

Sommaire

Dédicace.....	ii
Remerciements.....	iii
Résumé.....	iv
Abstract.....	v
Sommaire.....	vi
Liste des figures.....	viii
Liste des acronymes.....	xi
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Antennes utilisées par les terminaux mobiles 4G et 5G.....	3
Introduction.....	3
I.1. Généralités sur les antennes miniatures.....	3
I.1.1. Principe de fonctionnement des antennes.....	3
I.1.2. Circuit équivalent d'une antenne.....	4
I.1.3. Paramètres d'antennes.....	6
I.2. Types d'antennes utilisées par les terminaux mobiles 4G et 5G.....	12
I.2.1. Antennes PIFAs.....	13
I.2.2. Antennes patch.....	13
I.2.3. Bandes de fréquences des systèmes LTE.....	14
I.3. Système multi-antennes.....	16
I.3.1. Diversité.....	16
I.3.2. Systèmes MIMO.....	17
I.4. Antennes reconfigurables.....	19
I.4.1. Types de reconfigurations.....	19
I.4.2. Techniques de Reconfigurations.....	20
I.5. Présentation d'un système <i>MIMO</i> 4×4 (système 1).....	22
I.5.1. Design du système 1.....	23
I.5.2. Résultats de la simulation du système 1.....	24
Conclusion.....	30
Chapitre II : Coupleurs hybrides (-3 dB, 90°).....	32
Introduction.....	32
II.1. Théorie sur les coupleurs hybrides.....	32
II.1.1. Réseaux à quatre ports.....	32
II.1.2. Matrice de répartition d'un réseau à 4 ports.....	33

II.1.3. Caractéristiques des coupleurs	34
II.2. Types de coupleurs directionnels	35
II.2.1. Coupleur hybride en quadrature	35
II.2.2. Coupleur en anneau	36
II.2.3. Coupleur de Lange	37
II.3. Etats de l'art des coupleurs hybrides (-3 dB, 90°)	38
II.3.1 Coupleurs hybride mono-bande	38
II.3.2. Coupleur hybride double bande	39
II.3.3. Applications des coupleurs.....	40
II.4. Conception d'un coupleur hybride (-3 dB, 90°) sous <i>ADS</i>	41
II.4.1. Prototype du coupleur	41
II.4.2. Résultats de la simulation du coupleur sous <i>ADS</i>	43
Conclusion	45
Chapitre III : Utilisation des coupleurs hybrides pour la reconfiguration en diagramme de rayonnement.....	47
Introduction.....	47
III.1. Prototype de coupleur hybride Bi-bande (-3 dB, 90°)	47
III.1.1. Design des coupleurs sous <i>HFSS</i>	47
III.1.2. Résultats de la simulation	48
III.2. Intégration des coupleurs hybrides dans le système 1 (système 2).....	50
III.2.1. Conception du système 2	50
III.3. Reconfiguration en diagramme de rayonnement du système 2	51
III.3.1. Résultats de la simulation du système 2	51
III.2.3. Comparaison des performances des deux systèmes (système 1 et système 2)	58
Conclusion	59
Conclusion générale.....	60
Références.....	61

Liste des figures

Figure I. 1 : Schéma synoptique d'un émetteur	4
Figure I. 2: Modèle électrique d'une Antenne	5
Figure I. 3 : Puissance d'une antenne en un point de l'espace	6
Figure I. 4: Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne directive en 3D (a) et 2D (b).....	7
Figure I. 5: Angle d'ouverture 3 dB.....	9
Figure I. 6 : Adaptation d'une antenne	11
Figure I. 7: Courbe de coefficient de réflexion.....	12
Figure I. 8: Antenne PIFA	13
Figure I. 9: Exemple d'une antenne patch alimenté par un câble coaxial	14
Figure I. 10: Principe de la diversité.....	16
Figure I. 11: Principe d'un système MIMO.....	18
Figure I. 12 : Différents principes d'un système de transmission.....	19
Figure I. 13: Symbole et circuits équivalents d'une diode PIN aux états ON et OFF.....	21
Figure I. 14: Exemple d'un RF-MEMS à l'état OFF (a) et l'état ON (b).....	22
Figure I. 15: Symbole et circuit équivalent d'une diode varicap.....	22
Figure I. 16: Système 1 en 3D	23
Figure I. 17: Vue de dessus du système 1	24
Figure I. 18: Vue de dessous du système 1	24
Figure I. 19: Courbe représentative du coefficient de réflexion du système 1	25
Figure I. 20: Diagramme de rayonnement en f1 : les ports 1-2 excités (déphasage de 90° au port 2).....	26
Figure I. 21: Diagramme de rayonnement en f1 : les ports 1-2 excités (déphasage de 90° au port 1).....	26
Figure I. 22: Diagramme de rayonnement en f1 : les ports 3-4 excités (déphasage de 90° au port 4).....	26
Figure I. 23: Diagramme de rayonnement en f1 : les ports 3-4 excités (déphasage de 90° au port 3).....	27
Figure I. 24: Diagramme de rayonnement en f2 : les ports 1-2 excités (déphasage de 90° au port 2).....	27
Figure I. 25: Diagramme de rayonnement en f2 : les ports 1-2 excités (déphasage de 90° au port 1).....	28
Figure I. 27: Diagramme de rayonnement en f2 : les ports 3-4 excités (déphasage de 90° au port 4).....	28

Figure I. 26: Diagramme de rayonnement en f2 : les ports 3-4 excités (déphasage de 90° au port 3).....	28
Figure II. 1 : Symbole d'un réseau à 4 ports	33
Figure II. 2 : Coupleur en Quadrature Micro-ruban	35
Figure II. 3: Coupleur hybride en Anneau (rate-race hybrid)	36
Figure II. 4: Coupleur de Lange.....	37
Figure II. 5: Coupleur hybride miniaturisé (a), coupleur hybride conventionnel (b)	38
Figure II. 6: Paramètres-S du coupleur miniature (a), paramètres-S du coupleur conventionnel (b).....	39
Figure II. 7: Prototype du coupleur dual-band (a), paramètres-S du coupleur (b).....	40
Figure II. 8: Coupleur Classique (a), ligne de transmission de type-Pi (b) et coupleur double-bande (c).....	41
Figure II. 9: Coupleur hybride dual-band en layout	43
Figure II. 10: Paramètres-S du coupleur	44
Figure II. 11: Coefficient de réflexion du coupleur	44
Figure II. 12: Déphasage entre les ports de sortie.....	45
Figure III. 1: Intégration d'un coupleur sous HFSS	48
Figure III. 2: Intégration des deux coupleurs.....	48
Figure III. 4: Coefficient de réflexion du coupleur (rouge) et du système 1 (violet).....	49
Figure III. 3: Paramètres-S d'un coupleur sous HFSS.....	49
Figure III. 5: Présentation du système 2 vue de dessus	50
Figure III. 6: Coupleur imprimé dans le système 2	51
Figure III. 7: Coefficient de réflexion et coefficient d'isolation du système 2.....	52
Figure III. 8 : Diagramme de rayonnement du système 2 en f1: port 1 excité	52
Figure III. 9: Diagramme de rayonnement du système 2 en f1: port 2 excité	53
Figure III. 10: Diagramme de rayonnement du système 2 en f1: port 3 excité	53
Figure III. 11: Diagramme de rayonnement du système 2 en f1: port 4 excité	54
Figure III. 12: Diagramme de rayonnement du système 2 en f2 : port 1 excité	54
Figure III. 13: Diagramme de rayonnement du système 2 en f2 : port 2 excité	55
Figure III. 14: Diagramme de rayonnement du système 2 en f2 : port 3 excité	55
Figure III. 15: Diagramme de rayonnement du système 2 en f2 : port 4 excité	56

Liste des tableaux

<i>Tableau I. 1: Bandes de Fréquences des systèmes LTE</i>	Erreur ! Signet non défini.
<i>Tableau I. 2: Caractéristiques de rayonnement du système 1 en f_1</i>	30
<i>Tableau I. 3: Caractéristiques de rayonnement du système 1 en f_2</i>	30
<i>Tableau II. 1: Equations permettant de déterminer les impédances des lignes</i>	42
<i>Tableau II. 2: Dimensions du coupleur calculées avec LineCalc</i>	42
<i>Tableau II. 3: Dimensions du coupleur obtenu après optimisation.....</i>	43
<i>Tableau III. 1: Gain et Directivité du système 2 dans la bande B_1</i>	57
<i>Tableau III. 2: Gain et Directivité du système 2 dans la bande B_2</i>	57
<i>Tableau III. 3: Comparaison de performances système 1/système 2</i>	58

Liste des acronymes

3GPP : 3rd Generation Partnership Project

4G : Quatrième Génération de réseau mobile

5G : Cinquième Génération de réseau mobile

ADS : Advanced Design System

EIRP : Equivalent Isotropic Radiated Power

E-UTRAN : Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network

FDD : Frequency Division Duplexing

HFFS : High Frequency Structure Simulator

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFA : Inverted-F Antenna

IUT : International Union of Telecommunication

LTE : Long Term Evolution

MEMS : Micro Electro Mechanical System

MIMO : Multiple Input Multiple Output

MISO : Multiple Input Single Output

PIFA : Planar Inverted-F Antenna

PIN : Positive-Intrinsic-Negative

PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente

RF : Radio Frequency

ROS : Rapport d'onde stationnaire

SIMO : Single Input Multiple Output

SISO : Single Input Single Output

SNR : Signal to Noise Ratio

TDD : Time Division Duplexing

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

Introduction générale

Les antennes reconfigurables jouent un rôle fondamental dans les systèmes de communication sans fil actuels et futurs. Ces systèmes intelligents et adaptatifs offrent de nombreux avantages tels que la miniaturisation, des capacités multifonctionnelles ainsi qu'une bonne isolation entre les éléments actifs des circuits électroniques. De nombreuses recherches menées dans ce domaine ont permis d'améliorer considérablement le débit des transmissions dans les systèmes de quatrième et cinquième génération de réseaux mobiles appelés respectivement 4G et 5G. Ces dernières utilisent les antennes multiples appelées *MIMO* (*multiple input multiple output*) à l'émission et à la réception des signaux afin d'augmenter la capacité du canal multi-trajet.

L'évolution des systèmes de communication sans fil (*Wireless communication* en anglais) ne cesse de croître au fil des années notamment ceux basés sur les antennes autrement dit les systèmes qui émettent/reçoivent dans le spectre radio fréquence RF. La limitation du spectre RF, est l'un des facteurs qui pousse les chercheurs et les industriels à contribuer au développement des techniques de transmissions qui sont de plus en plus performant.

Dans ce mémoire, nous proposons la conception de coupleurs hybrides ($3dB, 90^\circ$) en technologie micro-ruban. Ces coupleurs seront intégrés dans un système d'antenne multiple MIMO (4×4) dans lequel les lignes de transmission sont remplacées par les coupleurs hybrides. En effet le but de l'intégration des coupleurs dans le système consiste à chercher d'atteindre la reconfigurabilité en diagramme du système.

Ce manuscrit constitue une synthèse de l'ensemble des recherches, de conceptions et de simulations effectuées dans le cadre de ce mémoire. Il est subdivisé en trois (03) principaux chapitres qui s'ajoutent à cette introduction générale et en fin d'une conclusion générale.

Le premier chapitre fait l'objet d'une étude générale sur les antennes utilisées dans les télécommunications, plus particulièrement celles des terminaux mobiles de nouvelles générations. En effet, après avoir rappelé les caractéristiques fondamentales des antennes, nous verrons quelques types d'antennes classiques. Ensuite nous verrons des exemples d'antennes des appareils compatibles aux systèmes 4G et 5G ainsi que les techniques utilisées pour améliorer les performances des antennes, notamment la diversité, les systèmes *MIMO* et la reconfiguration des paramètres d'antennes. Enfin, nous présenterons un système

d'antennes *MIMO* 4×4 conçue avec le logiciel *HFSS* dont le but consiste à chercher d'atteindre la reconfigurabilité de son diagramme de rayonnement.

Dans le second chapitre, nous proposons une description théorique des coupleurs hybrides dans lequel une étude générale sur les réseaux quatre ports sera énoncée avant de déterminer les caractéristiques des coupleurs et d'énumérer quelques exemples de ces derniers. Nous verrons également, dans ce chapitre, l'état de l'art des coupleurs hybrides (3 dB, 90°) et enfin la conception d'un prototype de coupleurs hybrides Bi-bande (avec ADS) destiné à un système antennaire conçu pour fonctionner dans les bandes 2600 MHz de la 4G et 3600 MHz de la 5G pour la reconfiguration de son diagramme de rayonnement.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons les résultats de la simulation d'un coupleur hybride bi-bandes (sous *HFSS*), dans un premier temps. Ensuite, nous allons réaliser l'intégration de deux coupleurs dans le système 1 pour former le système 2 dont les résultats des simulations seront analysés et interprétés dans cette section. Enfin, Dans la dernière section de ce chapitre, nous verrons la reconfiguration du diagramme de rayonnement du système 2.

Chapitre I : Antennes utilisées par les terminaux mobiles 4G et 5G

Introduction

Une antenne est définie comme étant « la partie d'un système d'émission ou de réception conçue pour rayonner ou recevoir des ondes électromagnétiques » par l'IEEE Std 145-2013 [1]. En d'autres termes, Les antennes assurent la liaison entre l'émetteur et le récepteur via une onde électromagnétique à travers un canal de transmission.

Les systèmes de communications 4G et 5G utilisent les antennes multiples à l'émission et à la réception. La technologie *MIMO* (*Multiple Input Multiple Output*) permet d'améliorer le débit de la transmission des données. La reconfiguration d'antennes consiste à modifier une ou plusieurs caractéristiques d'antennes.

Dans ce chapitre, nous allons faire une description générale des antennes avant d'étudier quelques types d'antennes utilisées par les terminaux mobiles 4G et 5G. Ensuite les techniques d'amélioration de performances des antennes multiples ainsi que la reconfigurabilité des antennes seront présentées. Enfin, nous présenterons un système d'antennes *MIMO* 4×4 au quel, la reconfiguration de diagramme sera appliquée dans le troisième chapitre.

I.1. Généralités sur les antennes miniatures

Dans un système de communication sans fil, les antennes d'émission-réception (Tx-Rx) jouent un rôle fondamental pour la transmission de l'information de la source vers la destination.

I.1.1. Principe de fonctionnement des antennes

L'antenne émettrice a pour rôle de transformer une puissance électrique P_s en une puissance rayonnée, (ou l'inverse dans le cas de la réception). Elle est susceptible de véhiculer une information transportée par une onde électromagnétique se propageant dans l'espace. Dans cette section, nous ferons un focus sur les antennes utilisées en émission tout en introduisant le principe de la réciprocité qui existe entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices. Les propriétés des antennes restent les mêmes qu'elles soient utilisées en émission ou en réception. La figure I.1 montre la représentation d'un émetteur. L'antenne utilisée en réception présente la même structure où l'alimentation est remplacée par un récepteur et en inversant les flèches qui indique le transport de puissance [2] [3].

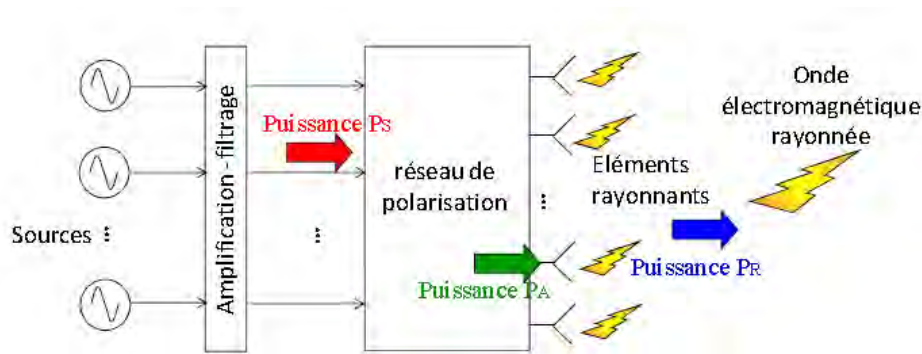


Figure I. 1 : Schéma synoptique d'un émetteur

- ✓ P_S correspond à la puissance électrique délivrée par la source. Le signal à transmettre peut provenir d'une ou de plusieurs sources d'amplitudes et de phases indépendantes.
- ✓ Des amplificateurs et des filtres peuvent être placés entre la source et l'antenne pour fournir une puissance électrique suffisante aux éléments rayonnants afin d'assurer une émission (ou réception).
- ✓ La source (ou le récepteur) est reliée à l'antenne par une ligne de transmission (câble coaxial, guides d'ondes...). Cette ligne permet de transporter une puissance électrique P_A aux éléments rayonnants. La puissance P_A est différente de la puissance P_S fournie par la source en raison des pertes liées à la ligne d'alimentation reliant la source et l'antenne.
- ✓ Le réseau de polarisation permet de connecter les signaux à transmettre aux éléments rayonnants, de les déphaser et/ou les combiner entre eux.
- ✓ Les éléments rayonnants assurent la transmission de l'énergie fournie dans l'espace libre où l'onde va se propager. Réciproquement, ils assurent la transmission de l'énergie d'une onde électromagnétique vers le récepteur.

Il peut arriver que l'installation de l'antenne et sa connexion à la source nécessite d'autres éléments non présentés à la figure I.1 mais qui peuvent avoir une influence non négligeable sur les performances de l'antenne.

I.1.2. Circuit équivalent d'une antenne

Une antenne rayonne efficacement sur une bande de fréquence qui correspond à sa fréquence de résonance. Lorsqu'une antenne est excitée, des charges se déplacent le long de l'antenne donnant naissance à un rayonnement. La résonance correspond à la situation où les charges sont en oscillation permanente. Ainsi, pour la représentation de ce comportement résonnant qui varie en fonction de la fréquence, l'antenne est modélisée par un circuit

électrique RLC. En effet, l'antenne stocke des charges (sous forme d'énergie électrique) appelées effet capacitif. Mais également elle s'oppose à la variation du courant qui y circule (stockage d'énergie sous forme d'énergie magnétique) qu'on appelle effet inductif. On note également une dissipation d'une partie de l'énergie (pertes ohmique). La figure I.2 [3] est une illustration du modèle électrique de l'antenne.

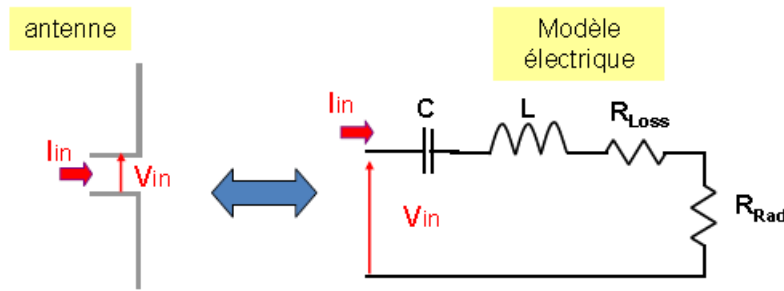


Figure I. 2: Modèle électrique d'une Antenne

Eq.I.1

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in}$$

Eq.I.2

$$R_{in} = R_{loss} + R_{rad}$$

Eq.I.3

$$X_{in} = j.L\omega + \frac{1}{j.C\omega}$$

Où Z_{in} , V_{in} , I_{in} , R_{in} , R_{loss} , R_{rad} , L , C et ω sont respectivement l'impédance d'entrée, la tension d'entrée, l'intensité d'entrée, la résistance d'entrée, la résistance de pertes, la résistance de rayonnement, l'inductance, la capacité et la pulsation.

L'inductance et la capacité sont liées à la longueur de l'antenne. En basse fréquence, l'antenne a une inductance négligeable, dans ce cas elle se contente de stocker des charges. Cependant l'augmentation de la fréquence entraîne la diminution de l'effet capacitif alors que l'effet inductif accroît. A une fréquence particulière appelée la fréquence de résonance où l'effet inductif et l'effet capacitif sont égaux en magnitude et leurs effets s'annulent. L'antenne est alors équivalente à une résistance pure. En plus si les pertes ohmiques sont négligeables, la capacité à rayonner est liée à la résistance de rayonnement [2].

I.1.3. Paramètres d'antennes

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Les directions dans lesquelles cette puissance se propage, vont dépendre des caractéristiques de l'antenne. Dans cette section nous présenterons les caractéristiques des antennes [2].

En effet les caractéristiques de rayonnement sont utilisées pour déterminer la manière dont l'énergie est rayonnée (ou reçue) par l'antenne. Les directions dans lesquelles l'énergie se propage dépendent des caractéristiques de l'antenne. La figure I.3 [3] illustre l'exemple d'une antenne filaire placée dans un repère sphérique (r, θ, φ) . On peut alors exprimer la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$, la puissance rayonnée à une surface élémentaire située à une distance R donnée $P(R, \theta, \varphi)$ et la puissance totale P_{tot} rayonnée dans toutes les directions de l'espace.

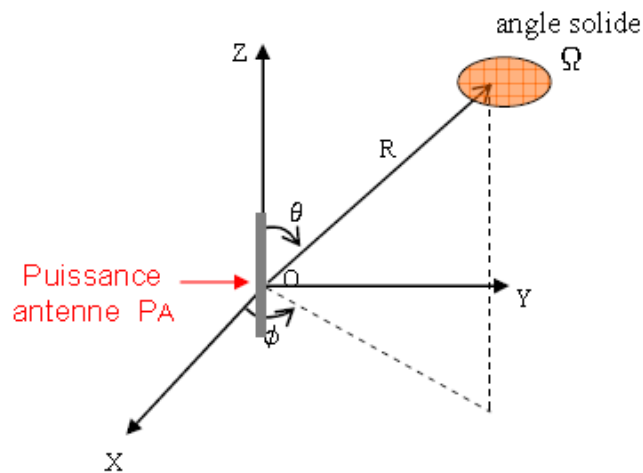


Figure I. 3 : Puissance d'une antenne en un point de l'espace

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega} \quad (W/Sr) \quad \text{Eq. I. 4}$$

$$P(R, \theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega R^2} \quad (W/m^2) \quad \text{Eq. I. 5}$$

$$\text{Eq. I. 6}$$

$$P_{tot} = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} P(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \quad (W/m^2)$$

La puissance rayonnée dépend du type d'antenne. Pour le cas particulier d'une antenne isotrope (antenne qui rayonne uniformément dans toutes les directions de l'espace) appelée antenne omnidirectionnelle, les puissances sont exprimées par les équations *Eq.I.8* et *Eq.I.9*. Bien que ce type d'antenne ne soit pas physiquement réalisable, elle est utilisée comme référence pour déterminer les performances des antennes.

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi} \quad (W/Sr) \quad \text{Eq.I.7}$$

$$P(R, \theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi R^2} \quad (W/m^2) \quad \text{Eq.I.8}$$

• Fonction caractéristique et diagramme de rayonnement

En général les antennes ne sont pas isotropes. Elles rayonnent dans des directions privilégiées. Ainsi le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions. Il permet alors d'indiquer les directions dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale.

En effet, pour déterminer le diagramme de rayonnement, on trace la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$ définie par le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance rayonnée dans la direction privilégiée $P(\theta_0, \varphi_0)$. La figure I.4 montre la représentation graphique d'un diagramme de rayonnement d'une antenne directionnelle à 3D (a) et 2D (b).

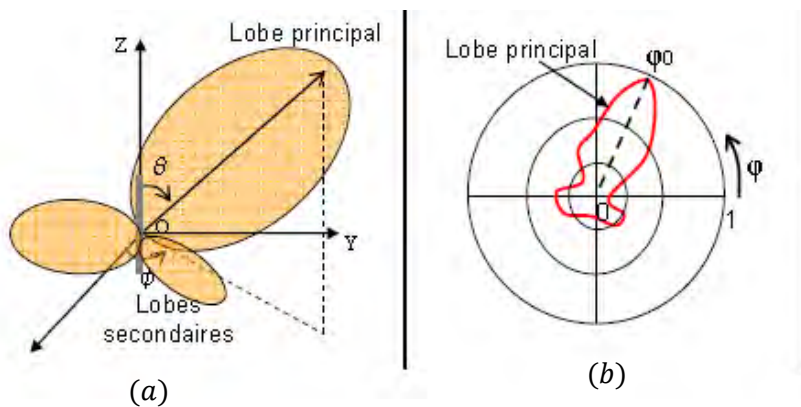


Figure I. 4: Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne directive en 3D (a) et 2D (b)

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)}$$

Le diagramme de rayonnement est composé de plusieurs lobes dont le plus grand est appelé le lobe principal et les plus petits des lobes latéraux. Un lobe est défini par une portion du diagramme de rayonnement délimité par des régions d'intensité de rayonnement relativement faible [2].

- **Angle d'ouverture**

L'angle d'ouverture (*beamwidth*) caractérise la largeur du lobe principal. L'angle d'ouverture 3dB représente la portion de l'espace dans laquelle la majeure partie de la puissance est rayonnée. *Eq. I.9*

Il s'agit de l'angle entre les deux directions autour du lobe principal où la puissance est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal comme indique la figure I.5 [4].

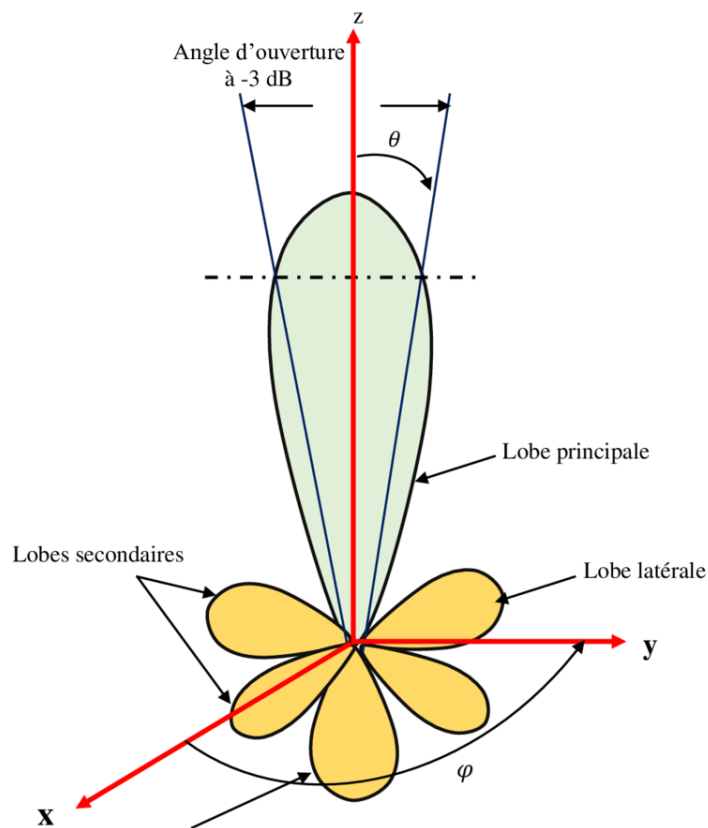


Figure I. 5: Angle d'ouverture 3 dB

• Directivité Gain et Rendement

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne est le rapport entre sa puissance rayonnée dans une direction et la puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope. Elle caractérise la manière dont l'antenne focalise l'énergie dans certaines directions de l'espace.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad \text{Eq. I. 10}$$

Le gain de l'antenne dans une direction $G(\theta, \varphi)$ est le rapport de la puissance rayonnée dans une direction sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans perte. En général le gain de l'antenne correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal.

Pour une antenne isotrope et sans perte on a un gain égal à 1 ou 0 dB. Le gain est exprimé généralement en dB ou dBi car l'antenne isotrope est utilisée comme référence.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{P_R} \quad \text{Eq.I.11}$$

Le rendement (ou efficacité) η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique P_A sous forme de puissance rayonnée P_R . Il est défini par le rapport entre la puissance rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie par la source. Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. Notons qu'il existe une relation entre le rendement, la directivité et le gain. Ce rendement peut également être exprimé en pourcentage.

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad \Rightarrow \quad G = \eta D \quad \text{Eq.I.12}$$

- **Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)**

La puissance isotrope rayonnée équivalente d'une antenne (EIRP en anglais) est définie comme étant la puissance électrique qu'il faut fournir à une antenne isotrope pour obtenir la même puissance rayonnée. Elle s'exprime par la relation suivante.

$$PIRE = G \cdot P_A \quad \text{Eq.I.13}$$

- **Adaptation d'impédance**

Une antenne est reliée à sa source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_C (en générale, $Z_C = 50 \Omega$ ou 75Ω) comme le montre la figure I.6. Pour assurer un transfert de puissance maximal entre la source et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. Ceci permet d'annuler le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne notée Γ_{in} ou S_{11} .

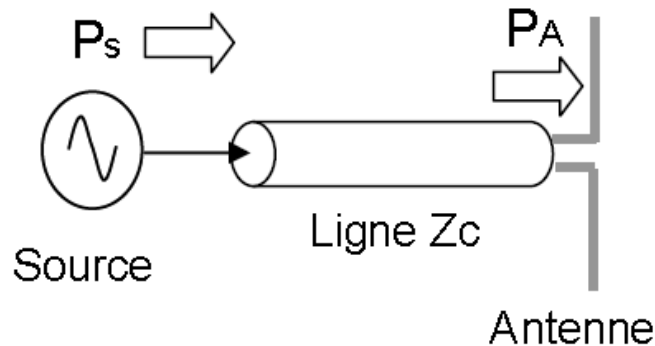


Figure I. 6 : Adaptation d'une antenne

$$\Gamma_{in} = S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_C}{Z_{in} + Z_C}$$

$$\text{Condition d'adaptation : } S_{11} = 0 \Rightarrow Z_{in} = Z_C$$

Si l'adaptation n'est pas assurée, une partie de la puissance est renvoyée vers la source (ou ré-rayonnée par l'antenne dans le cas de la réception). Dans la pratique l'antenne est conçue de telle sorte qu'elle présente une impédance Z_A égale à l'impédance caractéristique Z_C à la fréquence de travail. On peut également placer un circuit de transformation d'impédance à l'entrée de l'antenne pour modifier son impédance d'entrée. Eq.I. 14

• Rapport d'onde stationnaire (ROS)

Le rapport d'onde stationnaire ou *Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)* en anglais) est utilisé pour caractériser une antenne lorsqu'il y a une désadaptation. Il est déterminé par le rapport entre l'amplitude maximal et l'amplitude minimal de l'onde stationnaire.

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad \text{Eq.I. 15}$$

• Bande passante et facteur de qualité

La bande passante (largeur de bande) d'une antenne est définie par la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximal. Elle peut être définie à partir de la courbe du coefficient de réflexion.

La bande passante correspond à la bande de fréquence où le diagramme de rayonnement reste inchangé ($S_{11} = -10 \text{ dB}$ ou -6 dB dans la pratique).

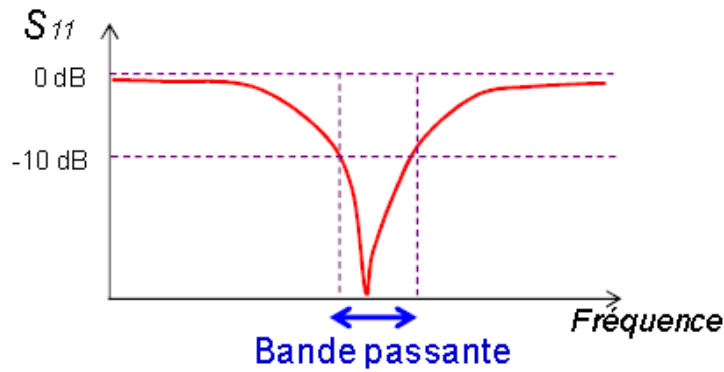


Figure I. 7: Courbe de coefficient de réflexion

Le facteur de qualité Q d'une antenne (assimilable à un circuit RLC) à la fréquence de résonance f_{res} représente la quantité de résistance présente lors de la résonance. Il peut être exprimé par les deux relations suivantes :

$$Q = \frac{f_{res}}{BW} \quad \text{Eq. I. 16}$$

Avec $BW = f_{max} - f_{min} \equiv$ largeur de la bande

$$\frac{1}{Q} = \frac{R}{2\pi f_{res} L_{ant}} \quad \text{Eq. I. 17}$$

Avec $L_{ant} \equiv$ longueur de l'antenne

Une antenne ayant un facteur de qualité élevée rayonne de manière efficace à la fréquence de rayonnement avec une bande passante étroite. Ceci permet de limiter les interférences hors bande. Alors que, si le facteur de qualité est faible l'antenne émet (reçoit) dans une large bande pouvant alors collecter du bruit présent dans la bande de fréquence de fonctionnement.

I.2. Types d'antennes utilisées par les terminaux mobiles 4G et 5G

Divers types d'antennes sont utilisées dans les communications sans fil. Cette section est consacrée à la présentation des types d'antennes utilisés par les équipements mobiles

compatibles aux systèmes 4G et 5G notamment, les antennes PIFAs (Planar Inverted-F Antenna) et les antennes imprimées (patch) en technologie micro-ruban.

I.2.1. Antennes PIFAs

Les antennes PIFAs (*Planar Inverted-F Antenna*) font partie des types d'antennes les plus utilisées dans les téléphones mobiles. Une PIFA est basée sur le même principe qu'une IFA (*Inverted-F Antenna*), qui comporte une ligne d'alimentation et un court-circuit. L'ajout du court-circuit permet d'ajuster l'impédance de l'antenne, en dimensionnant correctement la distance entre le court-circuit et le point d'alimentation. En remplaçant la piste d'une IFA par un *patch* de dimensions $L \times W$, nous obtenons une PIFA. Dans la plupart des cas, le *patch* est au-dessus du plan de masse. La dimension la plus cruciale dans une PIFA est ainsi la distance entre le plan de masse et le *patch* nommée H [6].

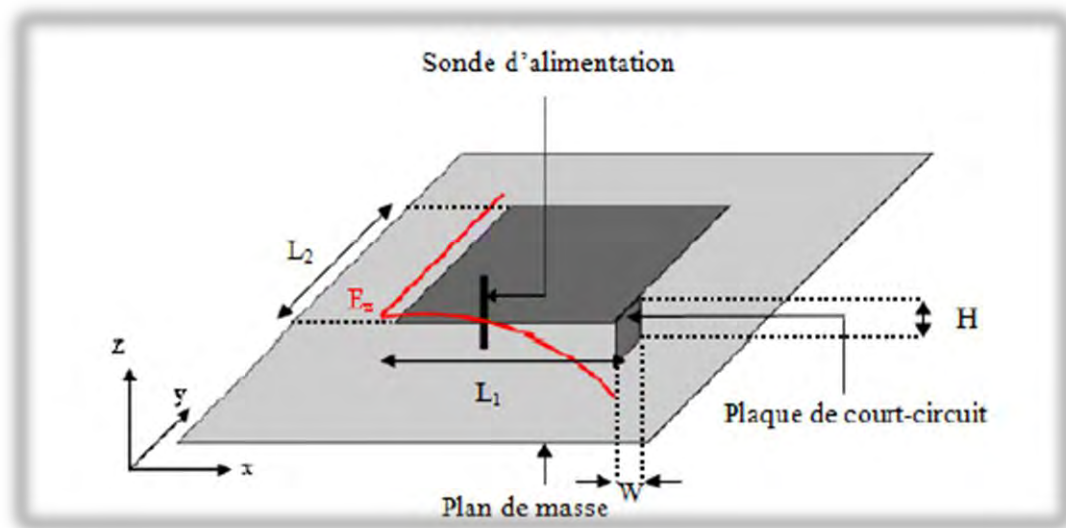


Figure I. 8: Antenne PIFA

I.2.2. Antennes patch

Les antennes imprimées (patch en anglais) sont apparues dans les années 50. Cependant, leur véritable développement ne s'est fait que vers les années 70. Les antennes patch également appelées des antennes micro ruban sont des éléments rayonnants planaire. La forme la plus simple d'une antenne patch est constituée d'un substrat d'épaisseur relativement faible, d'un plan métallique déposé sur l'une des faces du substrat appelé plan de masse. Sur l'autre face du substrat, l'élément de forme variable (rectangle, triangle...) et de dimensions ajustées est imprimé en micro ruban. Les caractéristiques du substrat déterminent entre autres la fréquence de résonance. Le plan de masse est suffisamment grand par rapport à l'élément rayonnant pour limiter les effets d'onde de surface rayonnée sur

l'extrémité du plan de masse. La figure I.9 montre les éléments constitutifs d'une antenne patch [2] [3].

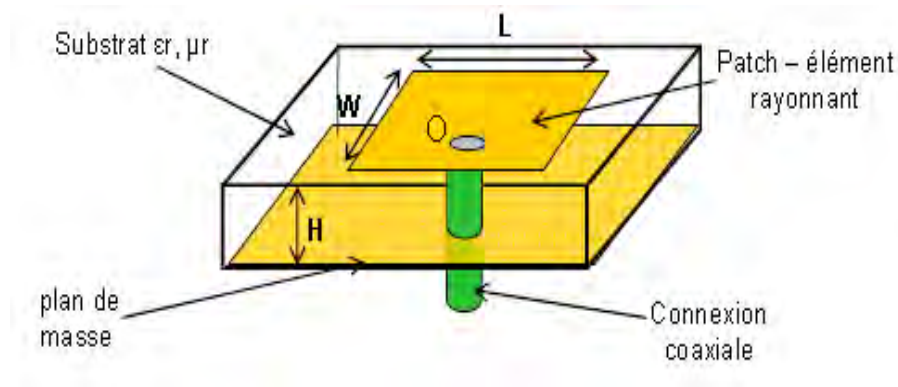


Figure I. 9: Exemple d'une antenne patch alimenté par un câble coaxial

Où L est la longueur de l'antenne, W est sa largeur et H son épaisseur

D'un point de vue pratique, l'épaisseur est généralement fine par rapport à la longueur d'onde de travail (λ_{res}). Une condition de résonnance permettant le transfert maximal de puissance à l'antenne consiste à choisir la longueur L légèrement inférieure à la demi-longueur d'onde guidée λ_g dans le diélectrique ($L = 0.49\lambda_g$). Dans le cas d'une antenne patch de forme rectangulaire et dimension L et W , la fréquence de résonnance d'un mode TM_{mn} dans la cavité est donnée par la relation suivante [1].

$$f_{m,n} = \frac{C}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad \text{Eq.I.18}$$

I.2.3. Bandes de fréquences des systèmes LTE

Les bandes de fréquences sont normalisées par un organisme international appelé *International Union of Telecommunication (IUT)*. Cependant, dans chaque pays, l'allocation de fréquences est gérée par une structure nationale.

Les bandes de fréquences hertziennes prévues par les normes 3GPP pour le *LTE* et le *LTE Advanced* sont très nombreuses (plus de 30) et s'étalent de 450 MHz à 3,8 GHz. Celles situées dans la zone de 450 à 900 MHz sont utilisables sur tous les territoires et sont particulièrement adaptées aux zones rurales car elles ont une plus grande portée que les micro-ondes de fréquences plus élevées. Ces bandes de fréquences réservées pour les systèmes *LTE* opèrent en *FDD (Frequency Division Duplexing)* et en *TDD (Time Division*

Duplexing) [5]. Le tableau I.1 montre quelques bandes de fréquences utilisées dans les systèmes *LTE*, notamment en *FDD* et *TDD*.

Tableau I. 1 : Bandes de Fréquences des systèmes *LTE*

FDD					TDD		
Bandes E-UTRAN	Bandes Fréquences Up Link		Bandes Fréquences Down Link		Bandes E-UTRAN	Bandes Fréquences Up Link	Bandes Fréquences Down Link
	F_{min}	F_{max}	F_{min}	F_{max}		F_{min}	F_{max}
1	1920	1980	2110	2170	33	1900	1920
2	1850	1910	1930	1990	34	2010	2025
3	1710	1785	1805	1880	35	1850	1910
4	1710	1755	1805	1880	36	1930	1990
5	824	849	869	894	37	1910	1930
6	830	840	875	885	38	2570	2620
7	2500	2570	2620	2690	39	1880	1920
8	880	915	925	960	40	2300	2400
9	1749.9	1784.9	1844.9	1879.9	-	-	-
10	1710	1770	2110	2170	-	-	-
11	1427.9	1452.9	1475.9	1500.9	-	-	-
12	698	716	728	746	-	-	
13	777	787	746	756	-	-	
14	788	798	758	758	-	-	-
-	-	-	-	-	-	-	-
17	704	716	734	746	-	-	-

I.3. Système multi-antennes

La propagation d'une onde électromagnétique est soumise à des multiples contraintes dues aux obstacles situés entre l'émetteur et le récepteur. La présence de ces obstacles crée des phénomènes de réflexions, de diffraction, de diffusion etc... Ces conditions sont à l'origine de la propagation par trajet multiple qui peut se traduire par un évanouissement de la puissance reçue. Pour les performances des systèmes d'émission-réception, les techniques de diversité et de *MIMO* ont été mises au point dans les nouveaux systèmes de communication qui sont de plus en plus puissants en termes de débit et de capacité [2] [5].

I.3.1. Diversité

Le principe de la diversité consiste à multiplier le nombre de canaux disponibles au niveau du récepteur. Autrement dit, c'est la réception du même signal par des canaux différents. Ainsi, par des méthodes de recombinaison, il est possible de reconstituer le signal avec un meilleur rapport signal sur bruit (SNR) afin d'améliorer la qualité et la fiabilité de la transmission. La figure I.10 illustre le principe de la diversité en combinant deux signaux identiques reçus par deux canaux distincts.

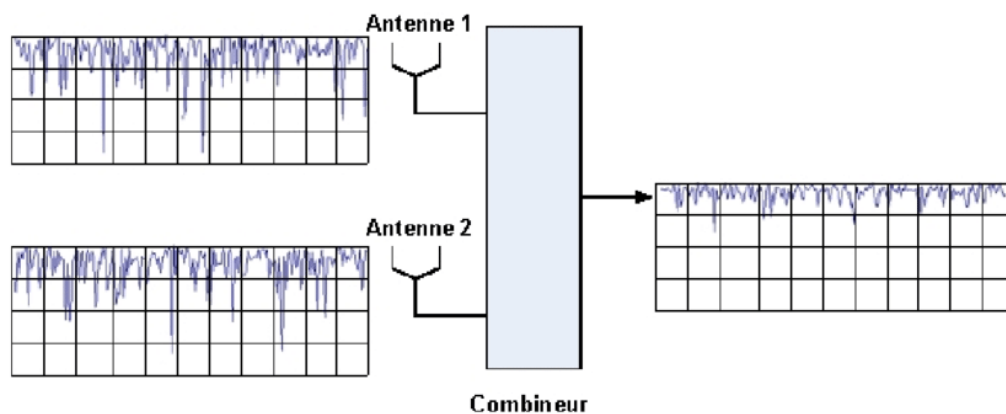


Figure I. 10: Principe de la diversité

Il existe plusieurs techniques de diversité, parmi lesquelles on peut citer : la diversité d'espace, la diversité de polarisation, la diversité de diagramme, la diversité de fréquence et la diversité de temps.

- **Diversité spatiale**

La diversité spatiale consiste à transmettre un signal par un émetteur unique vers un récepteur constitué de plusieurs antennes séparées, les unes aux autres, par une distance suffisante pour que l'évanouissement au niveau des différents canaux soit indépendant. Cette

diversité est la plus connue et la plus ancienne. Cependant elle nécessite beaucoup d'espace d'où ses limites car les appareils sont de plus en plus miniatures.

- **Diversité de polarisation**

Dans la diversité de polarisation, on utilise des antennes à polarisation différentes. Au cours de la propagation, l'onde subit diverses modifications selon la nature de l'environnement. Ainsi, on note l'apparition d'une composante orthogonale à la polarisation principale qui possède une statistique d'évanouissement indépendante de celui de la polarisation principale. La taille du système antenne est alors réduite par rapport à la diversité spatiale.

- **Diversité de diagramme**

La diversité de diagramme encore appelée diversité angulaire consiste à utiliser des antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents. En général, pour réduire l'encombrement, il est préférable d'utiliser des antennes intelligentes capables de commuter électroniquement les diagrammes de rayonnement émis/reçus pour les orienter vers la direction qui présente le SNR le plus élevé.

- **Diversité fréquentielle**

La diversité de fréquence consiste à émettre un signal en utilisant deux fréquences de porteuse différente de sorte que les statistiques d'évanouissement des signaux reçus soient indépendantes. Cette technique de diversité est adaptée dans le cas où le canal est sélectif en fréquence.

- **Diversité temporelle**

La diversité temporelle consiste à émettre les mêmes signaux à des intervalles de temps différents. Ces intervalles de temps sont en fonction du taux d'affaiblissement et de la vitesse du déplacement de la station mobile. Cependant, l'efficacité de la diversité en temps est limitée lorsque la station mobile n'est pas en mouvement.

I.3.2. Systèmes MIMO

Le sigle *MIMO* (*Multiple Input Multiple Output*) représente les systèmes dans lesquels, plusieurs antennes sont utilisées en émission ainsi qu'à la réception. Les systèmes classiques de transmission sont composés d'une antenne en émission et en réception. Un tel système est

appelé système *SISO* (*Single Input Single Output*) dont la capacité est limitée dans un canal à trajet multiple. Alors que les nouveaux systèmes sont de plus en plus performants et demandent plus de capacité et de débits dans les transmissions. C'est ainsi qu'il a été envisagé, dans un premier temps, d'augmenter la bande passante et le niveau de puissance. Or, la limitation du spectre de fréquence disponible et la variation de l'environnement de propagation constituent des contraintes pour ces techniques. Ainsi les travaux effectués dans ce domaine ont permis de montrer qu'il est possible, en augmentant le nombre d'antenne à l'émission et à la réception, d'améliorer le débit et la capacité d'un système de transmission sans augmenter la bande passante ni le niveau de puissance. La figure I.11 représente un système *MIMO* ayant N antenne en émission et M antenne en réception.

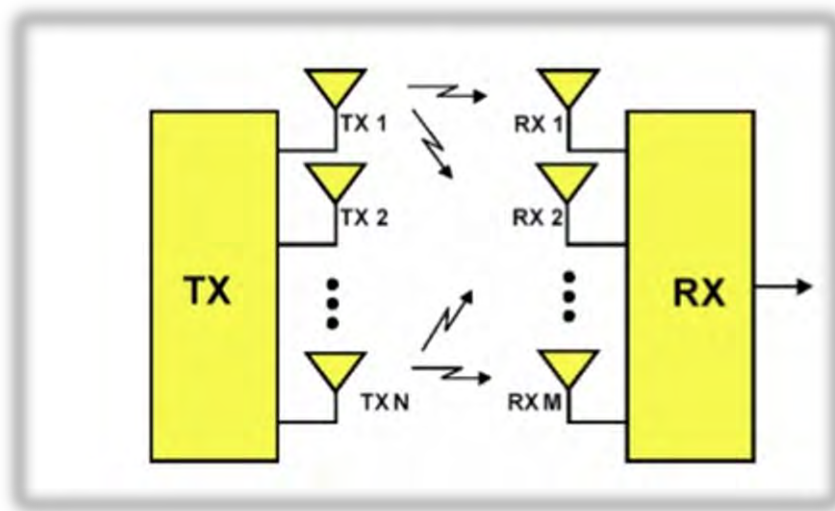


Figure I. 11: Principe d'un système MIMO

Par ailleurs, il est possible d'améliorer considérablement la capacité d'un canal par un système dans lequel on a une seule antenne en émission et plusieurs antennes en réception appelé système *SIMO* (*Single Input Multiple output*) ou inversement. Ce dernier cas de figure est appelé système *MISO* (*Multiple Input Single Output*). Dans la figure I.12, nous avons une représentation des quatre principes d'un système de transmission multi antennes.

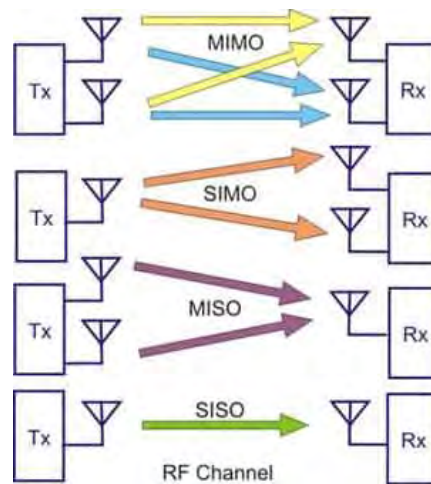


Figure I. 12 : Différents principes d'un système de transmission

I.4. Antennes reconfigurables

Les antennes reconfigurables ont vu le jour à la fin du XX^e siècle. Une reconfiguration de paramètres d'antennes est définie comme la capacité à modifier une ou plusieurs caractéristiques fondamentales de l'antenne soit par un moyen électronique ou mécanique. La reconfiguration peut être obtenue par diverses techniques [6]. Il est possible donc d'utiliser les diodes PIN (Positif Intrinsèque Négatif), les diodes *Varicap* (*Variable Capacity*), les *MEMS* (*Micro Electro Mechanical System*) qui sont des éléments actifs ainsi que d'autres techniques pour faire de la reconfiguration des paramètres de l'antenne comme la fréquence, le diagramme de rayonnement et la polarisation. Chaque technique de reconfiguration correspond à une ou plusieurs types de reconfiguration selon le besoin et les contraintes [6] [7].

I.4.1. Types de reconfigurations

La reconfiguration des paramètres d'antennes joue un rôle important dans les dispositifs électroniques actuels et futurs. Dans cette section nous allons présenter quelques types de reconfiguration.

I.4.1.1. Reconfiguration de fréquence

La reconfiguration d'antenne en fréquence consiste à faire varier la fréquence discrètement en modifiant la longueur électrique de l'antenne (diode PIN, *MEMS*) ou de manière continue en jouant sur la bande passante (diodes *Varicap*).

I.4.1.2. Reconfiguration de diagramme de rayonnement

La reconfiguration d'antenne en diagramme s'effectue en modifiant la forme ou la direction du rayonnement dans le but d'atteindre ou d'éviter certaines directions, mais également pour éviter les sources de bruit, améliorer la sécurité et économiser l'énergie en changeant la directivité vers les utilisateurs visés.

I.4.1.3. Reconfiguration de polarisation

Ce type de reconfiguration correspond à la modification de la polarisation de l'antenne, de façon linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (droite ou gauche). L'objectif principal est la modification de l'orientation du champ électrique émis et cela sans changer ni la fréquence de fonctionnement ni la forme du diagramme de rayonnement. Cette reconfigurabilité a été utilisée pour atténuer les phénomènes d'évanouissement des signaux dus aux propagations multi-trajets. Il peut également être utilisé pour réaliser la réutilisation de fréquences afin de résoudre le problème de la rareté du spectre *RF*.

Toutefois, la combinaison de plusieurs types de reconfiguration dans un seul système antennaire permet de construire un système innovant et plus performant en terme d'amélioration de qualité du signal, de réduction des interférences et les phénomènes d'évanouissement, et surtout de surmonter le problème de la rareté du spectre *RF*.

I.4.2. Techniques de Reconfigurations

Les techniques de reconfiguration sont nombreuses et varient en fonction des paramètres spécifiques dont on souhaite modifier. Cependant, cette section fera l'objet d'une présentation de quelques techniques de reconfiguration telle que l'utilisation des Diodes PIN, des *MEMS* et des diodes varicap [7].

I.4.2.1 Diodes PIN

La diode PIN (Positive Intrinsic Negative) est un composant à semi-conducteur pouvant être utilisé comme un interrupteur pour les signaux de hautes fréquences. En fait, lorsqu'une diode PIN est polarisée en directe, elle se comporte comme un circuit fermé (état ON) due à son impédance relativement faible. Mais une polarisation en inverse offre une impédance très

élevée en parallèle avec une faible inductance, elle se comporte alors comme un circuit ouvert (état OFF).

Dans un circuit planaire, une diode placée sur le chemin de propagation de l'onde hyperfréquence a la possibilité de laisser passer le signal (polarisation directe) ou de s'opposer au passage du signal (polarisation inverse). La figure I.13 montre le symbole (a) et les circuits équivalents d'une diode PIN à l'état ON (b) et à l'état OFF (c).

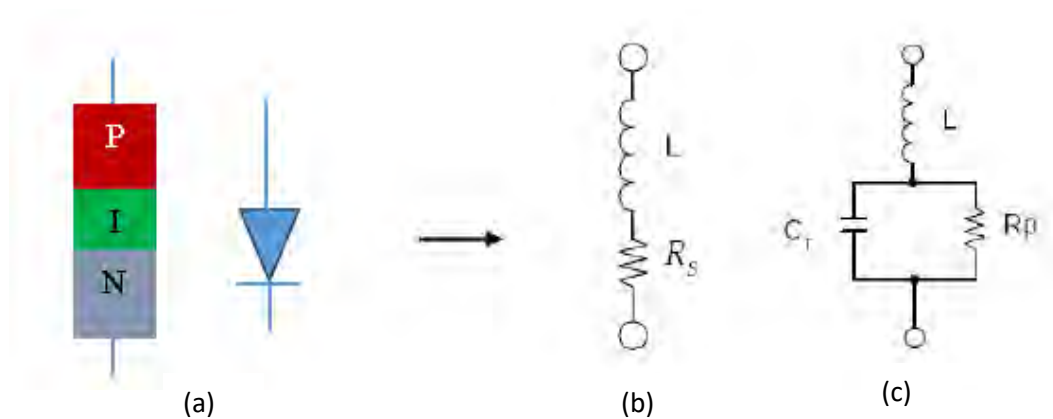


Figure I. 13: Symbole et circuits équivalents d'une diode PIN aux états ON et OFF

I.4.2.2 RF-MEMS

Un MEMS (*Micro Electro Mechanical System*) est un composant RF microsystème qui permet d'obtenir un court-circuit ou un circuit ouvert dans une ligne de transmission par une déformation de microstructures (plus souvent des micro-membranes). Le principe de fonctionnement des MEMS repose sur un mouvement mécanique de l'ensemble, régi par les lois de l'électrostatique, de la magnétostatique ou de la thermodynamique [7]. Dans la figure I.14 [8], nous présentons le schéma d'un RF-MEMS à l'état OFF (a) et à l'état ON (b).

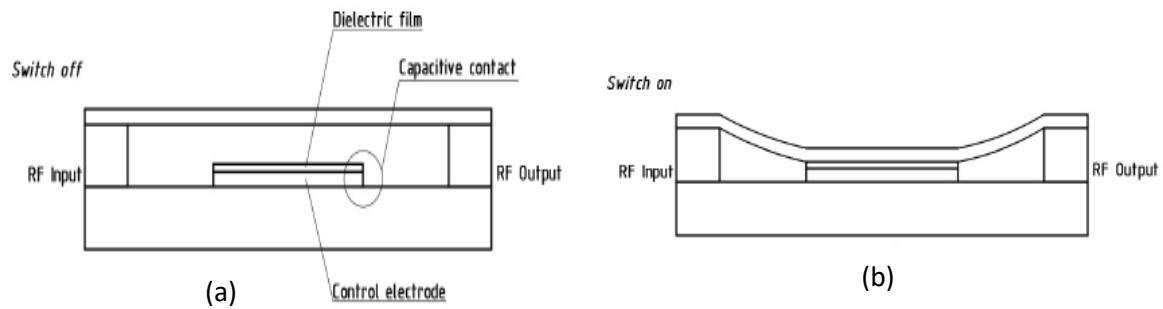


Figure I. 14: Exemple d'un RF-MEMS à l'état OFF (a) et l'état ON (b)

I.4.2.3 Diode Varicap

Les diodes *varicap* (*variable capacitor*) est une diode qui peut se comporter comme un condensateur dont la capacité peut être contrôlée, en appliquant une tension inverse à ses bornes. Contrairement à la diode PIN qui offre une variation discrète, la diode *varicap* permet une variation continue en fonction de la tension de polarisation. La figure I.15 montre le symbole (a) et le circuit équivalent (b) d'une diode *varicap*.

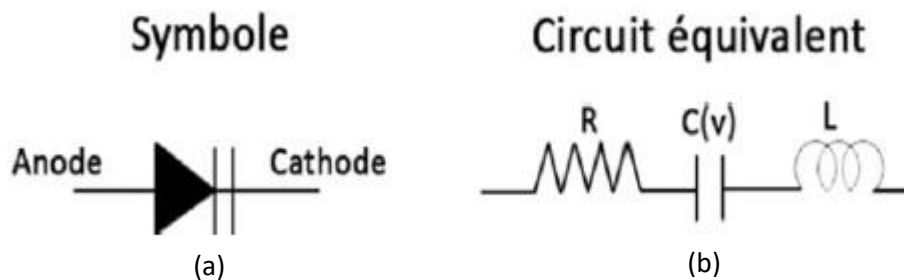


Figure I. 15: Symbole et circuit équivalent d'une diode varicap

I.5. Présentation d'un système MIMO 4×4 (système 1)

Cette section est consacrée à la présentation d'un système d'antenne *MIMO* 4×4 que nous appellerons dans la suite de ce mémoire le **système 1**. Il s'agit d'un système d'antenne multiple imprimé composé d'un plan de masse, d'un substrat, et les éléments rayonnants. Chaque élément rayonnant est alimenté par un port d'excitation relié à l'antenne par une ligne

de transmission micro-ruban [9]. Ce système, conçu pour un terminal mobile compatible au système 4G et 5G qui fonctionne sur deux fréquences centrales $f_1 = 2.6$ GHz (B_1) et $f_2 = 3.6$ GHz (B_2), occupe un volume total de $120 \times 50 \times 0.87$ mm³.

I.5.1. Design du système 1

En effet, le plan de masse ($92 \times 50 \times 0.035$ mm³) du système, constitué du cuivre, est placé de manière centrée sur la face inférieure du substrat. Ce dernier est du FR_4 epoxy ($\epsilon_r = 4.4$) dont le volume est égal à $120 \times 50 \times 0.8$ mm³. Les éléments rayonnants identiques sont imprimés sur les quatre coins de la face supérieure du substrat ainsi que des éléments parasites sur la face inférieure. Chaque élément rayonnant est constitué par un brin en forme C (3.6 GHz) à l'intérieur duquel se trouve un brin replié (2.6 GHz). Ainsi le volume occupé par un élément rayonnant du système est égal à $14.5 \times 10.5 \times 0.035$ mm³. Les lignes de transmission ont une longueur de 8 mm et une largeur égale à 1.5 mm.

Les figures I.16, I.17 et I.18 illustrent la représentation topologique du système 1 vue sous différents angles.

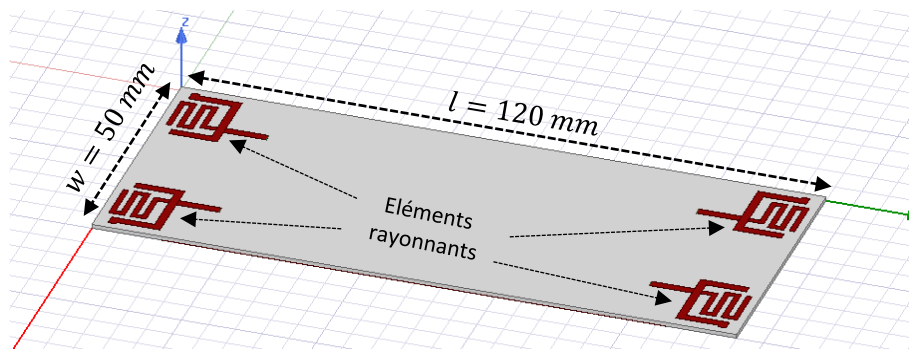


Figure I. 16: Système 1 en 3D

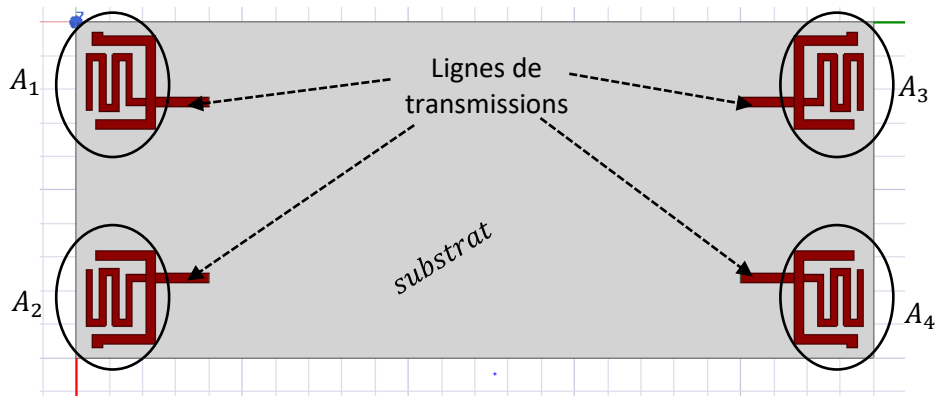


Figure I. 17: Vue de dessus du système 1

I.5.2. Résultats de la simulation du système 1

Dans cette partie, nous nous intéressons aux résultats de la simulation du système, notamment, aux paramètres d'entrée et au gain total en fonction des états du système.

Pour la détermination des paramètres d'entrée du système, nous pouvons utiliser la courbe du coefficient de réflexion S_{11} (Γ_{in}). Le coefficient de réflexion permet de déterminer, entre autres, la fréquence de résonance, la bande passante, le rapport d'onde stationnaire. La figure I.19 est une représentation de la courbe S_{11} du système. Notons, par ailleurs, le

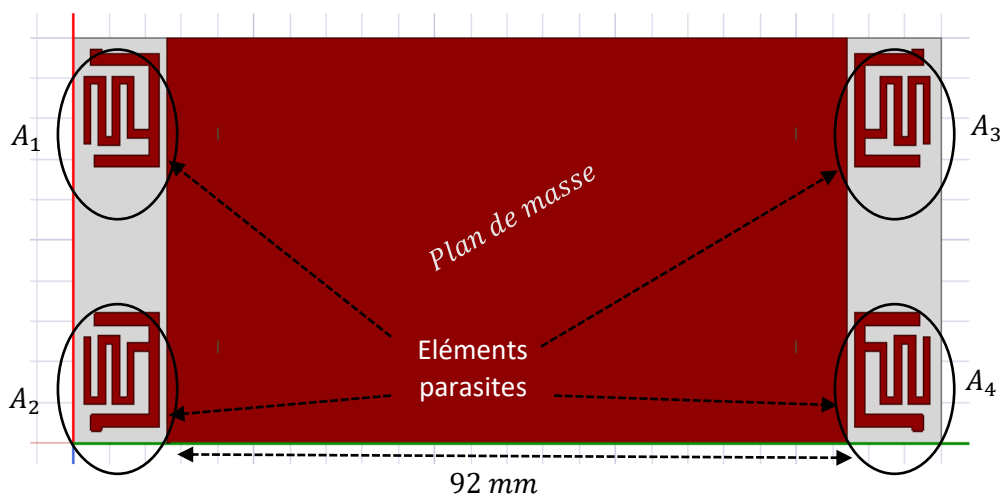


Figure I. 18: Vue de dessous du système 1

système 1 étant symétrique, les coefficients de réflexion S_{ii} sont identiques au niveau des quatre entrées.

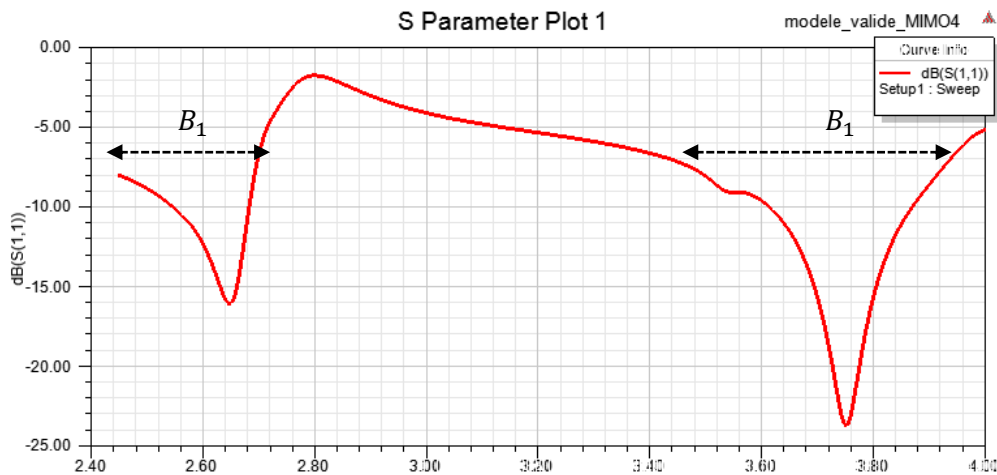


Figure I. 19: Courbe représentative du coefficient de réflexion du système 1

La figure I.19 montre le coefficient de réflexion du système 1. On note une entière couverture des bandes B_1 et B_2 à -6 dB. La bande B_1 occupe 400 MHz allant de 2.4 à 2.8 GHz. La bande B_2 occupe 500 MHz allant de 3.4 GHz à 3.9 GHz. Le système résonne à 2.65 GHz dans la bande B_1 et à 3.75 GHz dans la bande B_2 . L'adaptation dans les deux bandes B_1 et B_2 est respectivement de -15 dB et -24 dB.

Les figures I.20-I.25 suivantes montrent le diagramme de rayonnement du système en fonction de φ . Les ports 1 et 2 ont un déphasage de $\pm 90^\circ$ d'une part, et les ports 3 et 4 sont également déphasés de $\pm 90^\circ$, d'autre part.

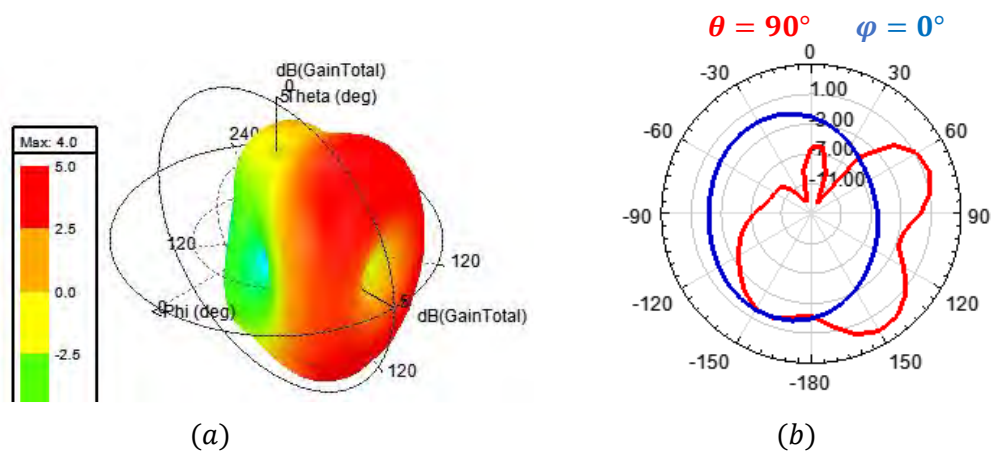


Figure I. 20: Diagramme de rayonnement en f_1 : les ports 1-2 excités (déphasage de 90° au port 2)

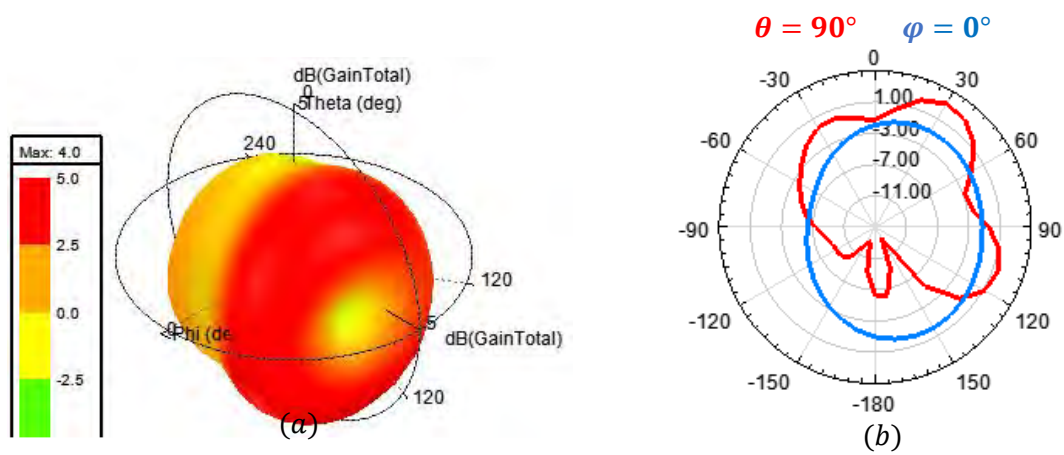


Figure I. 21: Diagramme de rayonnement en f_1 : les ports 1-2 excités (déphasage de 90° au port 1)

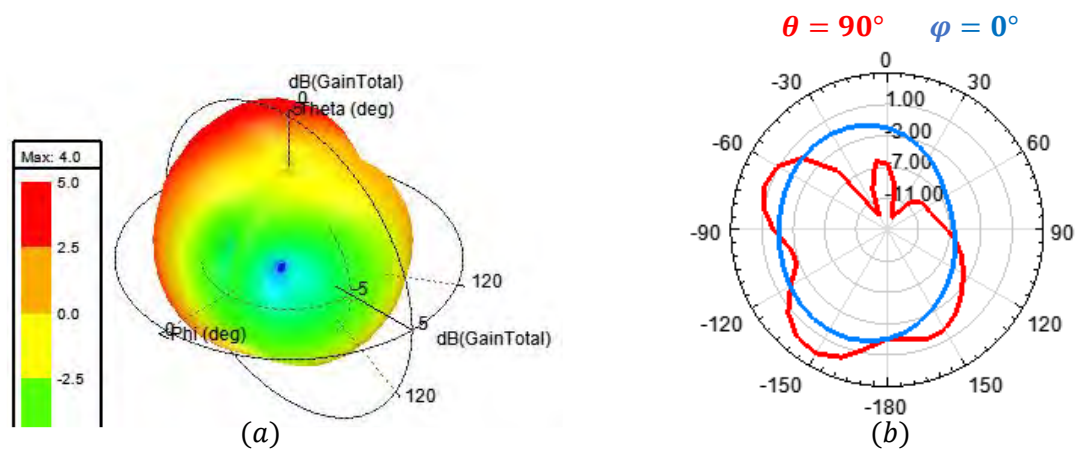
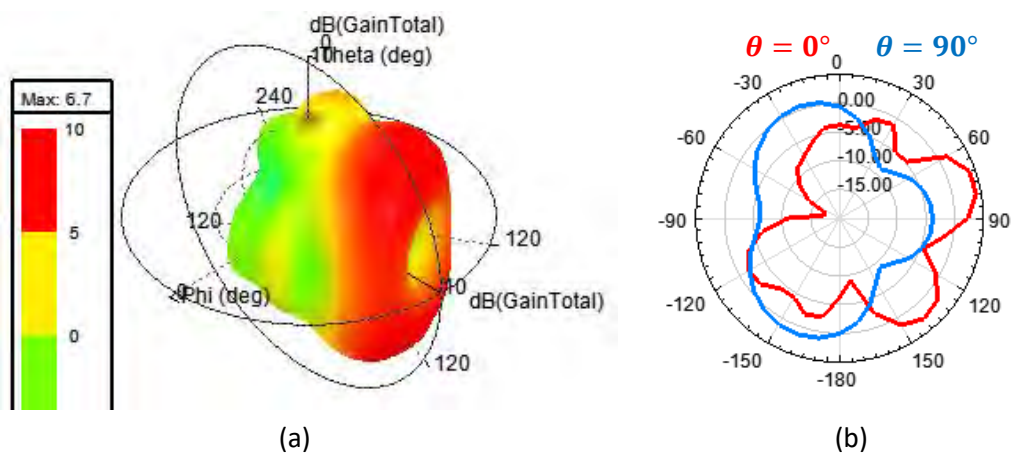
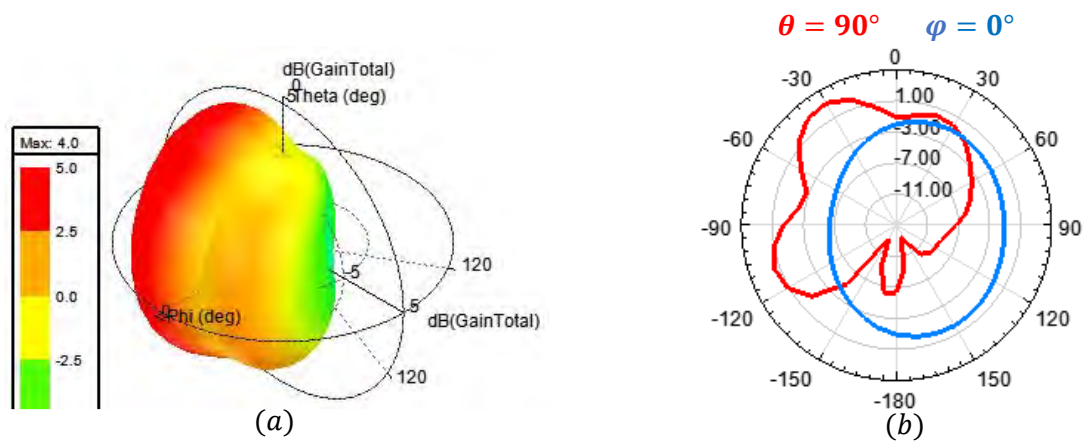


Figure I. 22: Diagramme de rayonnement en f_1 : les ports 3-4 excités (déphasage de 90° au port 4)



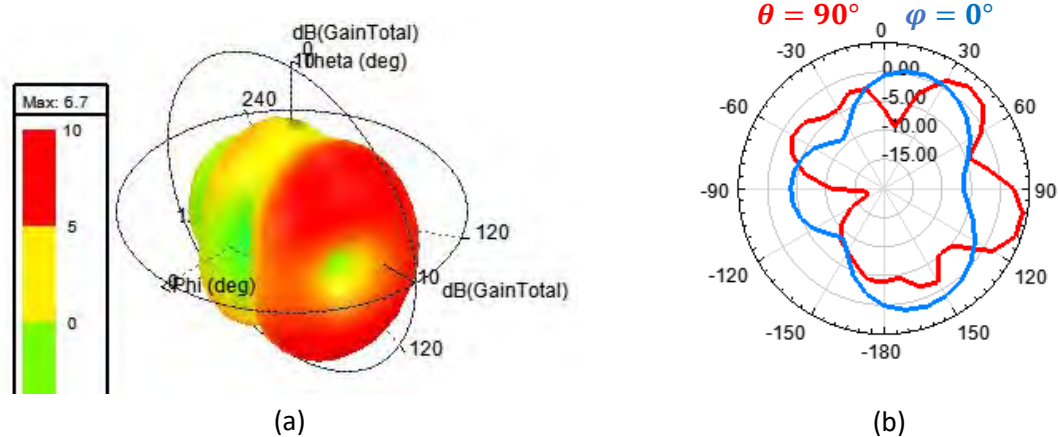


Figure I. 25: Diagramme de rayonnement en f_2 : les ports 1-2 excités (déphasage de 90° au port 1)

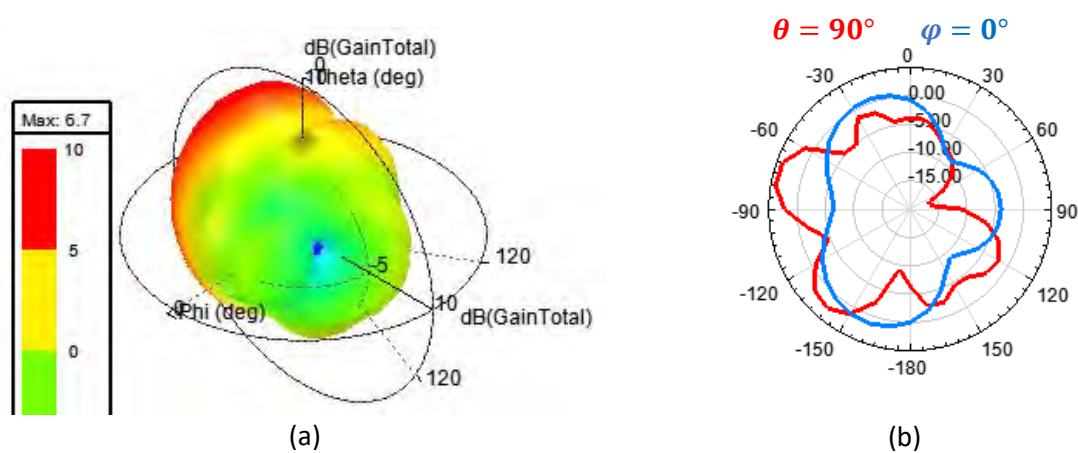


Figure I. 26: Diagramme de rayonnement en f_2 : les ports 3-4 excités (déphasage de 90° au port 4)

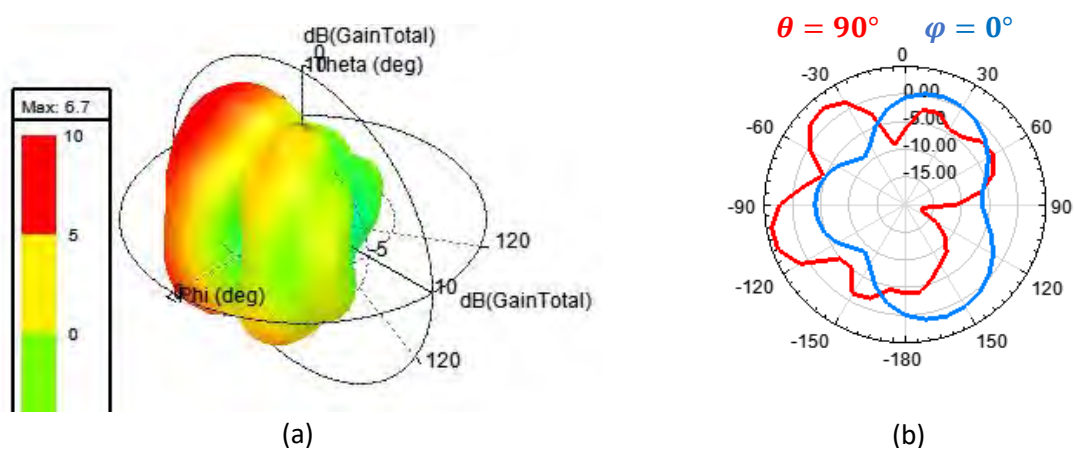


Figure I. 27: Diagramme de rayonnement en f_2 : les ports 3-4 excités (déphasage de 90° au port 3)

Les figures I.20-I.23 montrent différentes possibilités de reconfiguration en diagramme de rayonnement du système 1 simulé à la fréquence f_1 . En excitant les ports 1-2 avec déphasage de 90° (au port 2), on obtient la configuration de la figure I.20 qui couvre le plan $(-X ; Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal de cette configuration est égal à 4.0 dB correspondant à $\varphi = 150^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure I.21 est obtenu en excitant les ports 1-2 avec un déphasage de 90° au port 1. On couvre le plan $(X ; Y)$ à $\theta = 90^\circ$. On obtient alors un gain maximal égal à 4.0 dB qui correspond à $\varphi = 30^\circ$. En excitant les ports 3-4 avec un déphasage de 90° (port 4), on obtient la configuration de la figure I.22 où le plan $(-X ; -Y)$ est couvert à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal obtenu est 4.0 dB à $\varphi = -150^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure I.23 est obtenu en excitant les ports 3-4 avec un déphasage de 90° (au port 3). On obtient une couverture suivant le plan $(X ; -Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal est de 4.0 dB qui correspond à $\varphi = -30^\circ$.

Les figures I.24-I.27 montrent différentes possibilités de reconfiguration en diagramme de rayonnement du système 1 à la fréquence f_2 . En excitant les ports 1-2 avec un déphasage de 90° (au port 2), on obtient la configuration de la figure I.24 qui couvre le plan $(-X ; Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal de cette configuration est égal à 6.7 dB correspondant à $\varphi = 145^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure I.25 est obtenu en excitant les ports 1-2 avec un déphasage de 90° (au port 1). On couvre le plan $(X ; Y)$ à $\theta = 90^\circ$. On obtient alors un gain maximal égal à 6.7 dB qui correspond à $\varphi = 40^\circ$. En excitant les ports 3-4 avec un déphasage de 90° (au port 4), on obtient la configuration de la figure I.26 où le plan $(-X ; -Y)$ est couvert à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal obtenu est 6.7 dB à $\varphi = -145^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure I.27 est obtenu en excitant les ports 3-4 avec un déphasage de 90° (au port 4). On obtient une couverture suivant le plan $(X ; -Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal est de 6.7 dB qui correspond à $\varphi = -40^\circ$.

Dans les tableaux I.2-I.3 suivants, nous allons récapituler les valeurs maximales des gains et des directivités du système 1.

Tableau I. 1: Caractéristiques de rayonnement du système 1 en f_1

Etats du système	Gain max G (dB)	Directivité max D (dB)
Port 1 (90°) et 2 excités Port 1 et 2 (90°) excités	4.1	4.9
Ports 3 (90°) et 4 excités Ports 3 et 4 (90°) excités	4.0	4.9

Tableau I. 2: Caractéristiques de rayonnement du système 1 en f_2

Etats du système	Gain max G (dB)	Directivité max D (dB)
Port 1 (90°) et 2 excités Port 1 et 2 (90°) excités	6.7	7.2
Ports 3 (90°) et 4 excités Ports 3 et 4 (90°) excités	6.7	7.2

Les états de reconfiguration présentés dans cette section ont été simulés sous *HFFS*. Nous avons choisi ces états dans le but d'obtenir un système antenne reconfigurable qu'on peut réaliser physiquement. Pour ce faire nous utiliserons des coupleurs hybrides (-3 dB, 90°).

Conclusion

Les systèmes d'émission/réception jouent un rôle incontournable dans les réseaux sans fil pour la transmission des informations. Parmi ces systèmes, les antennes sont les plus répandues dues à la diversité des applications dans lesquelles elles interviennent. L'évolution de la technologie a permis de passer des types d'antennes simples aux antennes de plus en plus complexes. Cette évolution est conditionnée par les besoins de transferts des données à hauts débits.

Après avoir fait une étude générale sur les antennes ainsi que les antennes intégrées dans les équipements mobiles compatible aux systèmes 4G et 5G, nous avons rappelé les techniques utilisées pour améliorer les performances des systèmes multi-antennes. Enfin la reconfiguration des paramètres d'antennes a été développée.

Dans le chapitre suivant, nous ferons une présentation générale sur la théorie des coupleurs directionnels et plus particulièrement les coupleurs hybrides.

Chapitre II : Coupleurs hybrides (-3 dB, 90°)

Introduction

Les coupleurs directionnels sont des dispositifs électroniques passifs à ports multiples (entrées et sorties) très répandus dans le domaine des télécommunications vu leurs nombreux avantages. L'intégration de différents circuits dans un système compact nécessite l'utilisation d'éléments susceptibles de coupler, d'isoler ou d'adapter les différents composants du système pour lui assurer un meilleur fonctionnement.

Les coupleurs hybrides constituent un cas particulier des coupleurs directionnels qui ont pour rôle principal de créer un couplage ou l'isolation entre deux éléments distincts d'un dispositif électronique.

Nous présenterons, dans ce chapitre, les éléments de base théorique régissant les coupleurs dans un premier temps. Ensuite, nous décrirons l'état de l'art des coupleurs hybrides. En fin, la conception d'un coupleur hybride Bi-bande ainsi que le domaine d'application des coupleurs mettra un terme à ce chapitre.

II.1. Théorie sur les coupleurs hybrides

Les diviseurs de puissance et les coupleurs sont utilisés dans les circuits électroniques pour diviser ou combiner la puissance d'un signal appliqué à un ou plusieurs ports. Généralement les coupleurs sont des éléments à trois, quatre ports (ou plus). Cependant dans la suite de ce chapitre, nous nous limiterons sur les coupleurs à quatre ports, plus particulièrement les coupleurs hybrides [2].

II.1.1. Réseaux à quatre ports

Un réseau à quatre est un système contenant deux entrées (1 et 4) et deux sorties (2 et 3) situés de part et d'autre du système. Un signal appliqué au port 1 est réparti entre les ports 2 (port transmis) et 3 (port couplé) avec un déphasage, alors qu'aucune puissance n'est délivrée au port 4 (port isolé).

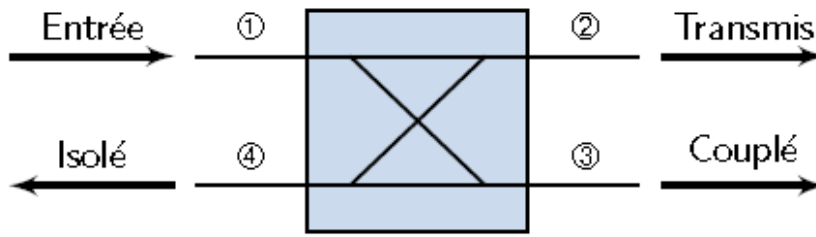


Figure II. 1 : Symbole d'un réseau à 4 ports

II.1.2. Matrice de répartition d'un réseau à 4 ports

La matrice de répartition S (4×4) d'un réseau à quatre ports est composée de 16 éléments (S_{ij}). Si le réseau est adapté aux 4 ports alors $S_{ii} = 0$ ($i = j$). Lorsque le réseau est sans perte, on obtient 10 équations à partir des équations de conservation de l'énergie [2]. La résolution de ces dernières, en choisissant des références d'amplitude (α et $\beta \in \mathbb{R}$) et de phase (θ et ϕ) [2], permet de déterminer la matrice S de répartition suivante :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\phi} \\ \beta e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\phi} & \alpha & 0 \end{pmatrix}$$

Le produit scalaire des lignes 2 et 3 doit être égale à zéro [2], on obtient alors la relation suivante :

$$\alpha\beta(e^{j\theta} - e^{-j\phi}) = 0 \quad \text{Eq.II.1}$$

Puisque les valeurs α et β sont différentes de zéro, l'équation Eq.II.1 est vérifiée dans les deux cas suivants :

- $\theta = \phi = \pi/2$ On a un déphasage de 90° entre les deux ports de sorties.
- $\theta = 0$ et $\phi = \pi$ Le déphasage entre les ports de sorties est égal 180° .

Dans le premier cas, le réseau est réciproque et adapté aux quatre ports, c'est un coupleur directionnel qui est symétrique où chacun des quatre ports peut être considéré comme une entrée. La puissance appliquée à l'entrée sera divisée de manière égale entre les deux ports de sorties avec déphasage (retard) de 90° . Alors que dans le second cas, bien que le réseau soit adapté mais, c'est un système antisymétrique où le déphasage entre les ports de sorties est égal à 180° . Cependant dans les deux cas, les puissances délivrées aux ports de sorties sont

égales. Ce sont des coupleurs hybrides avec un facteur de couplage qui est égal à $-3dB$ (coupleur hybride). Ce qui implique que $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$.

II.1.3. Caractéristiques des coupleurs

Les coupleurs sont caractérisés par des paramètres tels que le couplage, l'isolation, la directivité, la bande passante, les pertes d'insertion etc... qui définissent leur performance.

II.1.3.1. Facteur de couplage C

Le facteur de couplage est le rapport entre la puissance fournie au port couplé (3) par rapport à celle appliquée au port d'entrée (1) exprimé en décibel. Il désigne le pourcentage de la puissance du signal d'entrée fournie au port de sortie couplé.

$$C(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_3}{P_1} \right) \quad \text{Eq. II. 2}$$

II.1.3.2. Facteur d'isolation $I(dB)$

Le facteur d'isolation qui indique le pourcentage de la puissance du signal d'entrée délivrée au port isolé (2), est le rapport entre la puissance fournie au port 2 et celle appliquée au port 1. Il est exprimé en décibel par la relation suivante.

$$I(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_1} \right) \quad \text{E. q. II. 3}$$

II.1.3.3. Directivité $D(dB)$

La directivité est le rapport entre les puissances fournies au port couplé (3) et au port isolé (4). Elle représente, en décibel, la différence entre le facteur de couplage et le facteur d'isolation.

$$D(dB) = C(dB) - I(dB) \quad \text{Eq. II. 4}$$

Le coupleur idéal ne se caractérise que par le facteur de couplage car la directivité et l'isolation sont infinies. Toutes fois, un coupleur idéal ne peut pas être réalisé en pratique car il y aura toujours des pertes.

II.1.3.4. Bande passante B_p

La bande passante relative d'un coupleur est définie par sa plage de fréquences de fonctionnement optimale. Elle est appelée la bande passante fractionnée lorsqu'elle est exprimée par la relation suivante :

$$B_p = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \times 100 \quad \text{Eq. II.5}$$

Où f_0 est la fréquence centrale, f_1 et f_2 sont respectivement la fréquence minimale et la fréquence maximale de fonctionnement du coupleur.

II.2. Types de coupleurs directionnels

Les coupleurs directionnels sont des composants RF très sollicités en électronique pour la stabilité des différents circuits qui composent les appareils. Dans cette partie, nous présentons quelques types de coupleurs directionnels et leurs particularités.

II.2.1. Coupleur hybride en quadrature

Les coupleurs en quadrature sont des coupleurs à branches (*branche-line hybrid*) dont la topologie de base intègre des lignes de transmission dont la longueur $\lambda/4$ (lignes quart d'onde). Ces lignes micro-rubans sont imprimées sur l'une des faces d'un substrat, alors que sur la face opposée se trouve le plan de masse. La figure 22 illustre la description de ce coupleur en technologie *microstrip* (micro ruban). Comme nous l'avons vu dans la section II.1.2 de ce chapitre, ce coupleur est symétrique et adapté à tous les ports [2] [10].

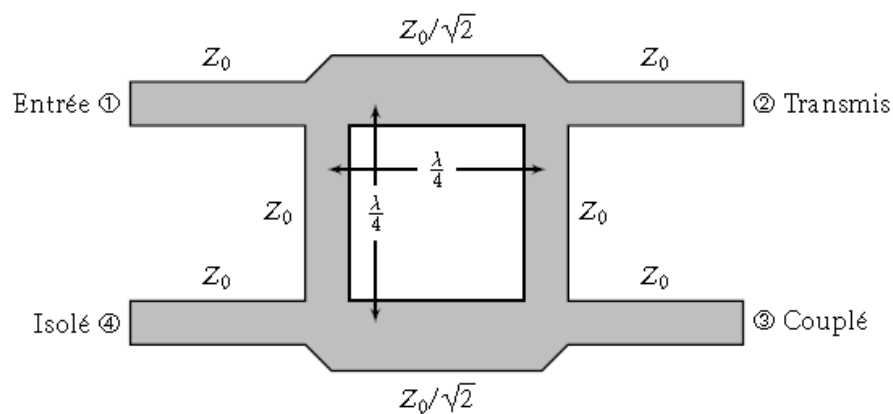


Figure II. 2 : Coupleur en Quadrature Micro-ruban

Dans un coupleur à branches, les performances maximales sont obtenues à la fréquence centrale qui correspond à la fréquence pour laquelle les lignes ont une longueur électrique $\theta = 90^\circ$. En pratique, les dimensions des lignes sont déterminées à partir d'un outil de calcul numérique.

II.2.2. Coupleur en anneau

Les coupleurs en anneau sont des jonctions hybrides appelées *rate-race hybrid* dont la circonférence a une longueur de $6\lambda/4$. Sur l'une des moitiés de cet anneau, on branche quatre lignes distantes de $\lambda/4$, telles que les deux lignes extrêmes qui sont diamétralement opposées soient séparées d'un demi-anneau. Ce type de coupleur est un réseau à 4 ports avec un déphasage de 180° . Mais, on peut également l'utiliser de sorte que les ports de sorties soient en phase. La figure 23 montre la géométrie d'une jonction hybride $3dB$ en technologie *microstrip*.

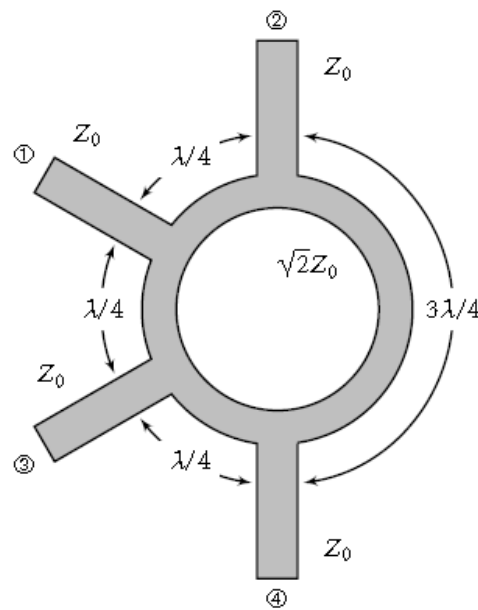


Figure II. 3: Coupleur hybride en Anneau (*rate-race hybrid*)

Un signal appliqué au port 1 est divisé également en deux composantes en phase entre les ports 2 et 3, le port 4 est alors isolé. Alors que, si le signal est appliqué au port 4, il sera divisé en deux composantes égales entre les ports 2 et 3 avec un déphasage de 180° . Cependant lorsque deux signaux sont appliqués aux ports 2 et 3, la somme Σ est fournie au port 1 et la différence au port 4. Pour avoir une adaptation aux quatre ports à une impédance caractéristique Z_0 , l'impédance Z_0 de l'anneau est donnée par la relation suivante [3] avec

$$Z_1 = \sqrt{2} \cdot Z_0.$$

II.2.3. Coupleur de Lange

Le coupleur de Lange est un coupleur en quadrature où quatre lignes couplées sont utilisées avec des interconnexions comme le montre la figure II.4. Pour avoir un meilleur couplage ($-3dB$), on utilise des lignes parallèles de sorte que les champs de frange contribuent au couplage.

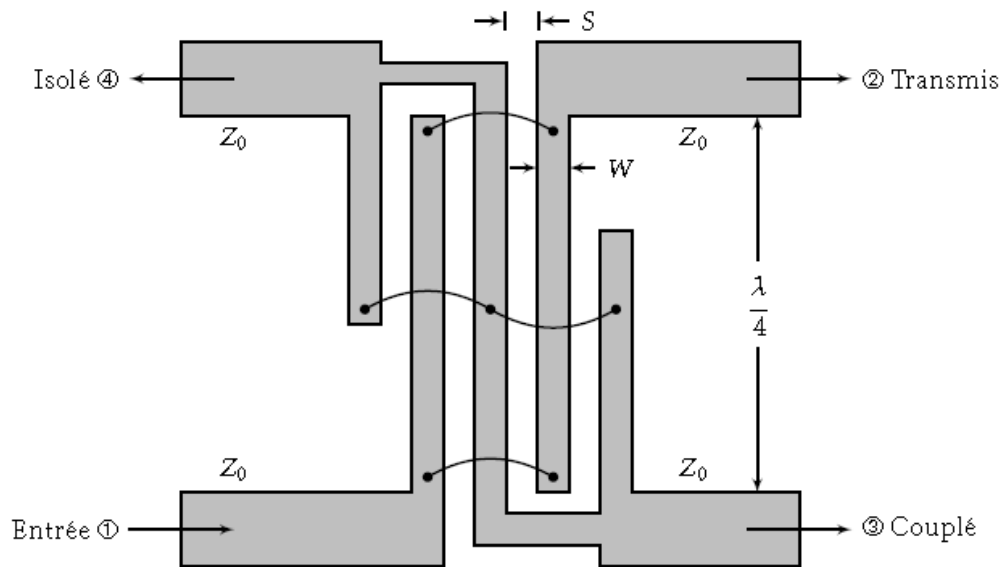


Figure II. 4: Coupleur de Lange

Si le facteur de couplage C est égal au rapport des tensions V_3 sur V_1 : $C = V_3/V_1$ où V_3 et V_1 sont respectivement, les tensions aux ports 3 et 1.

Dans [1], on démontre que :

$$C = \frac{3(Z_{0e}^2 - Z_{0o}^2)}{3(Z_{0e}^2 + Z_{0o}^2) + 2Z_{0e}^2 Z_{0o}^2} \quad \text{Eq. II. 7}$$

$$Z_{0e} = Z_0 \frac{4C - 3 + \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1 - C)/(1 + C)}} \quad \text{Eq. II. 8}$$

$$Z_{0o} = Z_0 \frac{4C + 3 - \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1 + C)/(1 - C)}} \quad \text{Eq. II. 9}$$

Où Z_0 , Z_{0e} et Z_{0o} sont respectivement, l'impédance caractéristique, l'impédance en mode pair (*even*) et l'impédance en mode impair (*odd*).

II.3. Etats de l'art des coupleurs hybrides (-3 dB , 90°)

Les structures électroniques sont de plus en plus compactes en raison des nombreux éléments intégrés dans des petits appareils. Ainsi la miniaturisation des composants électroniques est devenue une nécessité tout en veillant sur les performances de ces derniers. Les recherches effectuées dans le domaine électronique ont permis de réaliser des progrès considérables sur les coupleurs hybrides [10-14]. Dans cette section, nous allons présenter quelques travaux récemment effectués sur les coupleurs hybrides mono-bande et double-bande.

II.3.1 Coupleurs hybride mono-bande

Dans [11], l'auteur a réalisé un coupleur hybride (-3 dB , 90°) compact large bande avec la technologie micro-ruban dont la fréquence de résonance est égale 1 GHz . Les dispositifs compacts sont en évolution remarquable avec la limitation de l'espace des systèmes miniatures. Ce coupleur a été implémenté dans un substrat appelé *Rogers RT5880* dont la permittivité électrique relative ϵ_r est égal à 2.2. En miniaturisant le système, l'auteur a réussi à réduire la surface occupée par le coupleur de 60% par rapport à celle du coupleur conventionnel. Les figures II.5 suivantes montrent le coupleur réalisé ainsi que ces paramètres-S mesurés.

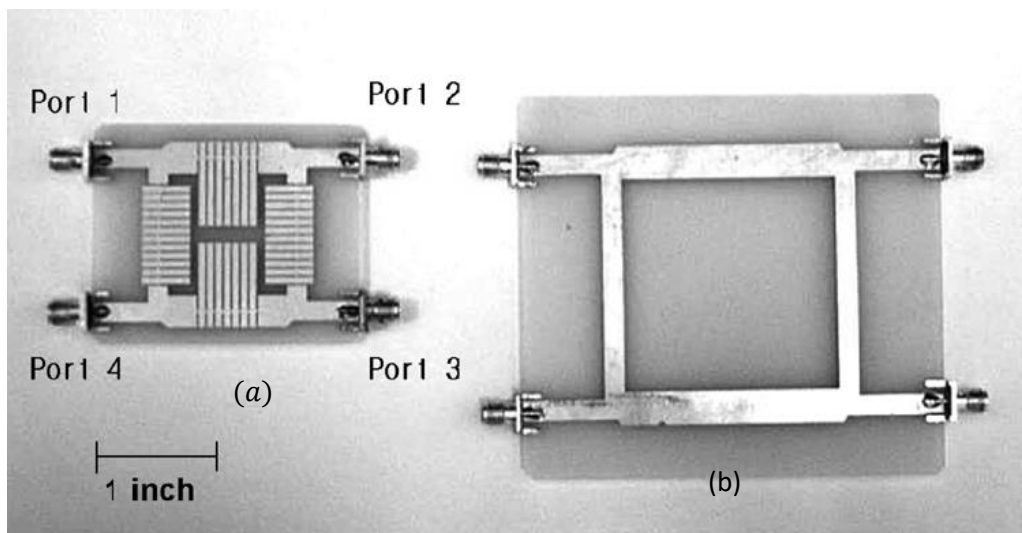


Figure II. 5: Coupleur hybride miniaturisé (a), coupleur hybride conventionnel (b)

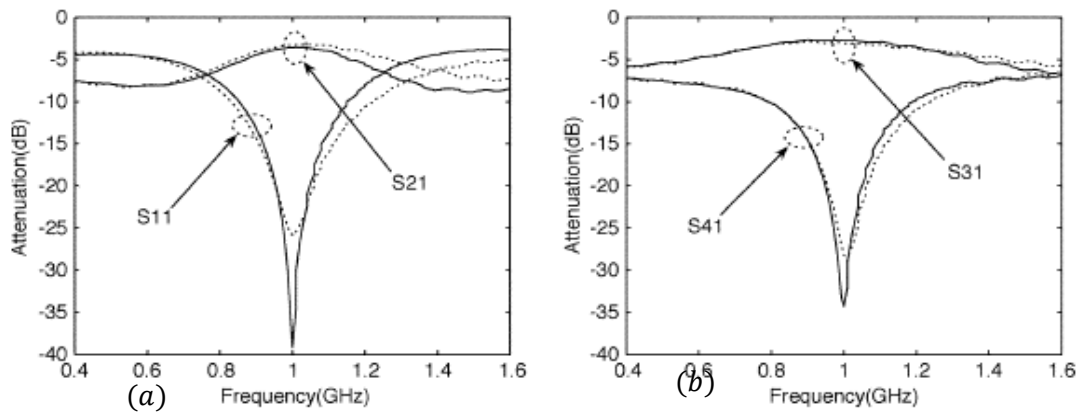
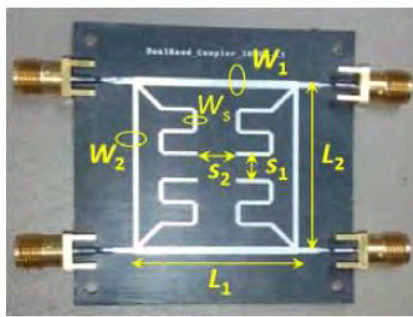


Figure II. 6: Paramètres-S du coupleur miniature (a), paramètres-S du coupleur conventionnel (b)

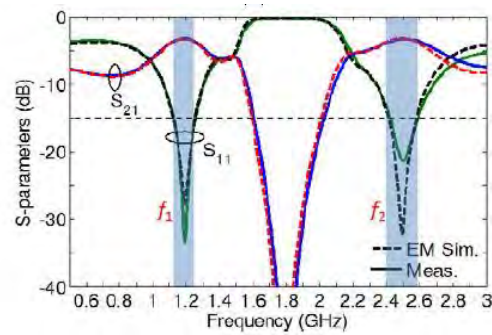
Les ports 1, 2, 3 et 4 représentent respectivement le port d'entrée, le port transmis, le port couplé et le port isolé. Dans les deux cas, nous avons S_{21} et S_{31} qui est égal à -3 dB , $S_{11} = -40 \text{ dB}$ en (a) et -35 dB en (b) et l'isolation S_{41} varie entre -25 dB (a) et -30 dB (b). Ces résultats montrent que les coupleurs ont des performances satisfaisantes. Cependant, on peut noter que le coupleur conventionnel couvre une bande plus large que celle couverte par le coupleur compact qui, lui aussi, présente une meilleure adaptation.

II.3.2. Coupleur hybride double bande

Dans [10], les auteurs ont proposé la conception d'un coupleur hybride Bi-bande (*dual-band*) compact. Dans le but de diminuer la surface occupée par le coupleur, les stubs de type-Pi sont repliés à l'intérieur. Ce coupleur proposé, fonctionne aux fréquences 1.2 et 2.5 GHz. Le RT/Duroid 5870 caractérisé par $\epsilon_r = 2.33$ est le substrat utilisé pour l'implémentation de ce coupleur. L'analyse paire/impaire des paramètres-Y permet de déterminer, de façon arbitraire, les fréquences de résonance. Dans la figure suivante, nous présentons le prototype et les courbes des paramètres-S simulés et mesurés du coupleur.



(a)



(b)

Figure II. 7: Prototype du coupleur dual-band (a), paramètres-S du coupleur (b)

Les paramètres-S mesurés du coupleur (b) montrent que, sur les deux bandes, les résultats assurent de bonnes performances car le couplage et la transmission sont estimés à -3 dB et le coefficient de réflexion et l'isolation sont inférieurs -20 dB dans les deux bandes de fonctionnement

II.3.3. Applications des coupleurs

Les coupleurs sont des dispositifs destinés à assurer une liaison entre deux systèmes. Ce sont des équipements mécaniques, électrotechniques, électroniques et bien souvent un mélange de différentes technologies.

- En **mécanique** et **électrotechnique**, un coupleur est généralement utilisé pour la transmission d'un mouvement, mais également pour assurer le contrôle de déplacement ou le positionnement de pièces mobiles.
- En **électronique** le coupleur peut avoir de multiples fonctions :
 - ✓ Adapter l'impédance d'éléments hétérogènes comme une antenne et le reste du circuit récepteur,
 - ✓ Assurer la transmission d'un signal tout en préservant l'isolation galvanique entre deux circuits, l'un potentiellement soumis des surtensions et l'autre vulnérable,
 - ✓ En technique des antennes, le coupleur (fonction de couplage) sert à réunir, coupler des antennes sur une même liaison coaxial (antenne parabole, antenne râteau TNT) ou la même ligne de transmission (antennes multiples imprimées). Lorsqu'il s'agit de séparer et de découpler, l'accessoire se nomme **découpleur**.

- En **optique** des coupleurs sont utilisés dans le milieu des fibres optique pour diverses applications (filtrage, multiplexage).

II.4. Conception d'un coupleur hybride (-3 dB, 90°) sous ADS

II.4.1. Prototypage du coupleur

Un coupleur hybride (-3 dB) qui fonctionne dans deux bandes de fréquences (*dual-band*) différentes peut être obtenu en ajoutant des lignes micro-ruban ouvertes au niveau des interconnexions des lignes ($\lambda/4$) qui compose le coupleur mono-bande en quadrature appelé coupleur *dual-band* de type-Pi [10] [13] [15].

Dans [10], la résolution des équations provenant de la matrice ABCD qui permettent de déterminer les impédances Z et les longueurs électriques θ des différentes lignes d'un coupleur Bi-bande a été détaillée. La figure II.8 montre les schémas de passage d'un coupleur mono-bande à un coupleur *dual-band* en utilisant la transformation d'une ligne micro-ruban simple en ligne de type-Pi pour réaliser la double résonance.

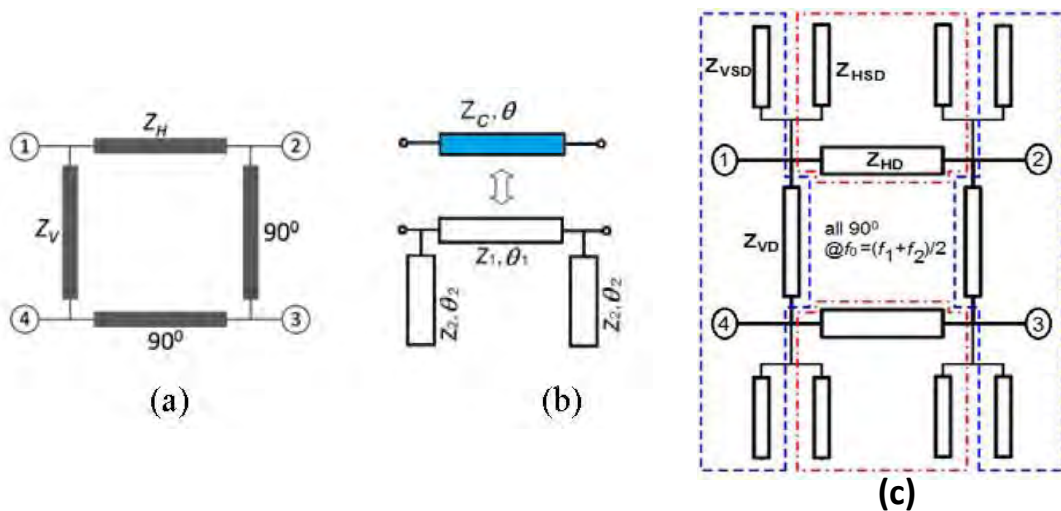


Figure II. 8: Coupleur Classique (a), ligne de transmission de type-Pi (b) et coupleur double-bande (c)

Z_0 , Z_{HD} , Z_{VD} , Z_{HSD} et Z_S représentent respectivement l'impédance caractéristique à l'entrée, l'impédance des lignes horizontales, l'impédance des lignes verticales, l'impédance du *stub* relative aux lignes horizontales, l'impédance du *stub* relative aux lignes verticales et l'impédance totale d'un *stub*.

Le tableau II.1 suivant montre les expressions des impédances Z selon que la division de puissance soit arbitraire ou égale entre les ports de sorties.

Tableau II. 1: Equations permettant de déterminer les impédances des lignes

Impédance $Z_i (\Omega)$	Division de puissance égale	Division de puissance arbitraire
Z_0	50	50
Z_{HD}	$\frac{Z_0}{\sqrt{2}} \csc(\frac{\pi}{1+k})$	$Z_0 \frac{\beta}{\sqrt{1+\beta^2}} \csc(\frac{\pi}{1+k})$
Z_{VD}	$Z_0 \csc(\frac{\pi}{1+k})$	$Z_0 \beta \csc(\frac{\pi}{1+k})$
Z_{HSD}	$Z_H \tan^2(\frac{\pi}{1+k})$	$Z_H \tan^2(\frac{\pi}{1+k})$
Z_{VSD}	$Z_V \tan^2(\frac{\pi}{1+k})$	$Z_V \tan^2(\frac{\pi}{1+k})$
Z_S	$Z_{HSD} // Z_{VSD}$	$Z_{HSD} // Z_{VSD}$

Avec $k = f_2/f_1$; $\beta = 10^{P/20}$, $P = |S_{21}| - |S_{31}|$ et $f_0 = (f_1 + f_2)/2$.

Dans cette section, notre travail consiste à concevoir un coupleur Bi-bande de fréquences $f_1 = 2.6 \text{ GHz}$ (2.4 – 2.8) et $f_2 = 3.6 \text{ GHz}$ (3.4 – 3.8) dans l'optique d'obtenir les mêmes bandes de fonctionnement que le système 1 présenté au premier chapitre.

Pour déterminer les dimensions (longueur L et largeur W) des différentes lignes du coupleur, nous pouvons les calculer à partir d'un outil appelé *LineCalc*. Les valeurs obtenues sont représentées dans le tableau II.2 suivant.

Tableau II. 2: Dimensions du coupleur calculées avec *LineCalc*

Impédance $Z_i (\Omega)$	Longueurs $L_i (mm)$	Largeurs $W_i (mm)$	Longueur électrique $\theta(^{\circ})$
$Z_0 = 50$	13.37	1.51	90
$Z_1 = Z_{HD} = 35.35$	13.01	2.59	90
$Z_2 = Z_{VD} = 50$	13.37	1.51	90
$Z_3 = Z_S = 319.11$	15.31	0.0013	90

La valeur obtenue $W_3 = 0.0013 \text{ mm}$ est très faible, donc physiquement pas réalisable. En effet, pour avoir des stubs réalisables, nous fixons la largeur W_3 et faisons varier la

longueur L_3 dans le but de déterminer la double résonance. Pour une largeur $W_3 = 0.2 \text{ mm}$ [13], la double résonance est obtenue lorsque la longueur L_3 est environ égale à 45 mm .

En faisant varier les dimensions des différentes lignes du coupleur avec l'outil d'optimisation d'ADS, nous obtenons les valeurs présentées dans le tableau II.3 suivant. La figure II.9 montre le coupleur conçu et optimisé sous ADS.

Tableau II. 3: Dimensions du coupleur obtenu après optimisation

Impédance $Z_i(\Omega)$	Longueurs $L_i(\text{mm})$	Largeurs $W_i(\text{mm})$
$Z_0 = 50$	10	1.5
$Z_1 = 35.35$	13.56	2.5
$Z_2 = 50$	11.6	1.4
$Z_3 = 319.11$	6×6.3	0.19
	6×1.37	

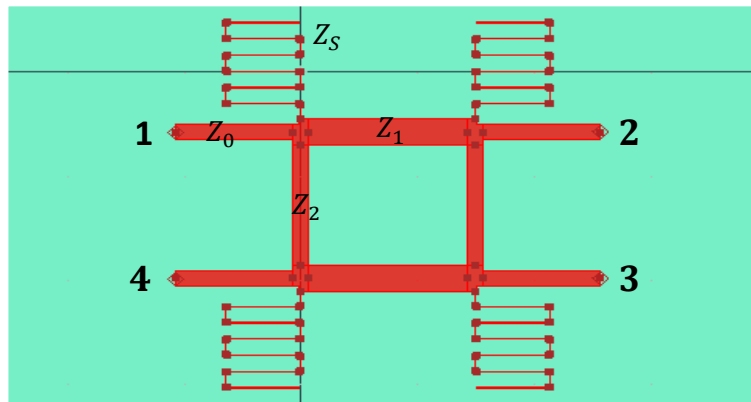


Figure II. 9: Coupleur hybride dual-band en layout

II.4.2. Résultats de la simulation du coupleur sous ADS

Le coupleur hybride ci-dessus est conçu avec la technologie micro-ruban. Dans le but d'interpréter les résultats obtenus lors de la simulation (après avoir optimisé le coupleur), nous allons présenter dans les figures II.10, II.11 et II.12 suivantes, les courbes des paramètres-S et le déphasage entre les ports de sorties (2 et 3) lorsque le port 1 est choisi comme étant l'entrée du coupleur, dans ce cas le port 4 sera le port isolé. Toutefois, le coupleur étant symétrique, n'importe lequel des ports peut être choisi comme étant l'entrée du système.

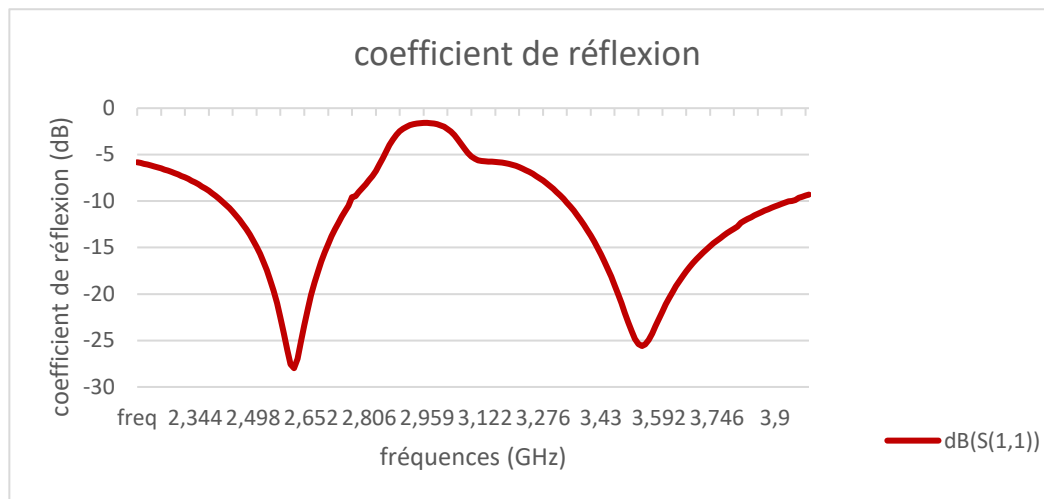


Figure II. 11: Coefficient de réflexion du coupleur

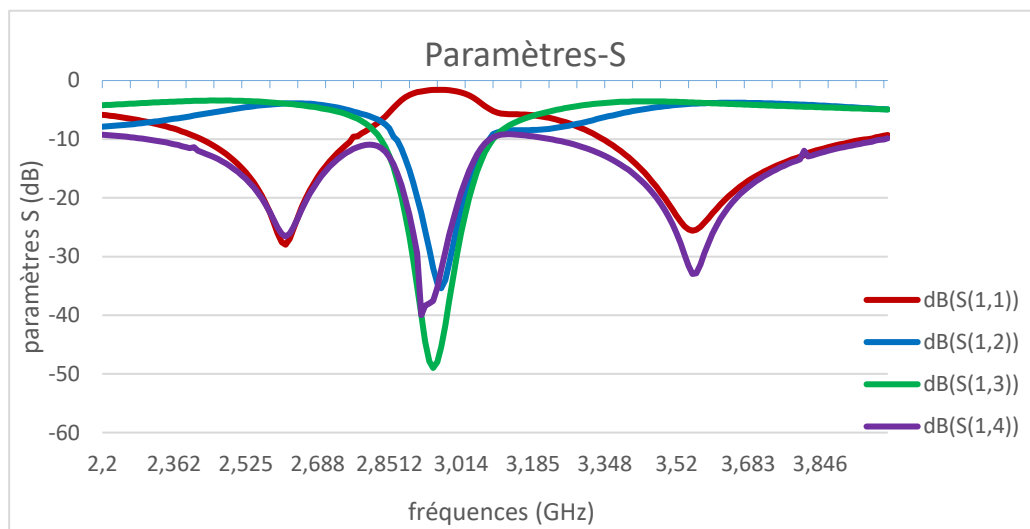


Figure II. 10: Paramètres-S du coupleur

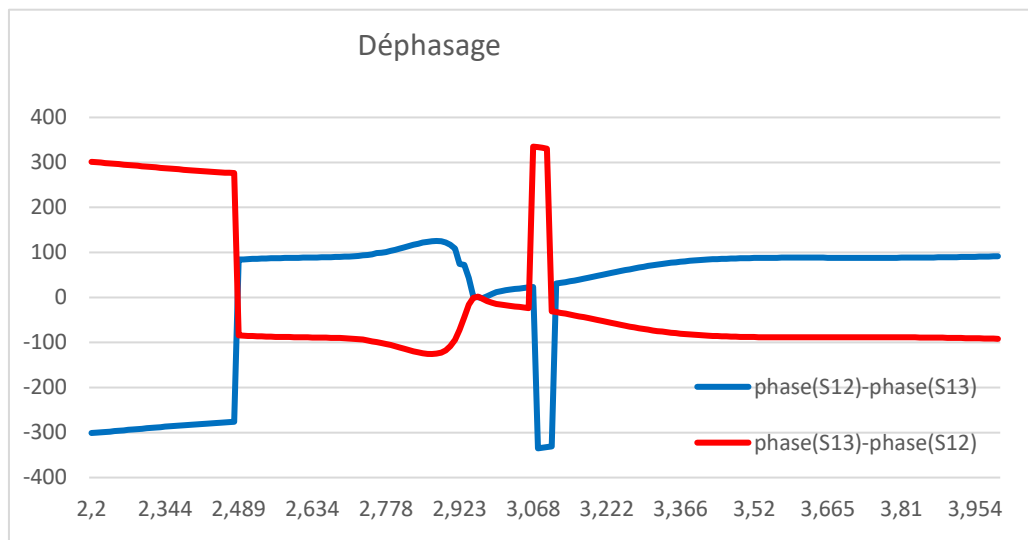


Figure II. 12: Déphasage entre les ports de sortie

La figure I.10 montre le coefficient de réflexion du coupleur. On note une entière couverture des bandes B_1 et B_2 à -10 dB. La bande B_1 occupe 400 MHz allant de 2.4 à 2.8 GHz. La bande B_2 occupe également 400 MHz allant de 3.4 GHz à 3.8 GHz. Le système résonne à 2.6 GHz dans la bande B_1 et à 3.6 GHz dans la bande B_2 . L'adaptation dans les deux bandes B_1 et B_2 est respectivement de -29 dB et -26 dB. La figure II.11 montre les paramètres-S du coupleur. Le coefficient de transmission (S_{12}) est -3 dB dans les deux bandes B_1 et B_2 . Le coefficient de couplage (S_{13}) est -3 dB également dans les bandes B_1 et B_2 . Dans la figure II.12, on note que le déphasage entre les deux ports de sortie est égal à $(\pm 90 \pm 2)^\circ$ dans les deux bandes B_1 et B_2 .

Dans cette section, il a été question de concevoir un coupleur micro-ruban en quadrature qui fonctionne dans les bandes B_1 et B_2 . En effet, l'interprétation des résultats de la simulation nous permet de conclure que le coupleur est un coupleur hybride -3 dB de déphasage 90° ($-30, 90^\circ$). Ainsi, nous constatons que les résultats précédents sont satisfaisants du point de vue pratique.

Conclusion

L'utilisation des coupleurs intervient dans plusieurs domaines, notamment dans les circuits d'alimentation des antennes, les mélangeurs, et les amplificateurs équilibrés. La performance des circuits réalisés est déterminée en partie par celle du coupleur. La réalisation

d'un tel dispositif nécessite une bonne maîtrise de la théorie qui régit les coupleurs afin de prévoir le comportement du circuit avant sa réalisation.

De ce fait, nous avons présenté dans ce chapitre une description générale des coupleurs directionnels, les types de coupleurs les plus répandus dans le domaine électronique, l'état de l'art des coupleurs et la conception d'un coupleur hybride Bi-bandes en technologie micro-ruban.

Le prochain chapitre fera l'objet d'une réalisation de la reconfigurabilité en diagramme de rayonnement du système 1 par l'utilisation des coupleurs hybrides.

Chapitre III : Utilisation des coupleurs hybrides pour la reconfiguration en diagramme de rayonnement

Introduction

Les systèmes de communication sans fil utilisent, de nos jours, des antennes multiples en émission et en réception appelées *MIMO* afin d'améliorer considérablement le débit de transmission. Ainsi, les terminaux mobiles associés aux nouvelles générations de réseau sans fil (4G et 5G) utilisent des antennes dont la conception s'avère complexe.

La reconfiguration de diagramme consiste à rendre modifiable le diagramme de rayonnement du système dans le but d'atteindre ou d'éviter certaines zones de l'espace. Elle peut se réaliser de manière électronique ou électromécanique à l'aide des diodes PIN, des diodes varicap ou des *MEMS* (*Micro Electro Mechanical System*).

Le système 1 étant composé de quatre éléments rayonnants, nous utiliserons deux coupleurs hybrides pour alimenter, deux à deux, les quatre antennes. Ainsi nous verrons, dans un premier temps, la simulation du coupleur hybride sous *HFSS*, ensuite, l'intégration des coupleurs dans le système 1 et enfin, la reconfiguration en diagramme de rayonnement du système d'antenne.

III.1. Prototypage de coupleur hybride Bi-bande (-3 dB, 90°)

HFSS est un simulateur de système de haute fréquence que nous utilisons dans ce travail pour la conception et la simulation de nos systèmes antennaires. Pour ce faire, dans cette section, nous allons importer le coupleur conçu au chapitre II, afin de vérifier les résultats obtenus avec le même coupleur sous *ADS*.

III.1.1. Design des coupleurs sous *HFSS*

Dans la section II.4 du chapitre II de ce mémoire, la conception d'un coupleur hybride en fonctionnement double bandes a été réalisée sous *ADS*. L'exportation de ce dernier sous *HFSS* se fait en imprimant le coupleur dans un substrat identique et de même dimension que celui du système 1 présenté au premier chapitre.

Le système 1 est composé de quatre éléments rayonnants que nous voulons coupler, deux à deux, avec des coupleurs hybrides (-3 dB, 90°). Dans le but de vérifier les résultats obtenus lors de la simulation du coupleur sous *ADS*, nous présentons dans les figures suivantes l'intégration d'un coupleur (figure III.1) et de deux coupleurs (figure III.2) dans le même substrat qui abrite le système 1.

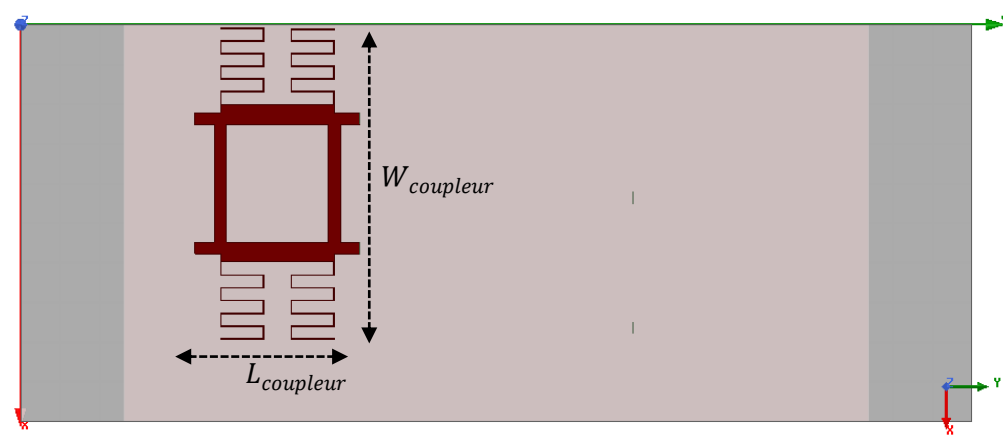


Figure III. 1: Intégration d'un coupleur sous HFSS

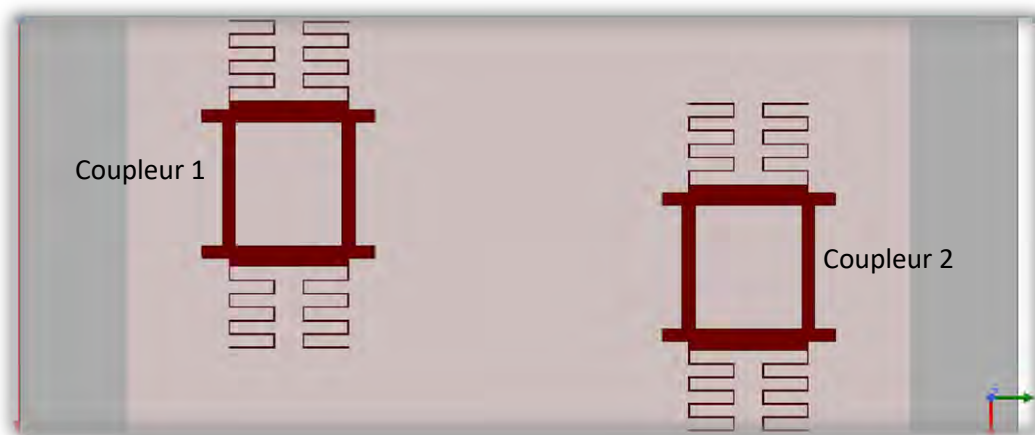


Figure III. 2: Intégration des deux coupleurs

III.1.2. Résultats de la simulation

Les figures III.3 et III.4 suivantes représentent les courbes des paramètres-S des systèmes simulés sous *HFSS*. À partir de ces courbes, nous pourrions déterminer certaines caractéristiques des coupleurs telles que la fréquence de résonance, la bande passante, le ROS etc.

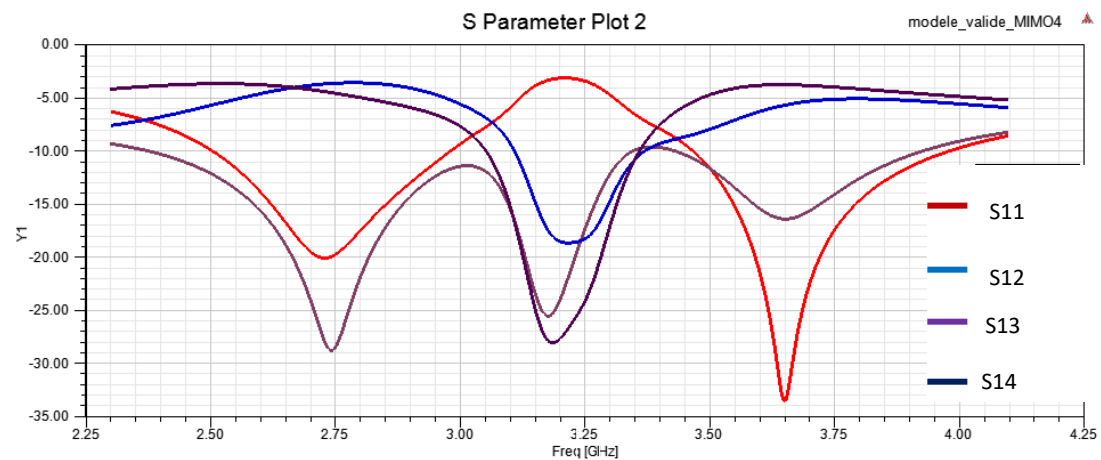


Figure III. 4: Paramètres-S d'un coupleur sous HFSS

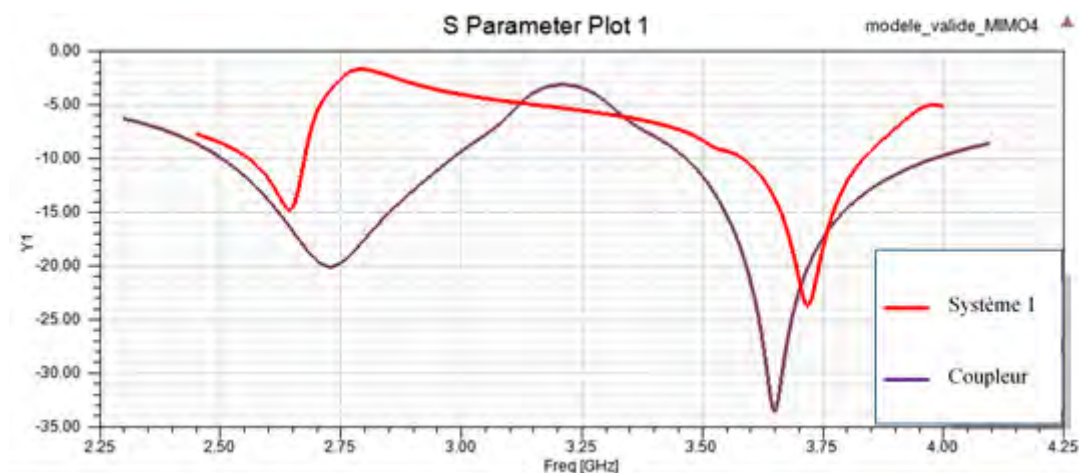


Figure III. 3: Coefficient de réflexion du coupleur (rouge) et du système 1 (violet)

La figure III.3 montre les paramètres-S du coupleur. On note une entière couverture des bandes B_1 et B_2 à -10 dB (S_{11}). La bande B_1 occupe 500 MHz allant de 2.4 à 2.9 GHz. La bande B_2 occupe également 600 MHz allant de 3.4 GHz à 4.0 GHz. Le système résonne à 2.65 GHz dans la bande B_1 et à 3.6 GHz dans la bande B_2 . L'adaptation dans les deux bandes B_1 et B_2 est respectivement de -20 dB et -34 dB. Le coefficient de transmission (S_{12}) est -3 dB dans les deux bandes B_1 et B_2 . Le coefficient de couplage (S_{13}) est -3 dB également dans les bandes B_1 et B_2 . Le coefficient d'isolation (S_{14}) est respectivement égal à -28 dB et -17

dB en f_1 et f_2 . La figure III.4 montre les coefficients de réflexion du système 1 (rouge) et du coupleur (violet).

Dans la section suivante, nous remplacerons les quatre lignes de transmission du système 1 par les deux coupleurs hybrides présentés à la section III.1.1 de ce chapitre (figure III.2). Les ports de sorties de chaque coupleur alimenteront deux éléments rayonnant du système 1.

III.2. Intégration des coupleurs hybrides dans le système 1 (système 2)

En effet l'objectif consiste à alimenter, deux à deux, les quatre éléments rayonnants du système en utilisant les coupleurs hybrides. On obtient ainsi un système antenne que nous appellerons le **système 2**, dans la suite de ce mémoire.

III.2.1. Conception du système 2

Le système 2 est obtenu à partir du système 1 dans lequel on intègre deux coupleurs hybrides. Pour mieux adapter le système, il est donc nécessaire de l'optimiser en faisant varier les dimensions (longueur et largeur) des éléments rayonnants et/ou des coupleurs. En effet, le transfert maximal de puissance du système est obtenu lorsque le système est adapté. Cependant, l'intégration des coupleurs n'est pas une tâche aisée car la longueur totale des coupleurs est largement supérieure à celle des lignes de transmission (système 1). Afin de minimiser l'effet de couplage entre les ports d'excitation, nous avons imprimé les coupleurs en décalant leurs ports d'entrées. La figure III.5 montre la topologie du système 2 (vue de dessus).

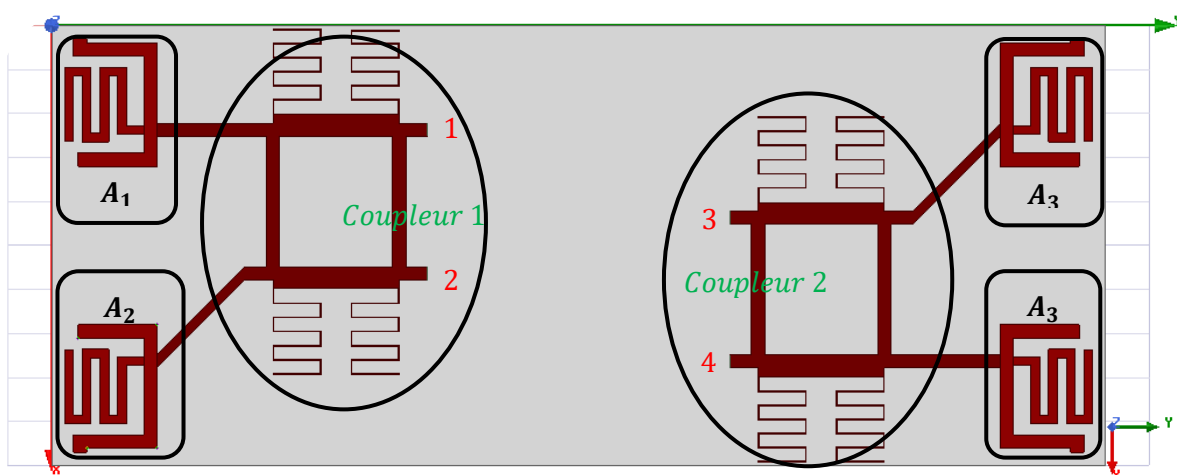


Figure III. 5: Présentation du système 2 vue de dessus

Le système 2 présente les mêmes dimensions que le système 1 et pratiquement les mêmes éléments à l'exception des lignes de transmission qui ont été remplacées par les coupleurs hybrides. Pour décaler les deux coupleurs, l'un des ports de sortie fait un angle de 45° avec l'horizontal pour atteindre le point d'alimentation de l'élément rayonnant qui lui est relié, alors que l'autre port de sortie est une ligne droite, comme le montre la figure III.6.

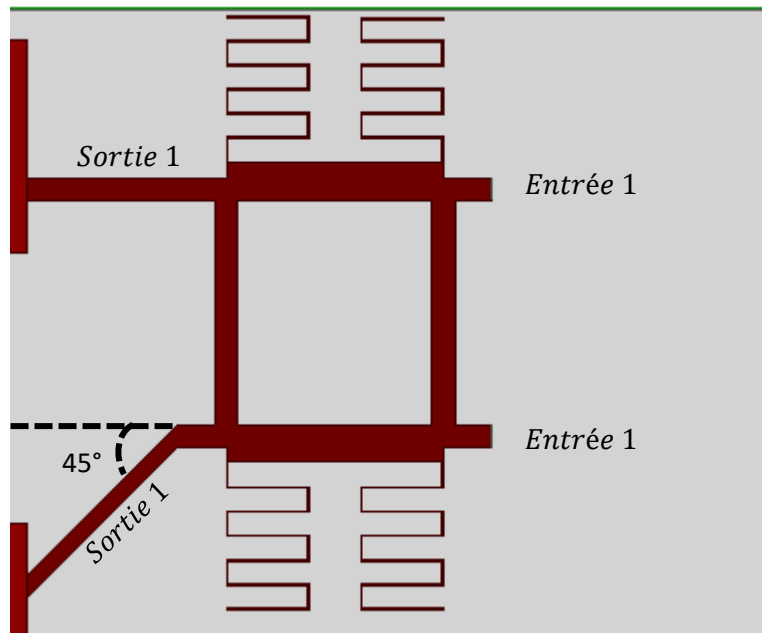


Figure III. 6: Coupleur imprimé dans le système 2

III.3. Reconfiguration en diagramme de rayonnement du système 2

La reconfiguration en diagramme de rayonnement d'une antenne consiste à rendre modifiable son diagramme de rayonnement. Pour ce faire, il existe diverses techniques. Nous utiliserons, dans ce mémoire, les coupleurs hybrides pour atteindre les états de reconfiguration présentés dans la section I.5.2 du chapitre I.

III.3.1. Résultats de la simulation du système 2

Dans cette section, nous ferons l'analyse et l'interprétation des résultats du système 2 simulés dans les bandes B_1 et B_2 . La figure III.7 montre le coefficient de réflexion du système 2. Les figures III.8-III.15 montrent les diagrammes de rayonnement du système dans les états de reconfigurations du système 2 obtenu avec l'utilisation des coupleurs.

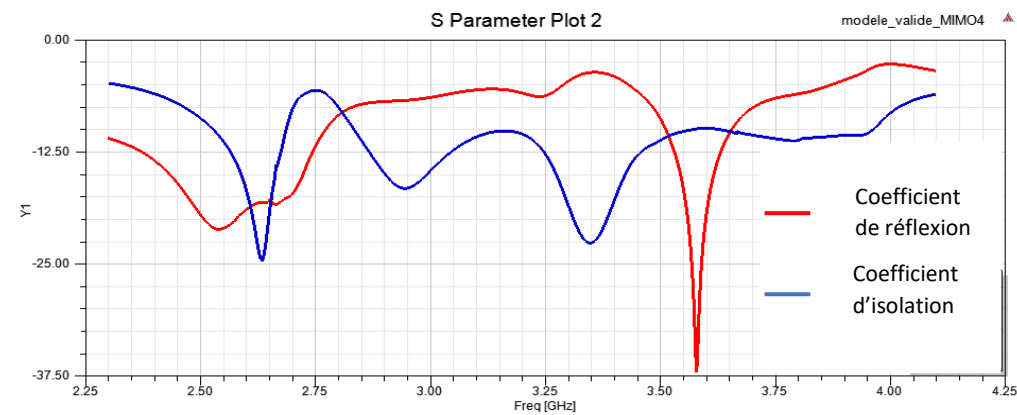


Figure III. 7: Coefficient de réflexion et coefficient d'isolation du système 2

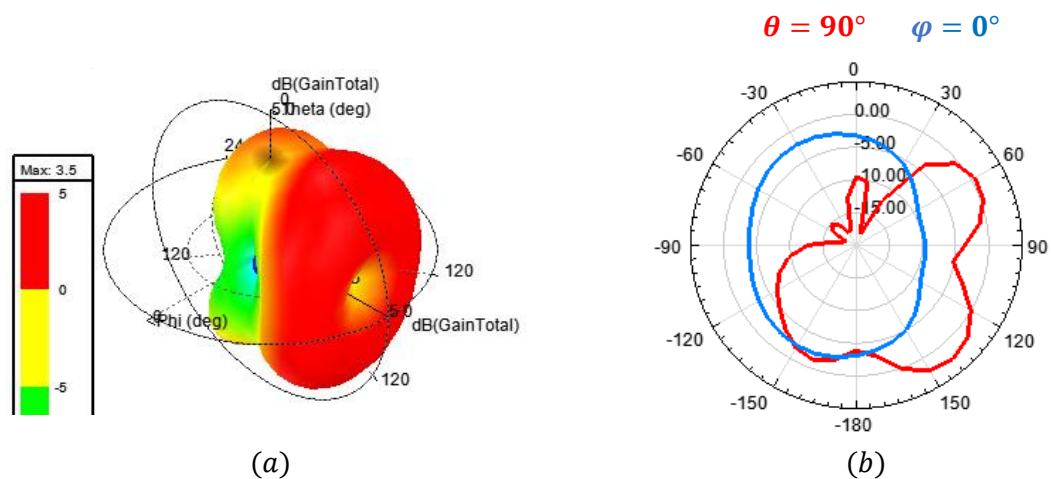


Figure III. 8 : Diagramme de rayonnement du système 2 en f_1 : port 1 excité

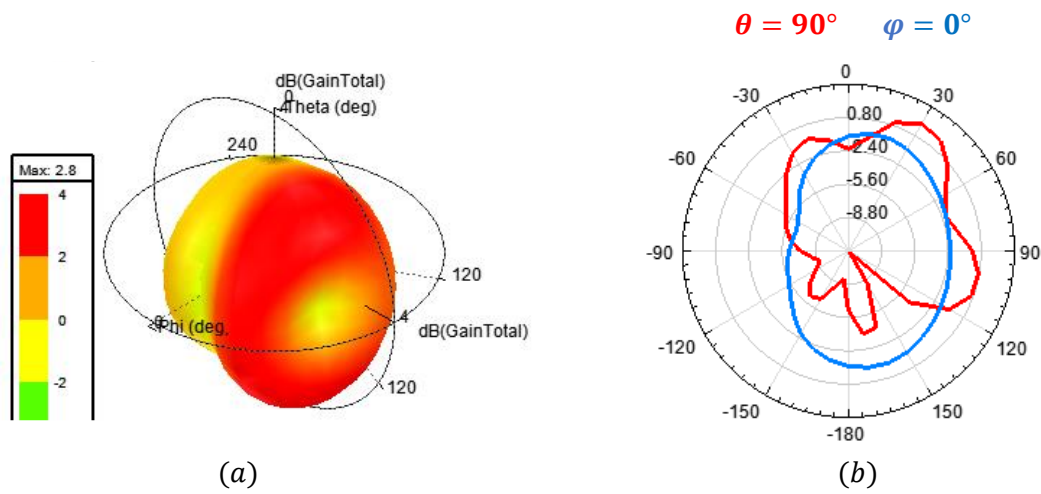


Figure III. 9: Diagramme de rayonnement du système 2 en f_1 : port 2 excité

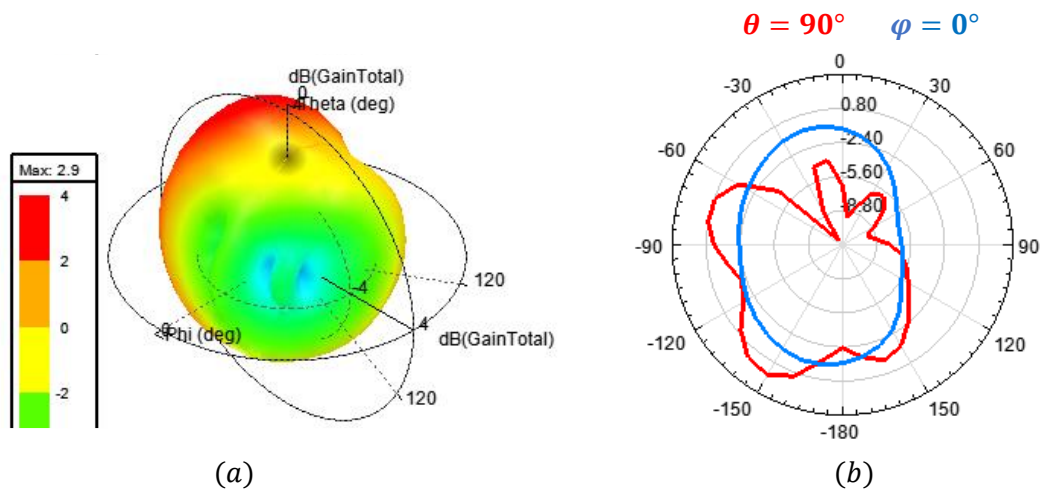


Figure III. 10: Diagramme de rayonnement du système 2 en f_1 : port 3 excité

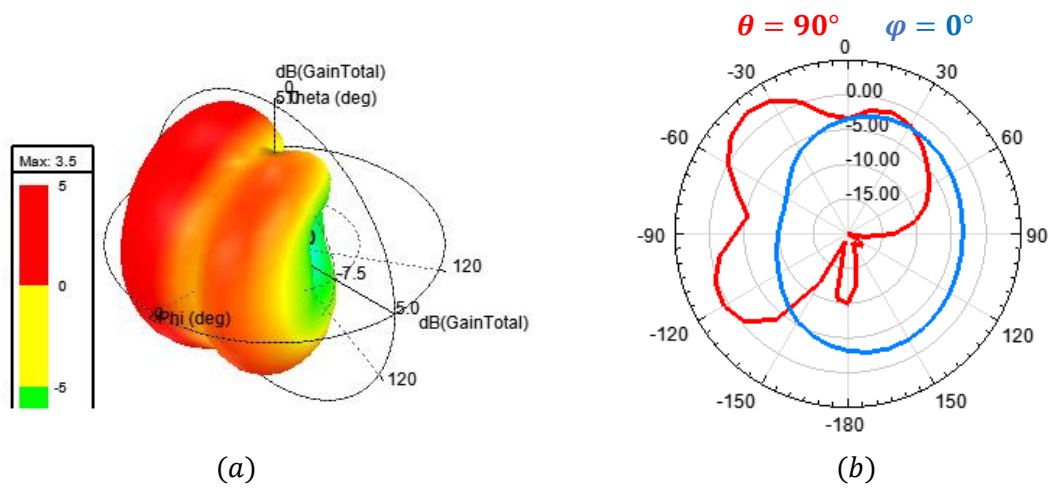


Figure III. 11: Diagramme de rayonnement du système 2 en f_1 : port 4 excité

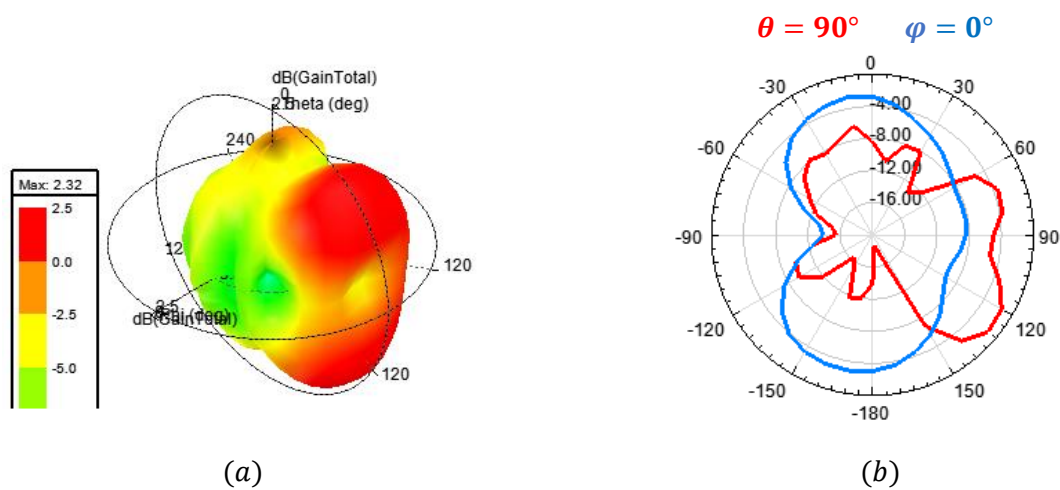


Figure III. 12: Diagramme de rayonnement du système 2 en f_2 : port 1 excité

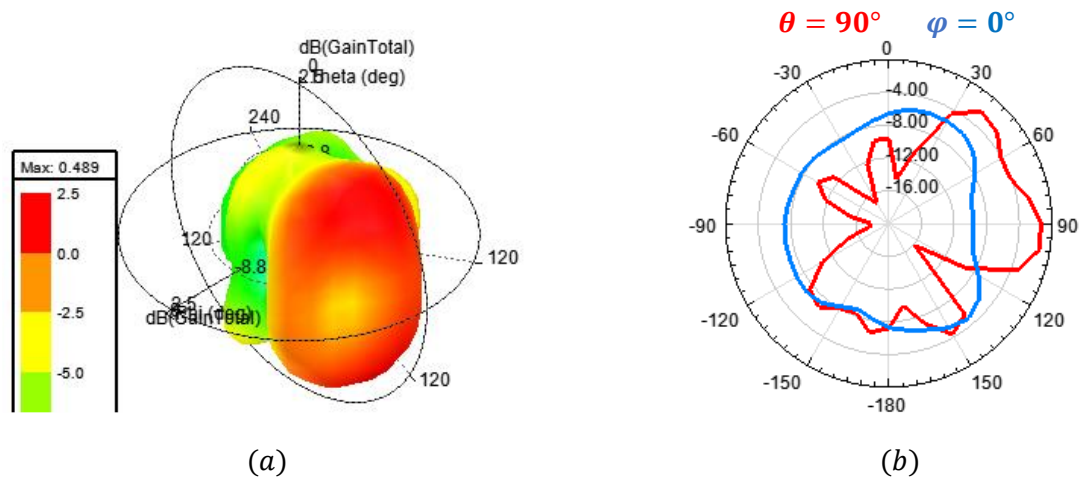


Figure III. 13: Diagramme de rayonnement du système 2 en f_2 : port 2 excité

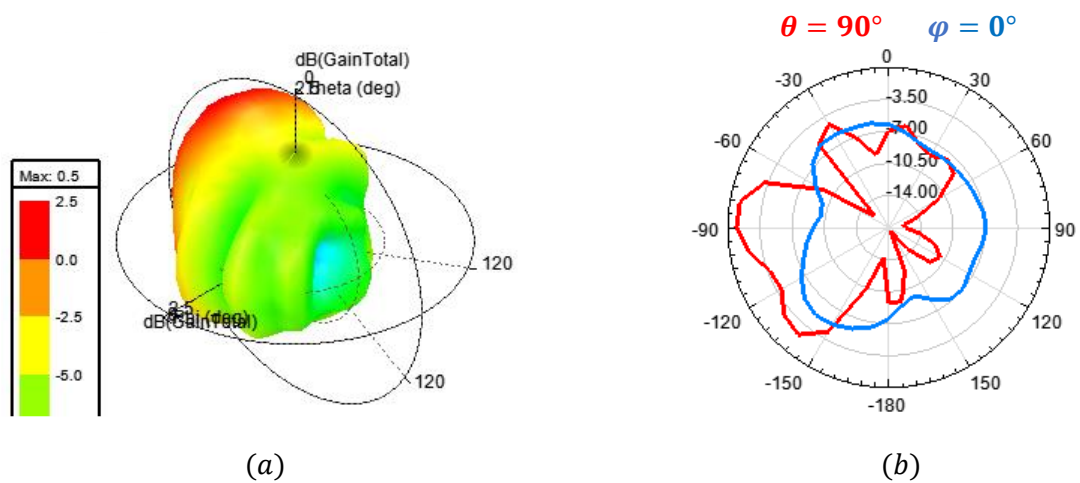


Figure III. 14: Diagramme de rayonnement du système 2 en f_2 : port 3 excité

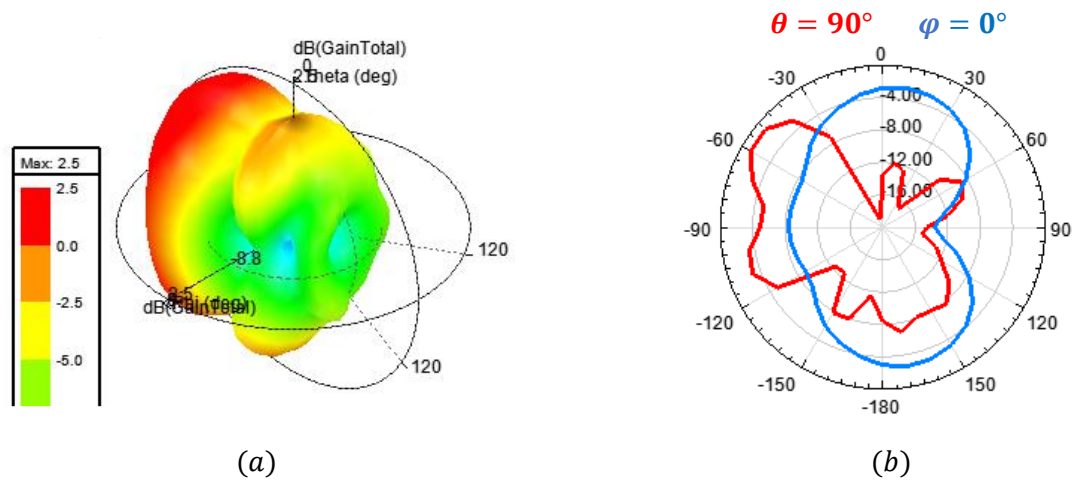


Figure III. 15: Diagramme de rayonnement du système 2 en f_2 : port 4 excité

La figure III.7 montre le coefficient de réflexion du système 2. On note une entière couverture des bandes B_1 et B_2 à -6 dB. La bande B_1 occupe 500 MHz allant de 2.3 à 2.8 GHz. La bande B_2 occupe 350 MHz allant de 3.4 GHz à 3.75 GHz. Le système résonne à 2.55 GHz dans la bande B_1 et à 3.58 GHz dans la bande B_2 . L'adaptation dans les deux bandes B_1 et B_2 est respectivement de -23 dB et -37 dB.

Les figures III.8-III.11 montrent les états de reconfiguration en diagramme de rayonnement du système 2 à la fréquence f_1 . En excitant les ports 1, on obtient la configuration de la figure III.8 qui couvre le plan $(-X ; Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal de cette configuration est égal à 3.5 dB correspondant à $\varphi = 134^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure III.9 est obtenu en excitant le port 2. On couvre le plan $(X ; Y)$ à $\theta = 90^\circ$. On obtient alors un gain maximal égal à 2.8 dB qui correspond à $\varphi = 30^\circ$. En excitant le port 3, on obtient la configuration de la figure III.10 où le plan $(-X ; -Y)$ est couvert à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal obtenu est 2.9 dB à $\varphi = -150^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure III.11 est obtenu en excitant le port 4. On obtient une couverture suivant le plan $(X ; -Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal est de 3.5 dB qui correspond à $\varphi = -40^\circ$.

Les figures III.12-III.15 montrent les états de configuration du système 2 à la fréquence f_2 . En excitant le port 2, on obtient la configuration de la figure III.12 qui couvre le plan $(-X ; Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal est égal à 2.32 dB correspondant à $\varphi = 130^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure III.13 est obtenu en excitant le port 2. On couvre le plan $(X ; Y)$

à $\theta = 90^\circ$. On obtient alors un gain maximal égal à 0.49 dB qui correspond à $\varphi = 90^\circ$. En excitant le port 3, on obtient la configuration de la figure III.14 où le plan $(-X ; -Y)$ est couvert à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal obtenu est 0.5 dB à $\varphi = -90^\circ$. Le diagramme de rayonnement de la figure III.15 est obtenu en excitant les ports 3. On obtient une couverture suivant le plan $(X ; -Y)$ à $\theta = 90^\circ$. Le gain maximal est de 2.5 dB qui correspond à $\varphi = -50^\circ$.

Pour estimer les performances du système 2, nous présentons les gains et les directivités maximaux, dans les tableaux III.1-III.2.

Tableau III. 1: Gain et Directivité du système 2 dans la bande B_1

Etats du système	Gain max $G \text{ (dB)}$	Directivité max $D \text{ (dB)}$
Port 1 excité	3.5	5.1
Port 2 excité	2.8	4.3
Ports 3 excité	2.9	4.4
Ports 4 excité	3.5	5.1

Tableau III. 2: Gain et Directivité du système 2 dans la bande B_2

Etats du système	Gain max $G \text{ (dB)}$	Directivité max $D \text{ (dB)}$
Port 1 excité	2.32	6.96
Port 2 excité	0.49	6.1
Ports 3 excité	0.5	6.2
Ports 4 excité	2.5	7.1

III.2.3. Comparaison des performances des deux systèmes (système 1 et système 2)

Le système 1 a été conçu pour fonctionner dans les bandes de fréquences B_1 et B_2 , les résultats obtenus lors de la simulation de ce système a été présenté au chapitre I. Dans cette section, nous présenterons un tableau (tableau III.3) récapitulatif des résultats des deux systèmes. Pour comparer les performances des deux systèmes, nous utiliserons l'efficacité η définie par l'équation I.12 [chapitre I].

Tableau III. 3: Comparaison de performances système 1/système 2

Etats des systèmes Système 1/système 2	Système 1 Efficacité η (%)		Système 2 Efficacité η (%)	
	F_1	F_2	F_1	F_2
-				
Port 1 et 2 (90) excités / port 1 excités	81.2	89.1	69.2	34.3
Port 1 (90) et 2 excités / port 2 excités	81.2	89.1	70.1	28.2
Port 3 et 4 (90) excités / port 3 excités	81.2	89.1	70.1	28.2
Port 3 (90) et 4 excités / port 4 excités	81.2	89.1	69.2	34.3

Le tableau III.3 montre que le système 1 présente respectivement, des efficacités maximales égales à 81.2 % et 89.1 % dans les bandes B_1 et B_2 respectivement, pour chaque état de configuration du système. Le système 2 présente une efficacité égale à 69.2 % dans les configurations présentées aux figures III.8 et III.11 (en f_1). Le système 2 présente une efficacité égale à 70.1 % dans les configurations présentées aux figures III.9 et III.10 (en f_1). Le système 2 présente une efficacité égale à 34.3 % dans les configurations présentées aux figures III.12 et III.15 (en f_2). Le système 2 présente une efficacité égale à 28.2 % dans les configurations présentées aux figures III.13 et III.14 (en f_2).

En effet, le système 2 peut rayonner efficacement dans la bande B_1 . Toutefois on note une diminution de l'efficacité par rapport au système 1. Cette réduction est due aux pertes

électriques dans les coupleurs hybrides. L'efficacité du système 2 est relativement faible dans la bande B_2 (environ 30 %). Cette faible efficacité s'explique par le fait que les ports d'entrée du système ne présentent pas une bonne isolation dans la bande B_2 (figure III.7). L'optimisation du système 2 dans la bande B_2 est en cours dans le but d'améliorer son efficacité.

Conclusion

La reconfiguration de diagramme d'antenne consiste à modifier le diagramme de rayonnement dans le but d'atteindre ou d'éviter certaines zones de l'espace. Des nombreuses recherches effectuées dans le domaine, ont permis la réalisation de progrès considérables.

Dans ce chapitre, nous avons réalisé la reconfiguration en diagramme de rayonnement d'un système multi-antenne composé de quatre éléments rayonnants. Ces derniers étant alimentés, deux à deux, par deux coupleurs hybrides. Chaque port de sortie des coupleurs est relié à un élément rayonnant du système.



Conclusion générale

Ce mémoire qui s'articule autour de trois chapitres, avait pour objectif les différentes étapes de la réalisation d'une reconfigurabilité en diagramme de rayonnement d'un système d'antenne *MIMO* 4×4, en utilisant des coupleurs hybrides (-3 dB, 90°).

Le premier chapitre a fait l'objet d'une présentation des antennes, plus particulièrement, celles qu'on retrouve dans les terminaux mobiles de dernières générations compatibles aux systèmes LTE (4G) et/ou 5G. Dans l'optique d'une bonne compréhension de la théorie régissant ces antennes, nous avons rappelé les généralités des antennes, dans un premier temps. Ensuite, les types d'antennes utilisées par les terminaux mobiles (4G et 5G) ont été présentés. A la fin de ce chapitre, nous avons vu les systèmes multi-antennes, les antennes reconfigurables et la présentation d'un système d'antennes *MIMO* 4×4 qui fonctionne à deux bandes fréquences (2.4-2.8 GHz et 3.4-3.8 GHz).

Dans le second chapitre, nous avons présenté les bases théoriques permettant la compréhension du fonctionnement des coupleurs hybrides. La première partie de ce chapitre se focalise sur les généralités des coupleurs directionnels ainsi que les types de coupleurs hybrides. Ensuite, l'état de l'art des coupleurs hybrides (-3 dB, 90°) a été présenté. La fin de ce chapitre fait l'objet de la conception d'un coupleur hybride Bi-bandes.

Le troisième et dernier chapitre est consacré à la reconfigurabilité du système antenneaire présenté à la fin du premier chapitre de ce mémoire. La reconfiguration est réalisée en utilisant deux coupleurs hybrides dont la conception (sous *ADS*) et la simulation sont présentées à la fin du second chapitre. Après avoir validé les résultats de la simulation du coupleur (sous *HFSS*), nous avons présenté les résultats obtenus lors de la simulation du système d'antenne *MIMO* 4×4. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons réalisé la reconfiguration du système antenneaire en utilisant les coupleurs hybrides.

En perspective, nous prévoyons de poursuivre ce travail en optimisant le système 2 dans la bande B₂, dans un premier temps. Ensuite, nous aimerions utiliser les *MEMS* pour la reconfigurabilité du système antenneaire. Avec l'utilisation des *MEMS*, il est possible d'utiliser un seul coupleur hybride pour la commutation entre les éléments rayonnant du système. Ceci permettrait d'améliorer considérablement l'efficacité du système antenneaire.

Références

- [1] IEEE, « IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas », IEEE Std 145™, (Revision of IEEE Std 145-1993). 2013.
- [2] POZAR David M. « Microwave engineering » Library of Congress Cataloging-in-Publication Data 4th Edition, vol.1, pp.66-79, 2011.
- [3] Alexandre Boyer, « ANTENNES », SUPPORT DE COURS ENONCE DE TRAVAUX DIRIGES, Octobre 2011.
- [4] B. Mohammed Salim, « Etude et Conception de réseaux d'antennes imprimées larges à polarisation diverse par l'utilisation d'architecture log périodique », Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaid, Tlemcen, 2017.
- [5] I. DIOUM, « Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO - Application aux petits objets nomades communicants », Thèse de doctorat, l'Université de Nice-Sophia Antipolis (France), Université Cheikh Anta Diop de Dakar (Sénégal), 2013.
- [6] L.-H. Trinh, « Reconfigurable antennas for mobile phone and WSN applications », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2015.
- [7] Sylvain Loizeau, « Conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande », Thèse de doctorat, UNIVERSITE PARIS-SUD XI, 2009.
- [8] I. E. Lysenko, A. V. Tkachenko, O. A. Ezhova, B. G. Konoplev, E. A. Ryndin, E. V. Sherova, « The Mechanical Effects Influencing on the Design of RF MEMS Switches », Southern Federal University (Russia), Saint Petersburg Electrotechnical University (Russie), Taganrog Scientific Research Institute of Communication (Russie), 2020.
- [9] I. DIOUM, K. DIALLO, M. KHOUMA, I. DIOP, L. SANE, A. NGOM « Miniature MIMO Antennas for 5G Mobile Terminals » Ecole Supérieure Polytechnique, 2018.
- [10] V. V. Krishna, B. Gowrish, D. Sivareddy, A.G. Subramanyam, V.V. Srinivasan, Y. Mehta, « Miniaturized Planar Dual-Band Branch-Line Coupler for Arbitrary Power Division With Four Interior Stubs » 10th International Radar Symposium India, 2015.
- [11] K. O. Sun, S. J. Ho, C. C. Yen, D. V Weide, « A Compact Branch-Line Coupler Using Discontinuous Microstrip Lines » IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, vol. 15, no. 8, August 2005.
- [12] S. A. Shaikh, A. M. Tonello, « Performance Analysis of 180° HRR Coupler Used for Direction Finding with an Antenna Array », University of Klagenfurt, Klagenfurt, Austria, 2017.
- [13] L. Sane, I. Dioum, K. Tall, M. M. Khouma, K. Diallo, S. M. Farssi « Full Duplex and Pattern reconfigurable system antenna design for 5G wireless communications systems using a quadrature 3 dB coupler », WiSPNET, Chennai, Inde, 2018.

- [14] B. Arigong, J. Shao, Mi Zhou, Han Ren, Jun Ding, Qianli Mu, Yang Li, Song Fu, Hyounghsoo Kim, and Hualiang Zhang, « An Improved Design of Dual-Band 3 dB 180° Directional Coupler », University of North Texas, 2015.
- [15] A. M. Zaidi, S. A. Imam, B. K. Kanaujia, K. Rambabu, « A New Equal Power Quadrature Branch Line Coupler for Dual-Band Applications », Progress In Electromagnetics Research Letters, University, New Delhi, Inde Vol. 74, 61–67, 2018.
- [16] J. Kumar, B. Basu F. A. Talukdar, « Modeling of a PIN diode RF switch for reconfigurable antenna application », Sharif University of Technology, Scientia Iranica 2018.
- [17] Y. B. Chaouche, F. Bouttout, I. Messaoudene, L. Pichon, M. Belazzoug1, F. Chetouah, « Design of Reconfigurable Fractal Antenna using Pin Diode Switch for Wireless Applications », University of Bordj Bou Arréridj (Algeria), Research Center in Industrial Technologies CRTI (Algerie), Université Paris Sud and Université Pierre et Marie Curie (France), Université Ferhat Abbas (Algérie), 2016.

