



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم و التكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2021

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Par

ABDRAMANE Daoud Abdelkerim

Conception d'une antenne intelligente multifaisceaux à base de matrice Butler.

Soutenu le / / 2021 devant le jury composé de :

Président :	M.BENTOUMI Mohamed	MCB	Université de Mostaganem
Examineur :	M.RASFA Abbas	MCA	Université de Mostaganem
Encadrant :	M.AHMADOUCHE Ahmed	MCA	Université de Mostaganem
Co-encadrant :	M.BENAOUALI Mohamed	MAA	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2020/2021

Remerciements

Je remercie d'abord Allah le tout puissant, de m'avoir donné le courage, la santé et la volonté d'aller au bout de ce projet.

La famille, mes amis, mes proches ont été un soutien immense pour la réalisation de ma modeste personne. Je tiens à remercier particulièrement tous ceux qui ont contribué à me faire grandir humainement, intellectuellement et spirituellement.

Une mention spéciale à M. AHMADOUCHE Ahmed, mon encadrant et aussi à M. BENAOUALI Mohamed, mon Co-encadrant, qui ont cru en moi dès le départ pour la réalisation de ce mémoire.

Aux membres du jury, merci pour l'honneur que vous me faites en acceptant d'examiner et d'évaluer mon travail.

Un grand merci aux collègues et camarades universitaires avec qui, j'ai passé de bons moments dans la bonne mœurs.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à ma famille qui a été pour moi une source intarissable de soutien et de réconfort.

A tous mes proches, amis et connaissances qui ont contribué de près ou de loin à rendre ce travail moins difficile.

CONCEPTION D'UNE ANTENNE INTELLIGENTE MULTIFAISCEAUX A BASE DE MATRICE DE BUTLER.

RESUME

A mesure que la demande en communications mobiles continue à croître, le besoin d'une meilleure couverture, d'une grande capacité et d'une transmission de haute qualité ne cesse d'augmenter. Afin d'atteindre ces objectifs, les systèmes d'antennes intelligentes (smart antennas) sont introduits dans le domaine de la communication mobile. Leur intérêt est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des variations du canal de propagation.

En général, une antenne intelligente est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont le patron de rayonnement est assisté par une technique de formation de faisceau qui peut être commutatif (analogique) ou purement numérique, adaptatif.

Ce projet concerne l'étude et la conception d'une antenne intelligente à commutation de faisceau basée sur la matrice de Butler. L'outil ADS (Advanced Design System) est utilisé pour concevoir les antennes, le bloc d'atténuateurs permettant la réduction des lobes secondaires et le bloc matrice de Butler.

Mots clefs : Réseau d'antennes, communication mobile, MIMO, SDMA, antenne intelligente, matrice de Butler, ADS.

BUTLER MATRIX-BASED MULTI-BEAM SMART ANTENNA DESIGN.

Summary

As the demand for mobile communications continues to grow, the need for better coverage, greater capacity and high-quality transmission continues to increase. In order to achieve these goals, smart antenna systems are introduced in the field of mobile communication. Their advantage is their ability to react automatically, in real time, to variations in the propagation channel.

In general, a smart antenna consists of an array of M elementary antennas whose radiation pattern is assisted by a beamforming technique which can be commutative (analog) or purely digital, adaptive.

This project concerns the study and design of a beam-switching smart antenna based on the Butler matrix. The ADS (Advanced Design System) tool is used to design the antennas, the side-lobe reduction attenuator block and the Butler matrix block.

Keywords: Antenna network, mobile communication, MIMO, SDMA, smart antenna, Butler matrix, ADS.

Liste des abbreviations

TDMA: Time Division Multiple Access

FDMA: Frequency Division Multiple Access

RF: Radio Frequency

MIMO: Multiple Input Multiple Output

SDMA: Space Division Multiple Access

ADS: Advanced Design System

GSM: Global System for Mobil

WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access

FRI: Factor Reseau

SLL: Side Lobe Level

LTE: Long Term Evolution

FFT: Fast Fourier Transform

DOA : Direction of Arrival

CDMA : Code Division Multiple Access

CMA : Constant Modulos Algorithme

EQM : Erreur Quadrature Moyenne

RTM : Réduction de la Taille du Motif

SNR : Rapport Signal à Bruit

RFMC : Réutilisation des Fréquences dans la Même Cellule

S (i, i) : Paramètres d'entrées ou des sorties des circuits

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I : Propriétés et caractéristiques des antennes.....	3
I.1 Introduction	3
I.2 Diagramme de rayonnement	3
I.3 Gain et directivité	5
I.4 Impédance d'entrée	6
I.5 Zones de rayonnement	7
I.6 Principe de réciprocité	8
I.7 Conclusion	9
Chapitre II Les réseaux d'antennes et leurs applications dans les systèmes de communications sans fil	10
II.1 Alignement des sources équidistantes de mêmes amplitudes et de phases progressives.	11
II.1.1 Facteur de réseau	12
II.1.2 Les lobes du réseau.....	13
II.1.3 Gain du réseau.....	14
II.2 Optimisation des diagrammes	15
II.2.1 Expression du champ rayonné par un alignement de sources équidistantes d'amplitudes différentes	15
II.2.2 Optimisation par la méthode de Dolf Tchebychev.....	17
II.3 Antennes multiples dans les systèmes de communication sans fil.....	18
II.3.1 Effet du canal de propagation.....	18
II.3.1.1 Propagation par trajet multiple	19
II.3.1.2 Propagation dans l'espace libre	19
II.3.2 Les techniques de diversité.....	20
II.3.2.1 Diversité d'espace.....	20
II.3.2.2 Diversité fréquentielle et temporelle.....	21
II.3.3 Les systèmes MIMO	21
II.4 Les systèmes de formation des faisceaux ou beamforming	22
II.4.1 Les techniques fixes de formation de faisceau.....	22
II.4.1.1 Réseau phasé.....	22
II.4.1.2 Matrice de Butler	24
II.4.2 Les systèmes à réseau d'antennes adaptifs	26

II.4.2.1 Formation de voies et annulation des interférents	27
II.4.2.2 Formation de voies optimale	30
II.4.2.3 Techniques basées sur un signal de référence	30
II.4.3 Les algorithmes adaptatifs	31
II.4.4 Avantage de la technologie d'antenne adaptative	31
II.5 Conclusion	33
Chapitre III Conception et simulation d'une antenne intelligente à faisceau commutable	34
III. Introduction	34
III.1 Conception du réseau d'antennes	34
III.1.1 Antenne micro ruban à encoche	35
III.1.2 Antenne micro ruban alimentée par une ligne à travers une fente	37
III. 2 Conception de l'atténuateur des lobes secondaires	42
III.2.1 Application de l'algorithme de Dolph-Tchebyscheff	43
III.2.2 Réalisation des atténuateurs	44
III.3 Conception de la matrice de Butler	46
III.3.1 Le coupleur hydride	48
III.3.2 Le "crossover"	51
III.3.3 Le déphaseur	54
III.3.4 Conception de la matrice entière	55
III.4 Conclusion	57
CONCLUSION GENERALE.....	59
ANNEXE I Coupleur	I
ANNEXE II : les patrons de rayonnements.....	II
BIBLIOGRAPHIE.....	V

Liste des figures

CHAPITRE I :

FIGURE I-1: SYSTEME DE TRANSMISSION.....	3
FIGURE I-2: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT	4
FIGURE I-3: REGIONS DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE.....	7
FIGURE I-4: ANTENNE EN MODE D'EMISSION	8
FIGURE I-5: ANTENNE EN MODE RECEPTION.....	8

CHAPITRE II:

FIGURE II-1: RESEAU DE N SOURCES ELEMENTAIRES	10
FIGURE II-2: RESEAU LINEAIRE DE SOURCES EQUIDISTANTES AVEC PHASE PROGRESSIVE	12
FIGURE II-3: RAYONNEMENT SELON UN ANGLE $-\pi/2 < \alpha < \pi/2$	13
FIGURE II-4: RESEAU DE N (PAIR) SOURCES IDENTIQUES EQUIDISTANTES, ALIMENTEE AVEC DES COURANTS D'AMPLITUDES A_i DIFFERENTES ET DE PHASE ϕ PROGRESSIVE	15
FIGURE II-5: CANAL DE PROPAGATION.....	18
FIGURE II-6: PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES	19
FIGURE II-7: DIVERSITES TEMPORELLE ET FREQUENTIELLE	21
FIGURE II-8: SYSTEME MIMO	22
FIGURE II-9: RESEAU PHASE.....	23
FIGURE II-10: ANTENNE RESEAU A COMMUTATION DE FAISCEAU	24
FIGURE II-11: MATRICE DE BUTLER 4×4	25
FIGURE II-12: QUATRE FAISCEAUX ORTHOGONAUX GENERES PAR LA MATRICE DE BUTLER	26
FIGURE II-13: RESEAU A M ELEMENTS ET K SIGNAUX INCIDENTS.....	28
FIGURE II-14: GAIN EN SNR DES SYSTEMES ADAPTIFS PAR RAPPORT A L'ANTENNE OMNIDIRECTIONNELLE	ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.
FIGURE II-15: L'ENERGIE DIRECTIONNELLE ET OMNIDIRECTIONNELLE.....	32
FIGURE II-16: RFMC ET SDMA	33

CHAPITRE III:

FIGURE III-1: ANTENNE INTELLIGENTE	34
FIGURE III-2: ANTENNE MICRO RUBAN	35
FIGURE III-3: PARAMETRES S DE L'ANTENNE MICRO RUBAN	37
FIGURE III-4: ANTENNE ALIMENTEE PAR UNE LIGNE A TRAVERS UNE FENTE.....	37
FIGURE III-5: DIMENSIONS D'ANTENNE ALIMENTEE PAR UNE LIGNE A TRAVERS UNE FENTE.....	38
FIGURE III-6: CALCUL DE W PAR LINE CALC	ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.

FIGURE III-0-7: ANTENNE ALIMENTEE PAR UNE LIGNE A TRAVERS UNE FENTE SIMULE SOUS MOMENTUM.....	39
FIGURE III-8: PARAMETRES S DE L'ANTENNE	39
FIGURE III-9: CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE.....	40
FIGURE III-10: MASQUE DU RESEAU	40
FIGURE III-11: PARAMETRES S DU RESEAU	41
FIGURE III-12: SIMULATION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE DU RESEAU	41
FIGURE III-13: CARACTERISTIQUES DU RESEAU	42
FIGURE III-14: COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS PAR LA METHODE DE DOLPH AVEC CEUX OBTENUS AVEC UNE REPARTITION UNIFORME D'AMPLITUDE	43
FIGURE III-15: COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS PAR LA METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV SONT COMPARES A CEUX OBTENUS AVEC UNE REPARTITION UNIFORME D'AMPLITUDE.....	44
FIGURE III-16: ATTENUATEUR EN T.....	44
FIGURE III-17: MASQUE D'ATTENUATEUR EN T.....	45
FIGURE III-18: LES PARAMETRES S D'ATTENUATEUR	45
FIGURE III-19: MATRICE BUTLER 4x4	46
FIGURE III-20: COUPLEUR HYBRIDE 90° (-3dB).....	47
FIGURE III-21: LES 4 LOBES ORTHOGONAUX DU RESEAU D'ANTENNES A 4 ELEMENTS ISOTROPES.	48
FIGURE III-22: COUPLEUR HYBRIDE 90°	48
FIGURE III-23: MASQUE DU COUPLEUR.....	49
FIGURE III-24: PARAMETRES S DU COUPLEUR.....	49
FIGURE III-25: COUPLEUR LARGE BANDE.....	50
FIGURE III-26: MASQUE DU COUPLEUR LARGE BANDE.....	50
FIGURE III-27: PARAMETRES S DU COUPLEUR LARGE BANDE.....	51
FIGURE III-28: COMPARAISON DES PARAMETRES S DE DEUX COUPLEURS	51
FIGURE III-29: MASQUE DU CROSSOVER.....	52
FIGURE III-30: PARAMETRES S DU CROSSOVER.....	52
FIGURE III-31: MASQUE DU CROSSOVER LARGE BANDE	53
FIGURE III-32: PARAMETRES S DU CROSSOVER LARGE BANDE.....	53
FIGURE III-33: COMPARAISON DES PARAMETRES S DE DEUX CROSSOVERS.....	53
FIGURE III-34: MASQUE DU DEPHASEUR 45°.....	54
FIGURE III-35: RESULTAT DU DEPHASEUR 45°	54
FIGURE III-36: MATRICE DE BUTLER 4*4.....	55
FIGURE III-37: MASQUE DE MATRICE DE BUTLER	56
FIGURE III-38: PARAMETRES S (1,1) ET S (4,4) DE LA MATRICE.....	56
FIGURE III-39: PARAMETRES S AUX PORTS 2 ET 3 DE LA MATRICE	57

Liste des tableaux

TABLE III.1 : EXEMPLE DE CALCUL DE RESISTANCE	45
TABLE III.2 : DEPHASAGES PRODUITS EN SORTIE DE LA MATRICE 4x4 POUR DES SIGNAUX APPLIQUES AUX DIFFERENTES ENTREES.....	47

INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, malheureusement la majorité des systèmes de communication mobile utilise encore des antennes omnidirectionnelles, qui rayonnent dans toutes les directions. Cela présente un gaspillage d'énergie. Les environnements dans lesquels se propagent les ondes électromagnétiques constituent l'une des caractéristiques majeures des communications sans fil. Ils sont le plus souvent de type multi-trajets à cause des phénomènes de réflexion et de diffraction provoqués par les objets les constituant. Ceci peut entraîner un phénomène d'évanouissement des signaux reçus et altérer ainsi la qualité des communications. L'exploitation de la dimension temporelle avec la technique TDMA (Time Division Multiple Access) ou la dimension fréquentielle avec la technique FDMA (Frequency Division Multiple Access) n'ayant pas résolu ce problème radicalement, on a recours actuellement à l'exploitation de la dimension spatiale SDMA (Space Division Multiple Access).

Les systèmes à réseaux d'antennes intelligentes (smart antennas) sont introduits dans le domaine de la communication mobile afin d'atteindre ces objectifs et répondre à la demande croissante des utilisateurs et surtout au trafic des données volumineuses. Comme une antenne intelligente est capable de changer et de reconfigurer dynamiquement son patron de rayonnement, le signal de communication n'est transmis que vers la direction désirée, réduisant d'une façon remarquable les interférences et les trajets multiples, tout en améliorant l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique du système. Deux catégories de systèmes d'antennes intelligentes existent : Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux et les systèmes d'antennes adaptatives.

Ce projet concerne l'étude et la conception d'une antenne intelligente à commutation de faisceau basée sur la matrice de Butler.

Ce travail se divise en trois chapitres suivis d'une conclusion générale. Dans le premier chapitre, nous rappelons quelques propriétés et caractéristiques des antennes. Dans le deuxième chapitre, nous présenterons quelques notions générales sur les réseaux d'antennes. Les réseaux linéaires à phase progressives y sont traités en particulier. Les problèmes liés au canal de propagation qui sont à la base de l'évanouissement du signal sont évoqués. Les solutions par les techniques de diversité ou MIMO sont citées. Les techniques de formation des faisceaux y sont également exposées. Enfin, dans le troisième et dernier chapitre, l'étude

et la conception d'une antenne intelligente à faisceau commutable est présentée. Elle est basée sur la matrice de Butler. La simulation des antennes, des atténuateurs permettant de minimiser les lobes latéraux et du circuit de la matrice de Butler sont réalisés par le logiciel ADS (Advanced Design System). Enfin une conclusion générale est présentée.

Chapitre I : Propriétés et caractéristiques des antennes

I.1 Introduction

Dans l'extrémité de toute chaîne de transmission (figure I.1) sans fil, on retrouve des antennes. Elles constituent l'interface avec l'espace libre. Ce sont donc des transducteurs qui vont permettre le couplage de l'énergie de l'espace en mode réception et vers l'espace en mode transmission. Elles transforment un signal électrique en une onde électromagnétique et vice-versa.

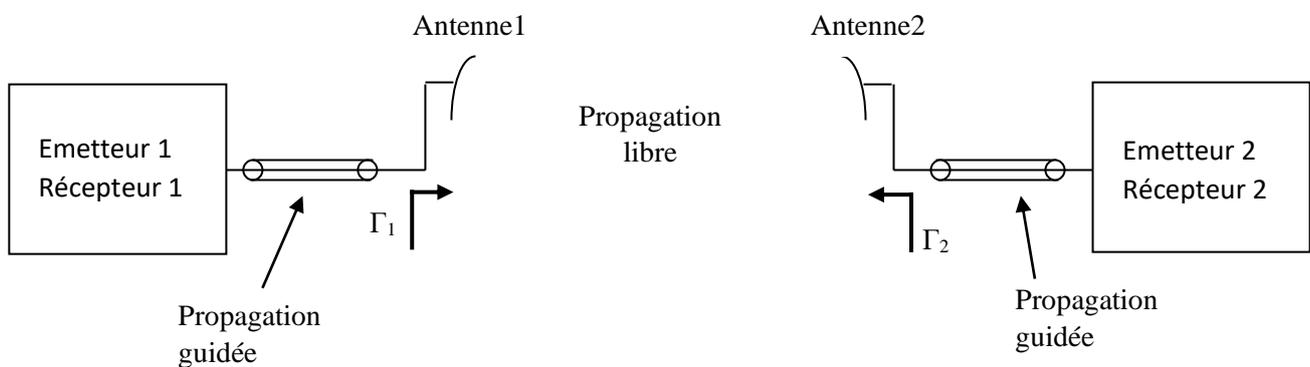


Figure I-1: Système de transmission

I.2 Diagramme de rayonnement

Si l'antenne est une source ponctuelle, la puissance rayonnée est isotrope. La densité de puissance par unité d'angle solide sera : $\frac{P_{ray}}{4\pi}$.

Pour une antenne réelle, la puissance varie avec la direction (θ, φ) du fait de la forme de l'antenne. On appelle diagramme de rayonnement la courbe représentant la variation du rapport :

$$R(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{max}(\theta_0, \varphi_0)} \quad (I.1)$$

$U(\theta, \varphi)$: Densité de puissance par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ)

(θ_0, φ_0) : Direction où la densité de puissance $P(\theta, \varphi)$ est maximum

Pour caractériser complètement $R(\theta, \varphi)$, il faut faire un relevé complet dans toutes les directions de la puissance rayonnée. En fait, on se contente d'une représentation plane dans 2 plans appelés plan E (qui contient E) et plan H (qui contient H).

On appelle fonction caractéristique de rayonnement la fonction :

$$F(\theta, \varphi) = \frac{|E(\theta, \varphi)|}{|E_{max}(\theta_0, \varphi_0)|} \quad (I.2)$$

$$F^2(\theta, \varphi) = R(\theta, \varphi)$$

$$R(dB) = 10 \log(F^2) = 20 \log F = F(dB) \quad (I.3)$$

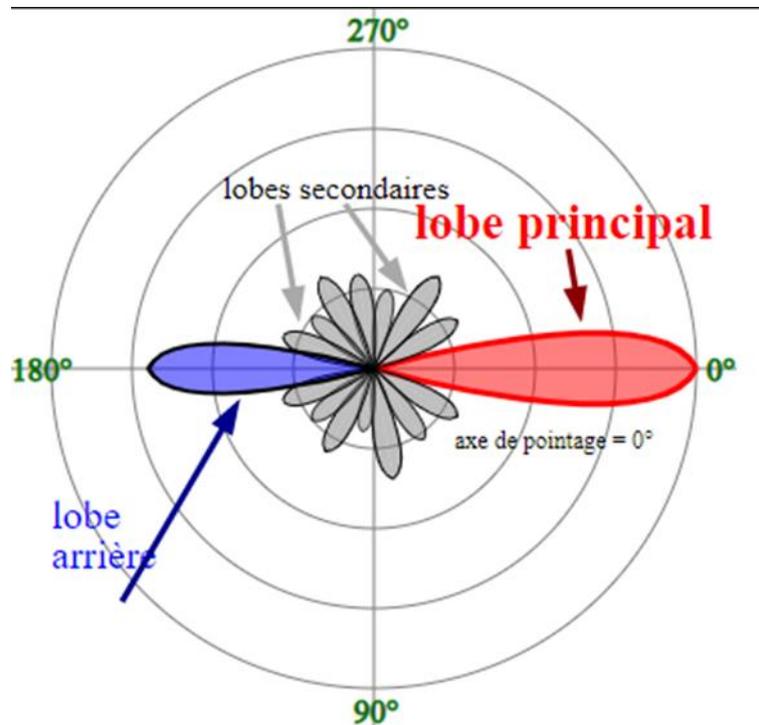


Figure I-2: Diagramme de rayonnement

On remarque dans cet exemple illustratif d'un diagramme de rayonnement, le lobe principal est dirigé vers 0° et un lobe arrière vers 180° et plusieurs lobes secondaires projetés dans toutes les directions.

I.3 Gain et directivité

Dans une direction (θ, φ) donnée le gain d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans cette direction à la puissance qui serait rayonnée par un isotrope alimenté par la même puissance P_{alim} .

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{alim}/4\pi} \quad (I.4)$$

Dans le cas où toute la puissance qui alimente l'antenne est rayonnée $P_{alim} = P_{ray}$, le gain ne dépend plus alors que du diagramme de rayonnement et on l'appelle directivité $D(\theta, \varphi)$.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ray}/4\pi} \quad (I.5)$$

$$P_{ray} = \int_0^{4\pi} U(\theta, \varphi) d\Omega \quad (I.6)$$

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{\int_0^{4\pi} U(\theta, \varphi) d\Omega}$$

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{R(\theta, \varphi)}{\int_0^{4\pi} R(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (I.7)$$

Si toute la puissance n'est pas rayonnée : $P_{ray} = \eta P_{alim}$ (I.8)

Et $G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi)$ (I.9)

$0 < \eta < 1$: rendement ou efficacité de rayonnement de l'antenne, en %

Dans la pratique seul le gain et la directivité dans la direction de rayonnement maximum sont intéressants :

$$D = 4\pi \frac{U_{max}(\theta_0, \varphi_0)}{\int_0^{4\pi} U_{max}(\theta_0, \varphi_0) R(\theta, \varphi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\int_0^{4\pi} R(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (I.10)$$

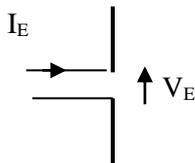
Et $G = \eta D$

Notons que l'antenne est un élément passif et qu'elle ne peut avoir un gain d'amplification de puissance. Son gain est donc de directivité relative à l'antenne isotrope et mesuré en décibel isotrope dBi.

I.4 Impédance d'entrée

Propriété applicable aux antennes pour lesquelles on pourra définir un courant en chaque point.

$$Z_E = \frac{V_E}{I_E} = R_E + j X_E \quad (\text{I.13})$$



La puissance fournie à l'antenne : (I.14)

- Puissance active : $\frac{1}{2} R_E I_E^2$
- Puissance réactive : $\frac{1}{2} X_E I_E^2$

La puissance active se compose : (I.15)

- Puissance rayonnée : $P_{ray} = \frac{1}{2} R_r I_E^2$
- Puissance dissipée (perdue par effet joule) : $\frac{1}{2} R_p I_E^2$

La puissance moyenne fournie à l'antenne : $P_{in} = \frac{1}{2} R_E I_E^2 = \frac{1}{2} (R_r + R_p) I_E^2$ (I.16)

Le rendement ou efficacité de l'antenne : $\eta = \frac{P_{ray}}{P_{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_p}$ (I.17)

En fait l'antenne est reliée à un système d'excitation d'impédance caractéristique Z_C .

Le coefficient de réflexion au niveau de l'antenne : $\Gamma = \frac{Z_E - Z_C}{Z_E + Z_C}$ (I.18)

Et la puissance transmise à l'antenne : $P_{in} = P_{totale} (1 - |\Gamma|^2)$ (I.19)

P_{totale} est la puissance totale qui alimente l'antenne.

I.5 Zones de rayonnement

On peut distinguer trois régions différentes du champ électromagnétique produit par l'antenne : La région de Rayleigh ou zone de champ proche, la région de Fresnel et la région de Fraunhofer (figure I.3). Les champs dans la région de l'antenne et de champ proche ne sont pas rayonnés.

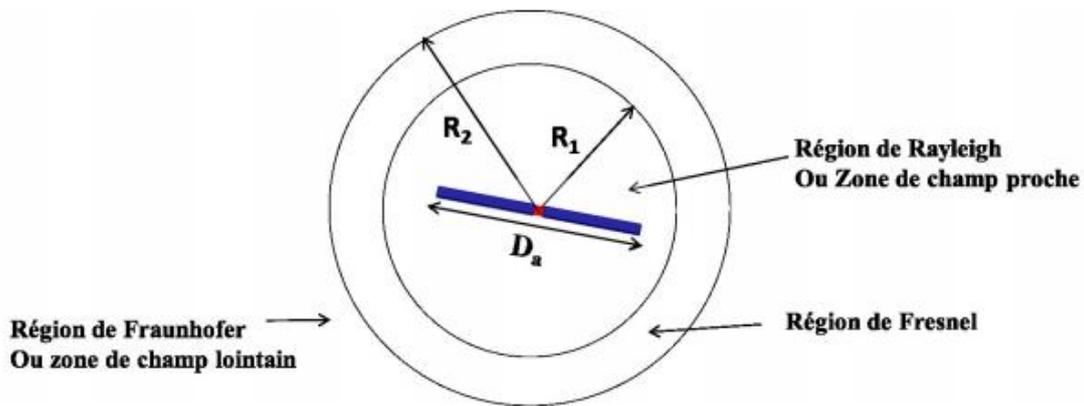


Figure I-3: régions de rayonnement d'une antenne

La région de Rayleigh est délimitée par le rayon $R_1 = 0,62 \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}}$ (I.20)

L est la plus grande dimension de l'antenne. Elle correspond à la zone où l'énergie n'est pas rayonnée ; elle est stockée.

La région de Fresnel est délimitée par le rayon $R_2 = 2 \frac{L^2}{\lambda}$ (I.21)

Le patron de rayonnement de l'antenne dans cette région varie en fonction de la distance.

La zone de champ lointain, zone de Fraunhofer, commence à partir de $R > 2 \frac{L^2}{\lambda}$. Dans cette région, les ondes ont le caractère d'ondes planes. E et H sont perpendiculaires entre eux et perpendiculaire à la direction de propagation. $\vec{H} = \frac{1}{Z_0} (\vec{u}_r * \vec{E})$ (I.22)

$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi (\Omega)$: Impédance du vide. (I.23)

C'est la zone de prédilection des antennes. Notre étude se focalise essentiellement sur les champs rayonnés dans la région de Fraunhofer.

I.6 Principe de réciprocité

Le principe de réciprocité, c'est le principe fondamental de l'antenne. Ce principe dit que la relation qui existe entre le courant alternatif et le champ résultant reste inchangée si nous inter changeons les points où le courant est placé. Et le patron de rayonnement au niveau du récepteur est identique au patron du rayonnement à la transmission.

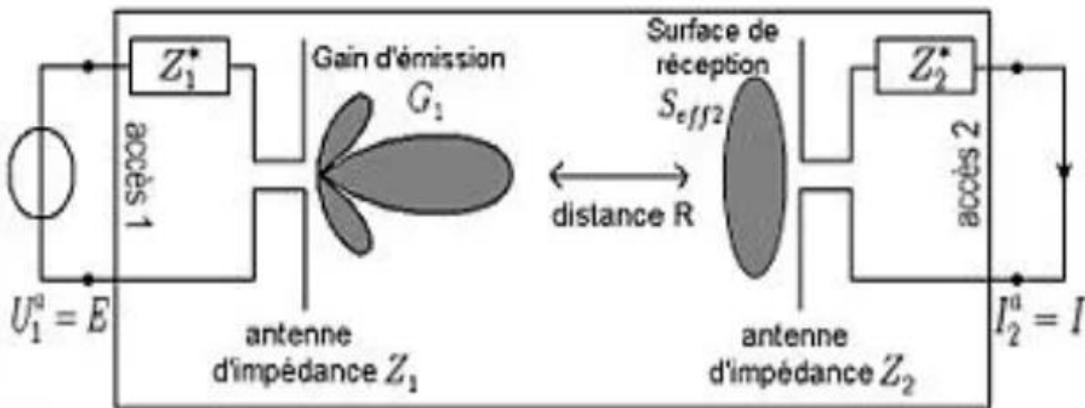


Figure I-4: Antenne en mode d'émission

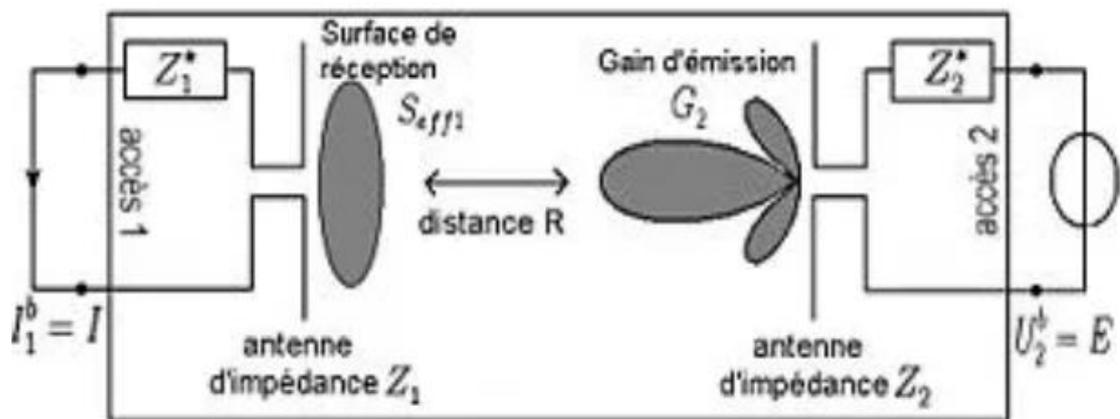


Figure I-5: Antenne en mode réception

Avec les deux situations exposées ci-dessus, où un système complet de transmission adaptée est assimilé à un quadripôle équivalent, le rôle de chaque antenne, en émission ou en réception, peut être inversé en permutant simplement les deux accès. Dans la première situation, le rapport entre la puissance fournie à la charge de l'antenne de réception, sur l'accès 2, et à la puissance rayonnée par l'antenne d'émission, sur l'accès 1, peut s'exprimer

$$\text{Par : } \frac{I_2^a}{U_1^a} = \frac{I_1^b}{U_2^b} = \frac{I}{E} \quad (\text{I.24})$$

Ce qui implique :

$$\frac{P_{\text{réc}}^a}{P_{\text{émi}}^a} = \frac{P_{\text{réc}}^b}{P_{\text{émi}}^b} \quad (\text{I.25})$$

L'égalité de ces deux rapports de puissance met ainsi en évidence que la qualité d'une transmission radioélectrique ne dépend donc pas du rôle assigné, que ce soit en émission ou en réception, à chaque antenne lors que leur installation physique est figée.

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons évoqué certaines propriétés et caractéristiques de l'antenne. Et dans le chapitre suivant, nous allons présenter les réseaux d'antennes et leur application dans les systèmes des communications.

Chapitre II Les réseaux d'antennes et leurs applications dans les systèmes des communications sans fil

II. Réseau d'antennes

Quelle que soit la complexité d'une antenne isolée, son diagramme de rayonnement reste statique et fixe. Pour obtenir un diagramme de rayonnement dynamique ou variable, il faut utiliser un groupement d'antennes appelé réseau. Une combinaison optimale de l'un des paramètres de ce réseau permet d'obtenir un diagramme de rayonnement optimisé, avec les caractéristiques exigées par le concepteur (des niveaux de lobes secondaires très bas, la directivité recherchée, une ouverture à mi-puissance très étroite et un lobe principal de forme spécifique).

Soit un réseau constitué de N sources élémentaires (figure II.1).

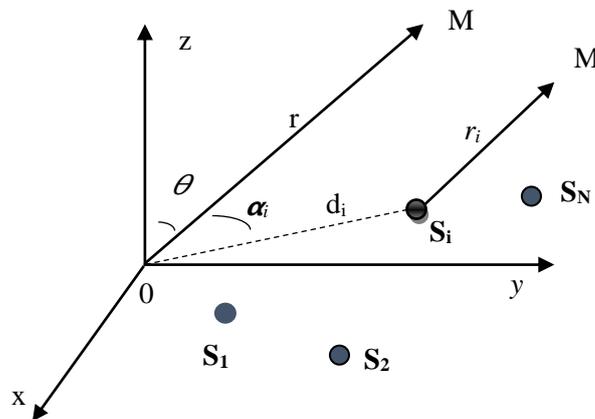


Figure II-1: Réseau de N sources élémentaires

En un point éloigné M, une source i rayonne le champ :

$$E_i(M) = K f_i(\theta_i) A_i e^{j\varphi_i} \frac{e^{jk|S_i M|}}{|S_i M|} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

- S_i son centre de phase
- $A_i e^{j\varphi_i}$ son alimentation complexe
- $f_i(\theta_i)$ sa fonction caractéristique

- K un facteur d'homogénéité

et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ le nombre d'onde (II.2)

Approximation champ lointain :

-sur le terme d'amplitude : $S_iM = OM$ (II.3)

-sur le terme de phase $S_iM = OM - d_i \cos \alpha_i$ (II.4)

$d_i = OS_i$, $d_i \cos \alpha_i$: différence de marche (II.5)

$$E_i(M) = \frac{K}{|OM|} \exp(-jk|OM|) [f_i(\theta_i) A_i \exp j(\varphi_i + k d_i \cos \alpha_i)] \quad (II.6)$$

Le champ total rayonné pour le réseau de sources est la somme de tous ces champs :

$$E(M) = \frac{K}{|OM|} \exp(-jk|OM|) \sum_i f_i(\theta_i) A_i \exp(j\psi_i) \quad (II.7)$$

Avec : $\psi_i = \varphi_i + k d_i \cos \alpha_i$ (II.8)

II.1 Alignement des sources équidistantes de mêmes amplitudes et de phases progressives.

Soit N sources identiques alignées, équidistantes et dont les phases varient de φ d'une source à la suivante (figure II.2).

$$f_i(\theta_i) = f(\theta) \quad , \quad A_i = A_0 \quad (II.9)$$

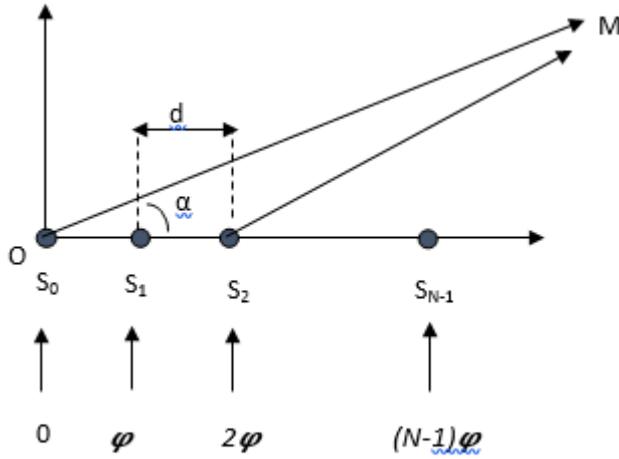


Figure II-2: Réseau linéaire de sources équidistantes avec phase progressive

II.1.1 Facteur de réseau

Le champ total rayonné par le réseau :

$$E(M) = K \frac{e^{-jkr}}{r} A_0 f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\psi_i} \quad (\text{II.10})$$

\$K\$: est un facteur d'homogénéité

$$\text{On pose } E_0 = K \frac{e^{-jkr}}{r} A_0 \quad (\text{II.11})$$

$$E(M) = E_0 f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\psi_i} = E_0 f(\theta) \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (\text{II.12})$$

$$\psi_i = \varphi_i + kd_i \cos \alpha_i = i(\varphi + kd \cos \alpha) = i\psi \quad (\text{II.13})$$

$$\psi = \varphi + kd \cos \alpha \quad (\text{II.14})$$

$$|E| = E_0 f(\theta) \left| \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\frac{\psi}{2}} \right| \quad (\text{II.15})$$

La valeur maximale de cette fonction est \$N E_0\$

$$\text{La fonction caractéristique de rayonnement est : } F_{\text{Antenneréseau}} = f(\theta) \cdot F(\alpha) \quad (\text{II.16})$$

Avec : $F(\alpha) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin\frac{\psi}{2}} \right|$ le facteur de réseau ou d'alignement. (II.17)

II.1.2 Les lobes du réseau

$F(\alpha)$ est max et égal à 1 si $\psi = 2m\pi$ avec : $m = 0, 1, 2, \dots$

$$\cos \alpha_{lobe} = -\frac{\lambda\varphi}{2\pi d} + m\frac{\lambda}{d} \quad (II.18)$$

Pour que l'énergie rayonnée ne se disperse pas inutilement, on veut une seule direction de rayonnement max obtenue pour $m = 0$.

a) Lobe principal : $m = 0$

La direction du lobe principal est donnée par : $\cos \alpha_0 = -\frac{\lambda\varphi}{2\pi d}$ (II.19)

$$|\cos \alpha_0| < 1 \Rightarrow \frac{\lambda|\varphi|}{2\pi d} < 1$$

- Si $\varphi < 0$, $\cos \alpha_0 > 0 \Rightarrow -\frac{\pi}{2} < \alpha_0 < \frac{\pi}{2}$ (figure II.3)

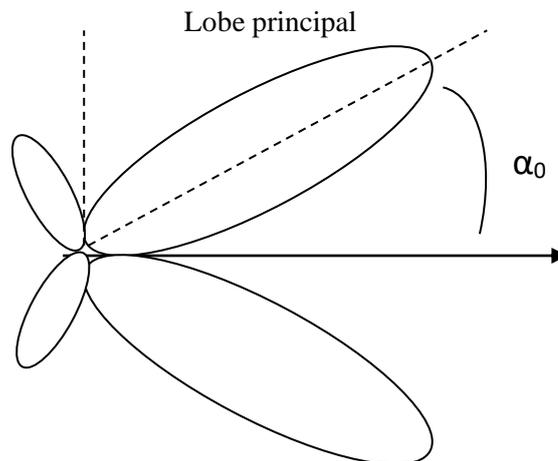


Figure II-3: Rayonnement selon un angle $-\frac{\pi}{2} < \alpha_0 < \frac{\pi}{2}$

- Si $\varphi > 0$, $\cos \alpha_0 < 0 \Rightarrow \frac{\pi}{2} < \alpha_0 < 3\frac{\pi}{2}$

- Si $\varphi = 0$, $\cos \alpha_0 = 0 \Rightarrow \alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ ou $3\frac{\pi}{2}$: Le rayonnement est transversal
- Si $\varphi = -\frac{2\pi d}{\lambda}$, $\cos \alpha_0 = 1 \Rightarrow \alpha_0 = 0$: Le rayonnement est longitudinal (II.20)

Ainsi il est possible de diriger le faisceau principal dans une direction comprise à l'intérieur d'une zone limitée $(-\pi < \varphi < +\pi)$ comprise entre α_{\min} et α_{\max} telle que :

$$\alpha_{\min}^{\max} = \cos^{-1}\left(\pm \frac{\lambda\pi}{2\pi d}\right) \quad (\text{II.21})$$

b) Lobes secondaires :

Le facteur d'alignement :
$$F(\alpha) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin\frac{\psi}{2}} \right| \quad (\text{II.22})$$

Les zéros de rayonnement sont obtenus pour :

$$\sin N\frac{\psi}{2} = 0 \Rightarrow N\frac{\psi}{2} = m\pi \quad \text{Avec } m = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$N-1$ zéros de rayonnement. Le premier zéro pour $m=1 \Rightarrow \cos \alpha_1 = -\frac{\lambda\varphi}{2\pi d} \pm \frac{\lambda}{Nd}$ (II.23)

1^{er} lobe secondaire :

Posons $x = N\frac{\psi}{2} \Rightarrow \frac{\psi}{2} = \frac{x}{N}$: angle petit $\Rightarrow \sin \frac{x}{N} \sim \frac{x}{N} \Rightarrow F(\alpha) = \left| \frac{\sin x}{x} \right|$ (II.24)

Le premier lobe secondaire donnée par :

$$\frac{\partial F(\alpha)}{\partial x} = 0 \Rightarrow \text{tg } x = x \Rightarrow x_2 = \pm 4,5 \text{ rad} \quad (\text{II.25})$$

$$\Rightarrow \pm \frac{4,5}{N} = \frac{\varphi}{2} + \frac{\pi d}{\lambda} \cos \alpha_2 \Rightarrow \cos \alpha_2 = -\frac{\lambda\varphi}{2\pi d} \pm \frac{4,5}{N\pi d} \quad (\text{II.26})$$

Le niveau du premier lobe secondaire est donné par :

$$\left| \frac{\sin x_2}{x_2} \right| = \left| \frac{\sin 4,5}{4,5} \right| = 0,217 \Rightarrow -13,26 \text{ dB} \quad (\text{II.27})$$

II.1.3 Gain du réseau

$$G = \frac{U_{\max}}{P_{\text{alim}}/4\pi} \quad (\text{II.28})$$

P_{alim} : la puissance d'alimentation des sources $P_{alim} = K \sum_i (A_i)^2$ (II.29)

U_{max} : puissance max rayonnée par unité d'angle solide, correspond au cas où tous les champs élémentaires rayonnés sont en phase.

$$U_{max} = \frac{1}{4\pi} K (\sum_i A_i)^2 Et G = \frac{(\sum A_i)^2}{\sum A_i^2} \quad (II.30)$$

Si les sources sont de même amplitude $A_i = A_0$, le gain du réseau $G = N$ et le gain de l'antenne réseau $G_{antenne} = NG_1$ (II.31)

G_1 gain d'un élément rayonnant ; formule valable pour des sources non couplées.

II.2 Optimisation des diagrammes

Le problème qui se pose dans la conception des alignements est d'obtenir un gain maximum dans une direction donnée et un niveau minimum des lobes secondaires.

Les conditions d'obtention d'un gain maximum et d'un minimum de lobes secondaires sont étroitement liés aux amplitudes A_i des courants alimentant les différentes sources.

La méthode de Dolph Tchebychev permet de trouver la répartition d'amplitude des courants d'alimentation des sources qui pour un gain donné donne le niveau de lobe secondaire recherché.

II.2.1 Expression du champ rayonné par un alignement de sources équidistantes d'amplitudes différentes

Le champ rayonné par un alignement de N sources identiques équidistantes, alimentée avec des courants d'amplitudes A_i différentes et de phase φ progressive est de la forme :

$$E_t(M) = E_0 f(\theta) \quad (II.32) \quad \text{Avec} \quad \psi = -\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha \quad (II.33)$$

$f(\theta)$ est la fonction caractéristique d'une seule source. $f(\theta)=1$ si les sources sont isotropes

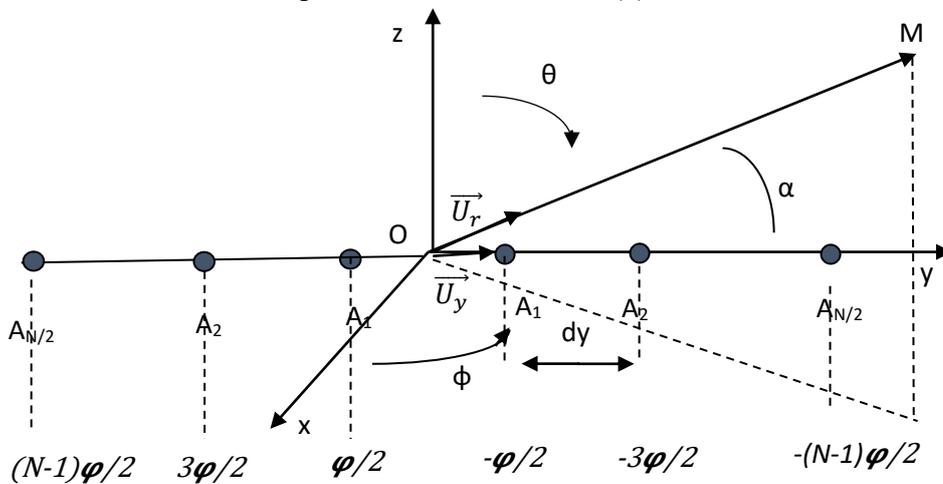


Figure II-4: Réseau de N (pair) sources identiques équidistantes, alimentée avec des courants d'amplitudes A_i différentes et de phase φ progressive

Pour une disposition symétrique par rapport à l'origine, d'un nombre N pair de sources isotropes (figure II.4), le champ total créé s'écrit :

$$E_t = 2E_0 \sum_{k=1}^{N/2} A_k \cos\left((2k-1)\frac{\psi}{2}\right) \quad (\text{II.34})$$

Le champ s'exprime donc par la somme de termes de la forme $\cos m \frac{\psi}{2}$

En posant $x = \cos \frac{\psi}{2}$ on a $\frac{\psi}{2} = \cos^{-1} x$ et $\cos\left(m \frac{\psi}{2}\right) = \cos[m \cos^{-1} x]$

Les termes en $\cos\left(m \frac{\psi}{2}\right)$ peuvent s'exprimer donc par les polynômes de Tchebychev $T_m(x)$ de degré m.

$$\begin{cases} T_m(x) = \cos(m \cos^{-1} x) & \text{si } -1 \leq x \leq 1 \\ T_m(x) = \cosh(m \cosh^{-1} x) & \text{si } |x| > 1 \end{cases}$$

$$T_m(x) = 2x T_{m-1}(x) - T_{m-2}(x) \quad (\text{II.35})$$

$$T_0(x) = 1$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$$

$$T_5(x) = 16x^5 - 20x^3 + 5x$$

$$T_6(x) = 32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1$$

$$T_7(x) = 64x^7 - 112x^5 + 56x^3 - 7x$$

$$\text{D'où : } E_t = 2E_0 \left[A_1 T_1(x) + A_2 T_3(x) + A_3 T_5(x) + \dots + A_{\frac{N}{2}} T_{N-1}(x) \right] \quad (\text{II.36})$$

$T_m(x)$: Polynôme de Tchebychev d'ordre m

II.2.2 Optimisation par la méthode de Dolf Tchebychev

La méthode de Tchebychev utilise le fait que la répartition optimale est celle qui donne comme polynôme représentant le champ de N sources, le polynôme de Tchebychev de degré (N-1). Elle permet de trouver la distribution d'amplitudes, qui pour un gain donné donne le niveau des lobes secondaires recherché. Cet algorithme est utilisé pour atténuer les lobes latéraux du réseau d'antennes afin de minimiser les interférences et d'augmenter la portée du lobe principal dans la direction privilégiée.

Pour un alignement d'un nombre N pair de sources identiques équidistantes, alimentée avec des courants d'amplitudes A_i différentes et de phase φ progressive, le champ total rayonné est de la forme :

$$A_1 T_1(x) + A_2 T_3(x) + A_3 T_5(x) + \dots + A_N T_{N-1}(x) = T_{N-1}(X) \quad (\text{II.37})$$

Soit R_0 le rapport entre le maximum du lobe principal et le niveau des lobes secondaires.

$$R_0 = 10^{R_0(\text{dB})/20} \quad (\text{II.38})$$

Le maximum correspond à $x = X_0 > 1$ (lobe principal) alors que tous les lobes secondaires se trouvent dans la région d'ondulation.

$$R_0 = T_{N-1}(X_0) = \cosh[(N-1) \cosh^{-1}(X_0)] \quad (\text{II.39})$$

$$\Rightarrow X_0 = \cosh \left[\frac{\cosh^{-1} R_0}{N-1} \right] \quad (\text{II.40})$$

$$\Rightarrow X_0 = \frac{1}{2} \left[\left(R_0 + \sqrt{R_0^2 - 1} \right)^{\frac{1}{N-1}} + \left(R_0 - \sqrt{R_0^2 - 1} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right] \quad (\text{II.41})$$

$$X_0 \text{ est plus grand que } 1 \Rightarrow x = \frac{X}{X_0} = \cos \frac{\psi}{2} \quad (\text{II.42})$$

Exemple de calcul pour un réseau d'antennes à 4 éléments rayonnants équidistants.

$$A_1 T_1(x) + A_2 T_3(x) = T_3(X) \quad (\text{II.43})$$

$$A_2(4x^2 - 3x) + A_1 x = 4X^2 - 3X \quad (\text{II.44})$$

$$A_2 \left(4 \left(\frac{X}{X_0} \right)^2 - 3 \frac{X}{X_0} \right) + A_1 \frac{X}{X_0} = 4X^2 - 3X$$

$$\begin{cases} A_2 = X_0^3 \\ A_1 = 3(X_0^3 - X_0) \end{cases}$$

Pour une différence entre le niveau du lobe principal et celui des lobes secondaires de :

$$R_0 = 20 \text{ dB} \Rightarrow R_0 = 10 \text{ et } x_0 = \frac{1}{2} \left[\sqrt[3]{R + \sqrt{R^2 - 1}} + \sqrt[3]{R - \sqrt{R^2 - 1}} \right] \quad (\text{II.45})$$

D'où : $x_0 = 1.54$ et $A_1 = 6.34$ $A_2 = 3.65$

Donc, nous obtenons la distribution appropriée normalisée comme suit :

$$\frac{1}{A_1} [A_2 \ A_1 \ A_1 \ A_2] = [0.578 \ 1 \ 1 \ 0.578]$$

Le champ total créé s'écrit : $E_t = 2E_0 \left[6,34 \cos \left(\frac{\psi}{2} \right) + 3,65 \cos \left(3 \frac{\psi}{2} \right) \right]$

avec $\psi = -\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha$

II.3 Antennes multiples dans les systèmes de communication sans fil

II.3.1 Effet du canal de propagation

Un canal de propagation ou canal de communication, est un support (physique ou non) permettant la transmission d'une certaine quantité d'information, d'une source (ou émetteur) vers un destinataire (ou récepteur). Cependant, le signal qui est véhiculé dans le canal subit divers phénomènes qui cause l'évanouissement du signal tels que la réflexion, réfraction, la diffraction du signal et la dispersion.

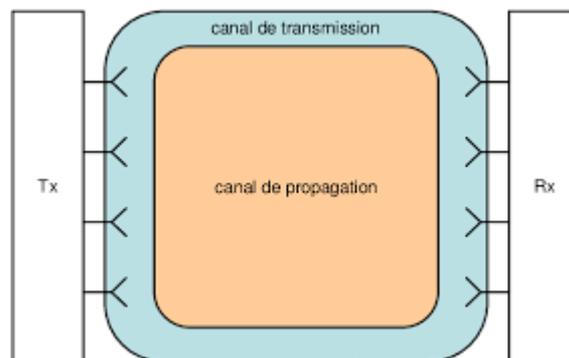


Figure II-5: Canal de propagation

II.3.1.1 Propagation par trajet multiple

Les phénomènes comme la réflexion, diffraction et réfraction sont les principaux obstacles que l'on peut rencontrer dans un canal de propagation. En effet le problème des trajets multiples qui cause aussi l'évanouissement du signal, dans le schéma ci-dessous, on remarque clairement ce problème.

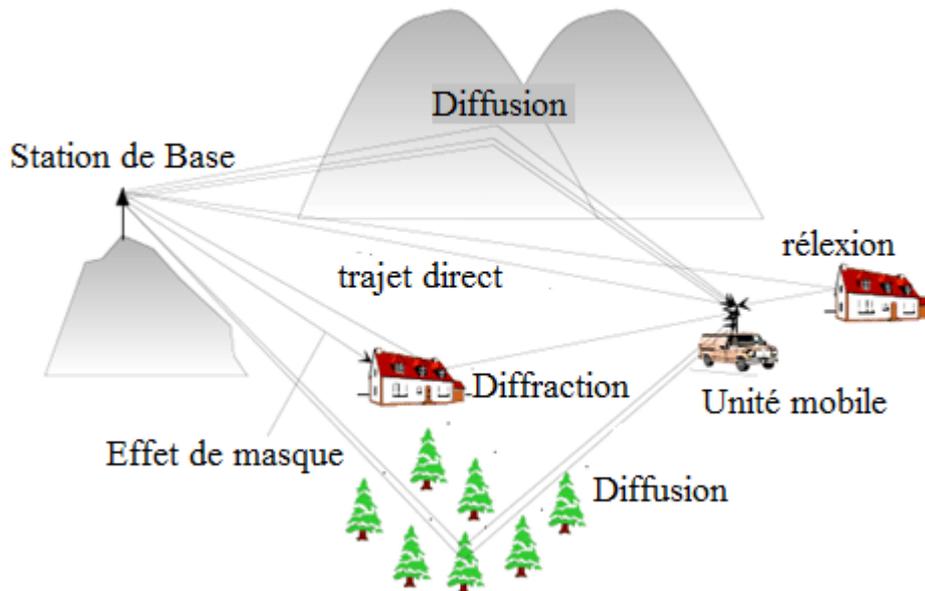


Figure II-6: Propagation par trajets multiples

Le schéma ci-dessus nous montre que l'unité mobile (l'antenne réceptrice) qui se situe à une distance quelconque de la station de base (l'antenne émettrice), cette unité mobile capte non plus un seul signal, mais quatre signaux en même temps (un signal diffusé, un signal réfléchi, un signal diffracté et un signal par trajet direct). C'est le phénomène physique des canaux de transmissions.

II.3.1.2 Propagation dans l'espace libre

Dans l'espace libre, où l'antenne d'émission et celle de réception sont supposées dans l'air libre, sans aucun obstacle qui cause la réflexion, la diffraction, et la réfraction du signal émis.

En espace libre la puissance reçue par l'antenne est donnée par :

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (\text{II.46})$$

Avec :

P_r : Puissance reçue par le récepteur.

p_e : Puissance émise par l'émetteur.

G_e : Gain de l'antenne émettrice.

G_r : Gain de l'antenne réceptrice.

$\lambda = \frac{c}{f}$: la longueur d'onde à la fréquence de résonance.

d : distance entre émetteur et récepteur.

Les pertes en espace libre, dépendent intégralement de la distance entre l'antenne émettrice et l'antenne de réception, plus la distance est importante plus le signal est atténué.

II.3.2 Les techniques de diversité

La propagation par trajets multiples cause le phénomène d'évanouissement du signal. Ce phénomène courant dans les télécommunications sans fil se produit lors que deux signaux en oppositions de phase arrivent simultanément sur une seule antenne. Dans les technologies utilisées par les enceins systèmes de communication tels que (GSM, WiMax, 3G, 4G...), exploitent les diversités temporelle et fréquentielle, mais la diversité spatiale reste encore moins exploiter, aujourd'hui la solution de 5G repose sur la diversité spatiale.

La simple diversité d'espace consiste à utiliser au moins deux antennes au lieu d'une seule. Avec le bon emplacement de ces antennes, on assure que dans la quasi-totalité du temps, au moins une des deux antennes sera dans une position favorable pour recevoir le signal. On peut choisir entre les deux techniques de diversité spatiale : soit le système commute continuellement vers l'antenne qui reçoit le signal le plus fort (Switched diversity) ou bien le système combine les deux signaux reçus par les deux antennes pour maximiser le rapport signal à bruit (maximal ratio combining).

La diversité spatiale est largement utilisée dans les systèmes cellulaires ainsi que dans les liaisons de type point à point.

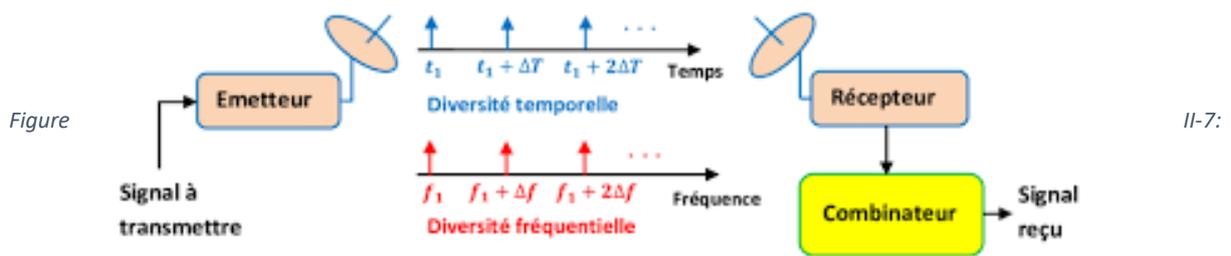
II.3.2.1 Diversité d'espace

La diversité d'espace consiste à utiliser plusieurs antennes en émission comme en réception, avec un espacement bien déterminé pour avoir des fadings indépendants. Pour avoir un bon fading il faut que la distance d'espacement soit supérieure à la distance de cohérence D_C .

$$D_{C_{min}} > \frac{\lambda}{2} \quad (II.47)$$

II.3.2.2 Diversité fréquentielle et temporelle

Les diversités temporelle et fréquentielle, consistent à transmettre le même signal, à des laps de temps différents ou dans des fréquences différentes, respectivement. C'est le système actuellement utilisé dans les réseaux cellulaires. L'objectif est d'avoir un canal sélectif en fréquence pour avoir des fadings indépendants.



Diversités temporelle et fréquentielle

II.3.3 Les systèmes MIMO

Le système MIMO est une technologie émergente pour les nouveaux systèmes de communication et de l'internet des objets, basée sur l'usage des centaines d'antennes interférant entre elles. C'est une des techniques candidates pour la 5G et pour succéder à la 4G LTE. Parmi les évolutions, on peut citer une connectivité élevée et des équipements à faible coût pour s'adapter à la croissance du nombre de périphériques, la capacité de s'adapter aux environnements de haute densité, la mobilité afin de s'assurer que l'expérience suit l'utilisateur, une latence de transmission réduite pour la réalité augmentée et l'internet tactile, l'efficacité énergétique satisfaisant aux directives de communications vertes et bien sûr le débit et la sécurité.

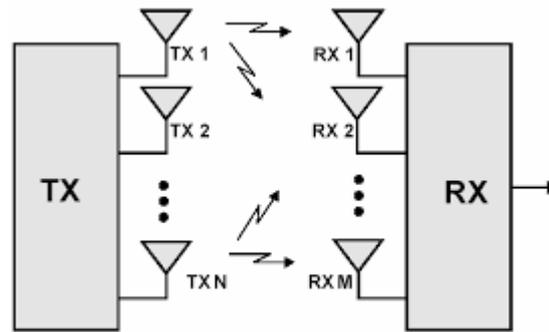


Figure II-8: Système MIMO

II.4 Les systèmes de formation des faisceaux ou beamforming

Nous avons vu que l'association de plusieurs éléments rayonnants en réseau permet de combiner leur capacité de rayonnement pour augmenter le gain dans une direction particulière et que la direction du faisceau principal pouvait être ajustée par un gradient de phase judicieusement appliqué sur le réseau d'antennes. Le principe de la formation de faisceau est la sélection des ressources à partir d'une antenne réseau par une méthode de filtrage spatiale, c'est-à-dire la création d'un diagramme de rayonnement par combinaison des signaux reçus sur les différents éléments du réseau. L'intérêt de ces méthodes est de sélectionner les sources utiles et de rejeter les autres. A partir d'un réseau donné, on peut donc faire varier dynamiquement ou non l'orientation privilégiée du gain en jouant sur les alimentations des divers éléments.

Des nombreuses architectures de systèmes de formation de faisceau ont été développées et classées en deux catégories : les techniques fixes de formation de faisceau et les techniques de formation de voies pilotées par un calculateur numérique ou par des algorithmes de formation de voies.

II.4.1 Les techniques fixes de formation de faisceau

II.4.1.1 Réseau phasé

Un réseau déphasé consiste à introduire des lignes de transmissions qui donnent des phases progressives dans le réseau d'antennes afin de diriger le lobe principal ou le patron de rayonnement dans la direction privilégiée.

La figure ci-dessous est un exemple illustratif du réseau déphasé.

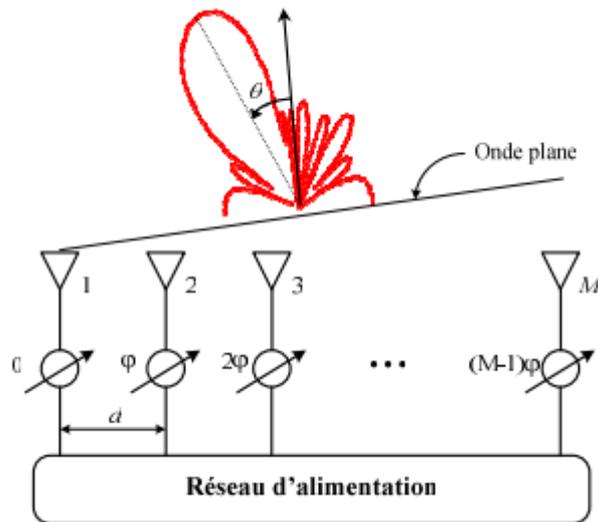


Figure II-9: Réseau phasé

Le lobe principal du réseau est contrôlé électroniquement par des déphaseurs analogiques.

II.4.1.2 Les systèmes à réseau d'antennes à commutation de faisceaux

Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux divisent l'espace angulaire en micro secteurs chacun contenant un diagramme de rayonnement prédéterminé. Lorsque l'utilisateur entre dans la zone de couverture du système, l'antenne détermine dans quel secteur se situe l'utilisateur et commute sur le faisceau correspondant.

Dans un environnement dynamique ou l'utilisateur bouge, le système commute

Continuellement d'un lobe à l'autre gardant le niveau maximal du signal reçu.

La solution la plus connue qui génère ce type de système à plusieurs lobes est la matrice de Butler. C'est une technique analogique qui permet la génération de plusieurs lobes Orthogonaux prédéfinis par l'utilisation de circuits micro-ondes simples.

Les systèmes à commutation de faisceau offrent plusieurs avantages :

- Faible complexité et faible coût. Puisque ces systèmes exigent uniquement un réseau d'alimentation de faisceaux (beamforming network), un commutateur RF, et une simple commande logique qui sont relativement moins chères et faciles à mettre en application.
- Interaction modérée avec des récepteurs de station de base. Dans la pratique, les systèmes à faisceaux commutés peuvent simplement remplacer les antennes sectorielles conventionnelles

sans exiger des modifications significatives sur l'interface radio de l'antenne de station de base ou sur les algorithmes de bande de base mis en application au récepteur.

- Une couverture étendue.
- Formation simultanée de multiples faisceaux.

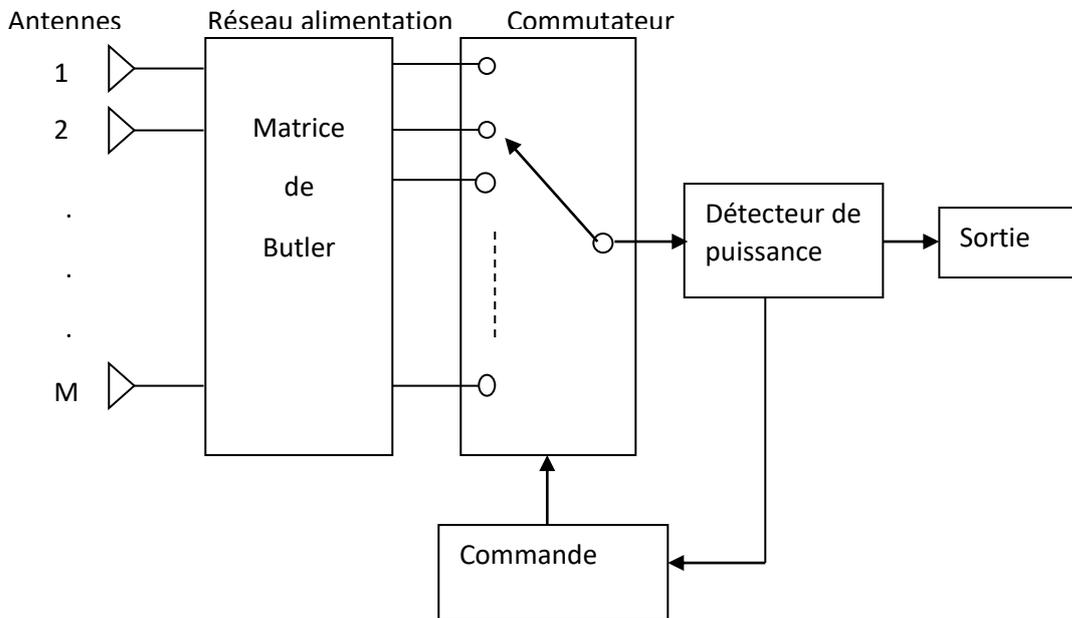


Figure II-10: Antenne réseau à commutation de faisceau

Dans la figure II-9, M lobes orthogonaux sont générés par la matrice de Butler $M \times M$. Le Circuit de déphasage possède M ports d'entrées et M ports de sorties. Chaque port d'entrée correspond à un patron prédéfini avec un lobe principal. Dans un environnement dynamique, le système choisit est commuté continuellement vers le lobe approprié.

II.4.1.3 Matrice de Butler

La matrice de Butler est sûrement un de répartiteurs de faisceaux les plus utilisés. C'est un circuit réciproque passif symétrique à M ports d'entrées et M ports de sorties qui pilote M éléments rayonnants produisant M faisceaux orthogonaux différents. C'est un système parallèle composé des jonctions qui connectent les ports d'entrées aux ports de sorties par des lignes de transmission de longueur de chemin égal. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans perte jusqu'au port de sortie, le schéma d'une matrice de Butler est identique avec celui d'une FFT (Fast Fourier Transforme). Les pondérations en sortie sont données par :

$$B_{nm} = \frac{e^{j\left\{\frac{\left[n-\frac{M+1}{2}\right]\left[m-\frac{M+1}{2}\right]2\pi}{M}\right\}}}{\sqrt{M}} \quad (II.48)$$

Où B_{nm} représente l'amplitude du champ n^{ieme} élément rayonnant lors que le port m (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire, de phase nulle où M est nombre d'éléments rayonnants.

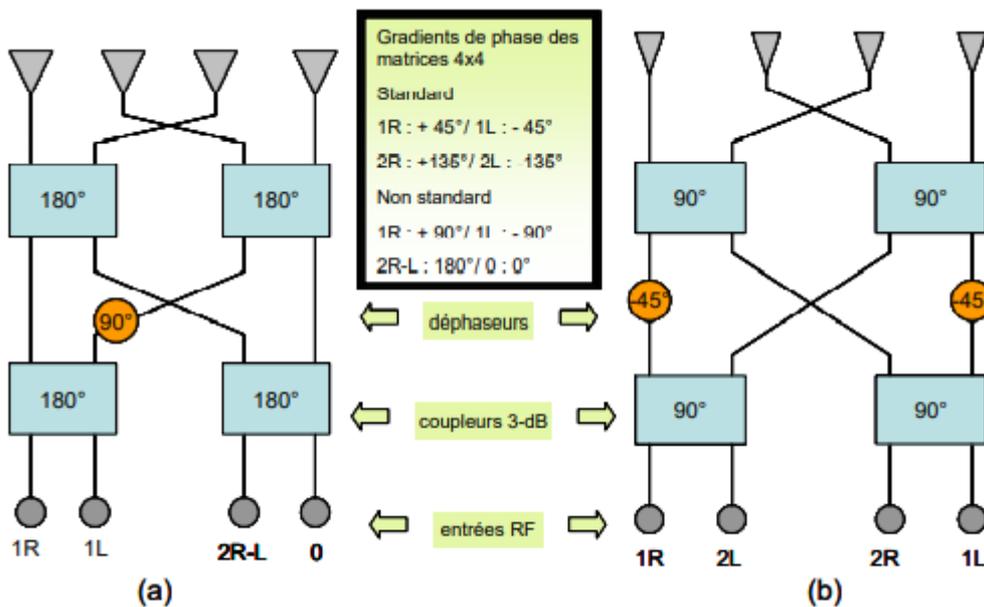


Figure II-11: Matrice de Butler 4*4

Les faisceaux divisés ne se recombinent jamais dans une matrice binaire. La forme binaire de la matrice est la matrice standard où le nombre de ports d'entrée/sortie est une puissance entière de 2. On distingue deux types de matrices de Butler binaires :

- Les matrices standards, employant des hybrides 90°, dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autre de la norme de plan contenant les éléments rayonnants.
- Les matrices non standards, employant des hybrides 180°, dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la norme au plan contenant les éléments rayonnants, mais possédant un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale aux réseaux d'antennes.

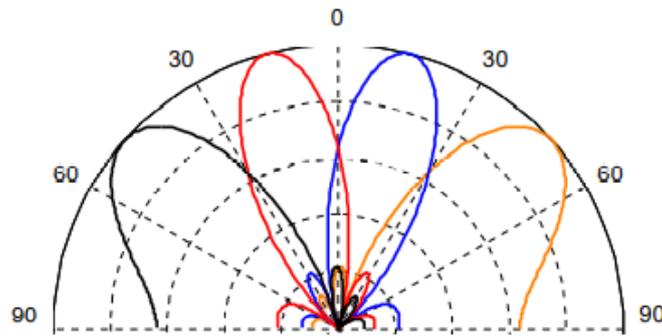


Figure II-12: Quatre faisceaux orthogonaux générés par la matrice de Butler

II.4.2 Les systèmes à réseau d'antennes adaptatifs

Les systèmes d'antennes adaptatives représentent le système le plus avancé des systèmes d'antennes intelligentes. L'antenne adaptative adapte son diagramme de rayonnement en fonction de la position des utilisateurs et des signaux parasites ou des signaux brouilleurs afin d'optimiser la liaison. Grâce à la capacité de poursuite précise et le rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal fréquentiel à l'intérieur de la même cellule.

Le réseau adaptatif peut être défini comme étant un réseau d'antennes relié à un Processeur de traitement de signal qui peut adapter le patron de rayonnement de l'antenne en privilégiant une direction désirée et en atténuant les directions des interférences [27].

La figure II-13 montre le principe de fonctionnement d'un réseau adaptatif. Les algorithmes sont optimisés pour s'adapter à des changements dynamiques du signal. Les poids complexes sont ensuite ajustés pour obtenir le patron de rayonnement optimal dont le lobe principal est orienté vers l'utilisateur désiré et les nuls du patron de rayonnement sont placés dans les directions des interférences.

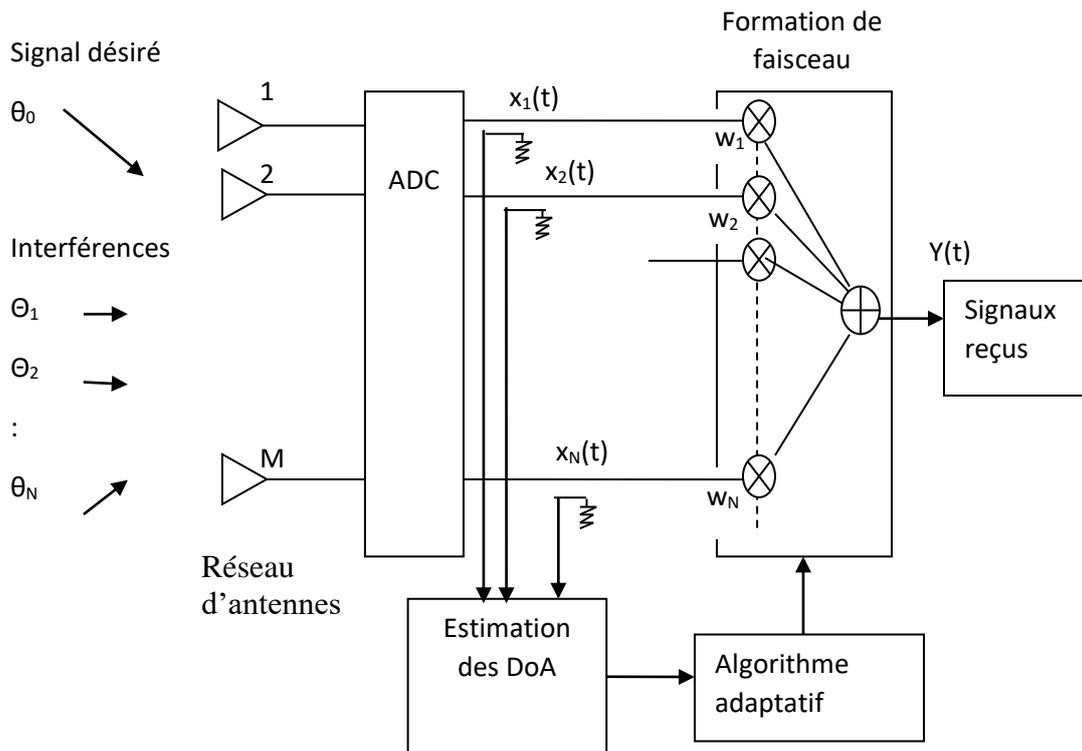


Figure II-13: Structure et principe du système adaptatif

II.4.2.1 Formation de voies et annulation des interférents

La technique de formation de voies et annulation des interférents est basée sur la connaissance des directions d'arrivées des différentes sources. Les techniques basées sur les directions d'arrivées des sources nécessitent de connaître à priori l'angle d'incidence des différentes sources qui composent le scénario de propagation. Elles supposent que l'étalement angulaire de chacune d'entre elles est nul (cas d'un trajet) ou faible (cas d'un macro-trajet) par rapport à la résolution angulaire de l'antenne. Ainsi, les différents trajets non séparables qui contribuent au signal reçu vont être vu par la station de base sous le même angle d'incidence.

De nombreuses techniques d'estimation des directions d'arrivée des signaux existent et sont classées selon la technique utilisée, selon l'information qu'elles nécessitent (externe ou non) et en fin, selon le critère mis en œuvre (méthodes conventionnelle, projection sur le sous-espace bruit ou sous-espace source, maximum de vraisemblance...). La détection des directions d'arrivée est traitée par trois méthodes dites à haute résolution, telles que **MUSIC**, **ROOT-MUSIC** et **ESPRIT**.

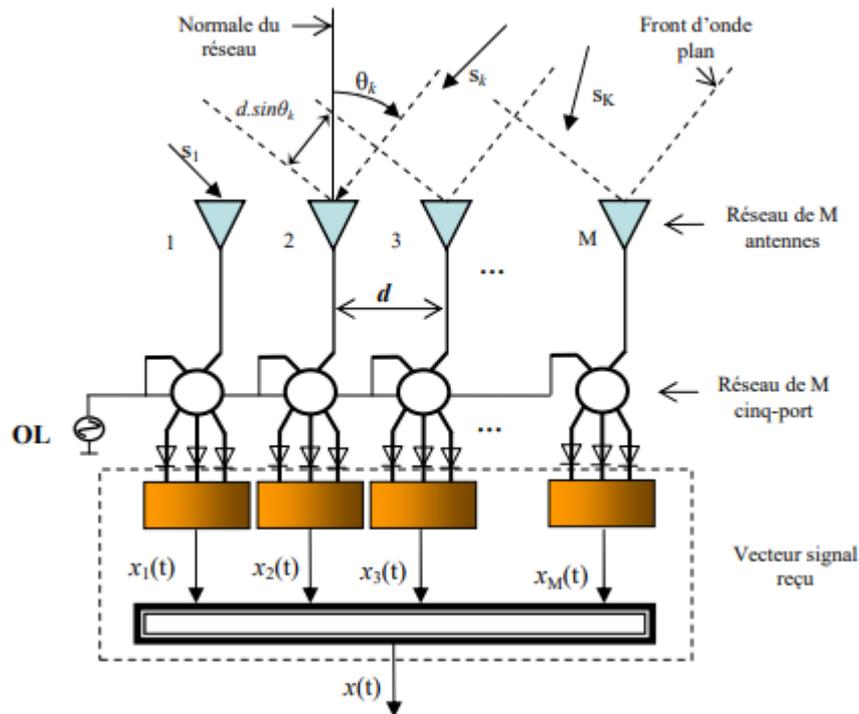


Figure II-134: Réseau à M éléments et K signaux incidents

Considérons K signaux à bande étroite $S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)$ à la fréquence f_0 , arrivant avec des directions θ_k ($k = 1, \dots, K$), et reçus par un réseau linéaire de M éléments identiques ($M > K$) espacés de d , dans un bruit additif supposé blanc.

Le signal reçu en bande de base peut s'écrire :

$$x(t) = \sum_{k=1}^K a(\theta_k) S_k(t) + n(t) \quad (\text{II.49})$$

$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ vecteur des observations de dimensions $(M \times 1)$ et T indique la transposée. $a(\theta_k)$ Est le vecteur directionnel de la K-nième source définie à la fréquence centrale.

$$a(\theta_k) = [e^{-j\varphi_{1,k}}, e^{-j\varphi_{2,k}}, \dots, e^{-j\varphi_{M,k}}]^T \quad (\text{II.50})$$

$\varphi_{m,k} = \frac{2\pi}{\lambda} (m-1) d \sin(\theta_k)$, ($m=1 \dots M$) est le déphasage géométrique introduit par le réseau de l'élément m et le K -ième signal dépendant des angles d'arrivées.

S_k Est l'enveloppe complexe du signal analytique et $n(t)$ est le vecteur du bruit gaussien sur le réseau.

Il faut noter que les bruits sont des processus stochastiques supposés stationnaires de moyenne nulle. En utilisant la notion matricielle, la matrice des observations peut être exprimée par :

$$X = AS + \eta \quad (\text{II.51})$$

Avec $S = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)]^T$, $\eta = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$ et (II.52)

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)] \quad (\text{II.53})$$

S est le vecteur des enveloppes complexes de K sources de dimension ($K \times 1$), η est le vecteur bruit sur réseau et A est une matrice de dimension ($M \times K$) dite de mélange convolutif formée par M vecteurs directionnels de sources $a(\theta_K)$.

Si le nombre des sources K est inférieur aux nombres d'éléments M du réseau, c'est-à-dire que les K vecteurs directionnels sont linéairement indépendants et engendre un sous-espace vectoriel de l'espace d'observation de dimension M et en supposant que les signaux et les bruits sont stationnaires et décorrélés, la matrice de covariance ou de corrélation est donnée par :

$$R_{xx} = E \{XX^H\} = AR_{ss}A^H + \sigma^2 I \quad (\text{II.54})$$

Observation bruitée = Espace signal + Espace bruité.

Où $R_{nn} = \sigma^2 I$ est la matrice corrélation ($M \times M$) du vecteur bruit, I est la matrice identité et σ^2 est la puissance du bruit identique pour chaque élément du réseau, R_{ss} est la matrice carrée ($K \times K$) de covariance du vecteur signal donné par : $R_{ss} = \{SS^H\}$ est la diagonale de rang complet.

En pratique, la matrice de corrélation ou covariance est estimée par une moyenne sur N observations par la relation :

$$R_{xx} = \frac{1}{N} X \cdot X^H \quad (\text{II.55})$$

Où N représente le nombre d'échantillons ou le nombre de vecteurs d'observation et X étant la matrice des enveloppes complexes des K signaux de dimension $(K \cdot N)$.

II.4.2.2 Formation de voies optimale

Contrairement aux techniques de formation de voies et annulation d'interférents, les techniques de formation de voies optimale ne sont applicables qu'aux systèmes de formation numérique de faisceaux. Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories. La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la direction d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies et annulation des interférents, les DoAs des interférents ne sont pas nécessaires. La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspond au signal utile en CDMA. Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis (modulation, cyclo-stationnarité...)

II.4.2.3 Techniques basées sur un signal de référence

Si le signal utile $S_0(t)$ est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne $y(t) = w^H \cdot x(t)$ et $S_0(t)$. En pratique le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication, mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobil est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de donnée. Le système WiMax, utilise par exemple une séquence appelée préambule afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal nécessaire à la mise en œuvre d'un égaliseur. Ce préambule peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

II.4.3 Les algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Nous évoquons ici les méthodes de formation adaptative de faisceau. La désignation (adaptative) illustre le fait que ces formateurs contrairement à la formation de voies et annulation des interférents dépendent du signal reçu (signal et bruit additif) afin de déterminer un filtrage spatial supprimant efficacement les sources non pointées, et ce même si leur puissance est beaucoup plus importante que la source principale pointée.

Les algorithmes adaptatifs utilisés dans le cas du critère EQM (Erreur Quadratique Moyenne) sont : algorithme du gradient stochastique (LMS), inversion directe de la matrice de convergence (DMI), algorithme de moindre carré récursifs RLS (Recursive Least squares algorithm), algorithme à module constant CMA (Constant Modulus Algorithm).

II.4.4 Avantage de la technologie d'antenne adaptative

II.4.4.1 Augmentation de la portée et amélioration de la couverture

Le gain d'un système d'antenne adaptatif est M fois plus grand que celui d'une antenne omnidirectionnelle classique en termes de rapport signal à bruit (SNR). Cela nous permet d'avoir une meilleure couverture, une diminution des frais d'infrastructures et une économie d'argent surtout dans le milieu rural.

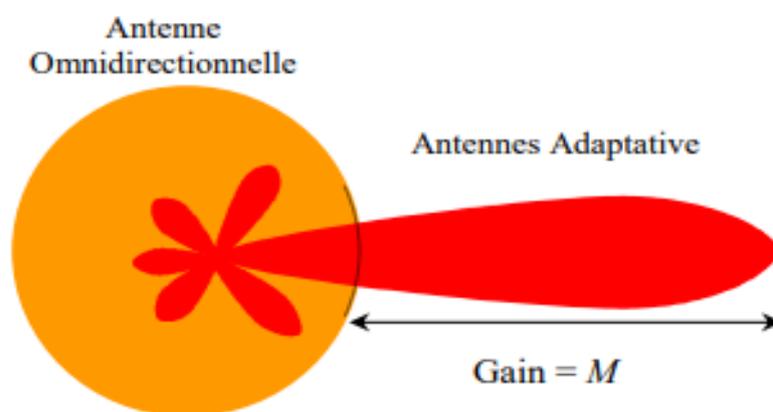
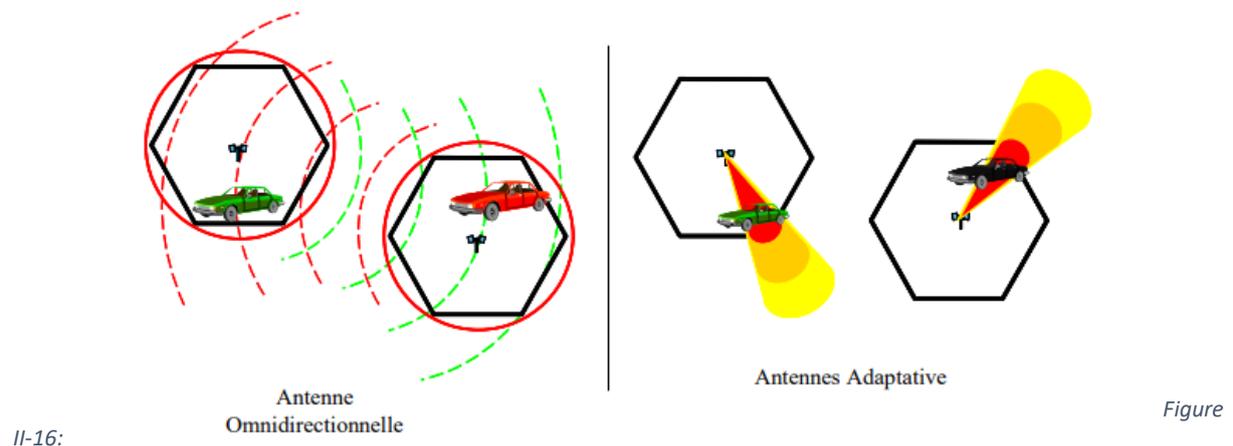


Figure II-15: Gain en SNR des systèmes adaptatifs par rapport à l'antenne omnidirectionnelle

Si le nombre d'utilisateur dans une cellule est grand, le gain en capacité du système c'est-à-dire en nombre d'utilisateurs simultanés est égal au nombre d'éléments rayonnants M .

II. 4.4.2 Réduction et rejection d'interférences

En faisant circuler l'énergie directionnelle entre la station de base et l'utilisateur, on produit une réduction de bruit ambiant, une diminution de la pollution de l'environnement électromagnétique, une élimination des interférences provenant d'autres usagers et obstacles. On obtient ainsi, une amélioration du rapport signal à interfèrent dont il en découle une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateur, la figure ci-dessous illustre cette théorie.



L'énergie directionnelle et omnidirectionnelle

II. 4.4.3 Augmentation de la capacité et de l'efficacité spectrale

La capacité est liée à l'efficacité spectrale d'un système, comme étant la quantité du trafic offerte pour chaque utilisateur. L'efficacité est mesurée en canal/ km^2 /Mhz. L'augmentation de l'efficacité permettra aux utilisateurs dans une même cellule d'utiliser des services, sans dégradation de la qualité du signal. Plusieurs approches sont possibles pour augmenter la capacité des systèmes.

II. 4.4.4 Réduction de la taille du motif (RTM)

Le RTM consiste à diminuer le nombre des cellules par motifs. Cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences Co-canal.

II. 4.5 Accès multiple par répartition spatiale ou SDMA

Le SDMA (Spatial Division Multiple Access) ou RFMC (Réutilisation des Fréquences dans la Même Cellule) est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années. Ainsi, en plus de la séparation usuelle des utilisateurs par la technique d'accès multiple, une séparation spatiale des utilisateurs est alors obtenue. Elle permet à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal (bande de fréquence) temps, fréquence ou code à l'intérieure de la même cellule. Le SDMA peut être appliqué indépendamment de la technique d'accès multiple utilisée.

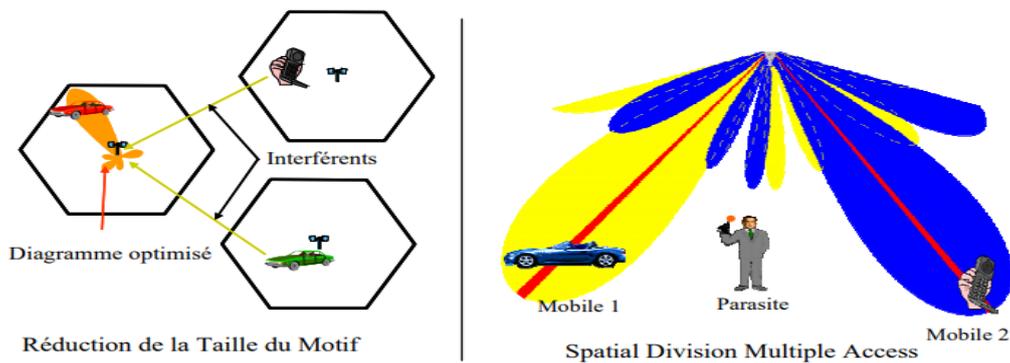


Figure II-17: RFMC et SDMA

II.5 Conclusion

Deux techniques de formation des faisceaux ou le beamforming ont été étudiées dans ce chapitre, nous avons présenté les techniques de formation de voies les plus utilisées dans ce domaine. Elles présentent l'avantage d'adapter le patron de rayonnement d'une façon très précise en concentrant l'énergie rayonnée seulement dans la direction désirée.

Pour le "beamforming" analogique, la technique basée sur la matrice de Butler a été présentée. Même si ce type de "beamforming" présente moins de précision et de degré de liberté par rapport au "beamforming" numérique, il demeure bien adapté à plusieurs standards de communication sans fil.

Chapitre III : Conception et simulation d'une antenne intelligente à faisceau commutable

III. Introduction

Nous consacrons ce chapitre, pour la conception et la simulation d'une antenne intelligente à faisceau commutable large bande. Cette antenne est constituée de quatre blocs (Figure III-1). Le premier est formé du réseau rayonnant. Le deuxième est constitué des atténuateurs RF dont le but est de réduire le niveau des lobes secondaires. Le troisième est la matrice de Butler qui permet de synthétiser l'ensemble de faisceau commutable. Le dernier bloc est un commutateur RF commandé qui permet de sélectionner le faisceau d'intérêt.

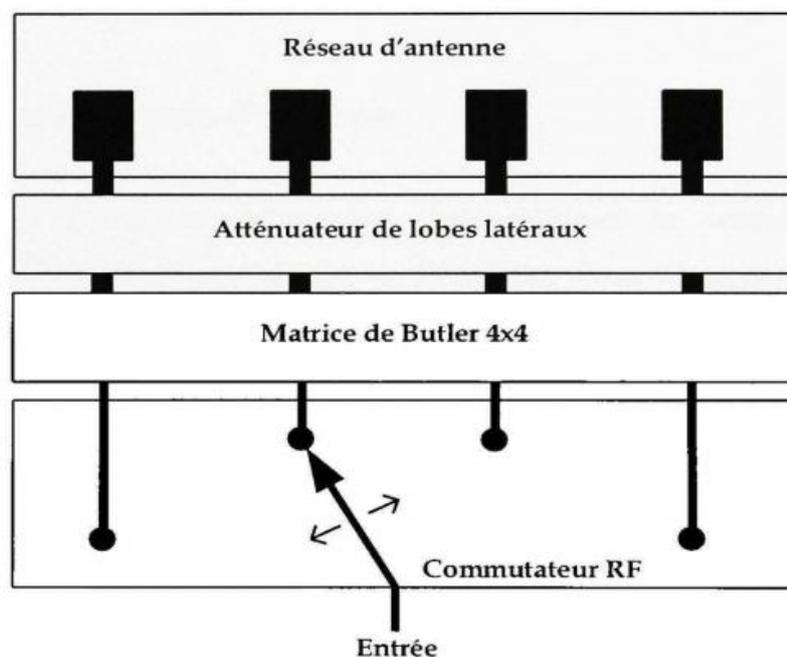


Figure III-1: Antenne intelligente

Les éléments rayonnants ainsi que les autres circuits micro-ondes, fonctionnent tous dans la bande de fréquence de 3.4 GHz à 3.8 GHz. Le substrat choisit pour la conception de cette antenne est le FR4. Tous les circuits et éléments de l'antenne intelligente seront intégrés sur le même substrat.

III.1 Conception du réseau d'antennes

Nous avons choisi l'antenne micro-ruban pour réaliser le réseau d'antennes pour des raisons diverses. D'abord, il sera facile de l'intégrer avec les autres circuits fabriqués par la technologie micro-ruban comme le déphaseur par exemple. En plus, l'antenne micro-ruban présente plusieurs avantages comme par exemple son faible coût et sa simplicité de fabrication. Par contre, un désavantage opérationnel majeur de ce type d'antennes est qu'elles ont une largeur de bande très étroite.

Il existe plusieurs techniques pour remédier à ce problème de la bande. Une technique simple consiste à ajouter une ouverture dans le plan de masse de l'antenne micro-ruban. En particulier, l'antenne alimentée à travers une fente pratiquée dans le plan de masse, illustrée dans la (figure III.4), est très pratique puisqu'on peut changer sa conception pour la faire résonner à des fréquences particulières.

Dans un premier temps, nous simulons une antenne micro-ruban et examinons ses performances, du point de vue bande passante et gain. Nous simulerons ensuite l'antenne à ouverture et nous comparerons les résultats.

III.1.1 Antenne à encoche

La figure suivante illustre une antenne micro-ruban.

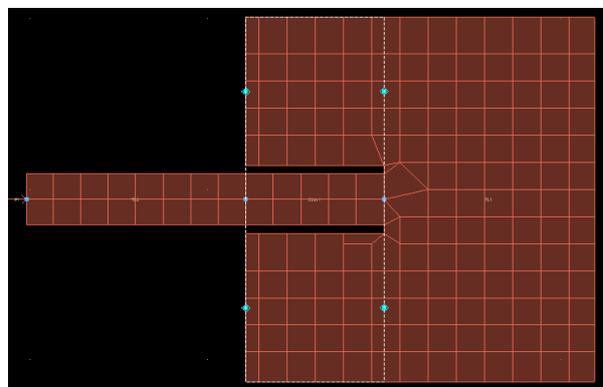
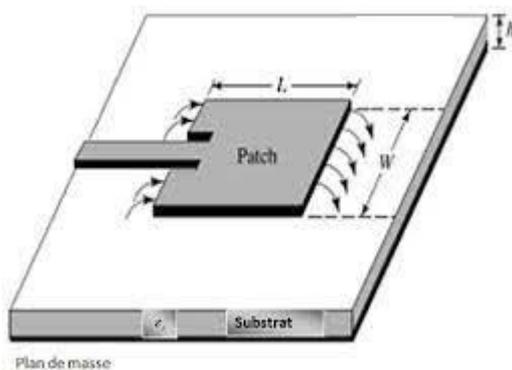


Figure III-2: Antenne micro ruban

Pour un fonctionnement à $f = 3,5\text{GHz}$, les dimensions du patch sont calculées comme suit :

La largeur du patch est donnée par l'expression :
$$W = \frac{\lambda}{2\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}} = \frac{c}{2f\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}} \quad (\text{III.1})$$

Le calcul donne : $W = 25,6 \text{ mm}$

La permittivité effective :
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-0,55} = 4,18 \quad (\text{III.2})$$

La longueur du patch (dimension correspondant à la distance entre les 2 ouvertures par lesquelles l'antenne rayonne) :
$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad (\text{III.3})$$

Δl tient compte du fait que la ligne représentant l'antenne micro ruban est de longueur finie. La longueur de la ligne est en fait plus petite en tenant compte des effets de bord. Δl est donné par :

$$\frac{\Delta l}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff}+0,33)\left(\frac{W}{h}+0,262\right)}{(\epsilon_{eff}-0,218)\left(\frac{W}{h}+0,813\right)} \quad (\text{III.4})$$

D'où $\Delta l = 0,73 \text{ mm}$ et $L = 19,5 \text{ mm}$

L'impédance d'entrée de l'antenne au niveau de l'encoche à la position x à partir du bord est donnée par :
$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \cos^2\left(\frac{\pi x}{L}\right) \quad (\text{III.5})$$

Avec $G_1 = \frac{\pi W}{Z_0 \lambda} \left[1 - \left(\frac{\beta h}{24}\right)^2\right]$ la conductance d'extrémité de la ligne micro ruban équivalente à l'antenne patch rectangulaire.
$$(\text{III.6})$$

En général on cherche à obtenir une impédance d'entrée égale à 50Ω .

D'où la valeur de x :

$$x = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{2G_1 R_{in}} = 7 \text{ mm} \quad (\text{III.8})$$

La figure ci-dessous représente les résultats de cette antenne simulée sous Momentum du logiciel ADS (Advanced Design System).

On remarque que la bande passante mesurée à -10 dB est très étroite, et cela n'est pas favorable.

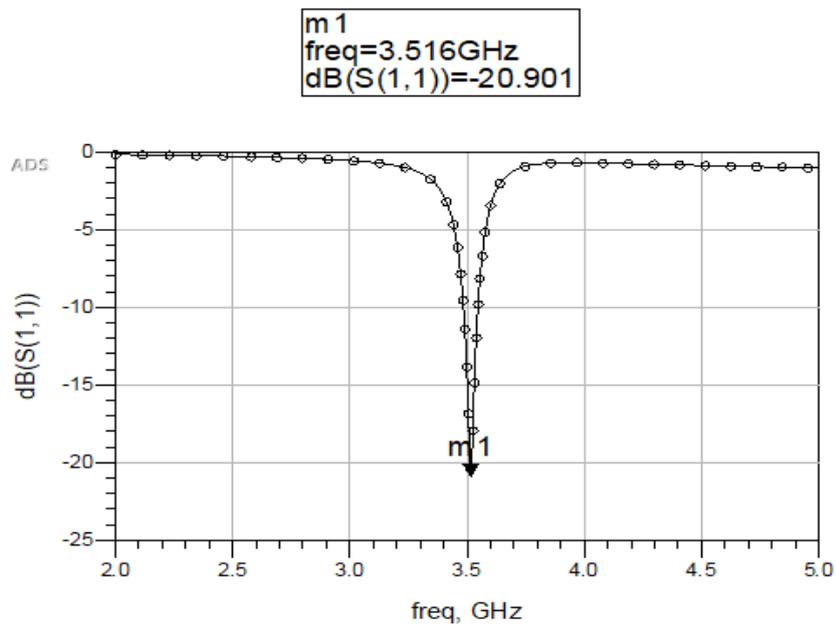


Figure III-3: Paramètres S de l'antenne micro ruban

III.1.2 Antenne alimentée par une ligne à travers une fente

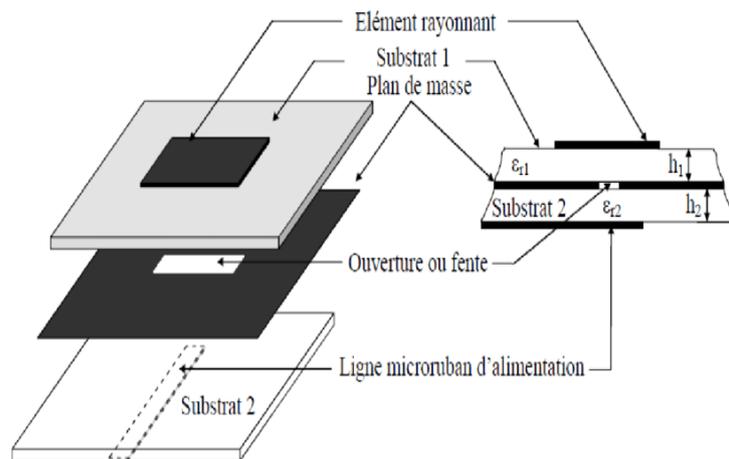


Figure III-4: Antenne alimentée par une ligne à travers une fente

Les paramètres du substrat FR4 sont : une permittivité relative $\epsilon_r=4.6$, un facteur de dissipation $\tan\delta=0.0001$, une épaisseur du diélectrique $h=1.6\text{mm}$ et une épaisseur du conducteur $t=0.035\text{mm}$.

W_0 et L_0 sont les dimensions du patch calculées de façon théorique précédemment.

W_c et L_c sont les dimensions de la croix (figure III.5)

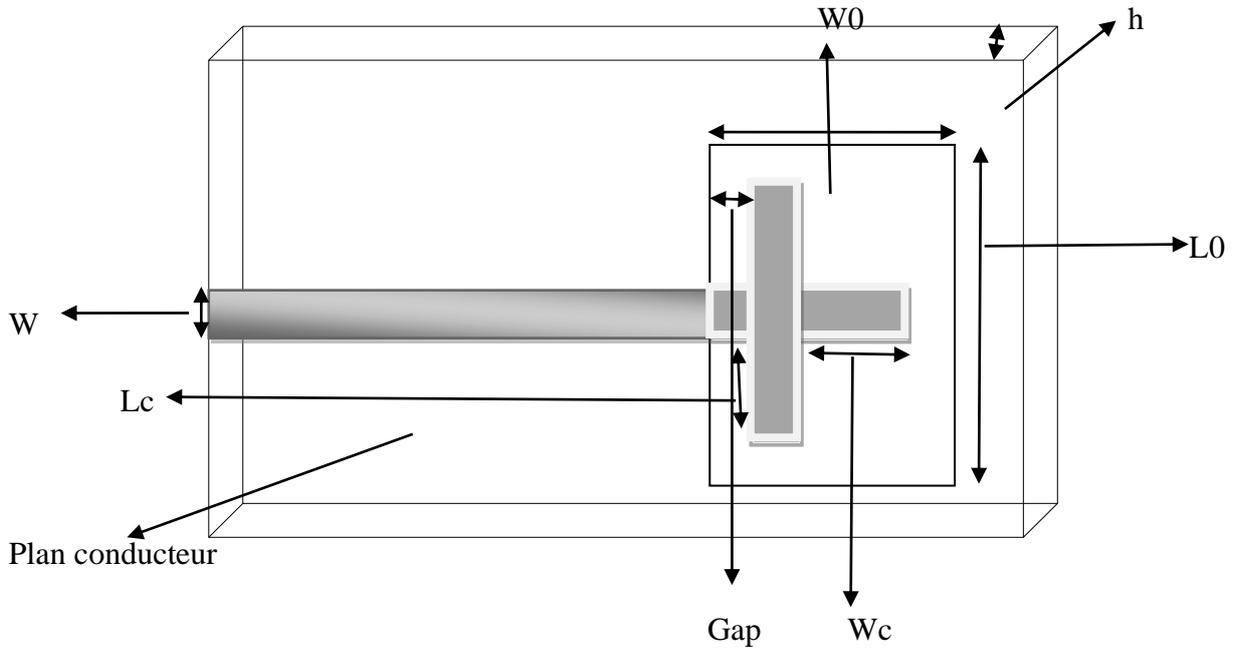


Figure III-5: Dimensions d'antenne alimentée par une ligne à travers une fente

$$\text{Avec } W_c = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r + \frac{1}{2}}} \cdot \frac{1}{f} = 7.73 \text{ mm} \quad (\text{III.9})$$

$$L_c = \lambda/4.1/f = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{1}{f} = 5.57 \text{ mm} \quad (\text{III.10}), \quad \text{Gap} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r + \frac{1}{2}}} \cdot \frac{1}{f^2} = 2.20 \text{ mm} \quad (\text{III.11})$$

W la largeur de la ligne 50(Ohm), avec $W=2.93 \text{ mm}$

La ligne micro ruban qui alimente l'antenne est une ligne 50 Ω. Sa largeur W est calculée par le calculateur du simulateur 'Line cal' du logiciel ADS (Advanced Design System)

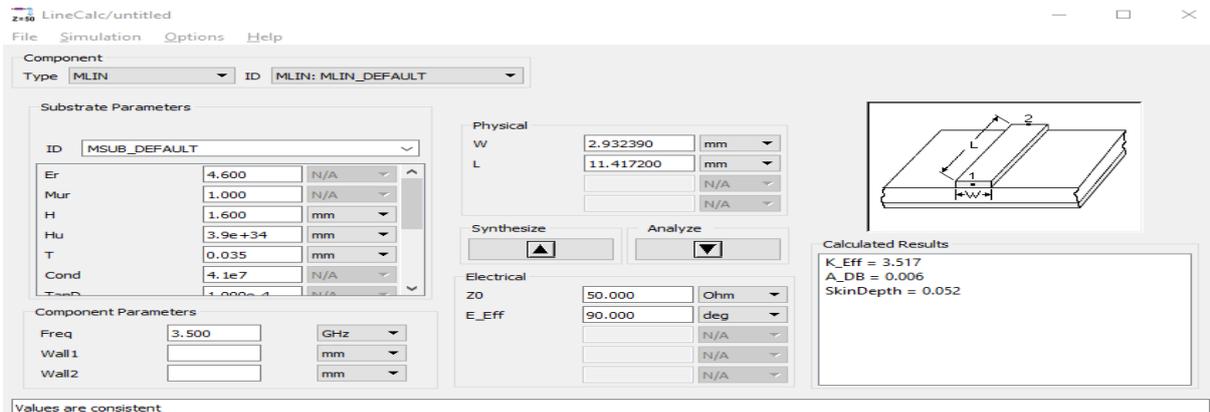


Figure III-6: Calcul de W par Line Calc

La fréquence de résonance et la largeur de la bande dépendent des dimensions de l'ouverture et de la croix. L'outil Momentum du logiciel Advanced Design System (ADS), a été utilisé pour l'optimisation de ces paramètres. Pour résonner la structure à la fréquence désirée, nous avons obtenu les dimensions suivantes :

$$W_0 = 25.6mm, L_0 = 19.5mm, W_c = 7.73mm, L_c = 5.57mm$$

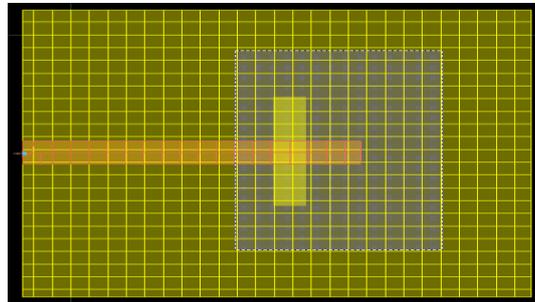


Figure III-0-7: Antenne alimentée par une ligne à travers une fente simulé sous Momentum

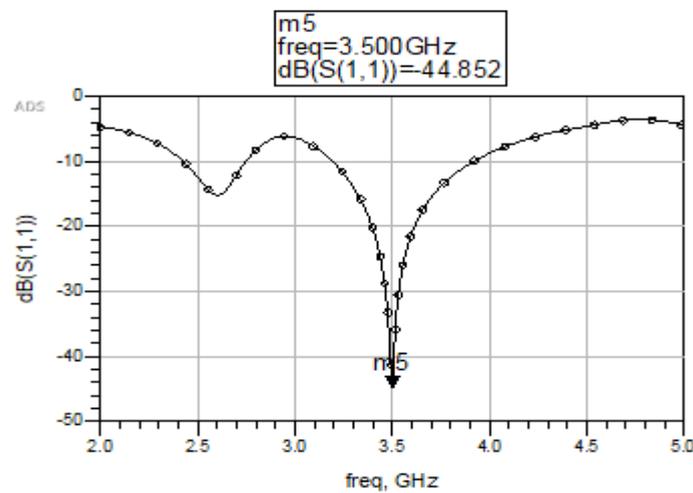
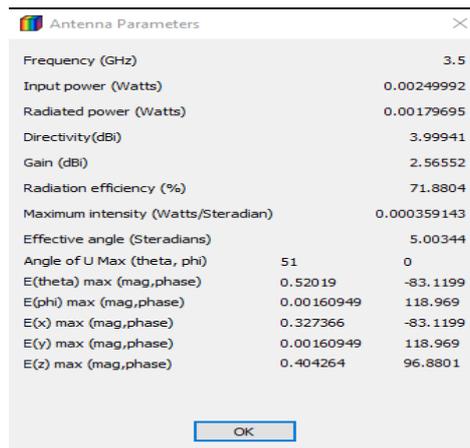


Figure III-8: Paramètres S de l'antenne

La comparaison des résultats obtenus pour l'antenne micro ruban à encoche (figure III-3) et pour l'antenne patch alimentée à travers une fente (figure III-8) montre clairement l'intérêt de choisir l'antenne à ouverture pour notre étude. On voit que la bande de l'antenne à ouverture est 4 fois plus grande que celle de l'antenne micro-ruban, et le gain aussi est plus de 2 fois plus grand que celui de l'antenne micro-ruban. Sur ce, on a choisi de travailler pour réaliser ce projet avec l'antenne alimentée à travers une fente.

Les autres paramètres de l'antenne sont donnés dans la figure suivante :



Antenna Parameters	
Frequency (GHz)	3.5
Input power (Watts)	0.00249992
Radiated power (Watts)	0.00179695
Directivity (dBi)	3.99941
Gain (dBi)	2.56552
Radiation efficiency (%)	71.8804
Maximum intensity (Watts/Steradian)	0.000359143
Effective angle (Steradians)	5.00344
Angle of U Max (theta, phi)	51 0
E(theta) max (mag,phase)	0.52019 -83.1199
E(phi) max (mag,phase)	0.00160949 118.969
E(x) max (mag,phase)	0.327366 -83.1199
E(y) max (mag,phase)	0.00160949 118.969
E(z) max (mag,phase)	0.404264 96.8801

Figure III-9: Caractéristiques de l'antenne

Pour compléter notre étude, nous avons simulé le réseau d'antennes dont chaque élément de ce bloc est une antenne alimentée à travers une fente. Étant donné les contraintes de la conception et la taille importante du réseau, nous avons choisi de limiter le nombre d'éléments à 4. L'espacement inter-éléments est de $\lambda/2$. La figure suivante illustre le masque du réseau étudié.

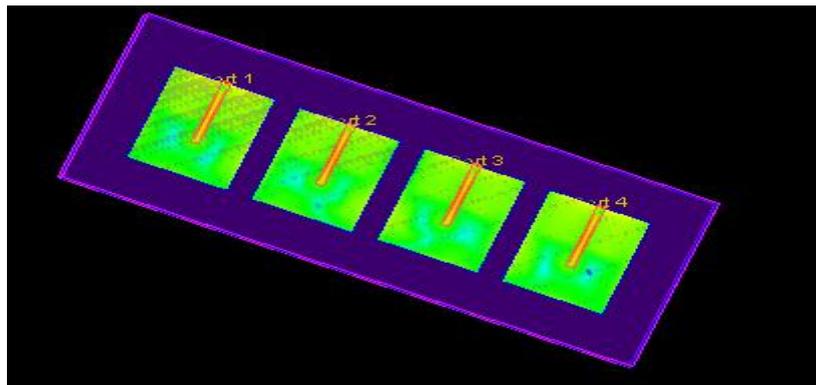


Figure III-10: Masque du réseau

La simulation électromagnétique des paramètres S et de l'impédance d'entrée de l'ensemble des éléments du réseau est présentée respectivement dans les figures suivantes.

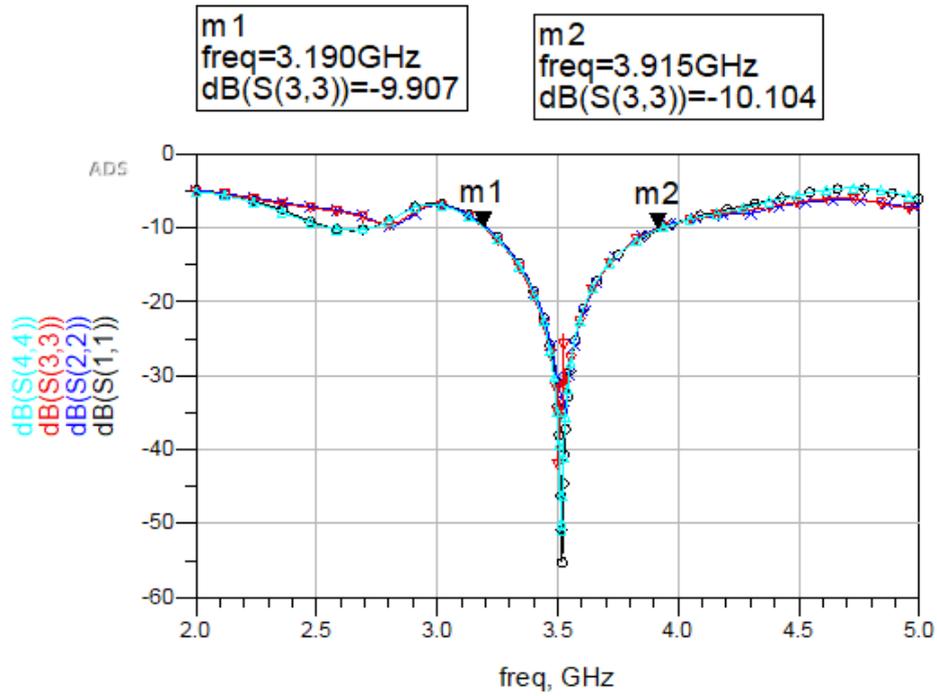


Figure III-11: Paramètres S du réseau

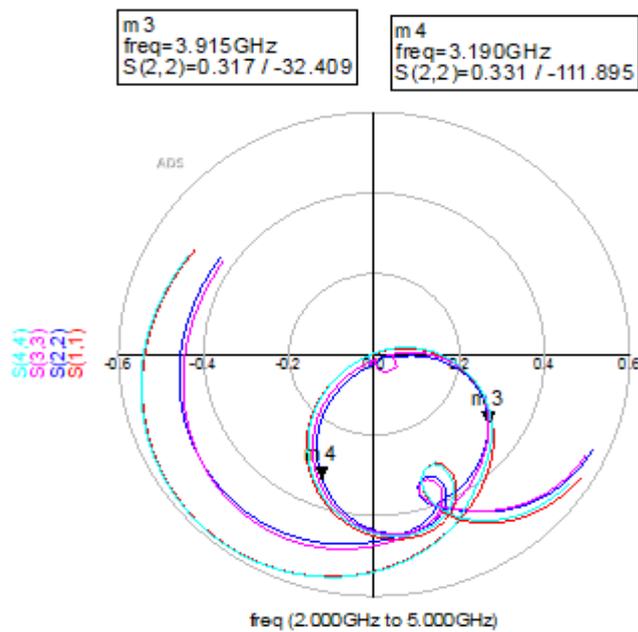
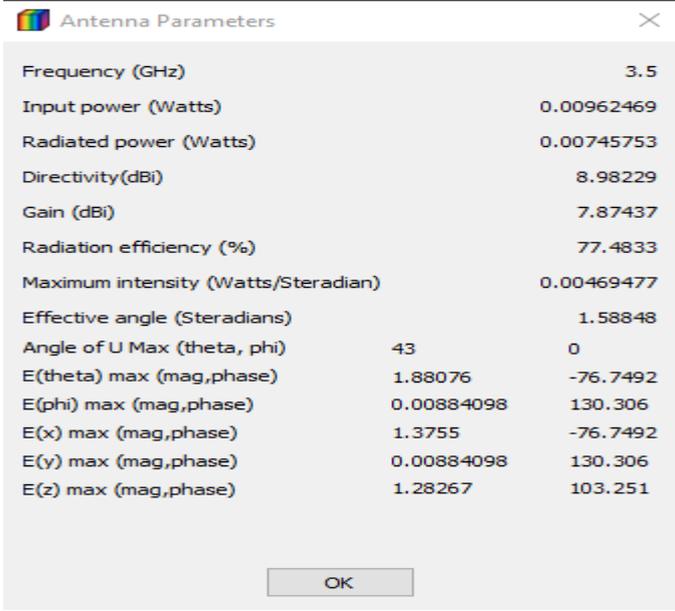


Figure III-12: Simulation de l'impédance d'entrée du réseau

Les autres caractéristiques du réseau sont présentées dans la figure ci-dessus.



Antenna Parameters		
Frequency (GHz)	3.5	
Input power (Watts)	0.00962469	
Radiated power (Watts)	0.00745753	
Directivity(dBi)	8.98229	
Gain (dBi)	7.87437	
Radiation efficiency (%)	77.4833	
Maximum intensity (Watts/Steradian)	0.00469477	
Effective angle (Steradians)	1.58848	
Angle of U Max (theta, phi)	43	0
E(theta) max (mag,phase)	1.88076	-76.7492
E(phi) max (mag,phase)	0.00884098	130.306
E(x) max (mag,phase)	1.3755	-76.7492
E(y) max (mag,phase)	0.00884098	130.306
E(z) max (mag,phase)	1.28267	103.251

Figure III-13: Caractéristiques du réseau

La mesure paramètre S_{11} montre que la largeur de la bande du réseau d'antennes est approximativement 725 MHz.

Rappelons que les signaux appliqués aux entrées du réseau d'antennes ont la même amplitude et n'ont aucun déphasage. Les deux circuits que nous allons concevoir dans les paragraphes suivants vont être placés entre le réseau et les signaux RF et vont modifier les amplitudes et les phases des excitations afin d'optimiser le diagramme de rayonnement total et de l'adapter pour des applications particulières.

III.2 Conception de l'atténuateur des lobes secondaires

Nous avons vu au chapitre II que Les conditions d'obtention d'un gain maximum et d'un minimum de lobes secondaires sont étroitement liées aux amplitudes A_i des courants alimentant les différentes sources.

La méthode de Dolph Tcheychev permet de trouver la répartition d'amplitude des courants d'alimentation des sources qui pour un gain donné donne le niveau de lobe secondaire recherché. Nous allons l'utiliser pour concevoir l'atténuateur des lobes latéraux.

III.2.1 Application de l'algorithme de Dolph-Tchebyscheff

Nous rappelons que le réseau d'antennes que nous étudions comporte quatre éléments équidistants et nous désirons que le niveau des lobes secondaires soit de 20 dB inférieur au lobe principal. Nous avons montré en appliquant la méthode de Tchebychev que la répartition d'amplitude des courants d'alimentation est : [0.578 1 1 0.578]

Le champ total ainsi créé s'écrit : $E_t = 2E_0 \left[\cos\left(\frac{\psi}{2}\right) + 0,578 \cos\left(3\frac{\psi}{2}\right) \right]$

avec $\psi = -\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha$

Les résultats obtenus par la méthode de Dolph Tchebychev sont comparés à ceux obtenus avec une répartition uniforme d'amplitude (figure III.14 et III.15) pour N=4 sources espacées de $d = 0,5 \lambda$ et avec un gradient de phase $\varphi = -45^\circ$ conduisant à un lobe principal selon un angle de $14,5^\circ$. Nous remarquons qu'avec la synthèse de Tchebychev le niveau des lobes secondaires est maintenu à une valeur inférieure ou égale à -20 dB (dans ce cas) par rapport au lobe principal.

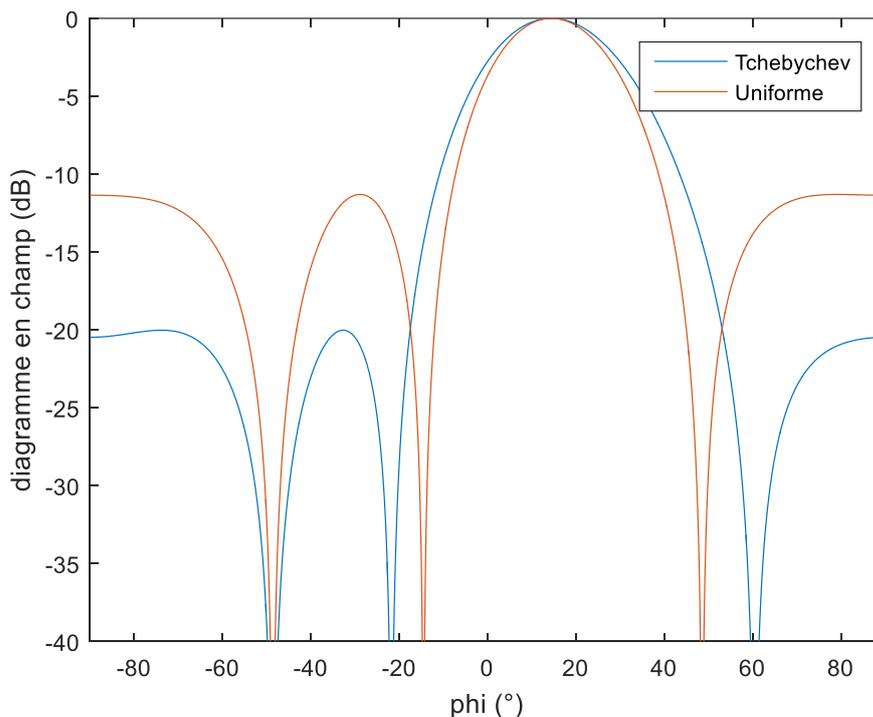


Figure III-14: Comparaison des résultats obtenus par la méthode de Dolph avec ceux obtenus avec une répartition uniforme d'amplitude

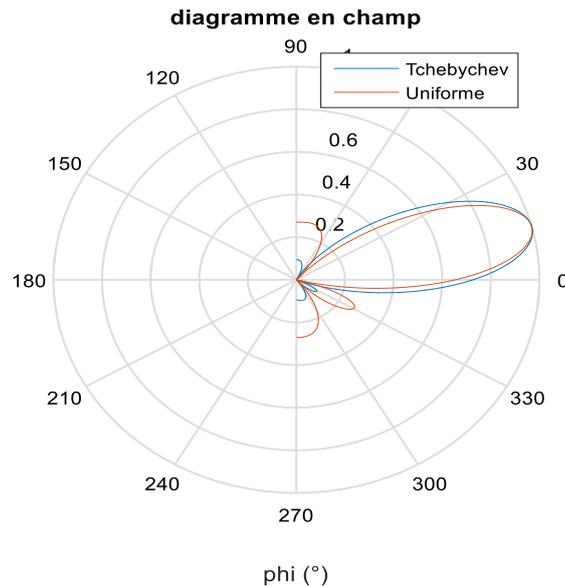


Figure III-15: Comparaison des résultats obtenus par la méthode de Dolph Tchebychev sont comparés à ceux obtenus avec une répartition uniforme d'amplitude.

Donc, le circuit d'atténuation peut être réalisé en ajoutant en série deux atténuateurs de $Att = 20 \log(0,578) = -4.76\text{dB}$ entre le réseau d'antennes et le circuit de déphasage.

III.2.2 Conceptions des atténuateurs

Il existe plusieurs techniques pour concevoir un atténuateur fixe comme par exemple l'atténuateur en T. il est conçu par trois résistances connectées en forme de T comme le montre la (figure III-16). Un signal d'amplitude A_1 et de phase ϕ_1 est appliqué à l'entrée. L'amplitude du signal de sortie A_2 est donnée par $A_2 = A_1 - Att(\text{dB})$.

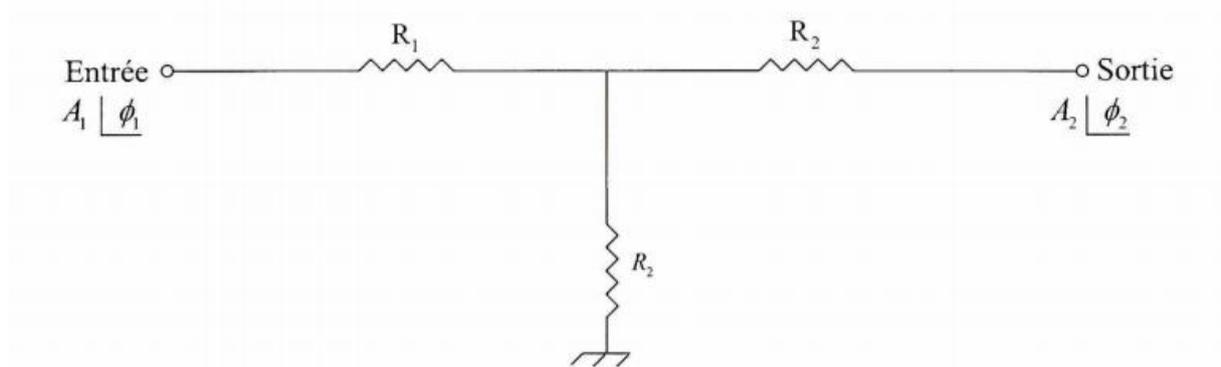


Figure III-16: Atténuateur en T

Les valeurs des résistances R_1 et R_2 sont en fonction de l'atténuation Att désirée et de l'impédance d'entrée/sortie Z_0 . Elles sont données par :

$$R_1 = Z_0 \frac{10^{\frac{Att}{20}} - 1}{\frac{Att}{20} + 1} \text{ Et } R_2 = 2Z_0 \frac{10^{\frac{Att}{20}} - 1}{\frac{Att}{20} + 1} \quad (\text{III.12})$$

Le tableau III.1 présente quelques exemples de calcul de résistances pour une impédance $Z_0=50\Omega$ et pour une atténuation de 2.38 dB.

Distribution	Atténuation	R1(Ohms)	R2(Ohms)
Tchebychev (20 dB)	Att=4.76 dB	13	88

Table III.1 : Exemple de calcul de résistance

Le tableau ci-dessus illustre le masque obtenu par la simulation du circuit à l'aide de l'outil ADS pour un atténuateur de 4.76 dB.

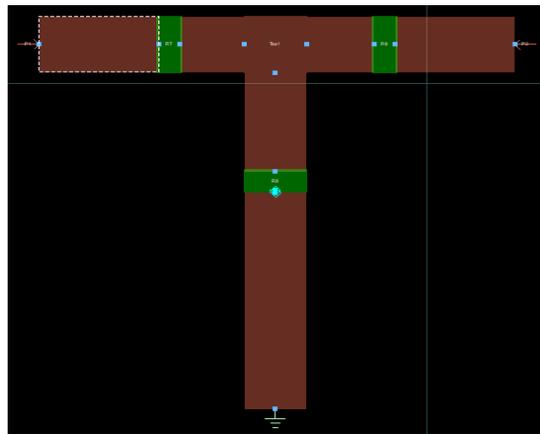


Figure III-17: Masque d'atténuateur en T

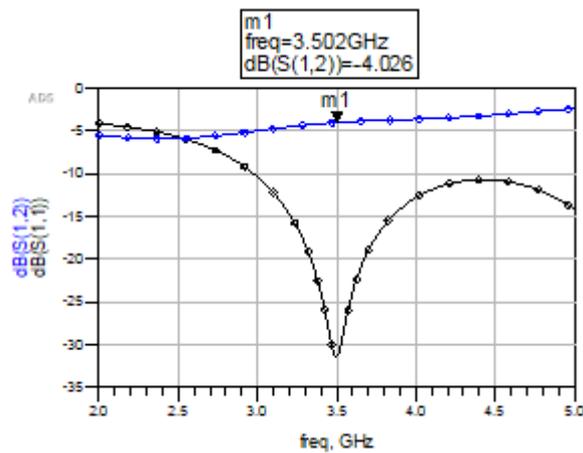


Figure III-18: Les paramètres S d'atténuateur

La figure ci-dessus présente les résultats de simulation du circuit des paramètres S (1,1) et S (1,2).

III.3 Conception de la matrice de Butler

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre II, Une matrice de Butler $N \times N$ possède N entrées (ports) et N sorties connectées à un réseau d'antennes. C'est un réseau de déphasage passif constitué dans la plupart des cas par des coupleurs hybrides et des déphaseurs fixes. L'interconnexion entre ces circuits permet d'obtenir le déphasage nécessaire pour avoir N lobes orthogonaux. Le nombre d'entrées N doit être toujours une puissance de 2. Une matrice $N \times N$ est réalisable par $N/2 * \text{Log}_2(N)$ coupleurs et $N/2 * \text{Log}_2(N-1)$ déphaseurs fixes [43].

La figure IV-23 illustre le cas d'une matrice de Butler 4×4 ; elle utilise 4 coupleurs hybrides et 2 déphaseurs. Par la suite, nous abordons la conception de chacun de ces circuits séparément.

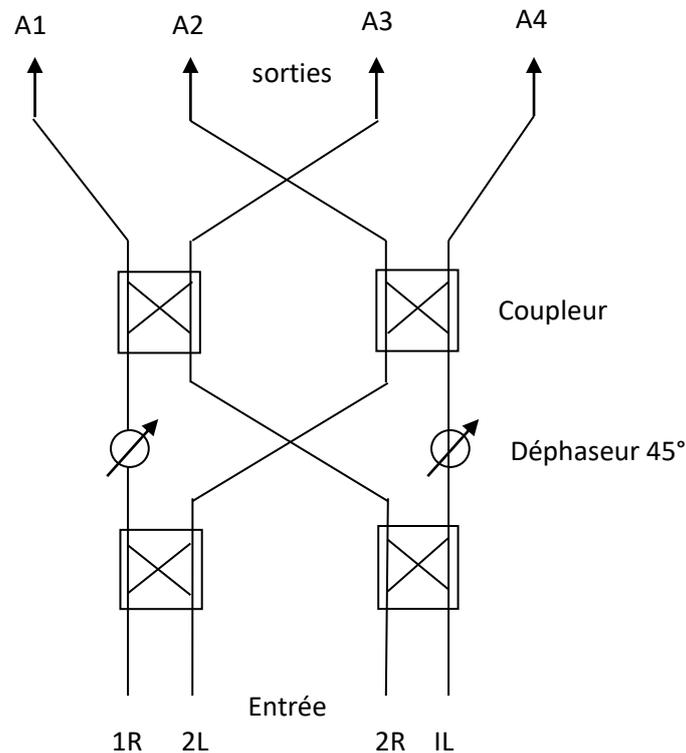


Figure III-19: Matrice Butler 4×4

Le coupleur est en général un coupleur hybride 90° (-3dB) ; son schéma symbolique est donné à la figure III-20.

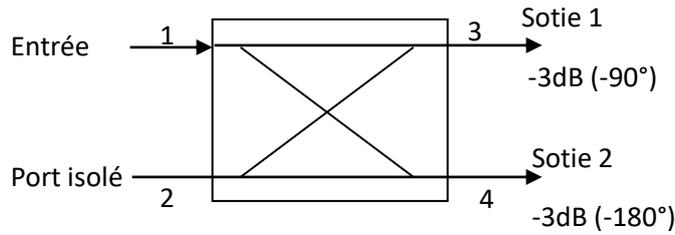


Figure III-20: Coupleur hybride 90° (-3dB)

Sa matrice [S] est donnée par [43] :

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Les déphaseurs sont réalisés par des lignes de transmission.

Un signal RF appliqué à l'une des entrées (1R, 2L, 1L ou 2R) de la matrice produira en sortie 4 excitations de même amplitude avec un déphasage progressif constant. Le tableau suivant donne les déphasages obtenus.

Entrée	Sorties				
	A1	A2	A3	A4	Déphasage progressif
1R	-225°	-270°	-315°	-360°	-45°
2L	-315°	-180°	-405°	-270°	135°
2R	-270	-405	-180°	-315°	-135°
1L	-360	-315	-270	-225	45°

Table III.2 : Déphasages produits en sortie de la matrice 4x4 pour des signaux appliqués aux différentes entrées.

Les déphasages progressifs nécessaires sont mentionnés.

Dans les cas d'un réseau d'antennes isotropes à 4 éléments équidistants de $d=\lambda/2$, la matrice de Butler de la figure III-19 donnerait le diagramme de rayonnement illustré dans la figure III.21 avec 4 lobes orthogonaux dans la direction :

14,47° si le signal est appliqué à l'entrée 1L, (L pour Left : déviation à gauche)

48,59° si le signal est appliqué à l'entrée 2L,

-14,47 si le signal est appliqué à l'entrée 1R, (R pour Right : déviation à droite)

-48,59 si le signal est appliqué à l'entrée 2R.

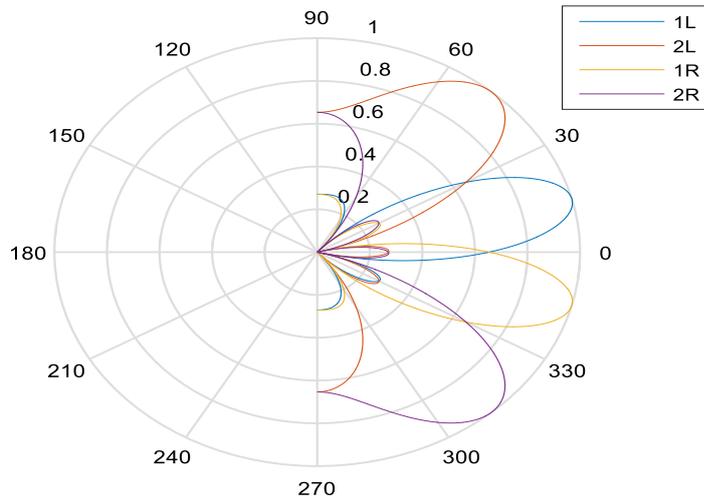


Figure III-21: Les 4 lobes orthogonaux du réseau d'antennes à 4 éléments isotropes.

III.3.1 Le coupleur hybride

Un coupleur hybride de 90° permet de diviser un signal en deux signaux de même puissance et en quadrature de phase. Un exemple de ce type de coupleur est le coupleur ‘branchie’ présenté dans la figure suivante.

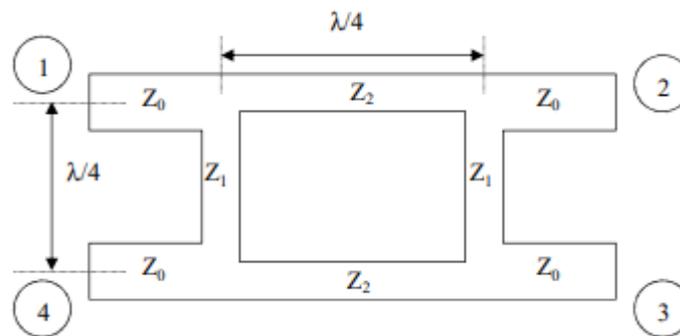


Figure III-22: Coupleur hybride 90°

Un coupleur hybride idéal divise un signal $S_1 = Ae^{j\varphi}$ d'amplitude A et de phase φ appliqué au port 1 en deux signaux $S_2 = \frac{A}{2}e^{j(\varphi-90^\circ)}$ au port 3 et $S_3 = \frac{A}{2}e^{j(\varphi-180^\circ)}$ au port 2, tandis que le port 4 reste isolé.

Nous avons utilisé l'outil ADS pour concevoir ce circuit, la figure III-23 montre le masque de circuit simulé de l'hydrure :

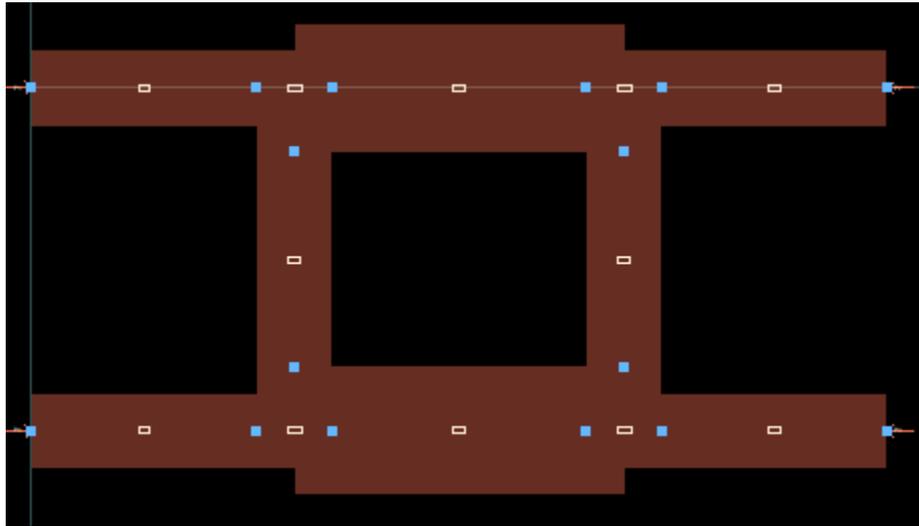


Figure III-23: Masque du coupleur

Et les résultats de simulation sont montrés dans la figure ci-dessous.

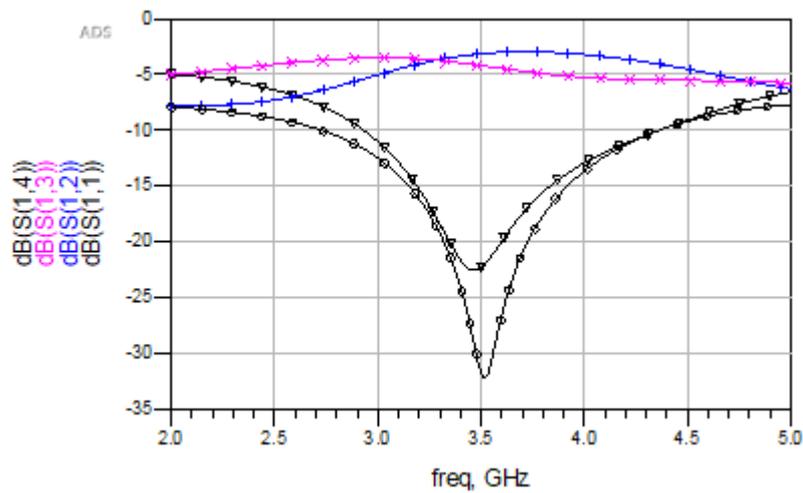


Figure III-24: Paramètres S du coupleur

On remarque que la largeur de bande de ce coupleur est relativement étroite. Pour augmenter la largeur de la bande de ce type de coupleur, nous utiliseront un autre type de coupleur dont la forme est présentée dans la figure suivante.

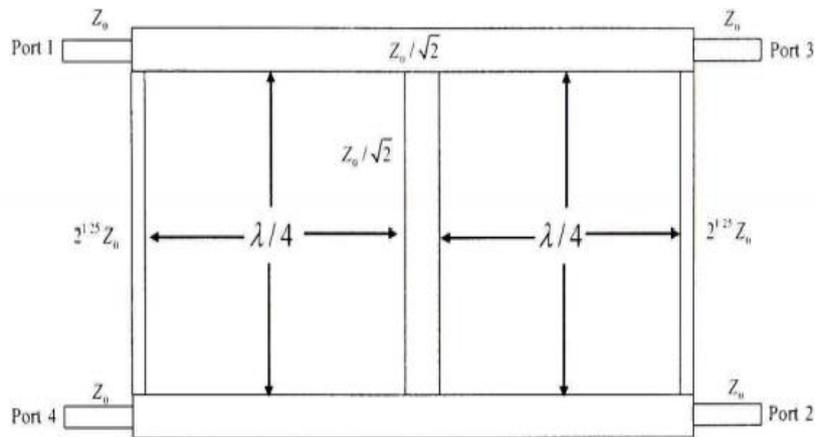


Figure III-25: Coupleur large bande

L'outil ADS est utilisé pour concevoir ce circuit, la figure ci-dessous montre le masque du circuit simulé de l'hybride large bande.

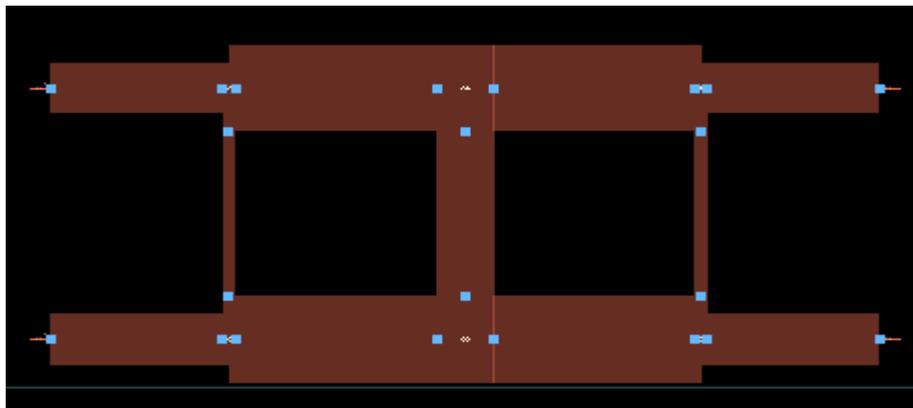


Figure III-26: Masque du coupleur large bande

Comme montre la figure ci-dessus, ce coupleur a une taille physique très grande que celle de l'hybride standard. Cependant, il offre une bande plus large comme le démontrent les résultats de simulation :

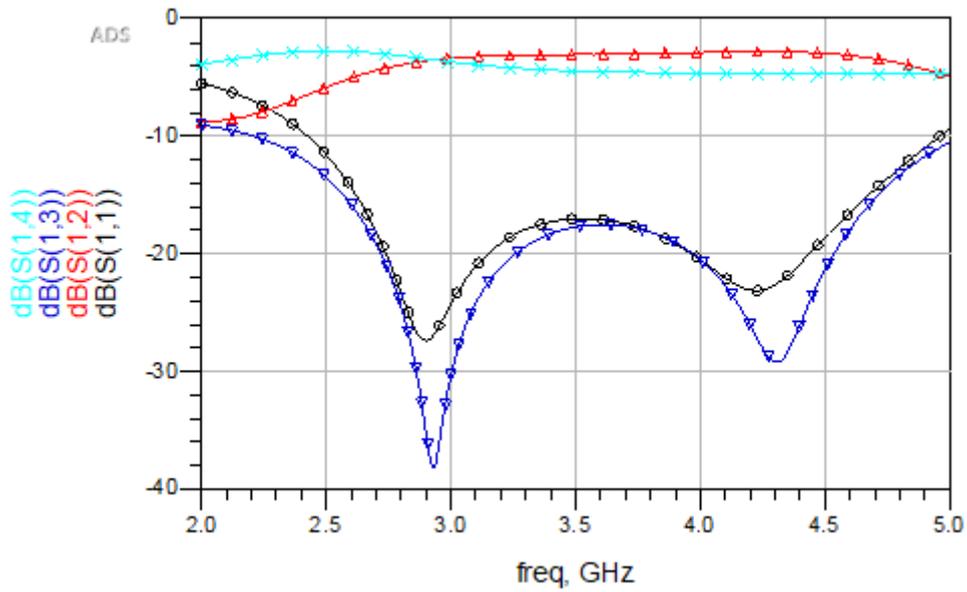


Figure III-27: Paramètres S du coupleur large bande

La figure suivante présente la comparaison entre les paramètres S de ces deux types de coupleurs et illustre le gain en largeur de bande réalisé.

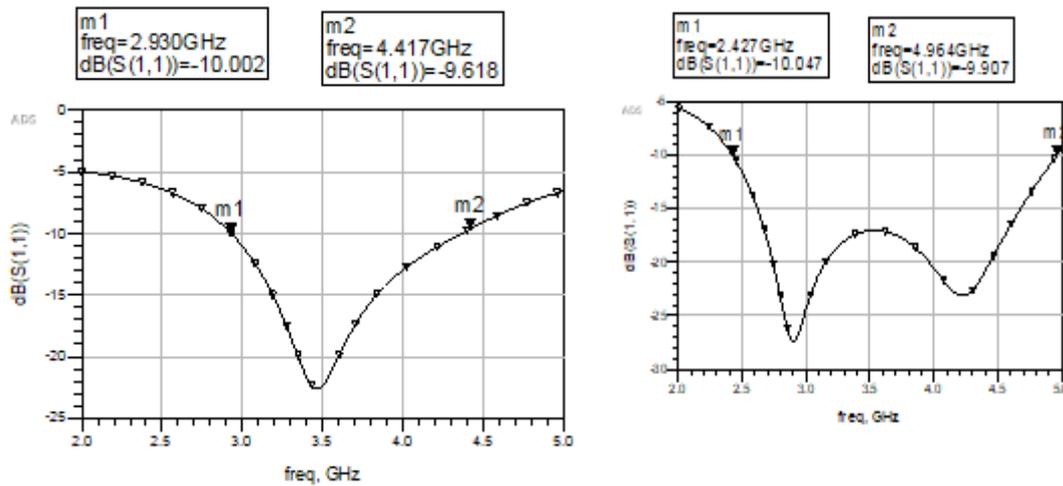


Figure III-28: Comparaison des paramètres S de deux coupleurs

Pour un niveau de $S(1,1)$ inférieur à -10 dB, la largeur de bande du coupleur standard est d'environ 1.487 GHz alors que celle du coupleur large bande est à l'ordre de 2.537 GHz. Nous allons opter pour le coupleur large bande pour la conception de matrice de Butler large bande pour le réseau d'antennes.

III.3.2 'Crossover'

Le "crossover" est un circuit à quatre ports qui permet d'isoler les chemins de deux signaux RF qui se croisent. Nous pouvons réaliser ce type de circuit en cascade de deux coupleurs hybrides. La figure suivante présente le masque du circuit "crossover" standard que nous avons réalisé par deux coupleurs hybrides standards.

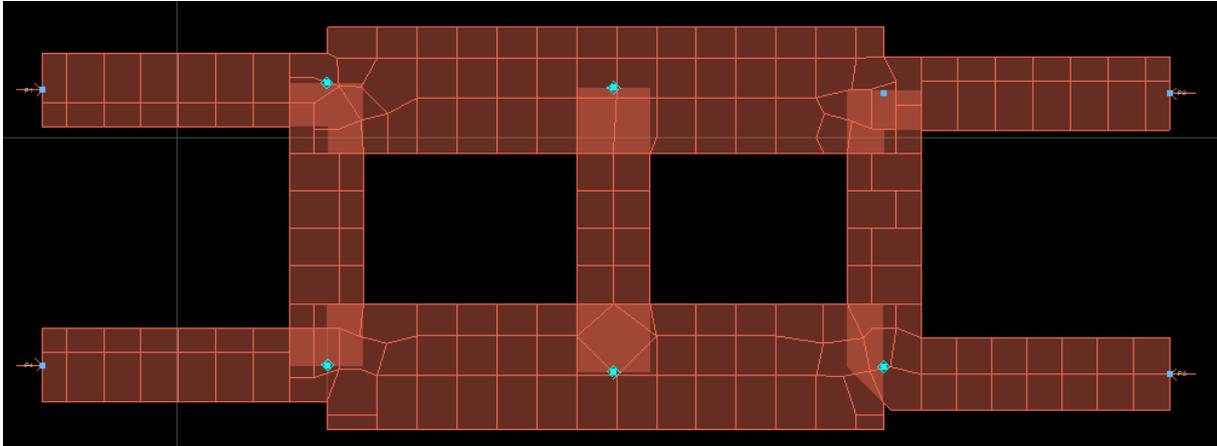


Figure III-29: Masque du Crossover

Les résultats de simulation de circuit des paramètres S du "crossover" standard sont donnés dans la figure suivante.

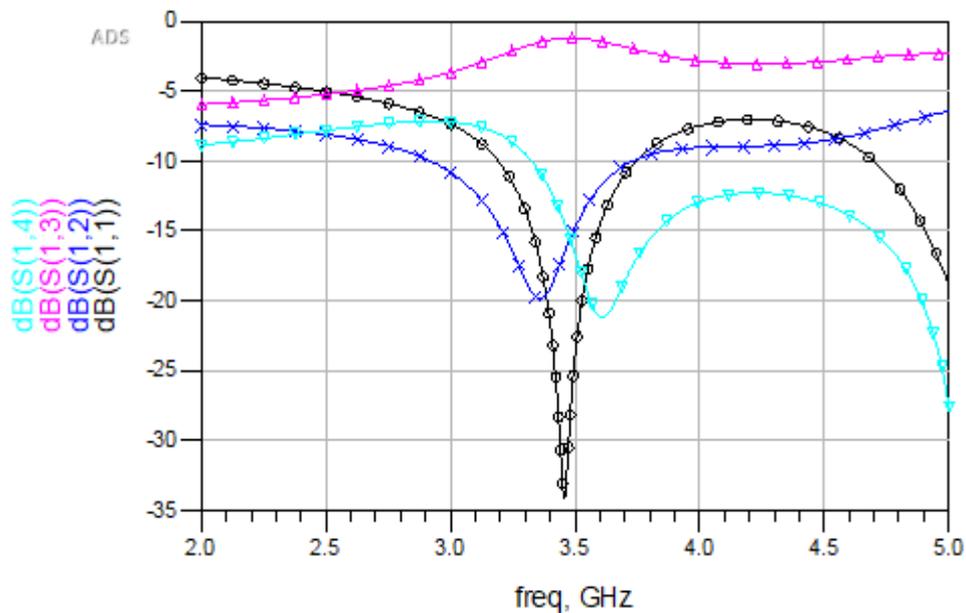


Figure III-30: Paramètres S du crossover

Comme dans le cas du coupleur hybride, pour augmenter la largeur de la bande en inspirant de la technique appliquée au deux coupleurs hybride standard, le "crossover" large bande

peut être conçu en cascade de deux coupleurs hybrides large bande, le masque du circuit réalisé est illustré dans la figure suivante.

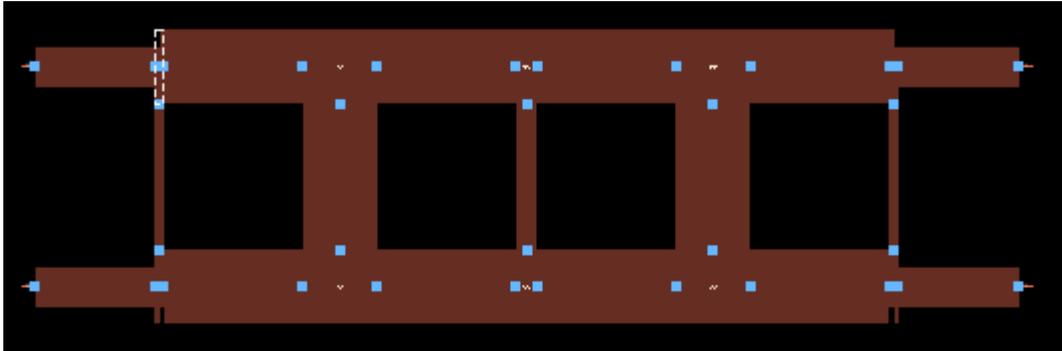


Figure III-31: Masque du crossover large bande

Les résultats de simulation du circuit des paramètres S sont donnés dans la figure suivante.

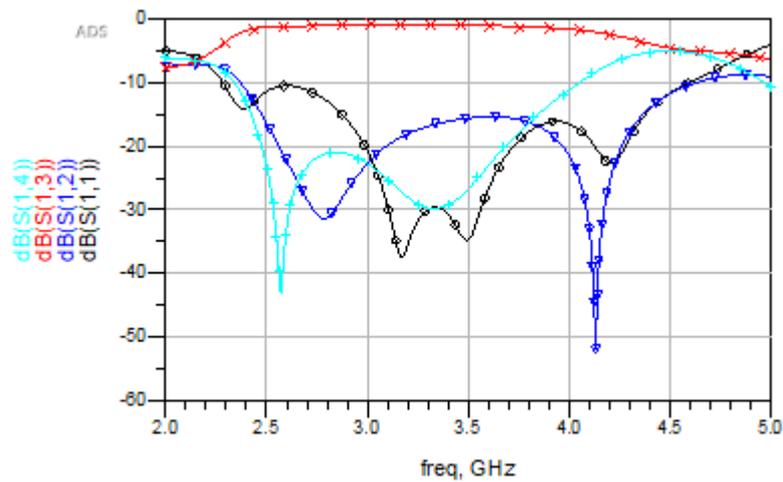


Figure III-32: Paramètres S du crossover large bande

On peut remarquer et comparer la largeur des bandes de “crossover” standard et large bande dans la figure suivante.

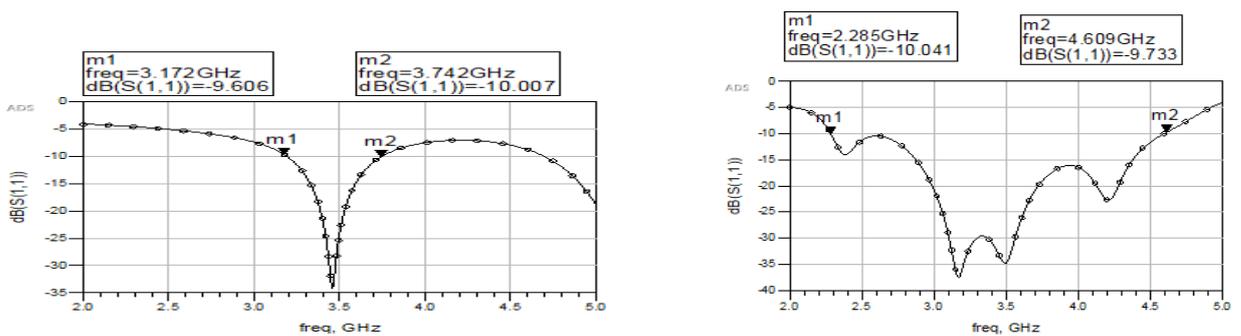


Figure III-33: Comparaison des paramètres S de deux crossovers

La largeur de bande de ‘‘crossover’’ standard est de 570 MHz alors que celle de ‘‘crossover’’ large bande est de 2.324 GHz comme illustre dans la figure ci-dessus. Nous avons remarqué qu’en utilisant des coupleurs large bande, nous obtenons des ‘‘crossovers’’ large bande. Le circuit de déphasage sera donc conçu en utilisant ce type de ‘‘crossover’’.

III.3.3 Déphaseur

Pour introduire un déphaseur fixe et progressif, on utilise simplement une ligne de transmission avec des longueurs et largeurs bien déterminées. La figure ci-dessous montre la ligne qu’on a utilisée comme déphaseur.

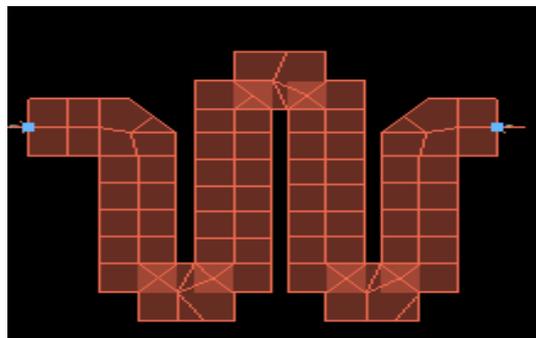


Figure III-34: Masque du déphaseur 45°

Et la figure ci-dessous montre les résultats de simulation de cette ligne de transmission.

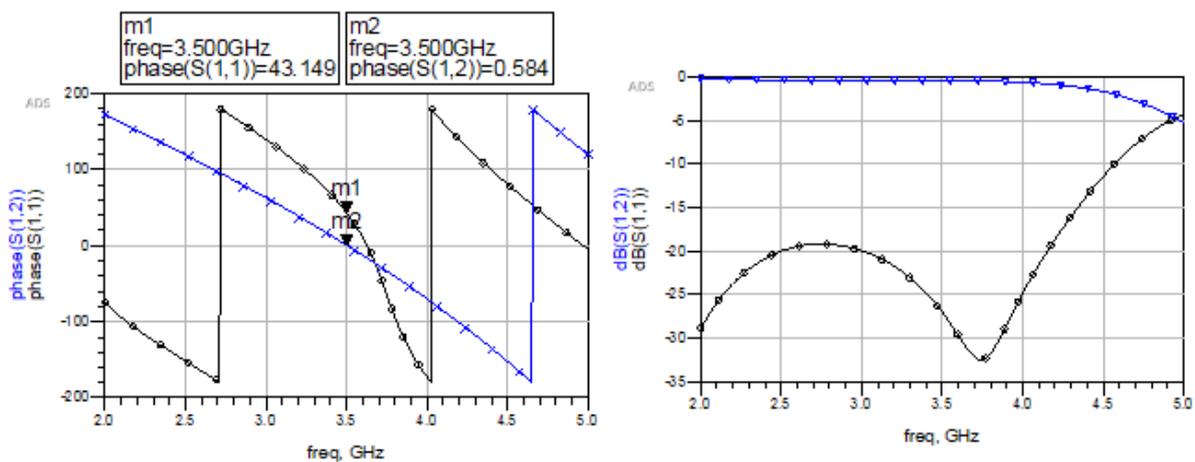


Figure III-35: Résultat du déphaseur 45°

III.4 Conception de la matrice

Tel que mentionné, la matrice de Butler de l'antenne intelligente à quatre faisceaux commutables est réalisable par quatre coupleurs, deux "crossovers" et deux déphaseurs comme le montre la figure ci-dessous. Ayant complété la conception de différents éléments, nous nous penchons sur leur intégration pour former la matrice de Butler désirée. Pour ce faire, il faut porter une attention particulière à l'interconnexion entre les éléments du circuit de déphasage qui est extrêmement importante pour sa performance. Il faut prendre en considération que les lignes de transmissions d'interconnexion provoquent un déphasage supplémentaire qu'il faudra compenser.

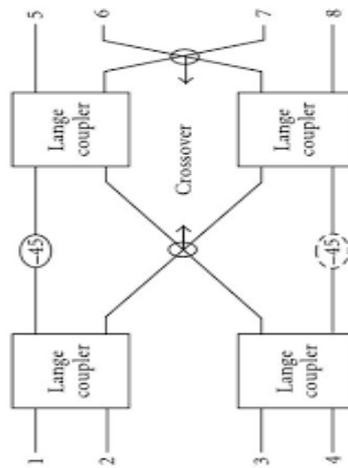


Figure III-36: Matrice de Butler 4*4

Les quatre coupleurs ont été interconnectés par deux "crossovers" et deux lignes de transmission et le circuit de Butler a été intégré avec le réseau d'antenne comme illustré sur le masque de la figure ci-dessous. Nous avons essayé d'optimiser les longueurs des lignes d'interconnexion de façon à garder le déphasage progressif constant. Le signal appliqué à chaque port du circuit de la figure ci-dessous atteint les quatre éléments rayonnants avec le même déphasage progressif.

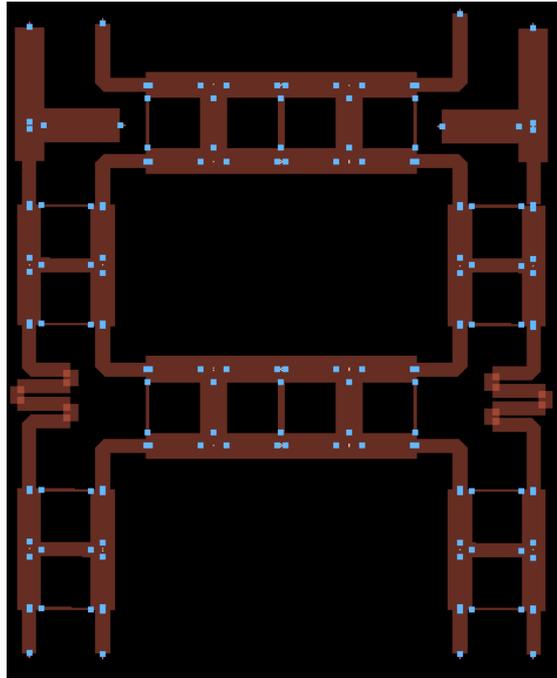


Figure III-37: Masque de matrice de Butler

La simulation du circuit a été réalisée par l'outil ADS. La mesure de l'adaptation de la matrice de Butler est donnée par les paramètres S (i, i) de chaque port du circuit qui sont illustrées dans les figures suivantes.

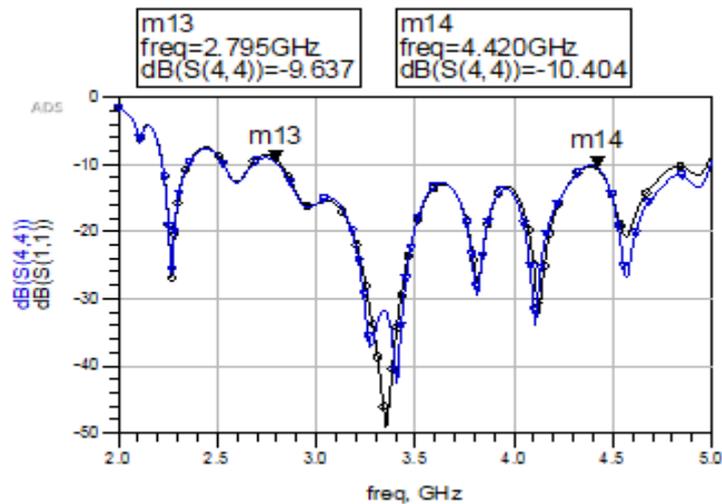


Figure III-38: Paramètres S (1,1) et S (4,4) de la matrice

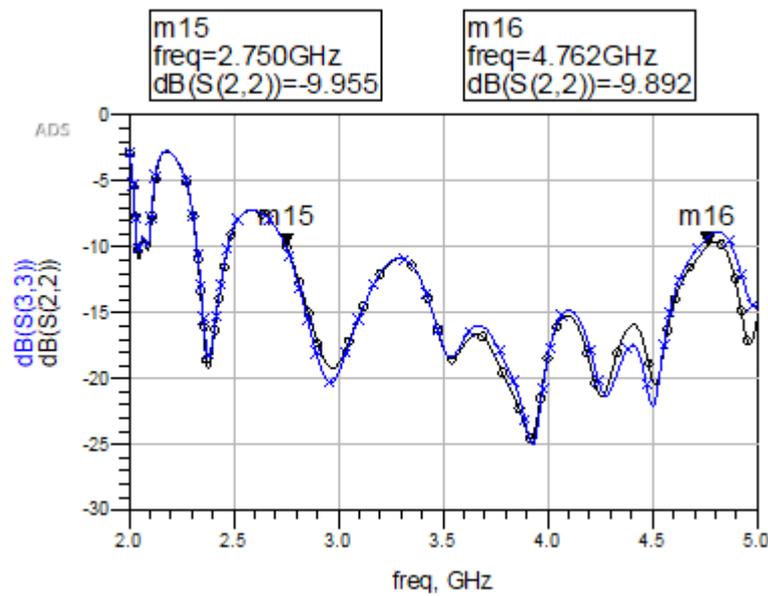


Figure III-39: Paramètres S aux ports 2 et 3 de la matrice

Dans la figure ci-dessus, nous remarquons clairement tous les ports d'entrée de la matrice sont adaptés, car tous fonctionnent à mieux que 10 dB sur toute la bande de 2.79 GHz-4.42GHz soit une largeur de bande de 1.63 GHz. la figure suivante illustre l'effet des atténuateurs introduites à la sortie S (5,5) et S (8,8) de la matrice de Butler.

Le paramètre critique du circuit est la phase progressive entre les éléments de sortie de la matrice.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dimensionné les différents blocs entrant dans la composition d'un système d'antennes à commutation de faisceau. Leur simulation a été effectuée à l'aide du logiciel ADS. Les résultats obtenus sont conformes aux études théoriques présentées dans le chapitre 1 et 2.

Nous avons commencé par simuler le premier bloc, qui est celui des antennes. L'antenne micro ruban à fente a été choisie pour en réaliser notre réseau d'antennes, car elle a une large bande passante et un fort gain. Nous avons simulé ensuite le bloc des atténuateurs des lobes

latéraux. L'atténuation désirée est obtenue en insérant des gaps dans une structure micro ruban en forme de T. Enfin en dernier nous avons simulé la matrice de Butler 4*4 qui sera intégrée dans le réseau d'antennes.

Tous les composants sont simulés indépendamment et intégrés sur le même substrat.

Conclusion générale

Dans ce mémoire de fin du cycle master, nous abordons les systèmes à réseau d'antennes intelligentes. Ces systèmes représentent une solution pour les systèmes de communication sans fil qui, aujourd'hui sont limités par leur bande passante et présentent un problème majeur de latence. Ils permettent ainsi de répondre à la demande croissante des utilisateurs et surtout au trafic des données volumineuses.

Après un exposé sur les caractéristiques générales des antennes, les réseaux d'antennes et leurs applications dans systèmes de communication sans fil sont présentés. L'accent est porté sur les réseaux linéaires de sources équidistantes de même amplitude et à phase progressive et leur optimisation en réduisant le niveau de leurs lobes secondaires en utilisant la méthode de Dolph Tchebychev. Nous avons présenté ensuite le principe des systèmes à formation de faisceau. Les systèmes d'antennes adaptatives représentent le système le plus avancé des systèmes d'antennes intelligentes. L'antenne adaptative adapte son diagramme de rayonnement en fonction de la position des utilisateurs et des signaux parasites ou des signaux brouilleurs afin d'optimiser la liaison. Cette nouvelle technologie est utilisée dans la cinquième génération des systèmes de communication mobile, la 5G. Nous avons présenté les techniques de formation de voies les plus utilisées dans ce domaine. Pour le "beamforming" analogique à faisceau commutable, la technique basée sur la matrice de Butler a été présentée. Même si ce type "beamforming" présente moins de précision et de degré de liberté par rapport au "beamforming" numérique, il demeure bien adapté à plusieurs standards de communication sans fil.

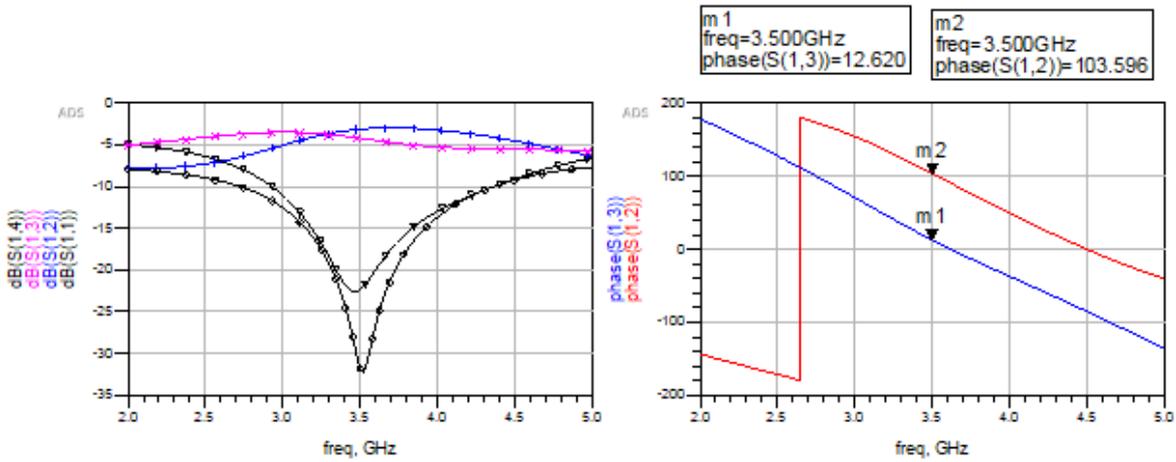
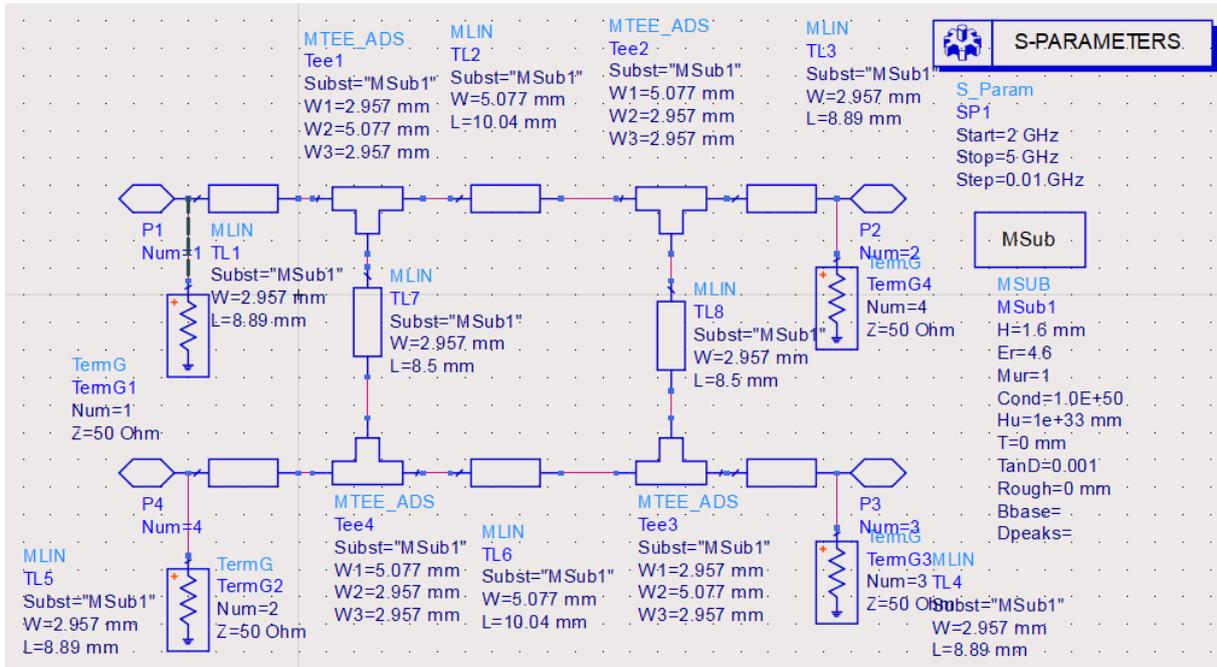
L'essentiel du travail a porté sur la conception d'une antenne intelligente à commutation de faisceau. Nous avons dimensionné les différents blocs entrant dans la composition du système.

Nous avons commencé par simuler le premier bloc, qui est celui des antennes. L'antenne micro ruban a été choisie comme antenne élémentaire de ce réseau à cause de sa facilité d'intégration et son moindre cout. Deux types sont étudiés et comparés : l'antenne micro ruban à encoche et l'antenne micro ruban alimentée à travers une fente pratiquée dans le plan de masse. Le simulateur électromagnétique Momentum d'ADS, a été utilisé pour simuler les éléments d'antennes intelligentes. Les résultats obtenus correspondent aux résultats attendus.

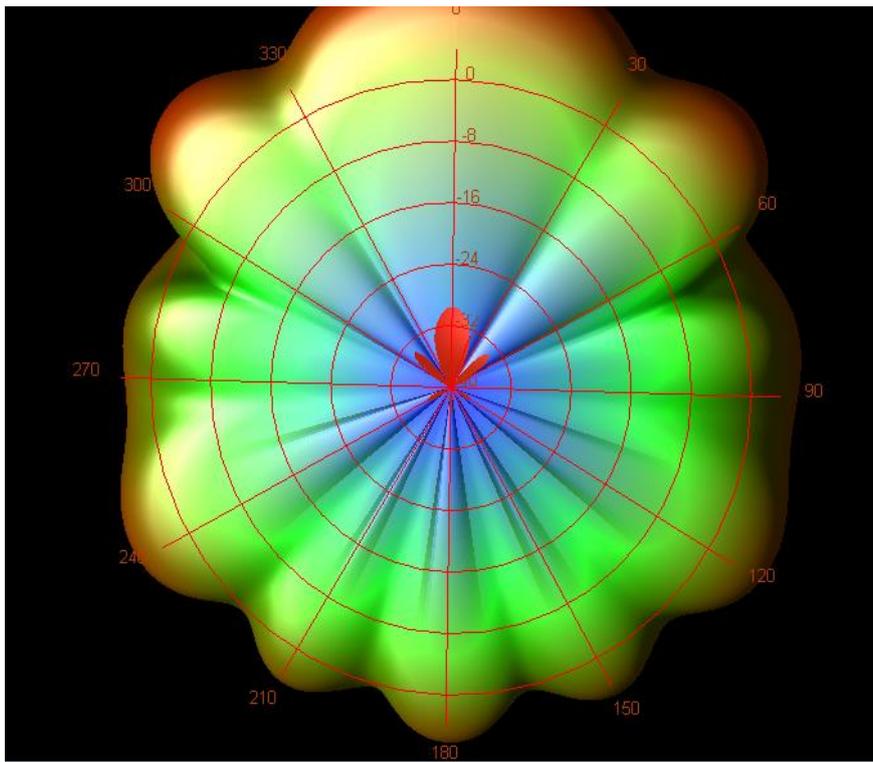
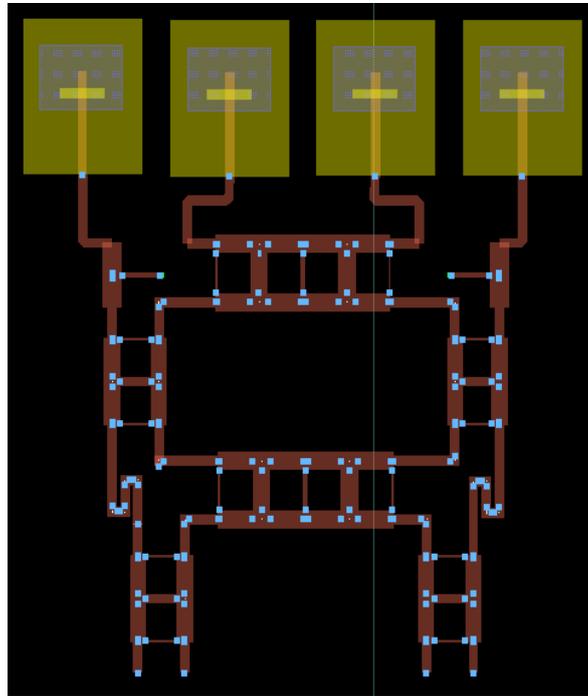
L'antenne à fente a été préférée pour réaliser notre réseau d'antennes, car elle a une bande passante plus large et un meilleur gain. Nous avons simulé ensuite le bloc des atténuateurs des lobes latéraux synthétisé par la méthode de Dolph Tchebychev. L'atténuation désirée est obtenue en insérant des gaps dans une structure micro ruban en forme de T. Enfin en dernier nous avons simulé la matrice de Butler 4*4 après avoir dimensionné tous ses composants : coupleur 3 dB, croisement et déphaseurs. Les résultats obtenus sont conformes aux études théoriques présentées.

Tous les composants sont simulés indépendamment et intégrés sur le même substrat.

ANNEXE I COUPLEUR



ANNEXE II : les patrons de rayonnements



À la fréquence centrale on a le patron de rayonnement pointé vers la direction de (0°).



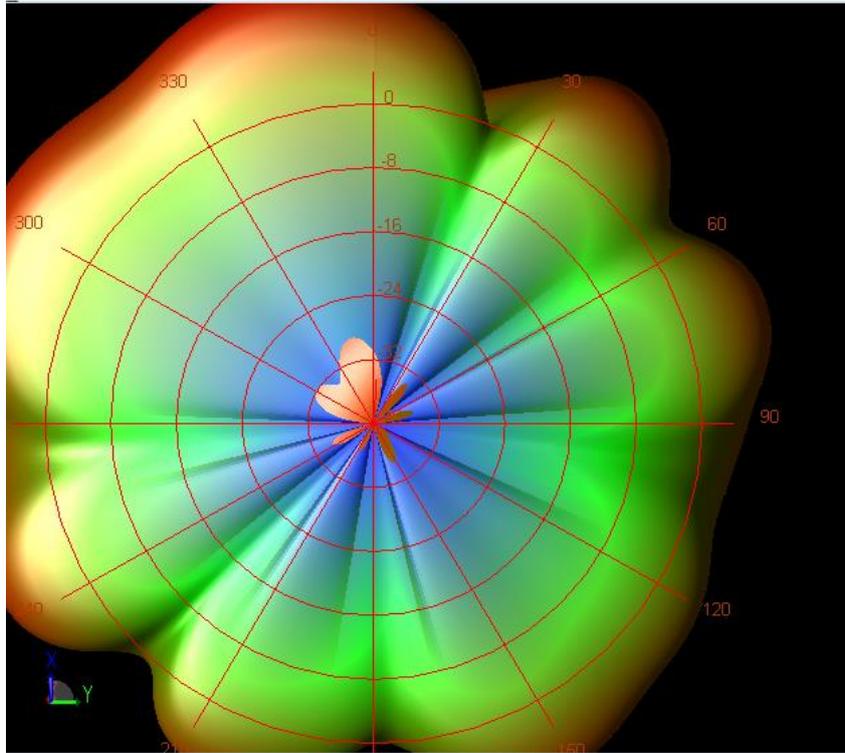


Diagramme de rayonnement au port 1

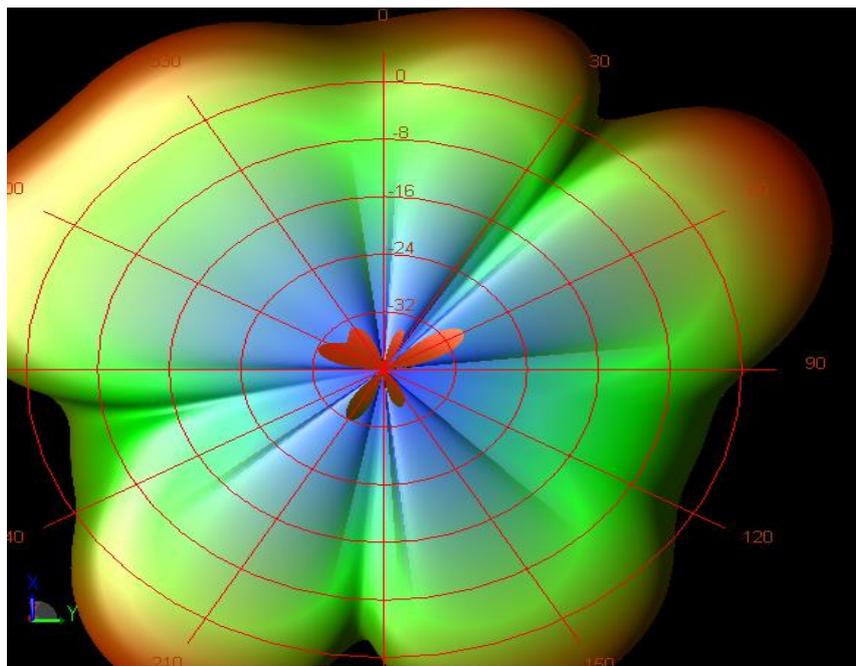


Diagramme de rayonnement au port 2



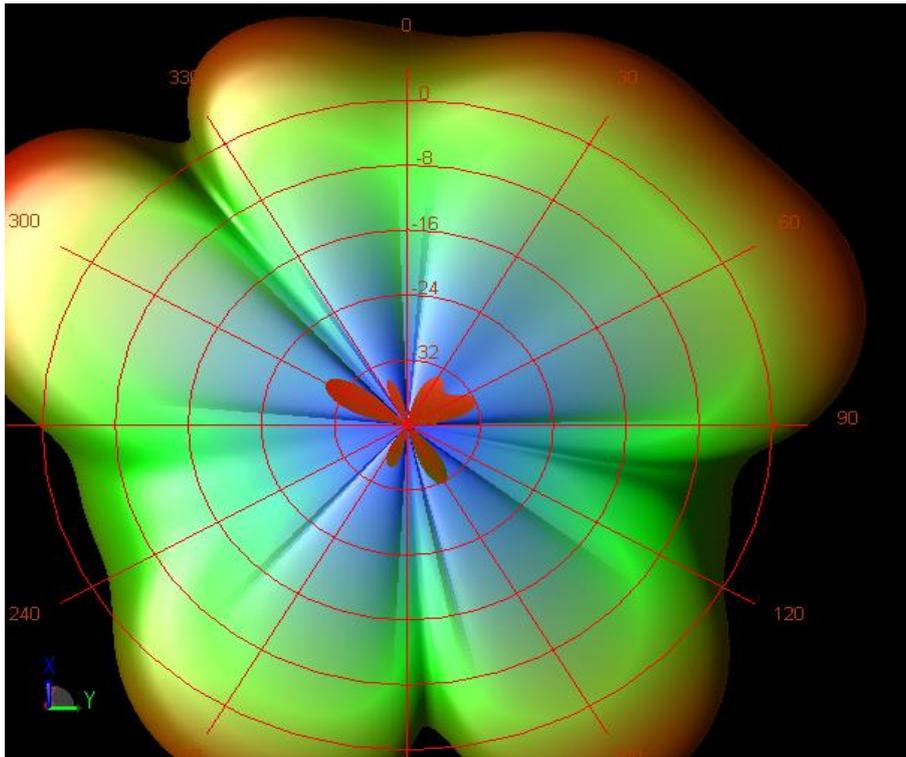


Diagramme de rayonnement au port 3

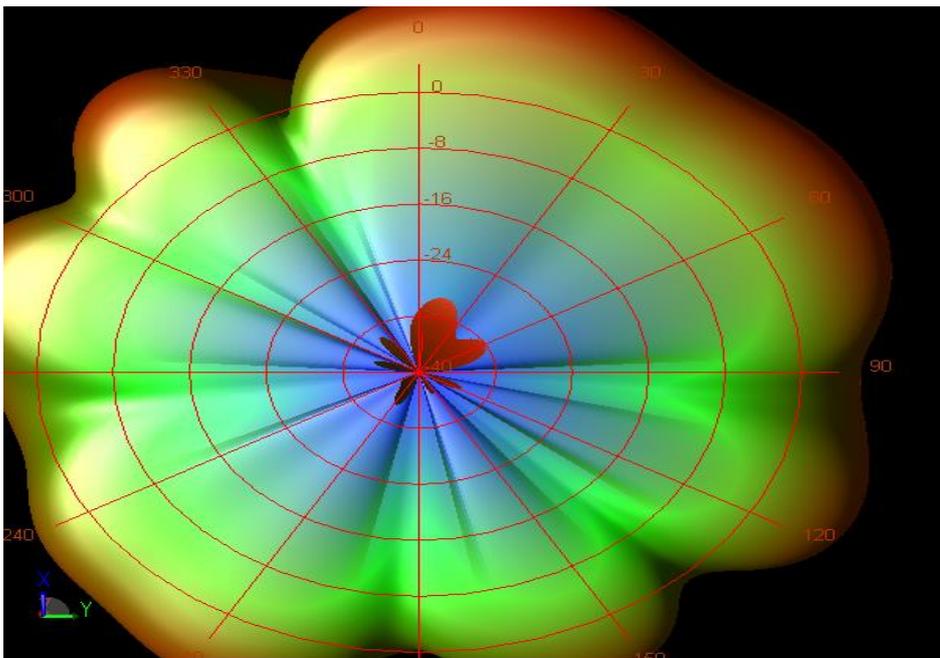


Diagramme de rayonnement au port 4

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Affairs, F.C.C.-C.G. Wireless 911 Services: FCC Consumer Facts. 2006 [cited; 3]. Available from: <http://www.fcc.gov/911/enhanced/>
- [2] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Fichier:Sidelobes.fr.svg#filelinks>
<http://blogs.univ-poitiers.fr/f-launay/tag/element-dantennes/>
- [3] Microwave engineering. <http://www.loc.gov/catdir/description/wiley041/2003065001.html>
- [4] Couplers and splitters.
<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/couplers.cfm>
- [5] Jean-Sébastien Neon, a.G.-Y.D. Microstrip EHF Butler Matrix Design and Realization. ETRI Journal
<http://etri.eetri.re.kr/Cyber/servlet/BrowseAbstract?paperid=C40502-0012>
- [6] Wikimedia Foundation, I. WiMAX MIMO
http://en.wikipedia.org/wiki/WiMAX_MIMO
- [7] Chebyshev Polynomial of the First Kind (recherche sur le polynôme de Chebyshev)
<http://mathworld.wolfram.com/ChebyshevPolynomialoftheFirstKind.html>
- [8] Définition et principe de fonctionnement d'antenne (principe de réciprocité)
<https://www.techno-science.net/glossaire-definition/Theoreme-de-reciprocite.html>
- [9] Diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope
https://fr.wikipedia.org/wiki/Diagramme_de_rayonnement
- [10] Les systèmes MIMO et massive MIMO
http://matthieugautier.free.fr/media/Gautier_Techniques_MIMO.pdf
- [11] Canal de propagation et ses effets dans la communication sans fil.
https://www.google.com/search?q=canal+de+propagation&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=2ahUKEwiIJ_c_6jxAhUD3xoKHdgvAuUQ_AUoAXoECAEQAw&biw=1366&bih=625#imgrc=3nKZtGkwHhox7M

[12] JABER Zouhair. ‘Conception d’une antenne intelligente à faisceau commutable par un système de localisation des mobiles’. Maitrise en Génie Electrique – Ecole de Technologie Supérieure, Université du Québec- Le 29 février 2008

[13] Mouhamadou « Contribution au développement et à l’optimisation d’un démonstrateur d’antennes adaptatives Applications à des systèmes de communications sans fil haut débit: WiMax » Thèse Pour obtenir le grade de docteur de l’université de limoges Septembre 2007.

[14] MEKHANCHA Sarra, ‘Contribution à l’étude et à la synthèse d’antennes intelligentes Applications aux communications mobiles’. Pdf OPTION: Télécommunications 2012