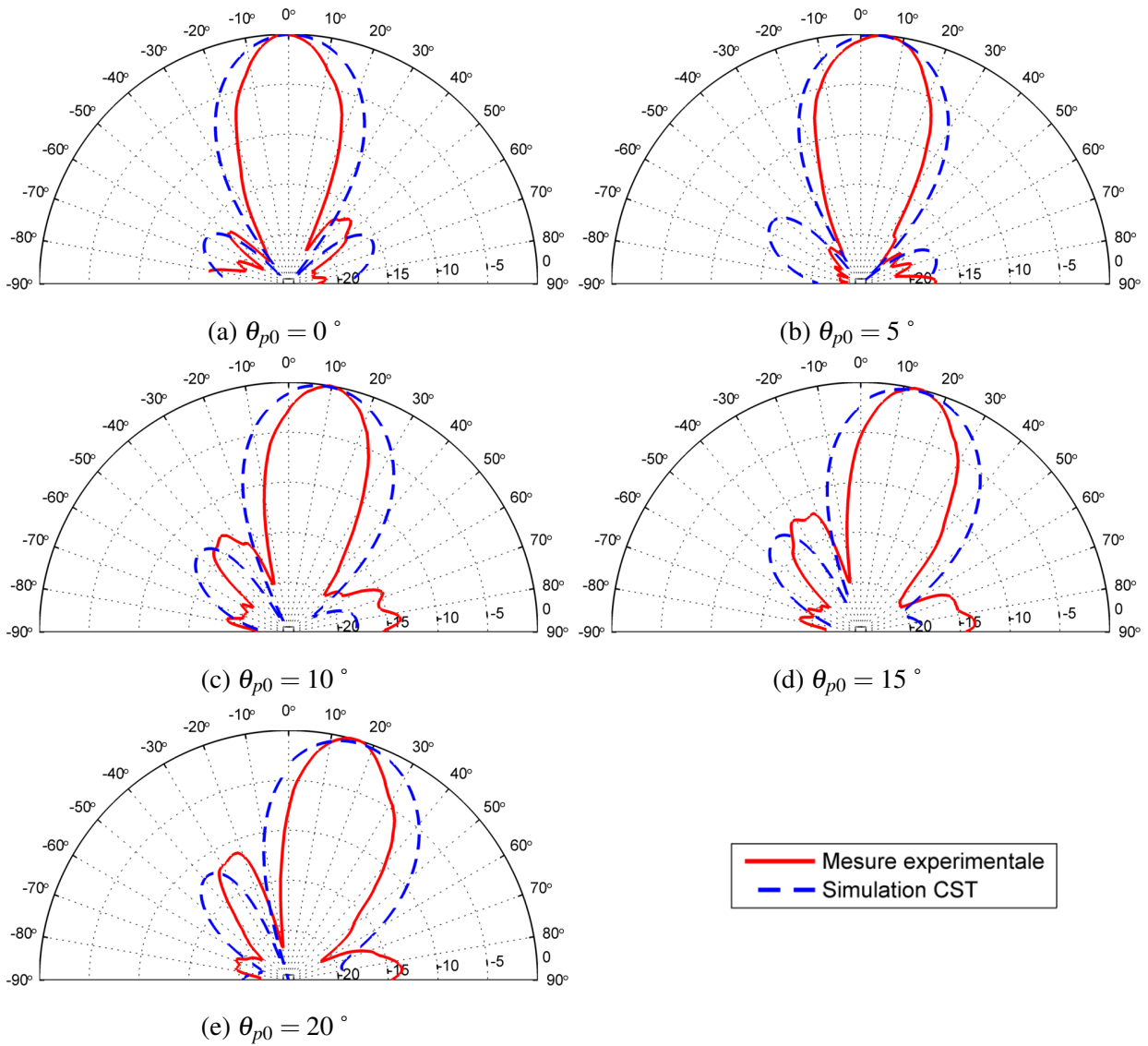


FIGURE 4.15 – Balayage électronique utilisant un réseau d'antennes microruban - Partie2

<i>Direction</i>			θ_{3dB}		<i>SLL</i>	
Désirée	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée
0°	0°	1°	33°	20°	-15.6 dB	-17 dB
-5°	-4°	-6°	33.9°	24°	-14.1 dB	-14 dB
-10°	-9°	-9.5°	34.3°	22°	-13 dB	-12.5 dB
-15°	-13°	-12°	34.9°	22°	-12.1 dB	-10 dB
-20°	-18°	-16°	35.5°	28°	-11.5 dB	-8 dB
-25°	-22°	-23.5°	36.1°	26°	-11 dB	-5 dB
-30°	-26°	-30°	36.5°	26°	-10.5 dB	-4 dB
-35°	-30°	-33.5°	36.9°	23°	-9.9 dB	-2 dB
-40°	-33°	-36.7°	36.9°	23°	-9.3 dB	+1 dB
5°	4°	6°	33.9°	26°	-14.1 dB	-17 dB
10°	9°	10°	34.3°	21°	-13 dB	-13 dB
15°	13°	11°	34.9°	19°	-12.1 dB	-12 dB
20°	18°	15°	35.5°	21°	-11.5 dB	-11 dB

TABLE 4.2 – Comparaison entre les résultats simulés et mesurés

4.3 Antenne Hélice

Contrairement à la partie précédente où une synthèse à été faite, il s'agira dans cette partie d'une analyse d'antennes hélices présentes au niveau du laboratoire de télécommunication de l'école. Ces éléments d'antenne pouvant opérer à la fréquence de 10 GHz sont susceptibles d'être utilisées pour réaliser un réseau à commande de phase.

4.3.1 Analyse de l'antenne hélice

Il s'agit de 3 hélices identiques "Silver Labs Phillips 19/02". Elles possèdent les caractéristiques géométriques données par le tableau 4.3

L'antenne est dimensionnée de sorte qu'elle opère en mode axial (Diamètre de la spire de l'ordre de la longueur d'onde). En vertu de l'étude faite au chapitre chapitre 1. La figure 4.16 montre le diagramme de rayonnement dans le plan E à la fréquence de 10 GHz pour les valeurs géométriques données par le tableau 4.3.

Ce diagramme présente un angle d'ouverture à demi-puissance de 80 ° ainsi que des lobes secondaires dont le niveau est inférieur à -10.12 dB. La directivité maximale et l'angle d'ouver-

Nombre de spires	N	8
Diamètre d'une spire	D_h	9.56 mm
Pas de l'hélice	S	7.50 mm
Longueur de l'hélice	L	60.0 mm
Diamètre du conducteur	d_h	1.50 mm

TABLE 4.3 – Caractéristiques géométriques des antennes hélices

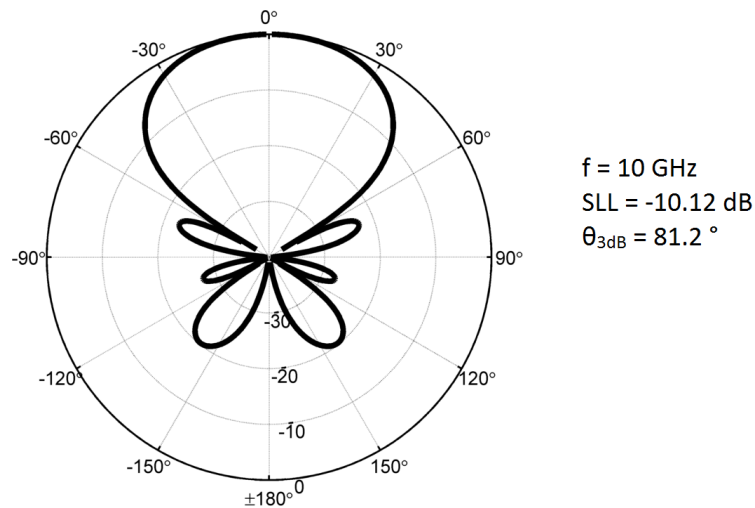


FIGURE 4.16 – Diagramme de rayonnement d'une hélice dans le plan E

ture à demi-puissance quant à eux sont calculés selon 1.28 et 1.30 :

$$D = 15N \left(\frac{\pi D_h}{\lambda} \right)^2 \frac{S}{\lambda} = 30 \quad (14.78 \text{dBi})$$

$$\theta_{3db} \text{ (degrés)} = \frac{52\lambda^{3/2}}{\pi D_h \sqrt{NS}} = 81.2^\circ$$

4.3.2 Résultats expérimentaux

4.3.2.1 Coefficient de réflexion

La figure 4.17 donne l'évolution fréquentielle du module de coefficient de réflexion à l'entrée des 3 antennes hélices. Ces mesures ont été effectuées en utilisant l'analyseur de réseau HP 8408B [13].

On s'aperçoit que le mode de rayonnement axial confère bien à l'hélice un caractère large bande. En effet, cette dernière est de 52 % (comprise entre 7 GHz et 12 GHz). De plus, on constate que la réponse des 3 antennes est quasi identique. À la fréquence de 10 GHz, les éléments d'antennes possèdent le même $|S_{11}| \simeq -11 \text{dB}$ ce qui en fait de bons éléments à utiliser dans un réseau d'antenne.

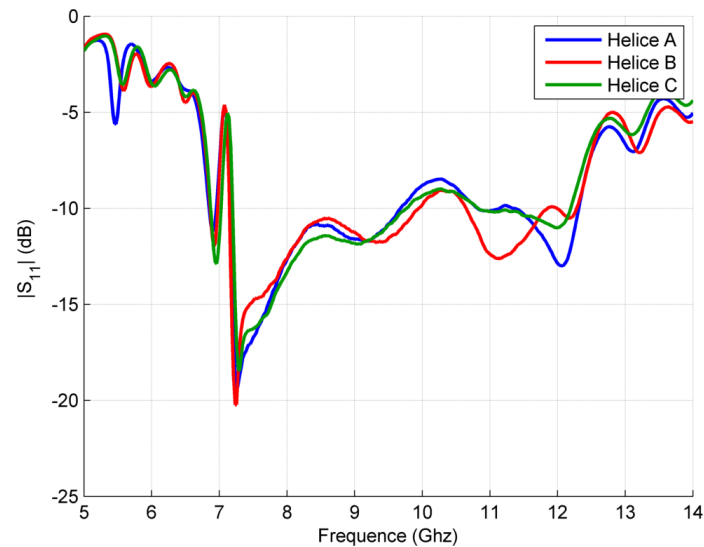


FIGURE 4.17 – Mesures du coefficient de réflexion à l'entrée des hélices

4.3.2.2 Diagramme de rayonnement

Les figures 4.18 donnent les diagrammes de rayonnements mesurés des 3 antennes hélices obtenus en utilisant "Antenna Trainer ED3200".

La tableau 4.4 résume les caractéristiques de rayonnement des 3 antennes hélices en plus de fournir un comparatif aux valeurs théoriques. On s'aperçoit alors que les antennes en notre possession sont plus directives qu'elles ne devraient l'être théoriquement. Toutefois, le niveau des lobes secondaires est plus important. Il semblerait que ça soit le choix du constructeur de réaliser l'antenne de manière à favoriser la directivité au SLL.

	θ_{3dB} mesuré (°)	θ_{3dB} calculé (°)	SLL mesuré (dB)	SLL calculé (dB)
Hélice A	56	80	-8.4	-10.12
Hélice B	51	80	-10.02	-10.12
Hélice C	59	80	-7.6	-10.12

TABLE 4.4 – Angles d'ouverture et SLL calculés et mesurés des antennes hélices

4.4 Réseau d'antenne hélice

Un autre prototype réalisé consiste en un réseau de 3 antennes hélices. Cette section présentera un réseau classique à rayonnement transversal où les éléments d'antenne ne subiront aucun déphasage. Puis suivront des simulations réalisées sous Matlab où le lecteur trouvera des scripts simulant le comportement du prototype. Enfin, on conclura avec les résultats expérimentaux.

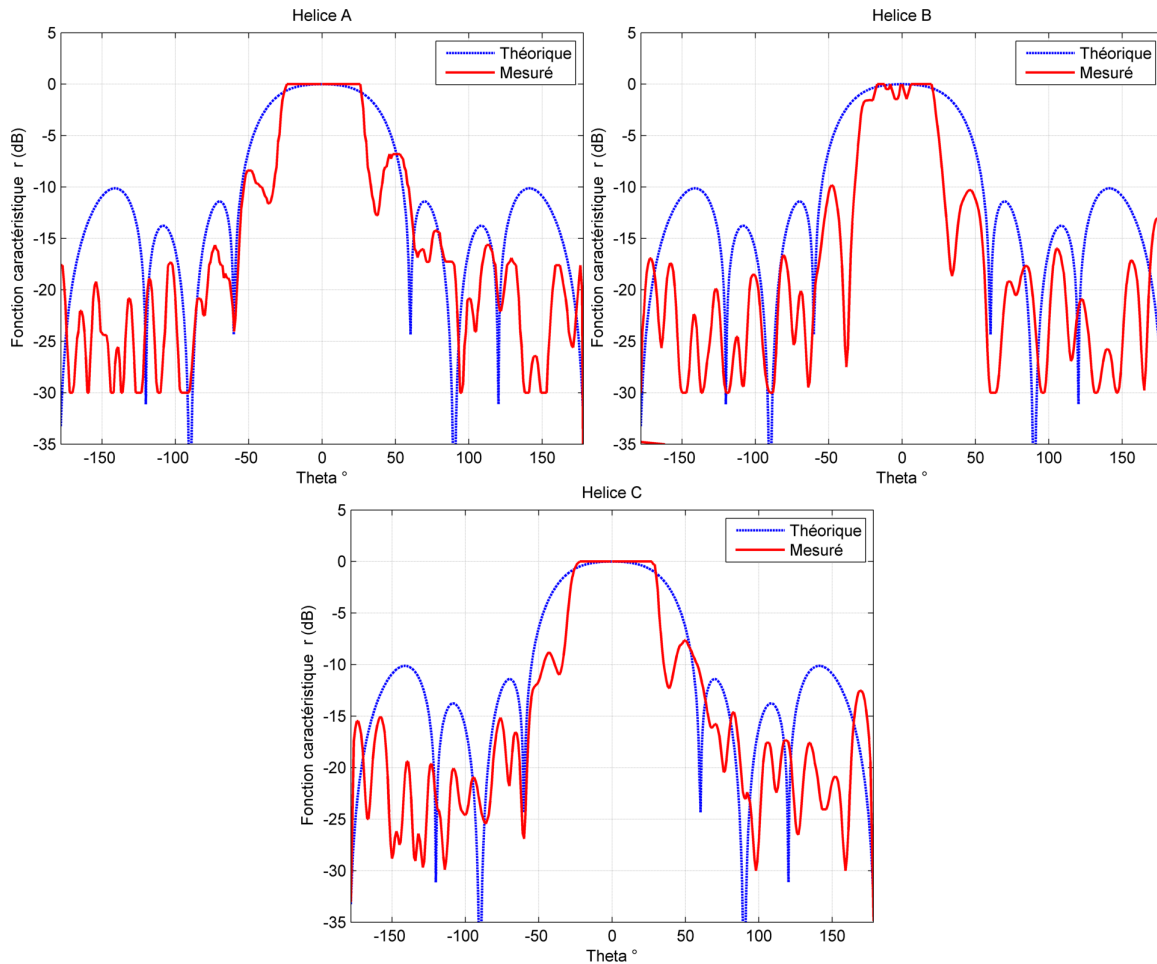


FIGURE 4.18 – Diagramme de rayonnement mesuré des hélices

4.4.1 Réseau classique à rayonnement transversal

Les antennes étudiées dans la section 4.3 sont à présent associées afin de construire un réseau linéaire uniforme de 3 éléments espacés d'une distance $d = 5\lambda/6$ pour cause de contrainte mécanique. Les éléments d'antennes sont alimentés avec la même puissance en entrée. On considère dans cette partie que le déphasage électrique est nul.

L'expression de la fonction caractéristique $f_r(\theta, \phi)$ sera le produit du facteur de réseau $AF(\theta, \phi)$ donné par 4.5 et de la fonction caractéristique de l'hélice $f(\theta)$ donnée par la relation (1.27). Dans le plan E, le rayonnement du réseau est selon l'expression

$$f_r(\theta) = \cos \theta \frac{\sin\left(N\frac{\psi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\psi_y}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{\psi}{2}\right) n \sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \quad (4.7)$$

La figure 4.19 donne un comparatif entre le diagramme de rayonnement d'une hélice unique et d'un réseau de 3 éléments. Ce dernier offre un faisceau plus directif et un faible angle d'ouverture à demi puissance de $\theta_{3dB} = 28^\circ$ au détriment de lobes secondaires plus élevés à -6.7 dB.

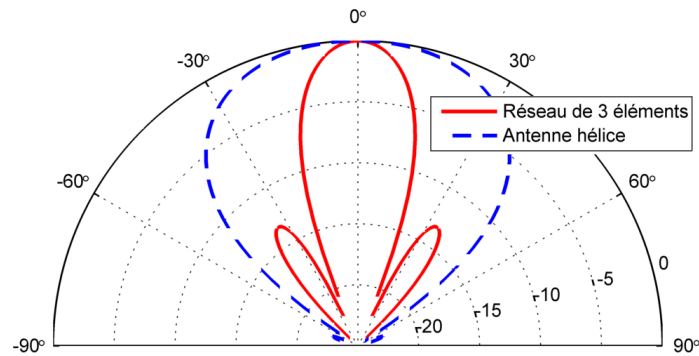


FIGURE 4.19 – Simulation du diagramme de rayonnement dans le plan E

4.4.2 Réseau à balayage électronique

Alimenter les 3 hélices de ce réseau par des signaux de mêmes amplitudes mais de phases différentes aura pour effet de modifier la direction de rayonnement principale. Pour ce faire, un prototype similaire à celui décrit dans le paragraphe 4.2.2.1 est utilisé. Les figures 4.20 montrent les diagrammes de rayonnement obtenus pour différentes directions de rayonnement souhaitées. Ils seront accompagnés de diagrammes simulés en vertu de la relation 4.7. La comparaison entre les résultats simulés et expérimentaux est détaillée dans le tableau 4.5.

<i>Direction</i>			θ_{3dB}		<i>SLL</i>	
Désirée	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée
0°	0°	0°	20°	14°	-13.5 dB	-18 dB
-5°	-5°	-5.5°	21°	16°	-11.5 dB	-10 dB
-10°	-10°	-10°	21°	16°	-10 dB	-9.5 dB
-13°	-13°	-12°	21°	15°	-10 dB	-8.8 dB
5°	5°	3°	21°	16°	-12 dB	-18 dB
10°	10°	6°	21°	15°	-10 dB	-18 dB
15°	14°	16°	20°	14°	-10 dB	-8 dB
20°	18°	19°	21°	14°	-9 dB	-4 dB

TABLE 4.5 – Comparaison entre les résultats simulés et mesurés

Les diagrammes de rayonnement montrent une concordance satisfaisante entre les résultats simulés et ceux obtenus expérimentalement. Comme dans le cas d'un réseau de 3 antennes microruban, les légères déviations sont dues essentiellement :

- au nombre faible des sources rayonnantes ;
- au dispositif de mesure et à son environnement (Objets réfléchissants).

Au fur et à mesure que l'angle de balayage augmente, le niveau (SLL) des lobes secondaires et la directivité se détériorent conformément à la théorie des réseaux (cf. chapitre 2).

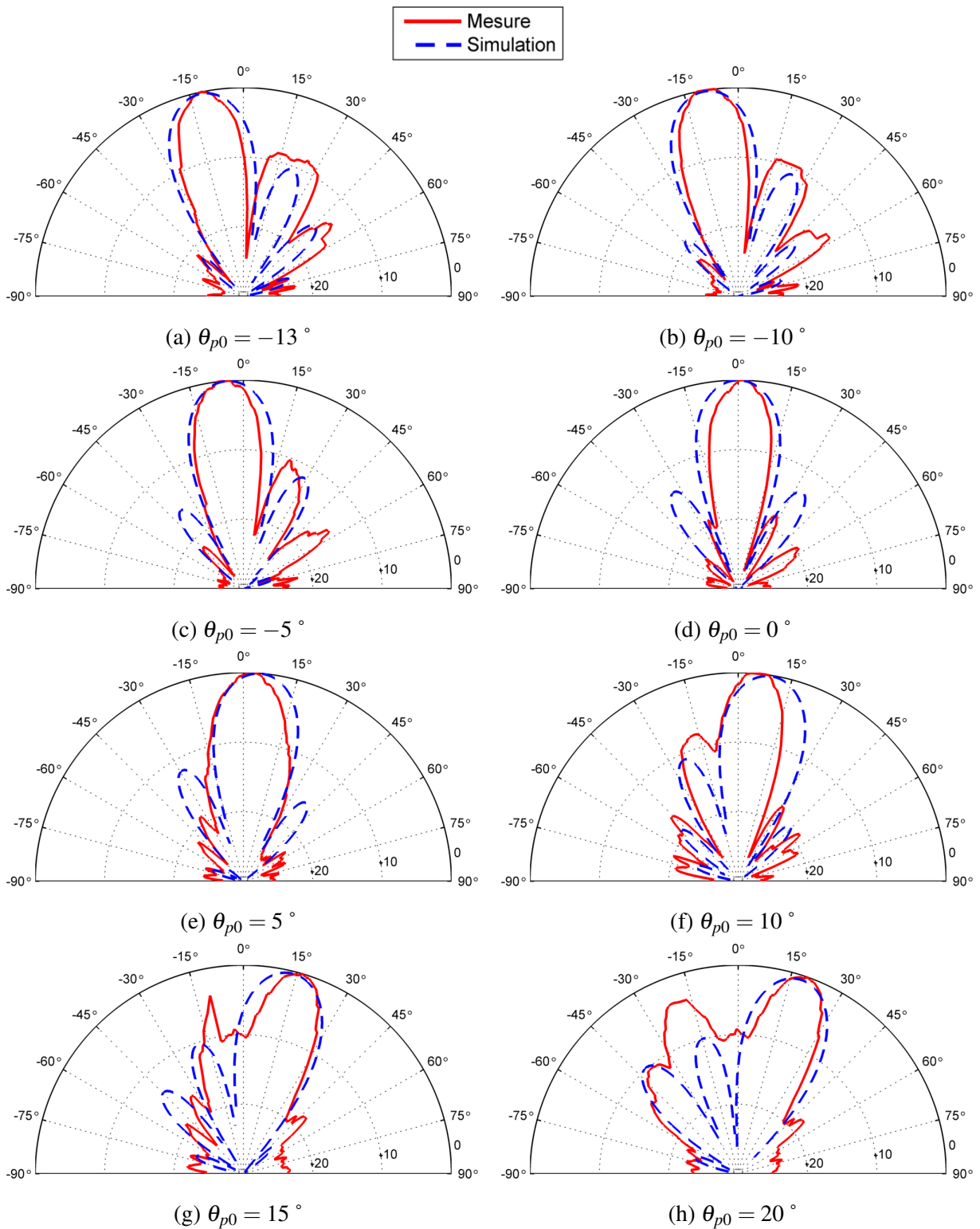


FIGURE 4.20 – Balayage électronique utilisant un réseau d’antennes hélices

Cependant, on constate que les bornes de balayage (de -15° à 15°) sont plus limitées que lors d'un réseau d'antennes microruban distancées de $\lambda/2$; ceci s'explique par une apparition plus importante des lobes d'ambiguïté, due à une distance de $5\lambda/6$ entre deux éléments adjacents (cf. paragraphe 2.3.7).

4.5 Conclusion

Les deux dispositifs réalisés permettent bien d'effectuer un balayage électronique sur une portion azimutale de l'espace. Néanmoins, le réseau d'antennes microruban offre de meilleures performances en terme de bornes de balayage, qu'avec un réseau d'antennes hélices. Ceci est principalement dû à la contrainte mécanique imposée par ces dernières. En effet, cette contrainte empêche d'espacer les éléments d'antenne d'une distance optimale de $\lambda/2$. Toutefois, les antennes hélices offrent une meilleure directivité, et donc, un faisceau plus précis pour le balayage électronique.

Conclusion générale

La dimension spatiale que présente l'antenne est un axe de recherche très prometteur dans plusieurs applications. En effet, les antennes intelligentes, telles que l'antenne à commande de phase, sont des solutions bien adaptées, notamment aux techniques radars et aux communications sans fils. En effet, l'utilisation des réseaux phasés offre des performances surpassant celles des systèmes classiques à balayage mécanique.

Dans un tel contexte, ce mémoire a porté sur les antennes réseaux à commande de phase. L'objectif visé était une réalisation de prototypes permettant de faire un balayage électronique. Diverses techniques permettent d'obtenir ce balayage. L'approche adoptée dans le cadre de notre travail est basée sur la variation de la phase des excitations des éléments rayonnants constituant le réseau. Pour ce faire, nous avons utilisé des déphaseurs commandés par une carte Arduino, elle-même pilotée à l'aide du logiciel Matlab.

Nous avons dans une première partie étudié minutieusement les éléments du réseau, plus particulièrement les antennes hélices et les antennes imprimées. Et ce, afin de déterminer les caractéristiques de rayonnement, aussi bien celles dépendant du champ proche (coefficient de réflexion, impédance d'entrée...) que celles dépendant du champ lointain (diagramme de rayonnement, directivité ...). Le même travail est étendu pour la configuration réseau de ces éléments. Dans un second temps, nous avons conçu, simulé et testé un réseau d'antennes à commande de phase utilisant des antennes microruban puis des antennes hélices comme éléments rayonnants. Les premières ont été conçues à l'ENP et réalisées dans un laboratoire privé de réalisation de circuits imprimés. Tandis que les secondes ont été mises à notre disposition par le laboratoire de "Télécommunications" de l'ENP.

La simulation a été faite par le logiciel CST Microwave, tout en utilisant le logiciel Matlab. Enfin les tests ont été réalisés par l'analyseur du réseau "HP8408B" pour les mesures des paramètres S et par le banc d'essai "Trainer ED3200" pour les mesures des diagrammes de rayonnement.

Les résultats expérimentaux sont, dans l'ensemble, en bon accord avec les attentes théoriques. Un balayage électronique a pu être réalisé dans une plage significative dans le plan azimutal allant de -30° à $+30^\circ$, en utilisant les antennes patch élaborées. Néanmoins de nombreuses imperfections ont été constatées, notamment dans l'imprécision des directions des faisceaux. Elles sont principalement dues au faible nombre des sources rayonnantes et aux défauts de réalisation des antennes.

Ainsi, comme perspectives, pour l'amélioration de ce travail, nous proposons :

- L'utilisation de plus d'éléments rayonnants.
- La réalisation d'un réseau planaire pouvant balayer un espace bidimensionnel en site et en azimuth.

- Le développement d'applications exploitant un tel dispositif (Radar de poursuite, formation de voies ...).

In fine, il faut souligner que ce projet, bien qu'il soit relatif au domaine des "Hyperfréquences et antennes", a requis des connaissances diverses en électronique et en informatique. Sa réalisation nécessite une profonde connaissance des logiciels dédiés aux dispositifs micro-ondes (CST et HFSS dans notre cas). Nous avons également manipulé des outils informatiques tels que Matlab afin de développer des scripts permettant, par exemple, le calcul des dimensions d'un patch. L'utilisation de la carte "Arduino" a nécessité la compréhension des systèmes numériques et du langage C. Enfin des notions en électronique générale, telles que la modulation ou le filtrage, ont été employées.

Annexe A

Scripts Matlab et Arduino

A.1 Diagramme de rayonnement de dipoles

```
% dipole.m - Script qui trace le diagramme de rayonnement
% de plusieurs antennes filaires de differentes longueurs dans le plan E
%
% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015

clc;
clear all;
close all;

t=linspace(0,2*pi,400);
figure('color',[1 1 1],'units','pixels','Position',[0 0 1200 400])
subplot(1,3,1)
f=abs(sin(t));
f=20.*log10(f);
DIAG = mmpolar(t,f,'Rlimit',[-20 0],'style','compass','TTickDelta',30);
set(DIAG,'LineWidth',2,'color','black');
title('Doublet de Hertz');

n=0.5;
subplot(1,3,2)
f=(cos(n.*pi.*cos(t))-cos(n.*pi))./sin(t);
f=20.*log10((f./max(f)));
DIAG = mmpolar(t,f,'Rlimit',[-20 0],'style','compass','TTickDelta',30);
set(DIAG,'LineWidth',2,'color','black');
title('l = 0.5 lambda');

n=1.25;
subplot(1,3,3)
f=(cos(n.*pi.*cos(t))-cos(n.*pi))./sin(t);
f=20.*log10((f./max(f)));
DIAG = mmpolar(t,f,'Rlimit',[-20 0],'style','compass','TTickDelta',30);
set(DIAG,'LineWidth',2,'color','black');
title('l = 1.25 lambda');

export_fig ./Figures/Dipolelong.png -m2
```

A.2 Diagramme de rayonnement de l'antenne helice

```
% Helice.m - Script qui trace le diagramme de rayonnement
```

```

% d'une antenne helice dans le plan E
%
% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015

clc;
clear all;
close all;

t=linspace(-pi,pi,500);
n=8;
S=7.5;
lambda=30;
k=2*pi/lambda;
delta=-k*S;
psix=k.*S.*cos(t)+delta;
f=cos(t).*sin(n.*psix./2)./sin(psix./2);
f=abs(f./max(f));
f=20.*log10(f);

figure('color',[1 1 1])
% DIAG = mmpolar(t,f,'Rlimit',[-35 0],'style','compass','TickDelta',30);
% set(DIAG,'LineWidth',3,'color','black');
%
% export_fig ./Figures/HeliceDiag.png -m2

plot(rad2deg(t),f,'--black','linewidth',2.5)
axis([-180 180 -60 5])
grid on

```

A.3 Diagramme de rayonnement de l'ouverture

```

% Ouverture.m - Script qui trace le diagramme de rayonnement d'une patch
% ouverture de dimensions 5 lambda x 2 lambda dans les plan E et H
%
% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015

clc;
clear all;
close all;

t=linspace(-pi./2,pi./2,400);
lambda=30;
k=2*pi/lambda;
a=5*lambda;
b=2*lambda;

fE= sin(pi.*b./lambda.*sin(t))./(pi*b./lambda.*sin(t));
fE=20.*log10(fE);

fH= cos(t).* sin(pi.*a./lambda.*sin(t))./(pi*a./lambda.*sin(t));
fH=20.*log10(fH);

figure('color',[1 1 1],'units','pixels','Position',[0 0 1500 1500])
subplot(1,2,1)
DIAG_E = mmpolar(t,fE,'Rlimit',[-30 0],'style','compass');
set(DIAG_E,'LineWidth',3,'color','black');

```

```
subplot(1,2,2)
DIAG_H = mmpolar(t,fH,'Rlimit',[-30 0],'style','compass');
set(DIAG_H,'LineWidth',3,'color','black');
export_fig ./Figures/OuvertureDiag.png -m2
```

A.4 Diagramme de rayonnement d'un patch

```
% Patch.m - Script qui trace le diagramme de rayonnement d'un patch
% de longueur L=lambd/2 et W=Lambd/2 dans les plan E et H
%
% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015
clc;
clear all;
close all;

p=linspace(-pi./2, pi./2,400);
t=linspace(0,pi,400);
lambda=30;
k=2*pi/lambda;

L=lambda./2;
W=lambda./2;

fE=cos(pi.*L./lambda.*sin(p));
fE=20.*log10(fE);

fH=sin(t).*sinc(pi.*W./lambda.*cos(t));
fH=20.*log10(fH);

figure('color',[1 1 1],'units','pixels','Position',[0 0 1500 1500])

subplot(1,2,1)
DIAG_E = mmpolar(p,fE,'Rlimit',[-30 0],'style','compass');
set(DIAG_E,'LineWidth',3.5,'color','black');

subplot(1,2,2)
DIAG_H = mmpolar(t,fH,'Rlimit',[-30 0]);
set(DIAG_H,'LineWidth',3.5,'color','black');

export_fig ./Figures/PatchDiag.png -m2.5
```

A.5 Conception d'antenne patch rectangulaire

```
% PatchDim.m - Script calculant les dimensions d'une antenne patch
% rectangulaire ainsi que son impedance d'entree.
% L'utilisateur entrera la frence de travail et les caracteristiques
% du substrat
close all;
clear all;
clc;

% AQUISITION DES PARAMETRES
str=' Frequence centrale du patch (GHz) : ';
freq=input(str);
```

```

str=' Permittivite relative er du substrat : ';
er=input(str);
str=' Epaisseur h du substrat (mm) : ';
h=input(str);

% DIMENSIONS DU PATCH
Wp=300.0/(2.0*freq)*sqrt(2.0/(er+1.0));
ereff=(er+1.0)/2.0+(er-1)/(2.0*sqrt(1.0+12.0*h/Wp));
dl=0.412*h*((ereff+0.3)*(Wp/h+0.264))/((ereff-0.258)*(Wp/h+0.8));
lambda_o=300.0/freq;
lambda=300.0/(freq*sqrt(ereff));
Leff=300.0/(2.0*freq*sqrt(ereff));
Lp=Leff-2.0*dl;
k=2.0*pi/lambda;
ko=2.0*pi/lambda_o;
eta=120*pi/sqrt(ereff);

% CALCUL D'IMPEDANCE
X=2*pi*Wp./lambda_o;
G1=1./(eta*pi).*(-2+cos(X)+X.*sinint(X)+sinc(X));
f12=@(t) (sinc(cos(t).*(ko*Wp/2)./pi).^2.*sin(t).^2.*besselj(0,sin(t)
.*(ko*Lp)).*sin(t).*((ko*Wp/2)^2));
G12=integral(f12,0,pi)./(120*pi^2);
Rin0=(2.*(G1+G12))^-1;

% DIMENSIONS DE LA LIGNE D'ALIMENTATION
Zf=50;
B=(377*pi)./(2*Zf*sqrt(er));
Wf=(2*h/pi)*(B-1-log(2*B-1)+((er-1)/(2*er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/er)));
erefff=(er+1.0)/2.0+(er-1)/(2.0*sqrt(1.0+12.0*h/Wf));
lambdaf=300.0/(freq*sqrt(erefff));
Lf=lambdaf/8;

% DIMENSIONS DE LA LIGNE QUART D'ONDE
Zs=sqrt(Zf*Rin0);
A=(Zs/60)*sqrt((er+1)/2)+((er-1)/(er+1))*(0.23+(0.11/er));
Ws=h*8*exp(A)/(exp(2*A)-2);
ereffs=(er+1.0)/2.0+(er-1)/(2.0*sqrt(1.0+12.0*h/Ws));
lambdas=300.0/(freq*sqrt(ereffs));
Ls=lambdas/4;

% AFFICHAGE DES RESULTATS
X = sprintf('\n \nLargeur du Patch Wp = %.2f mm ',Wp);
disp(X)
X = sprintf('Longueur du Patch Lp = %.2f mm ',Lp);
disp(X)
X = sprintf('Impedance d entree du Patch Zin = %.0f Ohms ',Rin0);
disp(X)
X = sprintf('Largeur de la ligne dalimentation Wf = %.2f mm ',Wf);
disp(X)
X = sprintf('Longueur de la ligne dalimentation Ls= %.2f mm ',Lf);
disp(X)
X = sprintf('Impedance caracteristique de la ligne quart d onde Zs = %.0f Ohms ',Zs);
disp(X)
X = sprintf('Largeur de la ligne quart donde Ws = %.2f mm ',Ws);
disp(X)
X = sprintf('Longueur de la ligne quart donde Ls= %.2f mm ',Ls);
disp(X)

% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR

```



```
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015
```

A.6 Courbe d'étalonnage des déphaseurs PQ-74

```
%Etalonnage.m : Interpole les resultats de l'etalonnage des dephaseurs PQ-74
% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015
```

```
clear all;
close all;
clc;
```

```
V1=[[0:1],[3:51]].*25./255;
V2=[[0:12],[14:51]].*25./255;
V=linspace(0,5,100);
```

```
PA=[[151 165]-360 -172 -160 -149 -139 -130 -120 -112 -102 -94 -87 -80 -73
-65 -59 -52 -46 -40 -34 -28 -22 -17 -11 -6 -2 3 7 12 16 21 25 29 33 37 40
44 47 51 55 58 61 64 68 71 74 77 80 83 86 88];
PB=[[128 142 156 169]-360 -181 -171 -161 -150 -141 -132 -123 -113 -106 -89
-83 -76 -70 -63 -57 -51 -45 -39 -35 -30 -25 -21 -17 -12 -8 -4 0 3 7 10
13 17 20 23 26 28 31 34 37 39 43 45 48 50 53 55 57];
```

```
% Interpolation polynomiale
```

```
P=polyfit(V1,PA,4);
Q=polyfit(V2,PB,4);
```

```
PhiA=polyval(P,V);
PhiB=polyval(Q,V);
```

```
figure('color',[1 1 1],'units','pixels','Position',[0 0 900 650])
plot(V,PhiA,'linewidth',2)
hold on
plot(V,PhiB,'r','linewidth',2)
xlabel('Tension applique (V)');
ylabel('Déphasage électrique (°)');
grid on
legend('Déphaseur A','Déphaseur B')
% export_fig ./et2.png -m2
```

A.7 Commande du balayage électronique du réseau de patch

```
% Patch_Array_simulator - Script qui trace le diagramme de rayonnement
% d'un reseau de 3 antennes patch pour un lobe principal que
% l'utilisateur introduira
%
% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
```

```
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015
```

```
clc;
clear all;
close all;

str=' Angle du lobe principal (en degres) :  ';
wanted=input(str);

t=linspace(-pi/2,pi/2,100);

N=3;

INI_A= -209;
INI_B= -232;
Phase_Att = -8;

lambda=30;
k=2*pi/lambda;
d=lambda/2;
TP=deg2rad(wanted);

delta_r=rad2deg(-k*d*sin(TP));
Phase_A=Phase_Att + delta_r
Phase_B=Phase_Att + 2*delta_r

[VA VB] = phase2volt(Phase_A,Phase_B);
Arduino_A = roundn(VA/5*255,0);
Arduino_B = roundn(VB/5*255,0);

X = sprintf('\nDelta = %.2f degres',delta_r);
disp(X)
X = sprintf('Tension dephaseur A = %.2f V',VA);
disp(X)
X = sprintf('Tension dephaseur B = %.2f V ',VB);
disp(X)
X = sprintf('Valeur Arduino A = %.0f',Arduino_A);
disp(X)
X = sprintf('Valeur Arduino B = %.0f',Arduino_B);
disp(X)

%BEAM PLOT
L=9.21;
W=6.08;
delta_r=deg2rad(delta_r);

phi=0;
X=k*L/2*sin(t);

f=cos(t).*cos(X)./(X.*(pi/2).^2).*sqrt(cos(t).^2+1);
f=20.*log10(f);

psiy=k*d*sin(t)+delta_r;
AF=abs(sin(N*psiy./2)./sin(psiy./2))./N;
AF=20*log10(AF);
f2=(f+AF);

plot(rad2deg(t),f2,'linewidth',2);
```

```
axis([-90 90 -20 0]);
grid on
```

A.8 Commande du balayage électronique du réseau d'hélices

```
% Helix_Array_simulator - Script qui trace le diagramme de rayonnement
% d'un reseau de 3 antennes helices pour un lobe principal que
% l'utilisateur introduira
%
% FAIT PAR ABDELOUAHAB KAMEL EDDINE / BENSMAIL CHAHIR
% ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE - PFE -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2015
```

```
clc;
clear all;
close all;
```

```
str=' Angle du lobe principal (en degres) : ';
wanted=input(str);
```

```
t2=linspace(-pi/2,pi/2,100);
n=8;
S=7.5;
N=3;
lambda=30;
k=2*pi/lambda;
delta=-k*S;
d=25;
Phase_Att = -8;
```

```
TP=deg2rad(wanted);
delta_r=rad2deg(-k*d*sin(TP));
```

```
Phase_A=Phase_Att + delta_r ;
Phase_B=Phase_Att + 2*delta_r;
```

```
[VA VB] = phase2volt(Phase_A,Phase_B);
Arduino_A = roundn(VA/5*255,0);
Arduino_B = roundn(VB/5*255,0);
```

```
X = sprintf('\nDelta = %.2f degres',delta_r);
disp(X)
X = sprintf('Tension dephaseur A = %.2f V',VA);
disp(X)
X = sprintf('Tension dephaseur B = %.2f V ',VB);
disp(X)
X = sprintf('Valeur Arduino A = %.0f',Arduino_A);
disp(X)
X = sprintf('Valeur Arduino B = %.0f',Arduino_B);
disp(X)
```

```
%BEAM PLOT
TP=deg2rad(wanted);
delta_r=-k*d*sin(TP);
```

```

D=rad2deg(delta_r);
psiy=k*d*sin(t2)+delta_r;
psiz=k.*S.*cos(t2)+delta;

f=cos(t2).*sin(n.*psiz./2)./sin(psiz./2);
f=abs(f./max(f));
f=20*log10(f);

AF=abs(sin(N*psiy./2)./sin(psiy./2))./N;
AF=20*log10(AF);
f2=f+AF;

plot(rad2deg(t2),f2,'Linewidth',2);
grid on
axis ([-90 90 -40 0]);

% DIAG = mmpolar(t2,f2,'Tlimit',[-pi./2 pi./2],'Rlimit',[-30 0],'style','compas');
% set(DIAG,'LineWidth',1.8)

```

A.9 Code Arduino de commande du balayage

```

const int sortieAnalogique Phaser_A = 5;
const int sortieAnalogique Phaser_B = 3;

void setup() {
  // put your setup code here, to run once:
  pinMode(sortieAnalogique Phaser_A, OUTPUT);
  pinMode(sortieAnalogique Phaser_B, OUTPUT);
}

void loop() {

//BEAM_-30
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 244);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 17);
delay(5000);
//BEAM_-25
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 220);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 6);
delay(5000);
//BEAM_-20
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 198);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 0);
delay(5000);
//BEAM_-15
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 178);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 0);
delay(5000);
//BEAM_-10
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 158);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 250);
delay(5000);
//BEAM_-5
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 140);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 191);
delay(5000);
//BEAM_0
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 124);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 145);
}

```

```
delay(5000);
//BEAM_5
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 109);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 111);
delay(5000);
//BEAM_10
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 95);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 84);
delay(5000);
//BEAM_15
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 83);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 63);
delay(5000);
//BEAM_20
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 72);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 45);
delay(5000);
//BEAM_25
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 62);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 30);
delay(5000);
//BEAM_30
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_A, 53);
analogWrite(sortieAnalogique Phaser_B, 17);
delay(5000);

}
```

Annexe B

Data sheets

B.1 Banc d'essai Antenna trainer ED3200

ANTENNA TRAINER

ED-3200

- 16 different types of Antenna
- RF source generation : 500MHz, 2GHz and 10GHz
- Software simulation of radiation Patterns and characteristics of Antenna
- Antenna Directional Coupler (Manual / Remote)



> EXPERIMENTS

- Practice of assembling and installing various types of Antenna
- Practical experiments of vertical/horizontal directional characteristics
- Antenna's efficiency and gain calculation and measurement
- Interference experiments

> SPECIFICATIONS

ED-3200A MAIN CONTROLLER

- **RF Generator**
 - » Frequency Range : 500MHz, 2GHz, 10GHz
 - » Power Range : 10mW(Approx.)
 - » Output Impedance : 50Ω(Nominal)
 - » Modulation Frequency : 1kHz
- **Receiver & Control**
 - » RF Input Level : -50.0dBm~-10.0dBm
 - » Ant. Directional Control Range : 0° ~ 360°
 - » Ant. Rotor Angle Control : 1°/step, 5°/step, 10°/step
Manual / PC Interface(RS-232C)

ED-3200B ANTENNA TRANSMIT UNIT

- Fixing(for polarized wave) : Horizontal / Vertical
- Ant. Directional Control : Manual

- Dimension : 300(W) x 800(H) x 270(D)mm
- Weight : 7.5kg

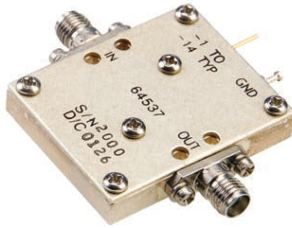
ED-3200C ANTENNA RECEIVE UNIT

- Fixing(for polarized wave) : Horizontal / Vertical
- Ant. Directional Control : Manual / PC interface(RS-232C)
- Dimension : 300(W) x 800(H) x 420(D)mm
- Weight : 9.5kg

ACCESSORIES

- AC Power Cord : 1ea
- Software CD : 1ea
- Manual : 1ea
- BNC Cable : 1ea
- Cable(4 types) : 1set

B.2 Déphaseur PQ-74



ANALOG DIODE PHASE SHIFTERS CONTINUOUSLY VARIABLE

PQ SERIES

GENERAL INFORMATION

An analog Phase Shifter continuously changes the phase of a microwave signal by varying a DC voltage. Since the DC voltage applied to the diode is reverse bias, the current drain is negligible (typically less than 10 μ A). A balanced stripline configuration keeps the VSWR and amplitude ripple to a minimum for all values of phase.

GENERAL SPECIFICATIONS

RF Impedance: 50 Ohms

RF Power: 7dBm peak or CW MAX

DC Voltage: 0 Volts to +28 Volts (standard)
0 Volts to -28 Volts (optional)
Will vary the phase of any Model over its minimum phase shift listed.

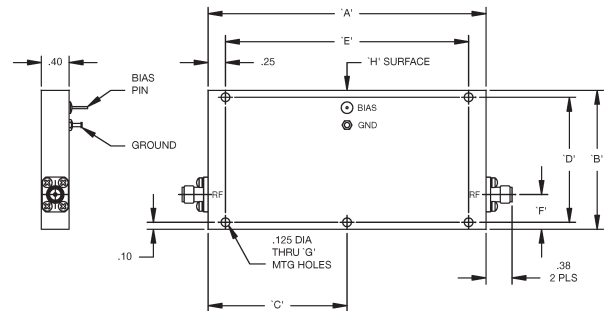
Temperature: The unit can be used over a -55 $^{\circ}$ C to + 85 $^{\circ}$ C range. The Phase will change either $\pm 5^{\circ}$ or $\pm 5\%$, whichever is Greater.

Speed: Series PQ Phase shifters can be driven from any phase value to any other phase value in 10 nanoseconds.

Connectors: SMA.

NOTES

- Monotonicity is Guaranteed.
- The Phase shift varies with frequency at any voltage setting. This variation, referenced to 0 $^{\circ}$ at 0 Volts for each frequency, is approximately $\pm 15\%$ for octave models, $\pm 10\%$ for models with 25% bandwidth, and $\pm 7.5\%$ for models with 10% bandwidth. Phase flatness of the PQ-65 & PQ-74 is $\pm 25\%$
- A Connector, (SMA Female) is available in place of the bias pin at no extra charge. This will be placed at the center of the surface marked "H" on the drawing. This is the .38 x "A" surface. If an SMA Female is desired, add the suffix C to the model number (e.g., PQ-45C).
- Linearization models available, call for outline and details.



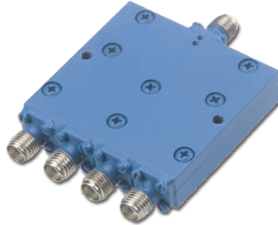
Model No.	Frequency Range GHz	Phase Shift Degrees	Insertion loss Max dB	Amplitude Ripple Max \pm dB	VSWR Max	Outline
PQ-17	.25-.5	360	4.5	1.25	2	10
PQ-27	.5-1.0	180	4	0.4	1.75	3
PQ-28	.5-1.0	360	5	1.25	2	4
PQ-34	1.0-2.0	360	5.5	1.5	2	8
PQ-44	2.0-4.0	180	4	0.5	1.75	3
PQ-45	2.0-4.0	360	6	1.5	2	5
PQ-59	4.0-8.0	40	1.25	0.3	1.75	2
PQ-60	4.0-8.0	360	8	1.5	2	9
PQ-65	8.0-18.0	180	14	2	2.6	7
PQ-66	7.0-12.0	360	14	2	2.5	9
PQ-72	8.0-12.0	60	2	0.5	2	2
PQ-73	8.0-10.0	180	6	1	2	7
PQ-74	9.0-17.0	360	17	4	2.6	9

MECHANICAL OUTLINES

OUTLINE	A'	B'	C'	D'	E'	F'	G'
1	2.75	2.25	1.38	2.05	2.25	0.53	3 PLS
2	1.25	2.00	0.63	1.80	0.75	0.25	3 PLS
3	5.00	2.00	N/A	1.80	4.50	0.25	4 PLS
4	7.75	2.50	N/A	2.30	7.25	0.25	4 PLS
5	6.50	2.00	N/A	1.80	6.00	0.25	4 PLS
6	2.00	2.00	1.00	1.80	1.50	0.25	3 PLS
7	3.00	2.00	1.50	1.80	2.50	0.25	3 PLS
8	6.50	2.50	N/A	2.30	6.00	0.25	4 PLS
9	5.00	2.00	N/A	1.80	4.50	0.50	4 PLS
10	7.75	2.50	N/A	2.30	7.25	0.75	4 PLS

B.3 Diviseur de puissance YF-46

YF-46 4 Way In-Phase Power Divider / Combiner



AEROFLEX
A passion for performance.

Specifications:

Parameter	Specification	Units
Frequency Range (Min)	7.0 – 14.0	GHz
In / Out VSWR (Max)	1.50 / 1.40	dB
Insertion Loss (Max)	1.0	dB
Isolation (Min)	18.0	dB
Phase Balance	7.0	Degrees
Amp Balance	0.60	dB

Environmental Specifications:

Designed to meet:

MIL-E-5400, MIL-STD-202, MIL-E-16400

Operating Temp: -55°C to +125°C

Storage Temp: -65°C to +150°C

Humidity: MIL-STD-202F, M103, Cond B

Shock: MIL-STD-202F, M213, Cond B

Altitude: MIL-STD-202F, M105, Cond B

Vibration: MIL-STD-202F, M204, Cond B

Thermal Shock: MIL-STD-202F, M107, Cond A

Temperature Cycle: MIL-STD-202F, M105C, Cond D

Notes:

Please Contact the Factory for Custom Specifications

Mechanical Specifications:

Case Style: YF Outline

Connectors: SMA Female per MIL-C-39012

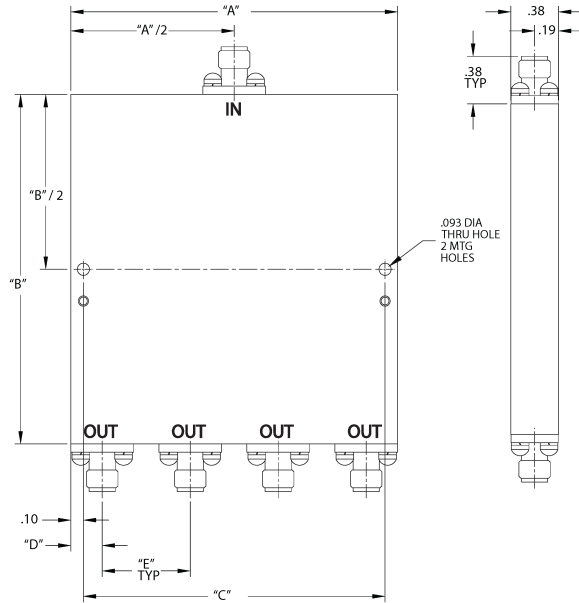
AEROFLEX
SIGNAL & CONTROL SOLUTIONS
Revision Date: 12/1/2013

40 Industrial Way East, Eatontown, NJ 07724 USA
Phone: (732) 460-0212, Fax: (732) 460-0214
www.aeroflex.com/ASCS • ascs-sales@aeroflex.com



**YF-46, 4 Way In-Phase
Power Divider / Combiner**

Outline Drawing:



OUTLINE CASE STYLE YF

"A" in	"B" in	"C" in	"D" in	"E" in
1.60	1.75	1.40	0.20	0.40

Aeroflex Signal & Control Solutions
 Aeroflex Microelectronic Solutions
 40 Industrial Way East
 Eatontown, NJ 07724 (USA)
 Fax: (732) 460-0214

Sales
 Phone: (732) 460-0212
 ASCS-sales@aeroflex.com

www.aeroflex.com/Microwave www.aeroflex.com/ASCS

Aeroflex Signal & Control Solutions reserves the right to make changes to any products and services herein at any time without notice. Consult Aeroflex or an authorized sales representative to verify that the information in this data sheet is current before using this product. Aeroflex does not assume any responsibility or liability arising out of the application or use of any product or service described herein, except as expressly agreed to in writing by Aeroflex; nor does the purchase, lease, or use of a product or service from Aeroflex convey a license under any patent rights, copyrights, trademark rights, or any other of the intellectual rights of Aeroflex or of third parties.

Copyright 2013 Aeroflex Signal & Control Solutions. All rights reserved.

ISO 9001:2008 certified



Our passion for performance is defined by three attributes represented by these three icons: solution-minded, performance-driven and customer-focused.

Bibliographie

- [1] Pr. R. Aksas. *Antennes - Théorie et applications*. Ellipse edition, 2013.
- [2] I. J. Bahl and P. Bhartia. *Microstrip Antennas*. Artech House, Dedham, 1980.
- [3] C.A. Balanis. *Antenna theory : analysis and design*. 3rd éd. 1117 p., 2005.
- [4] J. Butler and R. Lowe. Beam forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas. *Electron*, 9 : p. 170-173, Apr. 1961.
- [5] 22.5 MMIC 4-BIT DIGITAL PHASE SHIFTER ; 8 12 GHz ; HMC543 datasheet.
- [6] PHASE SHIFTERS CONTINUOUSLY VARIABLE — 0.1–18 GHz ; SERIES PQ data-sheet.
- [7] A. Van de Capelle. Transmission-line modele for rectangular microstrip antennas. *Handbook of microstrip antennas, Vol.1, edited by JR James et Ps Hall*, 1989.
- [8] A. G. Derneryd. A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 533-536 p., 1978.
- [9] G.A. Deschamps. Microstrip microwave atennas. *Symposium on Antennas*, 1953.
- [10] Combes et Crampagne. Circuits passifs hyperfréquences - éléments passifs réciproques. *Techniques de l'ingénieur*, Août 2003.
- [11] Eskimon et olyte. Arduino pour bien commencer en électronique et en programmation. *www.openclassrooms.com*, 2012.
- [12] F.B. Gross. Smart antennas for wireless communications : with matlab. 270 p., 2005.
- [13] HP. *HP 8408B AUTOMATIC NETWORK ANALYZER OPERATING AND SERVICE MANUAL*.
- [14] [http ://www.radartutorial.eu/](http://www.radartutorial.eu/).
- [15] A. KAZEMIPOUR. Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes. *Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, 2002.
- [16] J.D. Kraus. *Antennas*. McGraw-Hill, New York, 1950.
- [17] J.D. Kraus and R.J. Marheflka. *Antennas for ail applications*. 3rd éd. 938 p., 2002.
- [18] A. H.Martin Mohammadian and Griffin D. W. A theoretical and experimental study of mutual coupling in microstrip antenna arrays. *IEEE*, AP-37(1217-1223), Oct. 1989.
- [19] L. Page. Conception d'un logiciel d'analyse de couplage entre antennes imprimées d'un radiomètre. *Thèse de Doctorat de l'université de Limoges*, 1996.
- [20] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [21] S.A.Schelkunoff. *Advanced antenna theory*. John Wiley & Sons, 1952.
- [22] W.F Richards Y. T. LO, D. Solomon. Theory and experiment on microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 137-145 p., 1979.
- [23] J. Zouhair. Thèse de maîtrise : Conception d'une antenne intelligente a faisceau commutable assistée par un système de localisation des mobiles. Ecole De Technologie Supérieure Université Du Québec, 2008.