

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Projet de fin d'études

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

Thème :

**Évaluation de la diversité d'antenne en
polarisation**

Encadré par :

Pr. AKSAS Rabia

Réalisé par :

Mlle KROUKA Wafa

Mlle FENNI Sofia

Promotion : Juin 2015

ملخص

يعد تلاشي الإشارة من أكثر المشاكل التي تعاني منها شبكات الاتصالات اللاسلكية كنتيجة حتمية لظاهرة المسارات المتعددة، و قد تم إقتراح العديد من الحلول من أجل الحد من هذه الظاهرة.

التنوع الاستقطابي للهوائيات هو أحد هذه الحلول، حيث تبيننا في مذكرتنا من خلال إستعمال أنظمة هوائيات تعتمد على هوائيان ذوي إستقطابين متعامدين. كما تم أيضا محاكاة و صنع هوائي مع بالون مدمج.

استعملت لوحة اردوينو موصلة ببرنامج ماتلاب لادخال الإشارة المستقبلية من طرف أنظمة الهوائيات و تقييم التنوع الاستقطابي.

كلمات المفاتيح: تنوع الهوائيات، الاستقطاب، تلاشي الإشارة، المسارات المتعددة، بالون.

Résumé

Les réseaux de communications sans fils sont sujets au problème d'évanouissement causé par les multitrajets. Pour pallier à ce problème, plusieurs solutions ont été proposées.

Dans le cadre de notre travail, c'est la technique de diversité d'antenne qui a été adoptée, et plus particulièrement la diversité en polarisation. Des systèmes à deux antennes (voies) avec des polarisations orthogonales sont utilisés dans le but d'évaluer la diversité d'antenne. Une structure très intéressante de dipôle imprimé avec balun intégré a été simulée et réalisée.

Pour le post-traitement d'antenne, on a travaillé avec la méthode de sélection pour sa simplicité. L'acquisition des signaux reçus par le système d'antenne a été effectuée à l'aide de la carte Arduino interfacée avec Matlab afin d'afficher les résultats de diversité en temps réel sous forme de courbes.

Mots clés : Diversité, polarisation, évanouissement, multitrajets, recombinaison, balun.

Abstract

In wireless communication networks, signal fading is one of the main problems caused by multipath. To reduce the effect of this problem on transmitted signal strength, several solutions have been proposed.

In our work, antenna diversity and specifically antenna polarization diversity, have been adopted as a solution. For diversity evaluation, antenna systems, each with two antennas orthogonally polarized have been used. In addition, an interesting structure of a printed dipole antenna with integrated balun have been simulated and realized.

Selection technique have been used for antenna post-processing. The acquisition of the received signals have been done by an Arduino board interfaced with Matlab. Diversity results have been illustrated by real time plots.

Key words : Diversity, polarization, fading, multipath, combining, balun

Dédicaces

Nous dédions le fruit de nos efforts à toutes les personnes chères à nos cœurs, qui par leur soutien, amour et encouragement ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

A nos chers parents qui ont toujours été là pour nous, et qui nous ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. Nous espérons qu'ils trouveront dans ce travail toute notre reconnaissance et tout notre amour pour leurs sacrifices, leur soutien et leur confiance en nous.

A nos frères et sœurs et à toutes nos familles sans oublier personne.

A nos chers amis.

Une pensée pour tous ceux qui nous ont soutenus de près ou de loin durant nos études.

Remerciements

Louanges à ALLAH qui nous a donné la foi et le courage de mener à bien ce modeste travail.

Nous tenons tout d'abord à témoigner notre grande reconnaissance aux enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique et spécialement à ceux du département d'Electronique.

Un remerciement particulier à M.TALEB Mohammed Bachir qui nous a ouvert les portes de son laboratoire et nous a fourni le matériel nécessaire pour notre projet.

Nous remercions également notre encadreur, M.AKSAS Rabia Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique ainsi que M.Mokraoui Amine, pour avoir veillé au bon déroulement de ce projet de fin d'étude et pour leurs conseils et indications.

Merci aux membres du jury, Messieurs TRABELSI Mohammed, et M.BELOUHRANI Adel d'avoir pris le temps et le soin de lire ce rapport.

Pour finir, nous remercions toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Table des matières

Introduction	1
1 Généralités sur les antennes et leurs caractéristiques	2
1.1 Introduction	2
1.2 Définition d'une antenne	2
1.3 Caractéristiques électriques de l'antenne	3
1.3.1 Impédance d'entrée	3
1.3.2 Coefficient de réflexion	4
1.3.3 Rapport d'Onde Stationnaire (ROS)	4
1.3.4 Antennes résonnantes et bande passante	5
1.4 Caractéristiques de rayonnement	6
1.4.1 Diagramme de rayonnement	6
1.4.2 Les régions du champ électromagnétique	7
1.4.3 Angle d'ouverture	7
1.4.4 Le bilan des puissances	8
1.4.5 Le gain et la directivité	9
1.4.6 La polarisation d'une antenne	9
1.4.7 Formule de Friis	11
1.5 Les dipôles imprimés et la théorie des baluns	11
1.5.1 Dipôle micro-ruban et dipôles à alimentation centrale (center-fed dipoles)	11
1.5.2 dipôle microruban versus patch microruban	12
1.5.3 L'alimentation du dipôle imprimé	12
1.5.4 La théorie du balun	13
1.5.5 La structure choisie	15
1.6 Conclusion	17
2 La diversité d'antenne	18
2.1 Introduction	18
2.2 Les environnements de propagation	18
2.3 La propagation multi-trajets	20
2.3.1 L'architecture SIMO	21
2.4 La diversité d'antenne	23
2.4.1 La diversité spatiale	23
2.4.2 La diversité de polarisation	25
2.4.3 La diversité de diagramme	25
2.4.4 Autres types de diversité	26
2.5 Le gain de diversité	27
2.6 Le coefficient de corrélation	28

2.7	Conclusion	28
3	Techniques de traitement d'antennes	29
3.1	Introduction	29
3.2	La méthode de sélection	30
3.3	La méthode de commutation (switching)	31
3.3.1	Le maximum Ratio Combinig (MRC)	32
3.3.2	L'Equal Gain Combining (EGC)	33
3.3.3	Comparaison des trois techniques	34
3.4	Conclusion	35
4	Conception et simulation	36
4.1	Introduction	36
4.2	Outil de simulation -CST Microwave Studio-	36
4.3	Résultats de la simulation	37
4.3.1	Partie 1 : Antenne dipôle seule	37
4.3.2	Partie 2 : Système à diversité d'antenne	40
5	Réalisation, mesures et évaluation de la diversité	45
5.1	Introduction	45
5.2	Réalisation	45
5.3	Mesures et résultats	46
5.3.1	Antenne dipôle imprimée seule	47
5.3.2	Système à diversité d'antenne	48
5.4	Évaluation de la diversité	48
5.4.1	Résultats d'évaluation de la diversité	51
5.5	Conclusion	53
	Conclusion générale	54
	Bibliographie	55

Liste des abréviations

WIFI	Wireless Fidelity.
ROS	Rapport d'Onde Stationnaire.
TOS	Taux d'Onde Stationnaire.
BP	Bande Passante.
CST	Computer Simulation Technologie.
MIMO	Multiple Input Multiple Output.
SIMO	Single Input Multiple Output.
MISO	Multiple Input Single Output.
SISO	Single Input Single Output.
LOS	Line Of Sight.
NLOS	No Line Of Sight.
PIFA	Planar Inverted-F Antenna.
SNR	Signal to Noise Ratio.
DG	Diversity Gain.
WBAN	Wireless Body Area Network.
WLAN	Wireless Local Area Network.
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network.
WWAN	Wireless Wide Area Network.
WPAN	Wireless Personal Area Network.
DTV	Digital Television.
IFA	Inverted-F Antenna.
EGC	Equal Gain Combining.
MRC	Maximum Ratio Combining.
CPS	Coplanar Strips.

Liste des symboles

Z_g	Impédance du générateur	(Ω)
Z_L	Impédance de charge	(Ω)
V_{eq}	fem induite par l'antenne de réception à vide ($Z_L=\infty$)	(V)
R_{ray}	résistance de rayonnement	(Ω)
R_{diss}	résistance de dissipation	(Ω)
X_a	réactance	(Ω)
f	la fréquence	(Hz)
$D(\theta, \phi)$	gain d'antenne	(dB)
$U(\theta, \phi)$	intensité de rayonnement	(W/stéradian)
$G(\theta, \phi)$	directivité de l'antenne	(dB)
Z_c	impédance caractéristique	(Ω)
Γ	coefficient de réflexion	
S_{ii}	coefficients de réflexions à l'accès i	dB
S_{ij}	coefficients de transmissions de j vers i	dB
f_1	la borne inférieure de la bande passante	Hz
f_2	la borne supérieure de la bande passante	Hz
BP(%)	la bande passante	
P_{in}	la puissance à l'entrée de l'antenne	(Watt)
P_{source}	la puissance fournie par la source	(Watt)
P_{pertes}	les pertes en puissance	(Watt)
P_{ray}	la puissance rayonnée	(Watt)
η_{ray}	efficacité de rayonnement	
η_{totale}	efficacité de rayonnement totale	
$E_x(z, t)$	composante du champs électrique suivant x	(V/M)
$E_y(z, t)$	composante du champs électrique suivant y	(V/M)
G_e	gain d'antenne maximum en émission	dB
G_r	gain d'antenne maximum en réception	dB
λ	longueur d'onde	(m)
ρ_e	coefficient de corrélation d'enveloppe	
ρ_c	coefficient de corrélation complexe	
T_c	temps de cohérence	(s)
γ_c	le SNR combiné en sortie	(dB)
r	rayon de l'ellipsoïde de Fresnel	(m)

Table des figures

1.1	Liaison radio-électrique [2].	2
1.2	Schéma électrique équivalent d'une liaison antenne[3].	3
1.3	Schéma équivalent illustrant l'adaptation à l'entrée de l'antenne	4
1.4	Illustration de la bande passante à -10 dB d'une antenne[2]	5
1.5	exemples de diagrammes de rayonnement [2].	6
1.6	Illustration des régions du champ électromagnétique d'une antenne [2] [3].	7
1.7	Illustration de l'angle d'ouverture d'une antenne [2].	8
1.8	Illustration du bilan des puissances [2].	8
1.9	Composantes du champ électrique[2].	10
1.10	La polarisation en fonction du rapport E_{y0}/E_{x0} et du déphasage ϕ [2].	10
1.11	Le dipôle imprimé [12].	12
1.12	Le dipôle microruban [12].	12
1.13	Types des lignes de transmission [13].	13
1.14	dipole imprimé alimenté par une ligne microruban [12].	13
1.15	Ligne coaxiale asymétrique [16].	14
1.16	balun coaxial $\lambda/4$ [16].	14
1.17	Illustration des courants au niveau du balun [17].	15
1.18	Une construction compacte du balun [16].	16
1.19	Antenne dipole avec un balun intégré [8].	16
2.1	Exemple d'une propagation LOS et NLOS [7]	19
2.2	l'ellipsoïde de Fresnel dans le cas d'une terre supposée plane [6]	20
2.3	Illustration du phénomène du Multi-trajet [1]	21
2.4	Illustration des architectures SISO,SIMO,MISO,MIMO. [1]	22
2.5	Les catégories de réseau sans fil. [2]	22
2.6	Principe de l'amélioration du niveau de puissance en réception par l'effet de la diversité d'antennes [2]	23
2.7	Exemple de diversité spatiale : Système à deux monopoles [2]	24
2.8	Représentation de la corrélation en fonction de la distance selon la formule de Clarke [2]	24
2.9	Exemple de diversité de polarisation : système d'antenne IFA (Inverted F antenna)[2]	25
2.10	Illustration de la diversité de diagramme (Deux antennes).	26
3.1	Présentation des techniques de combinaisons [10]	29
3.2	Le principe de la sélection de voie [10]	30
3.3	Distribution de la densité de probabilité cumulée en fonction du nombre des branches [10]	31
3.4	Le principe de la commutation de voie [10]	32
3.5	Le principe du MRC [10]	32

3.6	Le principe du MRC [10]	33
3.7	Le principe du EGC [10]	34
3.8	Les performances des trois techniques [11]	34
4.1	Géométrie de la structure d'antenne choisie [8]	37
4.2	Modélisation de la structure sous CST Microwave Studio.	37
4.3	Création des éléments constituant l'antenne sous CST.	38
4.4	Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle imprimée 2.4 GHz.	38
4.5	Le Rapport d'Onde Stationnaire de l'antenne dipôle imprimée 2.4 GHz.	39
4.6	Diagramme de rayonnement de l'antenne en 3D.	39
4.7	Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E.	40
4.8	Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan H.	40
4.9	Modélisation du système à diversité de polarisation sous CST.	41
4.10	Calcul des impédances sous CST.	41
4.11	Les coefficients de réflexions du système à diversité d'antenne.	42
4.12	Le coefficient de transmission S_{12}	43
4.13	Le coefficient de transmission S_{21}	43
4.14	Diagrammes de rayonnements du système à diversité d'antenne.	44
5.1	Antenne dipôle imprimée réalisée.	46
5.2	L'analyseur réseau utilisé.	46
5.3	Les charges de calibrage de l'analyseur réseau.	47
5.4	Le S_{11} et le ROS mesuré de l'antenne imprimée seule.	48
5.5	Processus d'évaluation de la diversité.	49
5.6	Systèmes à diversité de polarisation utilisés.	51
5.7	Résultats de simulation.	52

Liste des tableaux

4.1	Dimensions de l'antenne en (mm)	37
-----	---	----

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, la téléphonie mobile et par conséquent les réseaux de communication sans fils ont connue une évolution significative avec l'apparition des différentes normes et standards.

Quel que soit le réseau de communication sans fil dans lequel l'utilisateur se connecte, les signaux émis sont sujets à des phénomènes de pertes de puissance et à des évanouissements dépendant des caractéristiques du canal de propagation. Plusieurs techniques ont été développées pour faire face à ces problèmes et améliorer les liaisons radio-électriques.

Dans le cadre de notre travail, c'est la technique de diversité d'antenne qui a été adoptée, et plus particulièrement la diversité en polarisation. Dans le cas des terminaux mobiles, cette technique a prouvé son efficacité.

Dans le premier chapitre, on va exposer les principales caractéristiques radio-électriques des antennes : le gain, le coefficient de réflexion , la polarisation...

Le deuxième chapitre est consacré aux problèmes liés aux communications sans fil (WIFI). La diversité d'antenne, particulièrement en polarisation, sera proposée comme solution.

Dans le troisième chapitre on présentera les méthodes de post-traitement d'antenne qui regroupent les méthodes de sélection, de commutation ainsi que les méthodes de combinaisons. La méthode de sélection sera adoptée, pour des raisons de simplicité, dans l'évaluation de la diversité.

Le chapitre quatre est, quant à lui, dédié à la simulation, à l'aide du logiciel CST, d'une antenne dipôle imprimé et d'un système d'antennes à diversité de polarisation comportant deux dipôles en technologie microruban.

Le dernier chapitre est consacré à l'exposition du prototype d'antenne réalisé, à la comparaison entre les résultats de simulation et ceux obtenus expérimentalement. C'est dans ce chapitre qu'on présentera l'évaluation de la diversité d'antenne en utilisant trois systèmes différents.

En fin de mémoire on présentera les diverses difficultés rencontrées et les moyens utilisés pour les résoudre ainsi que des perspectives permettant l'amélioration de ce travail.

Chapitre 1

Généralités sur les antennes et leurs caractéristiques

1.1 Introduction

C'était en 1888, que Heinrich Hertz utilisa pour la première fois des antennes pour démontrer l'existence des ondes électromagnétiques prédites par la théorie de Maxwell [1].

Le 19^{ème} siècle a donc connu une période d'expérimentation où les communications sans fil ont commencé à attirer plus de gens qui se sont lancés dans le domaine. Arrivant au 20^{ème} siècle, plusieurs applications en radiocommunication ont vu le jour, une période qui a été marquée par la radiodiffusion mais également l'invention du radar [2].

Jusqu'à présent, dans tout système de communication sans fil l'antenne est considérée comme un élément fondamental dans une chaîne de transmission.

1.2 Définition d'une antenne

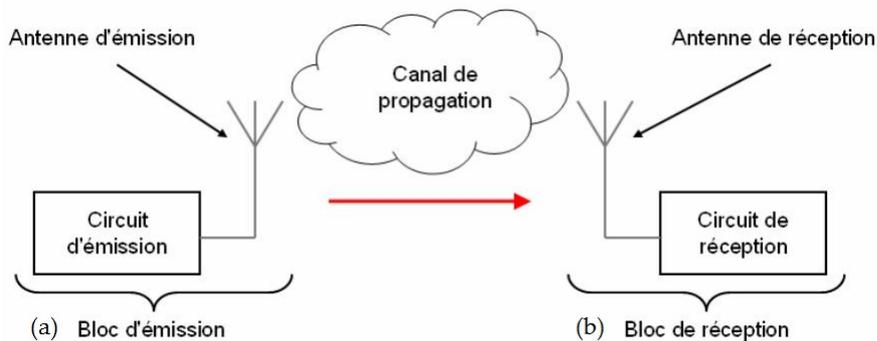


FIGURE 1.1 – Liaison radio-électrique [2].

Définie comme un élément passif transducteur qui assure la conversion des grandeurs électriques en grandeurs électromagnétiques et vice versa, une antenne peut être utilisée en émission ainsi qu'en réception.

Au niveau du bloc d'émission (fig 1.1.a), le circuit d'émission fournit à sa sortie un courant haute fréquence généralement modulé qui va être transformé en ondes électromagnétiques capables de

se propager dans le canal.

A l'inverse au niveau du bloc de réception (fig 1.1.a), lorsque les ondes atteignent le récepteur c'est à l'antenne de réception qu'incombe le rôle de les transformer en courant susceptible d'être traité par le circuit de réception [2].

1.3 Caractéristiques électriques de l'antenne

1.3.1 Impédance d'entrée

Une antenne fonctionnant en émission ou en réception est représentée par son circuit électrique équivalent (fig 1.2.a,b).

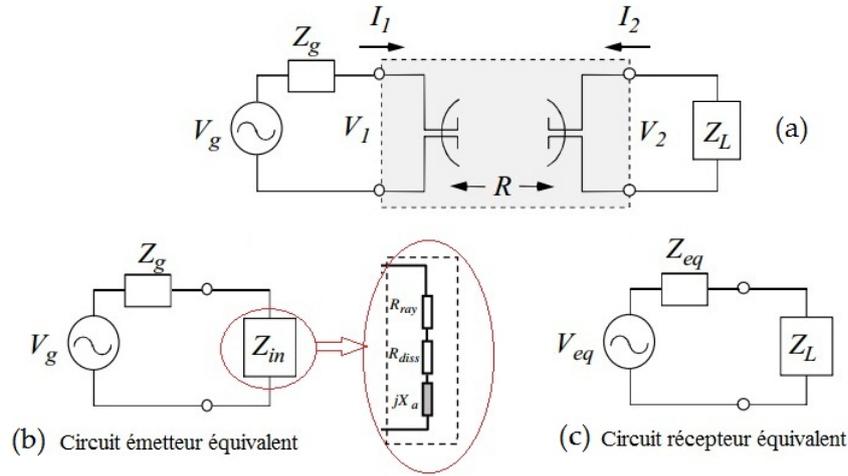


FIGURE 1.2 – Schéma électrique équivalent d'une liaison antenne[3].

En émission (fig 1.2.b), on peut écrire l'expression de l'impédance de l'antenne sous la forme :

$$Z_{in} = R_a + jX_a \quad (1.1)$$

Avec :

$$R_a = Re[Z_{in}] = R_{ray} + R_{diss} \quad (1.2)$$

R_{ray} : Résistance de rayonnement illustrant la puissance rayonnée notée P_{ray} .

R_{diss} : Résistance de dissipation (par effet joule ou dans un diélectrique).

Quand à la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, illustrée par la réactance X_a , elle représente l'énergie réactive [3].

En réception (fig 1.2.c), on a :

V_{eq} : fem induite par l'antenne de réception à vide ($Z_L = \infty$).

Z_{eq} : Impédance de l'antenne de réception.

1.3.2 Coefficient de réflexion

Quand une onde électromagnétique se propage à travers les différents éléments du système de transmission (la ligne d'alimentation, l'antenne et l'espace libre) elle rencontre des impédances différentes.

Au niveau de chaque interface. Une partie de l'onde est réfléchié tandis qu'une autre est transmise, tout dépend de l'adaptation d'impédance.

On cherche toujours à transmettre le maximum de puissance, cela n'est possible que si une bonne adaptation est assurée.

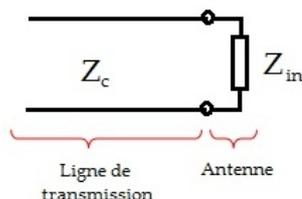


FIGURE 1.3 – Schéma équivalent illustrant l'adaptation à l'entrée de l'antenne

Dans le cas de la figure (1.3), le coefficient de réflexion est défini comme suit

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (1.3)$$

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne de transmission (généralement prise égal à 50 ohm).

Très souvent, dans la littérature dédiée aux antennes, le coefficient de réflexion est illustré par le module (en dB) du paramètre de dispersion S_{11} [2]

$$|S_{11}|_{(dB)} = -20 \cdot \log(|\Gamma|) \quad (1.4)$$

1.3.3 Rapport d'Onde Stationnaire (ROS)

Les impédances des éléments constituant le système de transmission sont généralement différentes ; ce qui engendre une non adaptation d'impédances. Cette désadaptation donne naissance à des ondes incidentes et réfléchies, qui une fois superposées généreront une onde stationnaire (en courant ou en tension).

Le *ROS* est le rapport entre les minima et maxima de courant ou de tension le long de la ligne de transmission. Il s'exprime en fonction du coefficient de réflexion comme suit :

$$ROS = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.5)$$

Souvent confondu avec le *ROS*, le *TOS* (Taux d'Onde Stationnaire) représente la partie de tension ou courant réfléchi exprimé en % [1]. Il est relié au coefficient de réflexion par la relation :

$$TOS = |\Gamma| \times 100. \quad (1.6)$$

Donc, il est aussi lié mathématiquement au *ROS* par la relation :

$$TOS = 100 \times \frac{ROS - 1}{ROS + 1}. \quad (1.7)$$

1.3.4 Antennes résonnantes et bande passante

Les antennes sont souvent conçues pour travailler selon une seule norme. Cette norme impose une plage de fréquence sur laquelle l'objet communicant doit travailler.

Dans le cas des dispositifs micro-ondes, la bande passant est la bande de fréquence pour laquelle le module du coefficient de réflexion $|S_{11}(dB)|$ reste inférieur ou égale à -10 dB (fig 1.4).

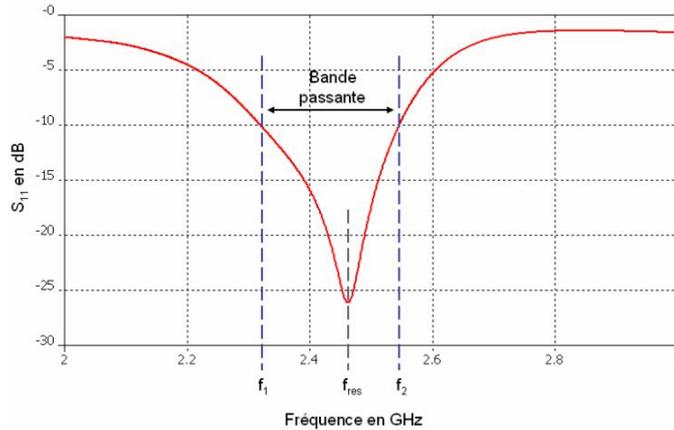


FIGURE 1.4 – Illustration de la bande passante à -10 dB d'une antenne[2]

La figure (1.4) représente un exemple dans lequel la bande passante de l'antenne a été définie pour un S_{11} inférieur à -10dB [2].

Le pique représentant la valeur min correspond à la fréquence de résonance f_{res} .

Pour faire la comparaison entre différentes structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante (BP) de chaque antenne en pourcentage par rapport à sa fréquence de résonance :

$$BP(\%) = 200 \cdot \left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right) \quad (1.8)$$

Parfois, on la définit comme suit

$$BP = \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (1.9)$$

1.4 Caractéristiques de rayonnement

La capacité des antennes à rayonner leur différencie des autres composants, et cela se définit au moyen de plusieurs caractéristiques que nous allons présenter dans cette partie :

1.4.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est la distribution spatiale (3D) ou dans un plan (2D) d'une grandeur qui caractérise le champ électromagnétique rayonné par l'antenne. Cette distribution peut être exprimée sous forme d'une fonction ou d'une représentation graphique. En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas leur puissance de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Il y a, en général, une direction de rayonnement maximal autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée, des directions de rayonnement secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante et des directions où la puissance est nulle.

Le diagramme de rayonnement permet de localiser les zones de l'espace entourant l'antenne et les directions où le rayonnement est intense ou faible. Même si chaque diagramme de rayonnement est différent en fonction des antennes, il est possible de différencier trois formes typiques de diagramme de rayonnement : isotrope, omnidirectionnel et directif.

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne son énergie uniformément dans toutes les directions de l'espace. cette antenne reste purement théorique et sert de référence pour établir la directivité ou le gain d'une antenne réelle (fig 1.5.a).

Une antenne omnidirectionnelle se caractérise par la faculté à rayonner de manière égale dans toutes les directions contenues dans un plan. L'antenne dipôle présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal (fig 1.5.b).

Une antenne directive est une antenne qui va concentrer l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace (fig 1.5.c).

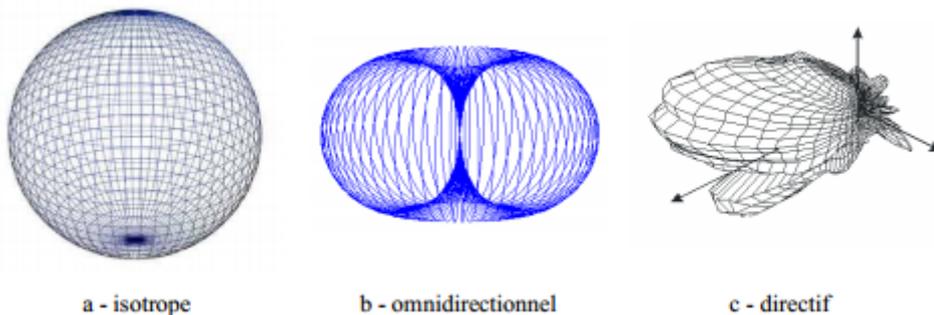


FIGURE 1.5 – exemples de diagrammes de rayonnement [2].

1.4.2 Les régions du champ électromagnétique

L'espace entourant l'antenne est généralement subdivisé en trois régions, à savoir la région du champ proche réactif (zone de Rayleigh), la région du champ proche rayonné (zone de Fresnel) et la région du champ lointain (zone de Fraunhofer), comme le montre la figure 1.2. Ces régions sont ainsi désignées selon la structure des champs dans chacune d'elles. Bien qu'il n'existe aucun changement notable de configuration des champs à la limite de séparation entre ces régions (pas de discontinuités), il existe de réelles différences entre elle.

La région de Rayleigh entoure la source rayonnante où la puissance réactive (purement imaginaire) prédomine, pour une antenne de très faibles dimensions, cette région est communément incluse dans une sphère de rayon $\lambda/2\pi$.

La région de Fresnel ou la région de champ proche radiatif est la région intermédiaire, elle est caractérisée par une distribution du champ électromagnétique rayonné dépendante de la distance par rapport à l'antenne. Dans le cas d'antenne de faible dimension, cette zone peut ne pas exister.

Enfin, la région de Fraunhofer ou région de champ lointain est la dernière région. Dans cette région, la distribution du champ électromagnétique est indépendante de la distance par rapport à l'antenne. Le rayon de courbure des ondes devenant important, ces ondes peuvent être considérées comme planes. On considère les propriétés observables en champ lointain car c'est cette distribution du champ électromagnétique qui va être vu par l'autre antenne de la chaîne de transmission.

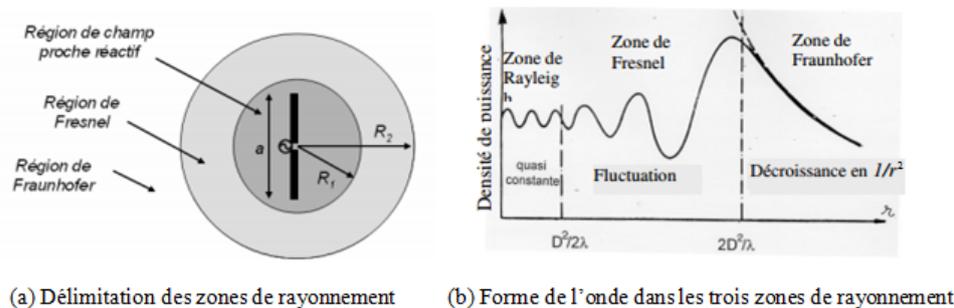


FIGURE 1.6 – Illustration des régions du champ électromagnétique d'une antenne [2] [3].

1.4.3 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est une donnée importante qui ne s'applique qu'aux antennes directives présentant un lobe principal de rayonnement. L'angle d'ouverture est défini comme l'angle existant entre les points où la densité de puissance de rayonnement est égale à la moitié de la puissance de rayonnement maximum. qui correspond alors à une atténuation de 3dB sur le diagramme de rayonnement.

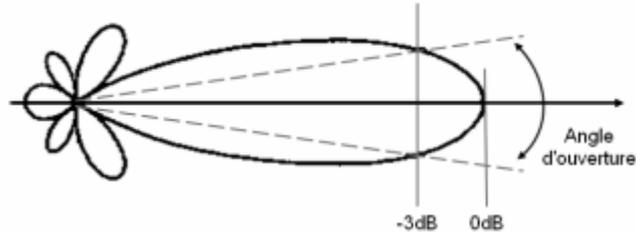


FIGURE 1.7 – Illustration de l'angle d'ouverture d'une antenne [2].

1.4.4 Le bilan des puissances

Dans le cas des lignes sans pertes, la puissance initiale P_{source} se décompose en deux parties, une partie réfléchie, $P_{réfléchie}$, et l'autre partie, P_{in} , qui est injectée dans l'antenne. Une partie de cette puissance sort de ce système sous forme de puissance rayonnée par l'antenne P_{ray} , cette dernière est égale à la puissance injectée moins la puissance des pertes P_{pertes} .

$$P_{source} = P_{in} + P_{réfléchie} = P_{ray} + P_{pertes} + P_{réfléchie} \quad (1.10)$$

Le schéma de la Figure 1.4 illustre le bilan des puissances au sein d'une antenne.

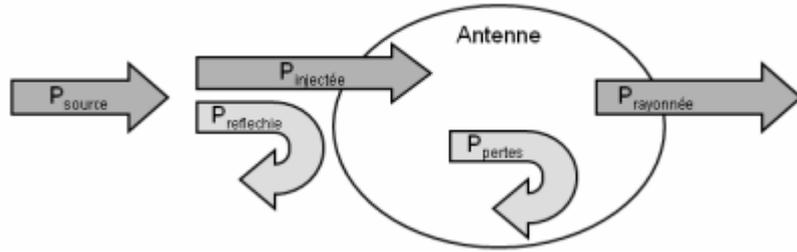


FIGURE 1.8 – Illustration du bilan des puissances [2].

On définit l'efficacité de rayonnement d'une antenne η_{ray} comme étant le rapport de la puissance rayonnée à la puissance injectée.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \quad (1.11)$$

L'efficacité totale d'une antenne η_{total} , regroupe l'efficacité due à la réflexion $\eta_{réfléchie}$, et l'efficacité de rayonnement η_{ray} .

Nous avons donc le rendement total qui est le rapport de la puissance rayonnée à la puissance disponible.

$$\eta_{total} = \eta_{réfléchie} \cdot \eta_{ray} = \frac{P_{in}}{P_{source}} \cdot \frac{P_{ray}}{P_{in}} = \frac{P_{ray}}{P_{source}} \quad (1.12)$$

avec

$$\eta_{réfléchie} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (1.13)$$

1.4.5 Le gain et la directivité

la directivité d'une antenne dans une direction (θ, ϕ) exprime l'orientation de son rayonnement vers cette direction sans prendre en compte son efficacité de rayonnement. elle s'exprime comme le rapport de l'intensité de rayonnement $U(\theta, \phi)$ dans cette direction à l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope, selon l'expression :

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} \quad (1.14)$$

avec

$$U(\theta, \phi) = \frac{|E(r, \theta, \phi)|^2}{2\eta_0} r^2$$

$E(r, \theta, \phi)$ étant le champ rayonné par cette antenne en un point (r, θ, ϕ) et U_{iso} est l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope exprimé comme suit

$$U_{iso} = \frac{P_{ray}}{4\pi}$$

On peut écrire la directivité $D(\theta, \phi)$ alors sous la forme bien connue

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{ray}} \quad (1.15)$$

Lorsque la directivité n'est pas spécifiée, il s'agit de la directivité dans la direction de rayonnement maximale. A savoir

$$D = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{ray}} \quad (1.16)$$

Le gain d'une antenne s'exprime par l'expression :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (1.17)$$

avec $U(\theta, \phi)$ est l'intensité de rayonnement de l'antenne et P_{in} la puissance injectée dans cette antenne.

Le gain d'une antenne à sa directivité sont reliés par l'efficacité de rayonnement, selon l'expression

$$G(\theta, \phi) = \eta_{ray} \cdot D(\theta, \phi) \quad (1.18)$$

1.4.6 La polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne est une propriété qui décrit la variation temporelle de la direction et du module du vecteur champ électrique rayonné par cette antenne, c'est la courbe décrite au cours du temps, par l'extrémité du vecteur champ électrique dans le plan d'onde observée à partir de la direction de propagation qui correspond au gain maximum de l'antenne.

la polarisation d'une antenne est un paramètre très important, car si la polarisation de deux antennes communicantes est non adaptée, une partie importante de la puissance sera perdue.

La polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique. Si le vecteur champ électrique garde une direction constante, la polarisation est dite linéaire.

Dans le cas général, le vecteur champ électrique décrit une ellipse et la polarisation est alors dite

elliptique. Les polarisations linéaires et circulaires sont des cas particuliers de la polarisation elliptique et sont obtenues respectivement lorsque l'ellipse devient une droite ou un cercle. la polarisation d'une antenne suivant une direction donnée est déterminée à partir les composantes orthogonales du vecteur champ électrique dans cette direction. Si on considère une onde se propageant suivant la direction $(+\hat{z})$, l'expression du champ électrique $E(z, t)$ sous forme de composantes orthogonales $E_x(z, t)$ et $E_y(z, t)$, est donnée par l'expression :

$$E(z, t) = E_x(z, t).u_x + E_y(z, t).u_y \quad (1.19)$$

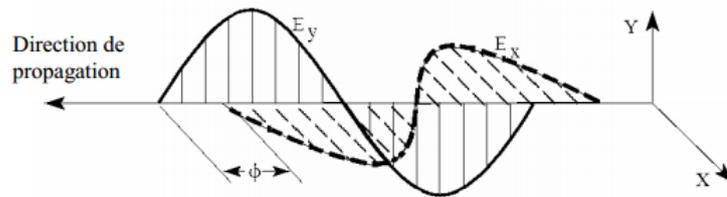


FIGURE 1.9 – Composantes du champ électrique[2].

où

$$E_x(z, t) = Re(E_{x0}.e^{j(\omega t - kz)}) = E_{x0} \cos(\omega t - kz) \quad (1.20)$$

$$E_y(z, t) = Re(E_{y0}.e^{j(\omega t - kz + \phi)}) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \phi) \quad (1.21)$$

avec E_{x0} et E_{y0} sont les amplitudes maximum des composantes du champ électrique, et ϕ est la différence de phase entre ces dernières.

Suivant les différents cas de valeurs de E_{x0} , E_{y0} et ϕ on obtient une polarisation différente.

La figure suivante résume les différents cas possibles :

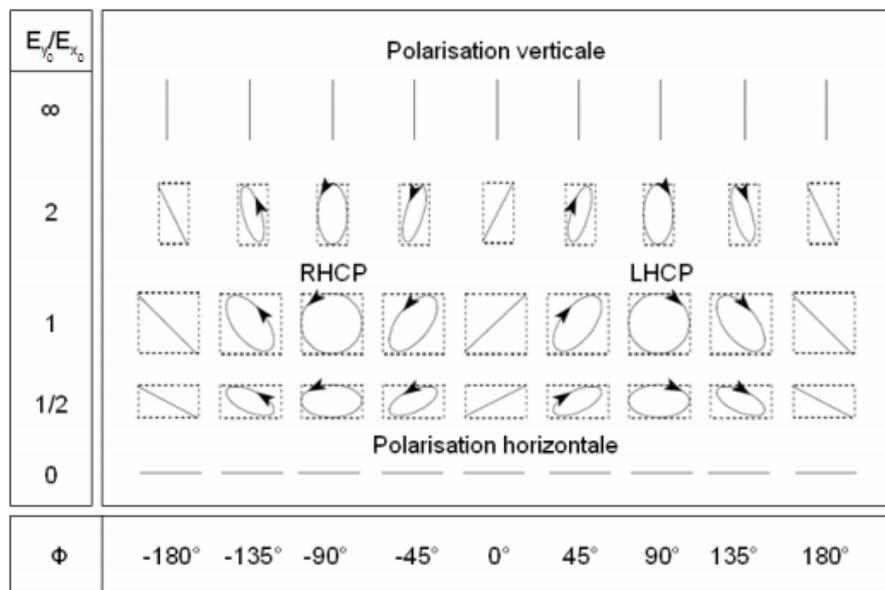


FIGURE 1.10 – La polarisation en fonction du rapport E_{y0}/E_{x0} et du déphasage ϕ [2].

1.4.7 Formule de Friis

La formule de Friis permet de déterminer la puissance disponible au niveau de la charge en réception en fonction de la puissance fournie par l'antenne d'émission.

Si on considère une antenne d'émission de gain maximum G_e , et une antenne de réception de gain maximum G_r , dont les directions de gain maximum sont alignées, de même polarisation, et séparées d'une distance d vérifiant l'hypothèse du champ lointain, la puissance disponible à la réception P_r est alors donnée par l'expression :

$$P_r = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) G_e \cdot G_r \cdot P_e \quad (1.22)$$

Cette expression est pour des antennes ayant la même polarisation et alignées dans la direction de leur rayonnement maximum et des lignes de transmission bien adaptées à ces antennes.

On déduit l'atténuation en espace libre des ondes électromagnétique. L'atténuation, A_{dB} , en dB est donnée par l'expression suivante [2] :

$$A_{dB} = -20 \log \left(\frac{c}{4\pi f d} \right) \quad (1.23)$$

Où c est la célérité, d la distance en mètre et f la fréquence en hertz.

1.5 Les dipôles imprimés et la théorie des baluns

Dans sa configuration géométrique usuelle, une antenne imprimée d'une façon plus générale est constituée d'une plaque métallique de forme quelconque, appelée élément rayonnant, située sur la face supérieure d'un substrat diélectrique. La face inférieure est métallisée et constitue le plan de masse. L'alimentation de ce type de structure s'opère de différentes façons : par sonde coaxiale, par ligne microruban, par effet de proximité ou encore par fente.

Les antennes dipôles sont les plus anciennes de tous les types d'antennes. le dipôle imprimé, d'autre part, est réapparu seulement après la grande réussite de l'antenne patch rectangulaire. Toutefois, les dipôles imprimés ont connu une utilisation répandue dans les réseaux d'antennes parce qu'ils occupent moins d'espace par rapport à d'autres antennes micro-rubans. les dipôles imprimés sont traitée comme des antennes patch étroites et rectangulaires.

1.5.1 Dipole micro-ruban et dipôles à alimentation centrale (center-fed dipoles)

Les antennes micro-ruban rectangulaires peuvent être classés en deux grandes catégories en fonction de leur rapport longueur-largeur. Une antenne avec une bande étroite et rectangulaire (généralement une largeur de la bande moins de 0.05λ) est appelé un dipôle microruban, alors que une antenne rectangulaire large est appelé un patch microruban. En plus du dipôle microruban, une autre configuration populaire est le dipôle à alimentation centrale (center-fed dipoles). Cette géométrie est la version imprimée du dipôle cylindrique simple et sera appelé un *dipôle imprimé*. Une géométrie de base du dipôle imprimé est présenté sur la figure 1.11, et le dipôle micro-ruban, sans fente d'alimentation, est représenté sur la figure 1.12.

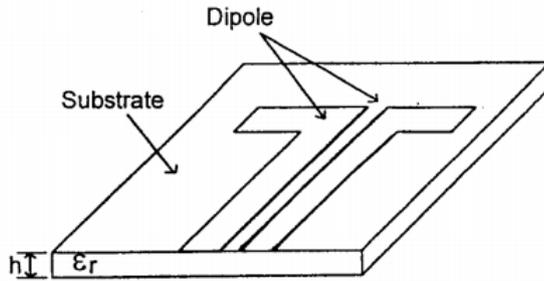


FIGURE 1.11 – Le dipôle imprimé [12].

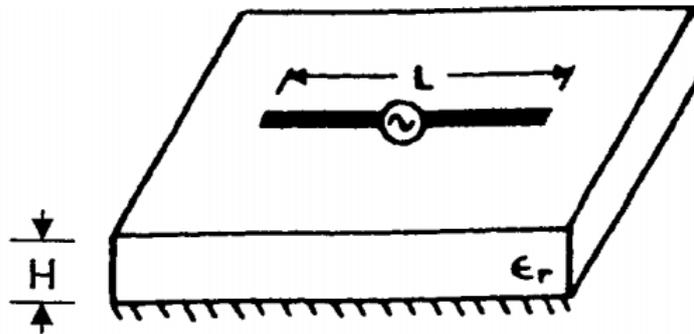


FIGURE 1.12 – Le dipôle microruban [12].

1.5.2 dipôle microruban versus patch microruban

Les géométries du dipôle et la patch rectangulaire étant similaires, leur caractéristiques de rayonnement sont également similaires à l'exception des caractéristiques qui dépendent du rapport largeur-longueur. La taille de la fente dans le dipôle ne modifie pas les caractéristiques tant qu'elle est plus petite que la longueur d'onde. leurs diagrammes de rayonnement et les gains sont également similaires. Les longueurs de résonance sont légèrement différentes car la constante diélectrique efficace dépend de la largeur de bande. Cependant, l'impédance d'entrée et la largeur de bande, peuvent différer largement.

Les avantages du dipôle sont qu'il occupe moins de surface par rapport à la patch, et la composante de polarisation croisée (cross-polarisation) est également plus faible parce que la composante du courant transversale sur le ruban diminue quand le rapport largeur-longueur diminue [12].

1.5.3 L'alimentation du dipole imprimé

Comme dans le cas du dipôle cylindrique simple, le champ électrique dans la fente entre les armes conductrices d'un dipôle imprimé est le long de la longueur du dipôle (la direction du vecteur champ électrique suit l'orientation du dipôle dans l'espace). Cette distribution est différente de celle d'une antenne patch dans laquelle la composante de champ électrique dominante est normal au substrat. Par conséquent, un dipôle imprimé ne peut pas être alimenté

directement avec une ligne microruban où la composante de champ électrique important est aussi normal au substrat. Une structure d'alimentation possible dans ce cas est la géométrie des rubans coplanaires (coplanar strips CPS)(voir figure 1.13(f)), qui est compatible, physiquement et électriquement, avec les armes coplanaires imprimées du dipôle. Pour alimenter un dipôle imprimé par toute autre ligne de transmission tels que la ligne microruban, le guide d'ondes coplanaires, ou la sonde coaxiale, des transitions adaptées à CPS sont nécessaire. La figure 1.13 représente quelques structures des lignes de transmission et la figure 1.14 illustre un exemple de transition microruban-CPS.

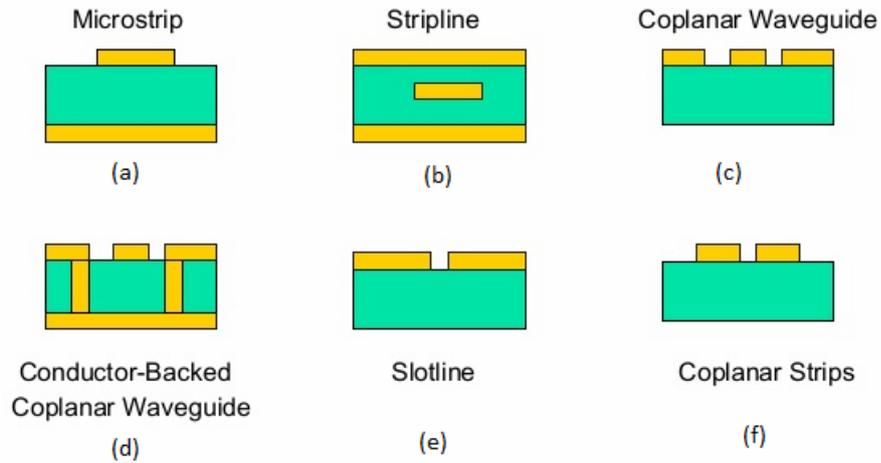


FIGURE 1.13 – Types des lignes de transmission [13].

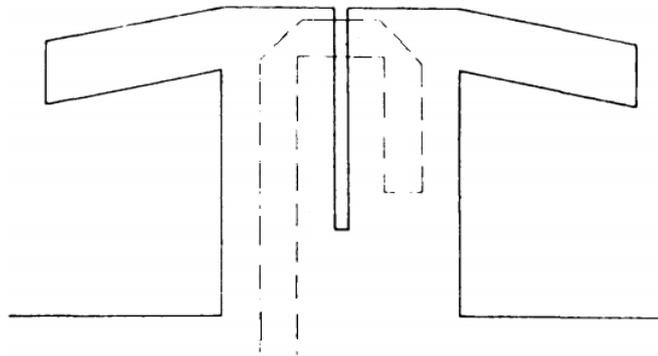


FIGURE 1.14 – dipôle imprimé alimenté par une ligne microruban [12].

1.5.4 La théorie du balun

Les lignes de transmission aisément disponibles, tels que des câbles coaxiaux sont peu coûteux et ont une impédance de caractéristiques de 50Ω . Lorsque ces câbles sont utilisés pour alimenter des structures symétriques telles que les antennes dipôles, deux types de problèmes sont

présentés.

Le premier problème est la différence d'impédance. Le Câble coaxial de 50Ω doit alimenter l'antenne dipôle avec une impédance d'entrée plus élevée (souvent $75 - 80\Omega$) [14]. cette disadaptation augmente le coefficient de réflexion d'une façon significative, ce qui rend l'alimentation inacceptable.

Le deuxième problème est que l'antenne dipôle possède une structure symétrique et le câble coaxial présente une structure asymétrique (du fait que les conducteurs interne et externe (les parties intérieur et extérieur de celui-ci) du câble coaxial ne sont pas couplés à l'antenne de la même façon). Le résultat est un courant I_3 qui circule sur la partie extérieure du conducteur externe. Ceci est représenté sur la figure 1.15.

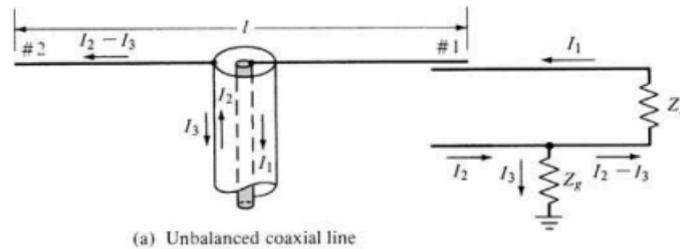


FIGURE 1.15 – Ligne coaxiale asymétrique [16].

Idéalement, le courant I_3 doit être égal à zéro. Dans ce cas, le courant le long du bras de dipôle relié au conducteur extérieur du câble coaxial sera égal au courant de l'autre bras de dipôle, parce que le dipôle requiert des courants égaux ou symétriques le long de ses bras.

La solution à ce problème, est Le Balun ; Un dispositif qui force une ligne de transmission asymétrique à alimenter correctement un composant symétrique en forçant I_3 à zéro d'une certaines manières. En général I_3 peut être considérablement réduit si l'impédance vue par ce courant est très importante. Il existent plusieurs types de baluns qui ont été développés pour ce but. Un de ces type est celui représenté dans la figure 1.16.

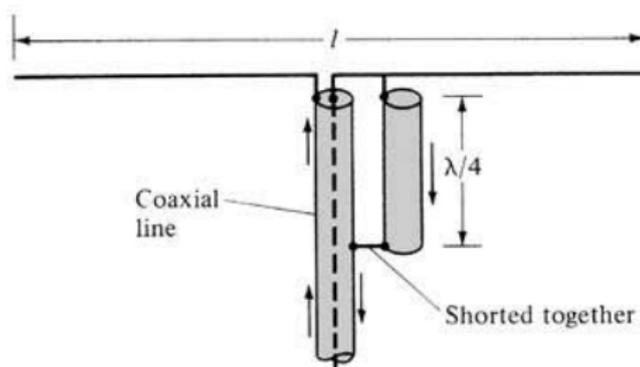


FIGURE 1.16 – balun coaxial $\lambda/4$ [16].

Il exige que l'une des extrémités d'un tronçon d'une ligne de transmission supplémentaire de longueur $\lambda/4$ soit relié au blindage extérieur de la ligne coaxiale principale tandis que l'autre est reliée au côté du dipôle qui est relié au conducteur central. Cette combinaison forme une autre

ligne de transmission.

L'idée peut être expliquée par le fait que le courant I_3 peut être annulée si le conducteur central du câble coaxial est relié directement à la gaine extérieure. Si cette connexion est réalisée directement sur les bornes de l'antenne, la ligne de transmission et l'antenne, vont être court-circuités, ce qui élimine tout rayonnement. Toutefois, la connexion parallèle-conducteur indirect de la figure 1.16 prévoit la suppression de courant souhaité sans éliminer le rayonnement.

Le courant sur le conducteur extérieur de la ligne principale est annulé au niveau de l'extrémité inférieure de la partie de longueur $\lambda/4$ (où les deux se rejoignent) par un autre courant induit dans la ligne auxiliaire de $\lambda/4$ de même amplitude et en opposition de phase ($I_3 = -I$ figure 1.17).

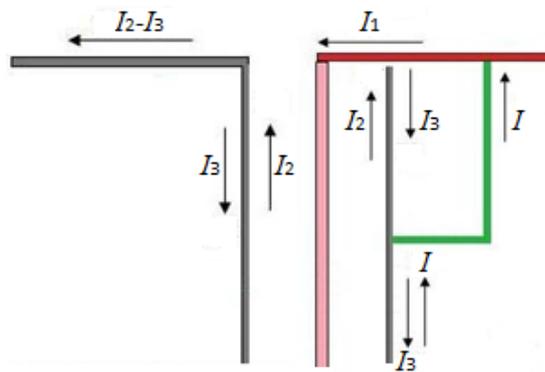


FIGURE 1.17 – Illustration des courants au niveau du balun [17].

Idéalement, il n'y a aucune circulation de courant dans la surface extérieure du conducteur extérieur de la partie restante de la ligne coaxiale principale. Il convient de souligner que la ligne auxiliaire parallèle ne doit pas forcément être faite $\lambda/4$ de longueur pour atteindre l'équilibre. Il est fait $\lambda/4$ pour ne pas perturber le fonctionnement normal de l'antenne. En effet le court-circuit au point de connexion est fait de sorte que le bras du dipôle voit une impédance infini parallèle à l'entrée de l'antenne. Par conséquent, ce type de symétriseur est sans effet sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

Toutefois, ce balun a une bande passante étroite et ne peut pas être utilisé pour des applications large bande.

Une version compacte de ce balun est celui de la figure 1.18. la gaine métallique extérieur est fendu et une partie de celui-ci est enlevée sur des côtés opposés. les parties opposées restantes du gaine extérieure représentent électriquement les deux lignes de transmission quart d'onde court-circuités parallèles de la figure 1.16.

1.5.5 La structure choisie

Comme on vient de voir dans les sections précédentes, le dipôle imprimé qui a une utilisation répandue dans les réseaux d'antennes possède plusieurs avantages par rapport à la patch microruban que se soit en terme d'espace occupé ou ses propriétés de rayonnement, en plus, il a une polarisation linéaire qui est bien adaptée à notre système de diversité choisi (diversité de polarisation). C'est pour ses raisons on a choisi ce type d'antennes, plus précisément, le dipôle à

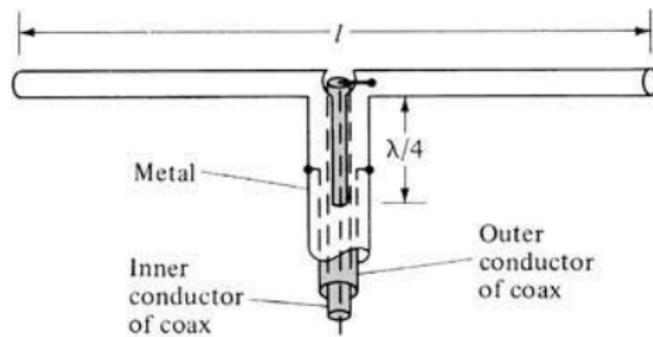


FIGURE 1.18 – Une construction compacte du balun [16].

alimentation centrale. On a aussi expliqué pourquoi la structure d'alimentation des rubans coplanaires CPS est la plus compatible physiquement et électriquement pour alimenter le dipôle, et que pour l'alimenter par une ligne de transmission différente de CPS comme les lignes micro-ruban par exemple, on doit passer au CPS par des transitions adaptées.

L'autre problème qu'on a traité est la symétrie de la configuration du dipôle, et ainsi, le besoin d'utiliser un balun. La figure 1.19 illustre la structure de notre antenne avec le balun intégré, ce dernier remplace le balun coaxial expliqué dans la section précédente.

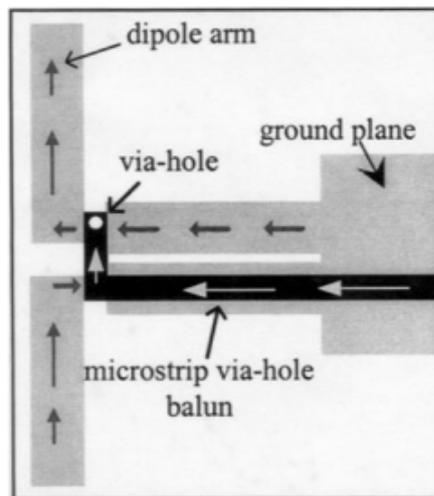


FIGURE 1.19 – Antenne dipole avec un balun intégré [8].

Le balun est composé d'une ligne microruban, un via-hole, une ligne CPS court-circuité de $\lambda_s/4$ (λ_s étant la longueur d'onde guidée de la ligne CPS). Le ruban et le plan de masse de la ligne microruban sont équivalents au conducteur interne et externe de la ligne coaxiale de la figure 1.16 respectivement. Les rubans coplanaires (CPS) sont équivalents aux deux lignes de transmission quart d'onde court-circuitées de la figure 1.16. Le balun, plus précisément, la ligne microruban doit être conçue de sorte qu'elle assure l'adaptation entre la structure et l'impédance normalisée de 50Ω .

1.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre consacré à des rappels sur les antennes, on a commencé par une petite historique sur les antennes et leurs différentes caractéristiques électriques ainsi que les caractéristiques de rayonnement. Ensuite, on a exposé quelques principes concernant les antennes imprimées, pour enfin expliquer le fonctionnement de la structure adoptée.

Pour avoir un fonctionnement efficace, chaque antenne est conçue pour travailler dans une bande de fréquence, un environnement de propagation et une application bien déterminée. Dans les chapitres suivants on va voir les différents facteurs qui peuvent influencer un tel fonctionnement et leurs conséquences sur ce dernier.

Chapitre 2

La diversité d'antenne

2.1 Introduction

Dans les transmissions sans fil, la nature de l'environnement de propagation qui diffère d'un milieu à un autre et d'une période à une autre joue un rôle très important dans la qualité et l'efficacité de la communication. Cette caractéristique peut causer des phénomènes avec des effets indésirables provoquant une dégradation (affaiblissement) du signal transmis.

Plusieurs techniques ont été adoptées pour palier à ce problème et assurer une puissance suffisante du signal reçu.

Ce chapitre est consacré à la diversité qui est une des solutions permettant l'amélioration d'une liaison. On exposera brièvement les différents types de diversité d'antenne. L'évaluation de la diversité d'antenne exposée dans ce chapitre repose sur l'étude du gain ainsi que le coefficient de corrélation.

2.2 Les environnements de propagation

Le mécanisme de propagation des ondes radio dans un environnement mobile est un aspect vitale dans les systèmes de communications sans fil actuels.

La modélisation et la simulation des systèmes de propagation est une nécessité pour pouvoir caractériser et prédire le comportement d'une propagation dans des liens et des conditions similaires.

On peut aussi décrire une transmission par le critère de visibilité entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi, on peut les classer comme suit :

a. Propagation Line Of Sight (LOS)

Ce type de propagation décrit le cas où l'onde se propage en ligne droite entre l'émetteur et le récepteur (émetteur et récepteur en visibilité). Elle est spécifiée par la zone délimitée par l'ellipsoïde de Fresnel (fig 2.1.a).

Plusieurs types de transmissions radio dépendent d'une propagation 'LOS' pour assurer l'efficacité et la qualité de la transmission.

b. Propagation No Line Of Sight (NLOS)

Ce type de propagation représente le cas contraire, où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité à cause de différents obstacles. Ils s'agissent principalement des : constructions, arbres, collines et même des montagnes, comme illustrer dans les figures 2.1.b et 2.1.c.

Ces obstacles contribuent en fonction de leurs nature, forme, et leurs tailles par rapport à la longueur d'onde à l'absorption, la diffraction mais également à la réflexion du signal [2]. Par conséquent ils limitent l'utilisation des liens radio et plus particulièrement dans le cas des transmissions de faibles puissances.

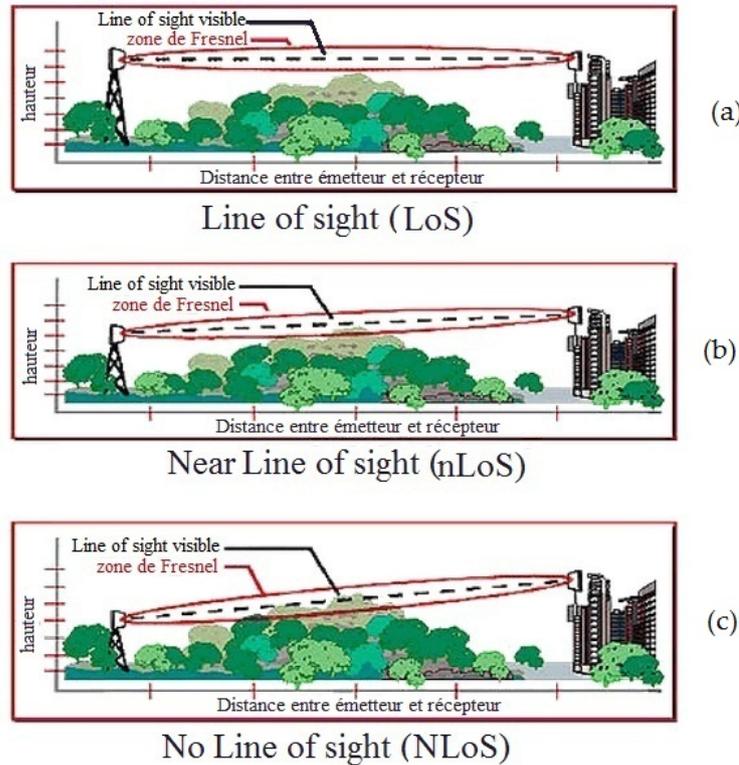


FIGURE 2.1 – Exemple d'une propagation LOS et NLOS [7]

Les zones encadrées en rouge dans la figure (2.1) représente l'ellipsoïde de Fresnel. Il décrit le volume dans l'espace permettant d'évaluer l'atténuation apportée par un obstacle (immeuble, colline...) à la propagation d'une onde mécanique ou électromagnétique.

Physiquement, si les obstacles se trouvent tous à l'extérieur de cet ellipsoïde, ils n'auront pratiquement aucune influence sur l'onde directe reçue par l'antenne de réception (fig 2.1.a).

Autrement dit, l'ellipsoïde représente la partie de l'espace suffisante à la propagation en espace libre entre les deux antennes, il délimite la région où est contenue la plus grande partie de l'énergie électromagnétique [1].

Le rayon r de l'ellipsoïde est défini par l'équation 2.1.

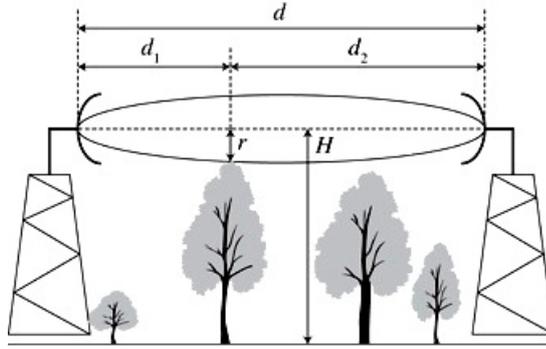


FIGURE 2.2 – l’ellipsoïde de Fresnel dans le cas d’une terre supposée plane [6]

$$r = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2.1)$$

Avec

λ : la longueur d’onde transmise.

d_1 et $d_2 = d - d_1$: déterminent la position de l’obstacle le plus gênant.

Si l’obstacle le plus élevé se trouve au milieu de la liaison ($d_1 = d_2 = d/2$) le rayon de l’ellipsoïde est maximum et vaut

$$r_{max} = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d}{2}} \quad (2.2)$$

Les liaisons radio-fréquence sont sujettes à des fluctuations variable aussi bien dans l’espace que dans le temps se qui peut dégrader considérablement la qualité de la transmission.

L’objet de notre travail n’est pas de modéliser l’environnement mais de contribuer à améliorer la qualité de la liaison en utilisant la diversité.

Dans cet optique, on va exploiter l’effet négative du multi-trajets pour en faire un avantage.

2.3 La propagation multi-trajets

Une propagation multi-trajets ou multipath, en télécommunications sans fil, est un phénomène qui se produit lorsqu’un signal radio se propage par plusieurs chemins et est reçu sur une antenne. Le récepteur recevra alors des répliques qui ont parcourues différents trajets et différentes distances avant d’arriver au récepteur (versions retardées du signal transmis).

Les trajets se différencient également par leurs angles d’arrivée sur l’antenne réceptrice.

Comme le montre bien la figure 2.3, les causes de l’atténuation multipath sont la réflexion sur l’ionosphère, la réfraction, la diffusion et la diffraction par les obstacles naturels, les bâtiments et les différentes constructions.

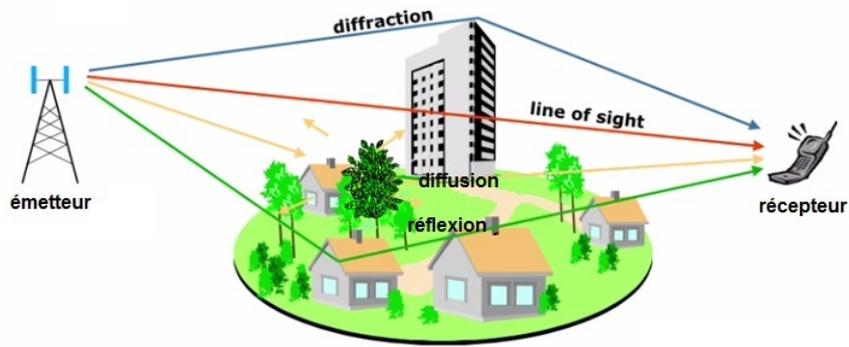


FIGURE 2.3 – Illustration du phénomène du Multi-trajet [1]

L'effet du multi-trajets comprend des interférences constructives, destructives ainsi qu'un déphasage du signal transmis. Dans les communications radio numériques (WIFI,GSM...), les multi-trajets peuvent causer des erreurs et affecter la qualité de la communication vu que les interférences destructives produisent le phénomène du fading, appelé aussi évanouissement du signal. C'est un phénomène aléatoire qui varie rapidement dans le temps [1].

En réalité, il existe deux types de fading :

- Fading long terme : On appelle évanouissement long terme, celui causé par les conditions météorologiques (pression et précipitation) ou bien par le mouvement d'une station mobile derrière des collines ou des bâtiments dans le cas des terminaux mobiles.
- Fading court terme : Ce deuxième type d'évanouissement est causé par les multi-trajets. C'est le type qu'on va considérer tout au long de notre travail.

Cependant l'évolution des télécommunications et leur usage a fait que la majorité des objets communicants sont soumis à ces environnements caractérisés par des trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur.

Le fait qu'il y ait des trajets multiples présente l'avantage de rendre possible des communications où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe en exploitant les différents phénomènes de réflexion, diffraction...etc. Les trajets multiples permettent donc de "franchir" des obstacles et d'assurer une continuité de service [2].

Par ailleurs, l'une des solutions proposées pour palier au problème d'évanouissement est la diversité d'antenne. Un moyen efficace utilisé pour augmenter la puissance du signal reçu est d'exploiter judicieusement les différentes répliques arrivants de plusieurs directions.

Dans notre travail, on s'est basé sur la diversité en réception. Pour ce faire, on utilise deux antennes réceptrices. Une telle configuration est basée sur l'architecture "SIMO" (Single Input Multiple Output) dont les principales caractéristiques sont exposées ci-dessous.

2.3.1 L'architecture SIMO

SIMO est une technologie d'antenne utilisée dans les communications sans fil où plusieurs antennes sont utilisées en réception avec une seule en émission. Illustrées par la figure 2.4, il

existe d'autres techniques et types d'architecture : SISO, MISO ainsi que MIMO. Cette dernière est la plus répandue dans le domaine des technologies de transmissions sans fil actuelles.

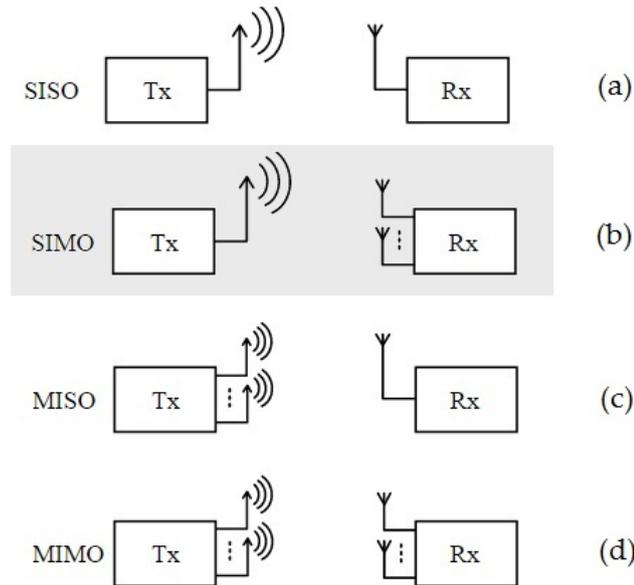


FIGURE 2.4 – Illustration des architectures SISO,SIMO,MISO,MIMO. [1]

Dans les communications sans fil conventionnelles, une antenne est utilisée en émission et une autre en réception (fig 2.4.a), ce qui entraîne souvent des problèmes liés aux multi-trajets générant inévitablement le fading. Ce problème entraîne des erreurs d'informations et une réduction du débit des données dans les systèmes de communications numériques sans fil. Par ailleurs, l'utilisation de deux antennes (ou plus) peut réduire le problème dus aux multi-trajets.

La technologie SIMO (fig 2.4.b) possède un large domaine d'application, dans la télévision numérique (DTV), réseaux locaux sans fil (WLANs), réseaux métropolitaines (WMANs) et les communications mobiles.

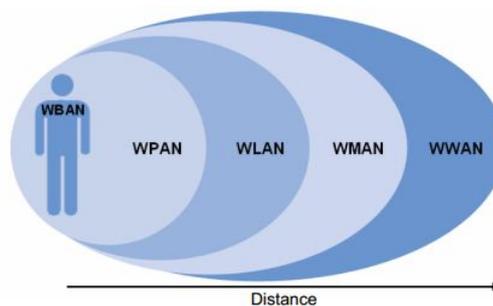


FIGURE 2.5 – Les catégories de réseau sans fil. [2]

Une première forme de SIMO, connue sous le nom "diversité de réception" a été utilisée par les militaires, les radioamateurs, dans le domaine commerciale ainsi que par les opérateurs radio opérants à des fréquences inférieures à 30 MHz depuis la première guerre mondiale [4].

2.4 La diversité d'antenne

Le problème posé par le phénomène d'évanouissement était une bonne raison pour adopter la technique de diversité comme solution.

La diversité en réception adoptée consiste à utiliser deux voies de transmission ou plus. Chaque voie possède ses propres caractéristiques assurant ainsi la réception de signaux spécifiques. La décorrélation des différents signaux s'avère ainsi aisée à effectuer à l'aide de deux (ou plus) antenne. la probabilité que l'évanouissement se produit simultanément sur tous les voies étant très faible, il s'en suit que les différentes techniques de recombinaisons élaborées permettent de récupérer le max de puissance (fig 2.5).

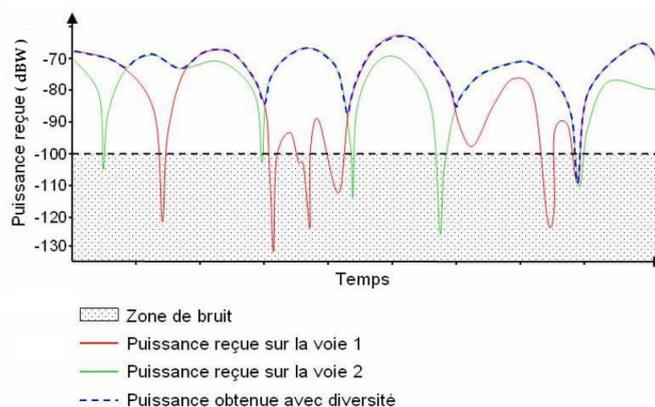


FIGURE 2.6 – Principe de l'amélioration du niveau de puissance en réception par l'effet de la diversité d'antennes [2]

Par ailleurs, il existe différents types de diversité d'antennes qu'on peut utiliser selon l'application à effectuer. Les types de diversité les plus utilisés sont :

2.4.1 La diversité spatiale

Représentant le type de diversité le plus simple, elle est, par conséquent, la plus utilisée dans les communications sans fil. Ce procédé consiste à recevoir les signaux transmis sur des antennes ou voies (deux ou plus) souvent identiques espacées d'une distance judicieusement choisie. Plus les antennes sont éloignées plus on aura une meilleure décorrélation des signaux reçus. Dans le cas des objets communicants on est toujours limité par leurs contraintes dimensionnelles. La corrélation est évaluée par un coefficient appelé Coefficient de Corrélation qu'on va voir par la suite. Compris entre zéro et un, il peut être défini par plusieurs notations et représente l'un des principaux paramètres d'évaluation de la diversité.

La difficulté de cette technique de diversité repose dans la détermination de la distance optimale entre les antennes, elle est fortement liée à l'étalement angulaire des ondes incidentes[2]. Heureusement, au niveau des terminaux mobiles et des objets communicants l'étalement angulaire est beaucoup plus grand ce qui permet d'obtenir des niveaux faibles de corrélation pour

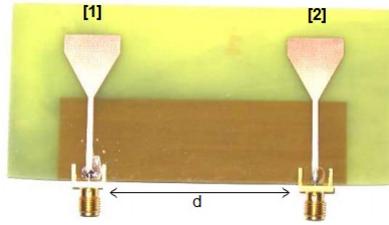


FIGURE 2.7 – Exemple de diversité spatiale : Système à deux monopoles [2]

des écartements entre les voies relativement petits par comparaison à ceux nécessaires au niveau des stations de base.

D’après ce qui était mentionné dans la thèse de M. Dreina Emmanuel ainsi que plusieurs travaux dont les premières études expérimentales remontent à 1973, La distance qui assure une séparation physique des antennes avec la moindre corrélation doit être supérieure à 20λ (au niveau des stations de base), où λ est la longueur d’onde du signal transmis. La relation qui existe entre le coefficient de corrélation et la distance qui sépare les antennes réceptrices était décrite par la formule de Clarke, qui a été choisie pour sa simplicité par rapport aux autres formules. Faisant l’hypothèse d’une distribution uniforme des ondes incidentes dans le plan horizontal ainsi que l’utilisation d’antennes omnidirectionnelles polarisées verticalement. La corrélation d’enveloppe ρ_e , est alors définie par l’expression :

$$\rho_e \approx J_0^2 \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \right) \quad (2.3)$$

Où J_0 est la fonction de Bessel de première espèce d’ordre zéro, d est la distance séparant les antennes.

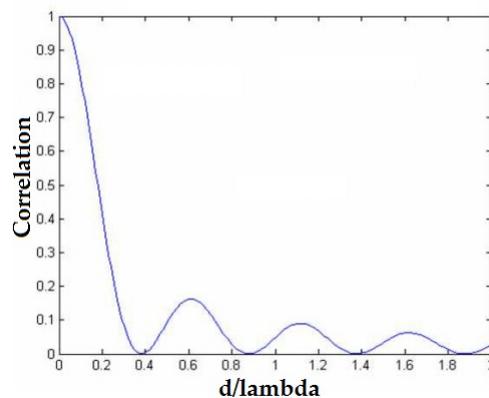


FIGURE 2.8 – Représentation de la corrélation en fonction de la distance selon la formule de Clarke [2]

2.4.2 La diversité de polarisation

Un autre type de diversité avec lequel on va travailler dans la partie pratique de notre projet est la diversité de polarisation.

Une fois adopté pour les terminaux mobiles (taille réduite), L'espace entre les éléments du système d'antenne exigé par la diversité spatiale a posé un problème structural ce qui a encouragé la conversion vers la diversité de polarisation qui ne nécessite aucune séparation.

Une onde qui se propage dans un environnement présentant des multi-trajets peut subir des réflexions qui entraînent un changement de sa polarisation selon l'environnement de propagation. Le principe de la diversité de polarisation consiste à utiliser deux antennes avec des polarisations complémentaires, une technique qui sert à immuniser le système contre la non adaptation de polarisation et donc contre l'évanouissement du signal transmis où dans la majorité des études on utilise des antennes émettrices de type filaire polarisée verticalement.

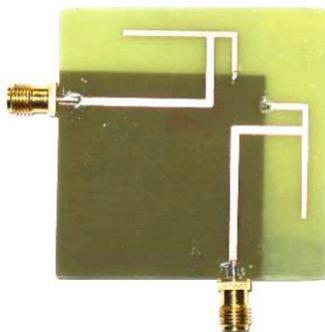


FIGURE 2.9 – Exemple de diversité de polarisation : système d'antenne IFA (Inverted F antenna)[2]

La combinaison d'une paire d'antenne avec des polarisations orthogonales assure la décorrélation des signaux reçus et donc la récupération du maximum de puissance possible. Un paramètre conditionnant fortement le gain de diversité dont on va être exposé par la suite est l'équilibre de puissance entre les signaux de chaque voie. Cela peut se traduire par une égalité des rapports signal sur bruit de chacune des branches présentant de la diversité. Intuitivement, on conçoit bien que si une des voies présente un niveau de puissance moyenne largement supérieur à celui de l'autre voie, alors la voie la plus faible ne contribuera que très peu à l'obtention du signal final après recombinaison[2], ce qui diminue le gain de diversité.

Pour assurer cet équilibre de puissance il est préférable de positionner le système d'antenne (la paire d'antennes) avec une inclinaison de 45° par rapport à la polarisation de l'émetteur lorsque cette dernière est connue et fixe pour que les puissances des deux voies seront équilibrées, ce qui est utilisé beaucoup plus dans le cas LOS[2].

L'ensemble des études tend cependant dans de nombreux cas à montrer que la diversité de polarisation reste plus performante que la diversité spatiale ou de diagramme qu'on va voir par la suite. Les plus grands gains de diversité sont observés dans des environnements NLOS, c'est-à-dire sans vue directe entre l'émetteur et le récepteur[2].

2.4.3 La diversité de diagramme

Appelée également diversité de modèle ou diversité d'angle, la diversité de diagramme consiste en deux antennes ou plus co-localisées avec des diagrammes de rayonnements différents. Les an-

tennes, chacune avec son propre diagramme de rayonnement vont recevoir des signaux différents vu que leur directivité et donc leur gain diffère d'une antenne à une autre. Ceci permet d'avoir des signaux décorrélés en réception, une telle propriété peut être exploitée en utilisant les méthodes de recombinaison pour contribuer à l'amélioration du lien radio.

Si on parle de la diversité de diagramme dans un cas ou un autre, c'est parce qu'elle présente la diversité la plus dominante. Les autres types de diversités peuvent contribuer indirectement. D'une part, on ne peut jamais assurer que les antennes soient situées en un même point de l'espace, par conséquent une diversité d'espace est introduite. D'autre part, avec des antennes possédant de différents diagrammes de rayonnement, il est difficile d'obtenir des polarisations identiques ce qui signifie qu'une diversité de polarisation est également mise en œuvre.

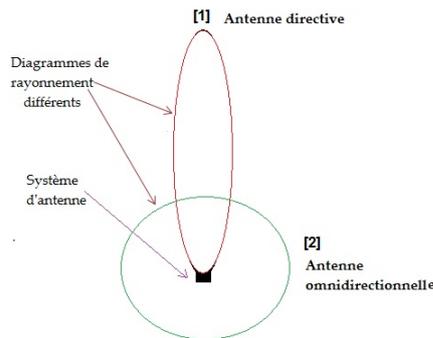


FIGURE 2.10 – Illustration de la diversité de diagramme (Deux antennes).

Pour réaliser une diversité de diagramme il existe différentes combinaisons d'antennes permettant d'obtenir le système désiré. L'association la plus courante dans les terminaux mobiles de type téléphone portable est l'utilisation d'un monopole avec une antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna). Cette association n'est pas la seule utilisée, certains travaux proposent des systèmes à deux PIFA, à deux monopoles, avec des antennes repliées ou alors des systèmes plus complexes offrant de la diversité de diagramme à partir d'une seule structure[2].

2.4.4 Autres types de diversité

En réalité, les trois (03) types de diversité d'antenne qu'on vient d'expliquer précédemment ne sont pas les seuls techniques pour réaliser une diversité, il existe aussi d'autres moyens qui ne se basent pas sur les antennes mais sur la bande de fréquence ainsi que la période de cohérence du canal.

a. La diversité de fréquence

Le principe de base de la diversité de fréquence consiste à utiliser plusieurs porteuses (différentes fréquences) pour envoyer des répliques du signal source. Vu que chacune de ces répliques et donc chaque porteuse avec sa fréquence spécifique va subir une propagation différente le long de son trajet, les fréquences utilisées doivent être suffisamment éloignées de telle sorte qu'elles assurent la décorrélation des signaux reçus.

Parmi les inconvénients de ce type de diversité, la nécessité d'utiliser au moins deux chaînes de transmission ce qui introduit un coût supplémentaire, aussi l'occupation spectrale qui est doublée par rapport à un système sans diversité[2].

b. La diversité temporelle

Ce type de diversité consiste à envoyer le même message à plusieurs reprises, à condition que ces dernières soient séparées d'un intervalle de temps appelé T_c "temps de cohérence" entre chaque deux émissions.

Cette intervalle de temps est fortement lié à la vitesse d'évolution du canal de propagation de sorte qu'il doit-être au moins égal à la période de cohérence du canal qui est la durée pour laquelle ce dernier est considéré comme constant ce qui garanti une indépendance des signaux reçus et donc de la diversité[5].

Ce type de diversité est donc acceptable dans des environnements évoluant rapidement mais il est à proscrire dans des environnements relativement statiques.

2.5 Le gain de diversité

Il existe une multitude de systèmes à diversité, mais ce n'est pas évident de choisir entre ces derniers vu qu'on ne peut pas dire lequel est le plus adapté à l'application désirée, c'est pourquoi on fait appel à quelques paramètres et plus précisément au gain de diversité pour prendre en compte l'efficacité des systèmes utilisés et pouvoir les comparer.

L'efficacité d'un système de diversité est évaluée principalement à partir de son gain de diversité (DG) qui peut se définir comme l'amélioration du lien radio en terme de rapport signal sur bruit (SNR) [2]. Il représente donc la différence entre le rapport signal sur bruit du système avec diversité SNR_{div} et le rapport signal sur bruit de l'une des antennes (la meilleure voie)utilisée seule comme référence SNR_{mono} , ce qui est représenté par l'équation :

$$DG = SNR_{div} - SNR_{mono}[dB] \quad (2.4)$$

Ce même paramètre (gain de diversité) dépend aussi d'autres paramètres qui sont : la corrélation entre les signaux reçus et l'équilibre de puissance des voies mais également de la technique de recombinaison mise en œuvre dont on parlera des différents types dans le chapitre suivant.

Le gain de diversité de chaque système d'antenne est relative au gain de l'un de ses éléments de base qui le constituent, ceci dit que pour comparer deux systèmes d'antenne différents (qui ne sont pas constitués du même type d'antennes) il faut se référer à une autre antenne dite : antenne de référence et c'est ici que réside la limite du gain de diversité. C'est pourquoi on introduira un autre gain dit : gain de diversité référencé. Il représente une méthode plus fiable d'évaluation des systèmes à diversité, qui consiste à considérer une antenne de référence unique qui est indépendantes de tous les systèmes à comparer et qui vérifie la condition de résonner dans la fréquence de travail des systèmes à évaluer.

Par analogie avec la relation du gain de diversité précédente, le gain de diversité référencé est représenté par l'équation suivante :

$$DG = SNR_{div} - SNR_{ref}[dB] \quad (2.5)$$

Avec SNR_{div} est le rapport signal sur bruit du système avec diversité et SNR_{ref} est le rapport signal sur bruit de l'antenne de référence.

2.6 Le coefficient de corrélation

Pour assurer un bon gain de diversité il faut avoir une indépendance suffisante entre les signaux reçus (la plus grande possible), ce qui est traduit par un coefficient de corrélation très faible et idéalement nul.

Ce coefficient représente l'un des paramètres de base utilisées pour l'évaluation de la diversité d'un système d'antenne, il reflète le degré d'indépendance entre les différents signaux reçus et donc affectera directement le gain de diversité. Compris entre zéro et un, le coefficient de corrélation fournira une diversité suffisante une fois inférieur ou égale à 0.7 comme le mentionne la majorité des travaux réalisés dans le domaine[2].

La corrélation peut être définie par plusieurs notations :

- Corrélation d'enveloppe.
- Corrélation complexe.
- Corrélation de puissance.

Pour la corrélation d'enveloppe et la corrélation complexe, si on considère une distribution uniforme du champs incident ainsi qu'une adaptation des deux antennes de réception, le coefficient de corrélation peut être décrit par l'expression exprimée entièrement par les paramètres S du système d'antenne et plus particulièrement par les coefficients de réflexion et de transmission[2] :

$$\rho_e = |\rho_c|^2 = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)).(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (2.6)$$

Avec :

- ρ_e le coefficient de corrélation d'enveloppe.
- ρ_c le coefficient de corrélation complexe.
- S_{11}, S_{22} les coefficients de réflexion.
- S_{12}, S_{21} les coefficients de transmission.

Une explication plus détaillée de ces différentes notations va être présentée dans le complément Master.

2.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on a cité les différents phénomènes présents dans un environnement de propagation et qui peuvent influencer la qualité d'une transmission sans fil, pour introduire ensuite dans une deuxième partie la solution qui est la diversité d'antenne, une technique proposée pour améliorer les liens radio dans des environnements présentant des trajets multiples. On a cité par la suite les principes de chaque type de diversité d'antenne ; à la fin on a introduit le paramètre le plus important pour l'évaluation d'un système à diversité d'antenne qui est le gain de diversité. Ce dernier dépend de son tour du coefficient de corrélation, un paramètre qu'on cherche toujours à réduire et minimiser afin d'avoir une meilleure diversité et récupérer le maximum de puissance après l'application des différentes techniques de recombinaisons qu'on va voir dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Techniques de traitement d'antennes

3.1 Introduction

Lors des liaisons, on cherche à obtenir une puissance reçue maximale, ou au moins supérieur à la sensibilité du récepteur. Deux solutions s'offrent au niveau de la station réceptrice : - Avoir un récepteur très sensible et donc très coûteux. - Avoir une antenne (ou un réseau d'antenne) de réception avec un gain élevé.

Toutefois, il y a des facteurs qui ne sont pas liés à la structure du réseau d'antennes et qui conditionne le gain, c'est la manière dont sont traités et recombinaés les signaux reçus par le réseau d'antennes, il s'agit des méthodes de traitement d'antennes.

On distingue deux approches : Sélection(ou switching) et Combining.

La figure 3.1 ci-dessous illustre quatre types de techniques. Notant que le terme "combining" utilisé pour les méthodes de sélection et switching n'est exact, car leur approche est différent de celle de combining, mais c'est le terme utilisé généralement dans la littérature.

Il est clair que la configuration la plus complexe offre un gain de diversité le plus élevé. Toutefois, lors de la mise en œuvre des récepteurs, il faut tenir compte aussi bien du coût économique que de consommation énergétique.

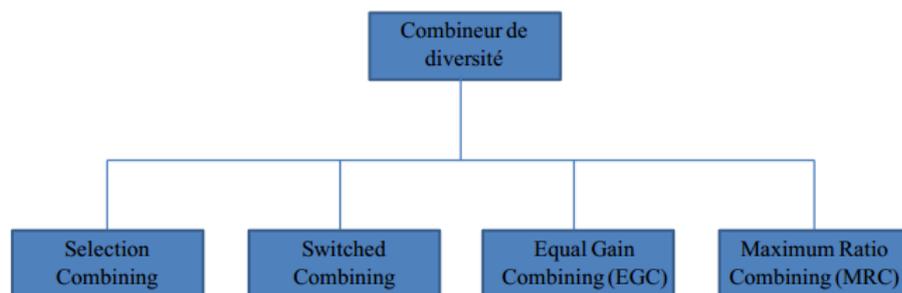


FIGURE 3.1 – Présentation des techniques de combinaisons [10]

il s'agit alors de choisir judicieusement, la méthode qui répond le mieux aux contraintes liés à l'application.

3.2 La méthode de sélection

Le traitement de sélection est l'une des méthodes les plus simples, elle présente un seul signal capté par une antenne au récepteur à un instant donné. L'antenne cependant choisi est basé sur le meilleur rapport signal à bruit (SNR) entre les signaux. Cette technique consiste à sélectionner et à démoduler la voie qui présente le plus grand SNR instantané, cela implique la connaissance du SNR de chacune des branches à chaque instant, il faut donc une chaîne de réception derrière chaque antenne ainsi qu'un détecteur de rapport signal sur bruit. ensuite Les SNR de chaque voie sont comparés et le meilleur est orienté vers le démodulateur à l'aide d'un élément de commutation (figure 3.2).

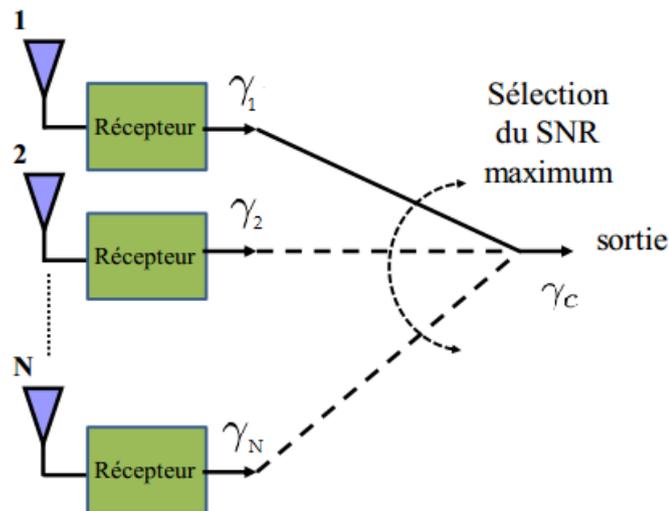


FIGURE 3.2 – Le principe de la sélection de voie [10]

Le SNR instantané combiné peut être exprimé de la façon suivante :

$$\gamma_c = \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N) \quad (3.1)$$

où γ_n est le SNR instantané de l'élément n.

La Figure 3.3 donne la probabilité que le SNR instantané passe au dessous d'un seuil en fonction du seuil adopté exprimé en dB pour un nombre de branches fixés, elle illustre, alors, l'amélioration du SNR d'un système multi-antennaires en termes du gain de diversité (DG) en fonction du nombre des branches exploitées en utilisant la méthode de sélection.

Les courbes obtenues permettent de calculer le DG (qui est la différence entre les SNRs exprimé en dB). Par exemple, pour une probabilité de 1% que le SNR passe au dessous d'un certain SNR seuil (qui est la valeur minimal que peut prendre le SNR), la valeur de ce SNR seuil est -20(dB) pour un système à une branche, et -10 (dB) pour un système à deux branches, le gain de diversité apporté (à 1%) par un système à diversité de deux branches est égal à 10 dB.

Généralement, le gain de diversité se relève lorsque la probabilité, pour avoir un SNR inférieur à un certain seuil, est égale à 1% [10]. D'après cette figure, on constate que le gain de diversité

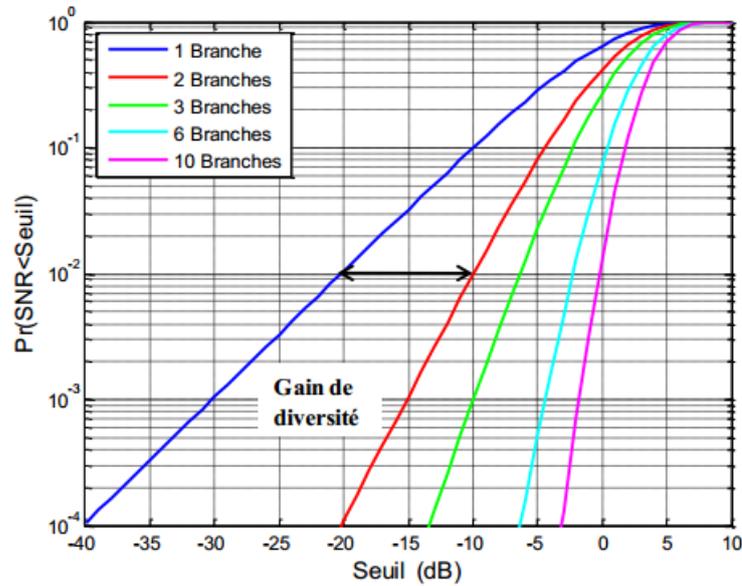


FIGURE 3.3 – Distribution de la densité de probabilité cumulée en fonction du nombre des branches [10]

augmente avec le nombre d’antennes. Il convient de noter que lorsque le seuil augmente, la probabilité que le SNR passe au dessous de ce seuil tend vers 1.

3.3 La méthode de commutation (switching)

Le problème posé par la méthode de sélection est la nécessité d’avoir une chaîne de réception après chaque antenne. Le but de la technique de switching est de résoudre ce problème et de ne mettre en œuvre qu’une seule chaîne de réception. Dans cette technique le signal à partir de seulement une antenne est introduit dans le récepteur, aussi longtemps que la qualité de ce signal reste au-dessus d’un seuil prescrit. Par exemple pour un système à deux antennes, lorsque le signal introduit dans le récepteur se dégrade, l’autre antenne est commutée pour passer par le même récepteur. La méthode de commutation est la plus facile et consomme moins d’énergie. l’inconvénient de cette méthode est qu’elle ne garantit pas que la branche utilisée soit la meilleure à chaque instant. Par exemple, au cas où les SNR des deux signaux dépassent le seuil, rien n’assure que le signal choisit est celui qui a le plus grand SNR vu que les deux sont au-dessus du seuil.

Le principe de cette technique est ullisté dans la figure 3.4.

contrairement aux méthodes de sélection et de commutation, l’approche de combining exploite l’ensemble des voies et les combine d’une façon à obtenir le SNR maximal. Cependant, ces techniques nécessitent une chaîne de réception pour chaque branche, car tous les signaux reçus sont utilisés. Dans le but de profiter pleinement de ses signaux en même temps, deux techniques sont utilisées : EGC (Equal Gain Combining) et MRC (Maximum Ratio Combining).

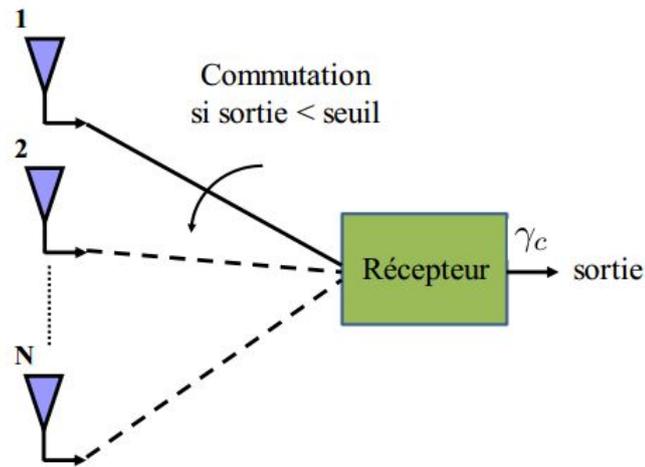


FIGURE 3.4 – Le principe de la commutation de voie [10]

3.3.1 Le maximum Ratio Combinig (MRC)

Dans les méthodes précédentes, comme on vient de citer, on choisit l'élément avec le meilleur SNR tout en négligeant les $N-1$ éléments restants du réseau, qui n'est pas bien évidemment optimal.

L'objectif du MRC, consiste à maximiser un paramètre, plus particulièrement, le SNR, en combinant toutes les éléments et en affectant à chaque branche une pondération w_n ($n=1,2,\dots,N$) proportionnelle à son rapport signal sur bruit instantané. Les signaux sont également remis en phase afin de pouvoir les sommer de manière pondérée. C'est ce signal issu de la sommation qui est ensuite démodulé. Son principe est illustré dans la figure 3.5.

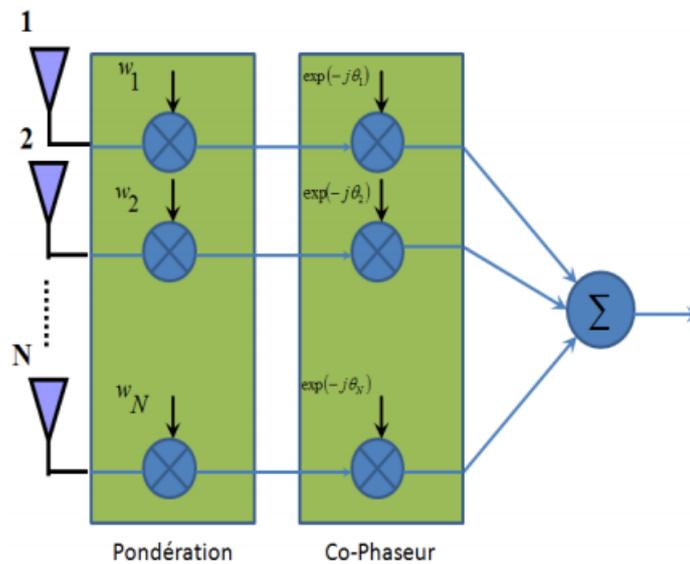


FIGURE 3.5 – Le principe du MRC [10]

La Figure 3.6 donne la probabilité que le SNR instantané passe au dessous d'un seuil en fonction du seuil adopté exprimé en dB pour une seule branche et pour deux branches.

Pour une probabilité de 1% que le SNR passe au dessous du seuil, la valeur de ce SNR seuil, exprimé en dB, pour le système à une seule branche est -20(dB). Pour un système à deux branches cette valeur vaut -8.5 (dB). Le gain de diversité apporté (à 1%) par un système de diversité à deux branches en utilisant la méthode du MRC est alors égal à 11.5 dB.

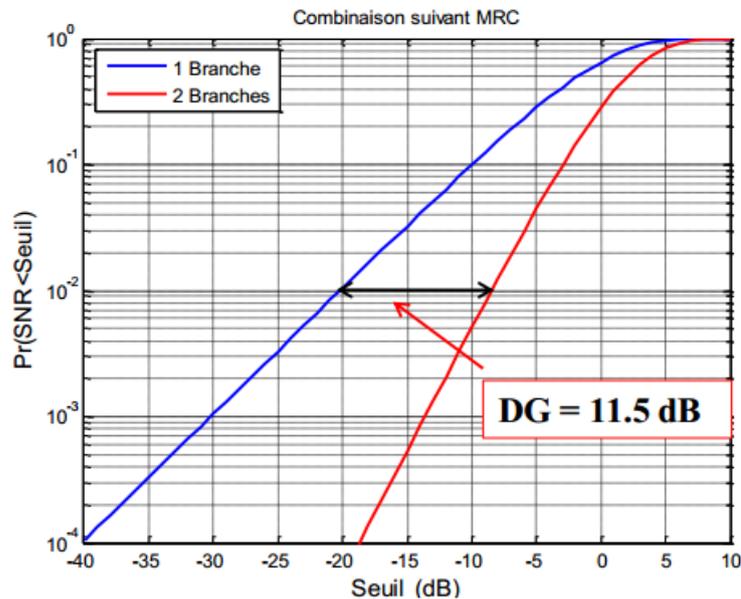


FIGURE 3.6 – Le principe du MRC [10]

Le problème de cette technique est sa complexité et le fait qu'il requiert une estimation précise des propriétés du signal sur chacune des voies afin de trouver les pondérations optimales. Mais son gain de diversité reste supérieur à ceux obtenus avec les techniques de sélection de voie et d'Equal Gain Combining (EGC) qu'on va détailler par la suite.

3.3.2 L'Equal Gain Combining (EGC)

En termes de performances et de complexité l'Equal Gain Combining (EGC) se situe entre la sélection de voie et le MRC .

Le problème du MRC, c'est que les poids doivent varier avec Le SNR instantané du signal qui souvent fluctue rapidement. L'EGC peut être vu comme un cas particulier du MRC. où le poids alloué aux branches est le même et n'est pas proportionnel au rapport signal sur bruit instantané. Il y a toujours une remise en phase des différents signaux afin de pouvoir les sommer comme le montre la Figure 3.7.

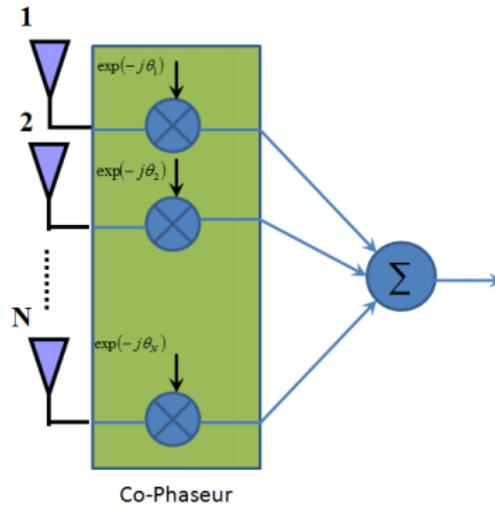


FIGURE 3.7 – Le principe du EGC [10]

3.3.3 Comparaison des trois techniques

Nous comparons les performances des trois techniques en termes de complexité et amélioration de SNR. Notons que la méthode de sélection et le switching ont presque les mêmes performances car ils ont le même principe de fonctionnement, on se contente alors de citer l'une des deux. Le schéma 3.8 illustre l'amélioration de SNR en fonction du nombre d'éléments pour les trois techniques. Comme prévu la meilleure amélioration est pour le MRC, alors que la plus faible est pour la technique de sélection. Notons que l'amélioration dans le cas de la EGC est comparable à celle du MRC.

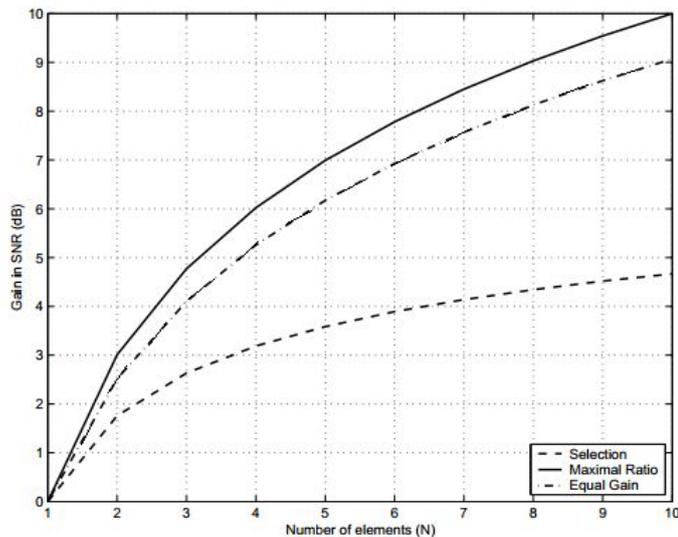


FIGURE 3.8 – Les performances des trois techniques [11]

En terme de traitement exigé, la sélection est la plus facile, il exige seulement une mesure de SNR à chaque élément, non pas ni la phase ni l'amplitude. MRC et EGC, d'autre part, exigent

l'information sur la phase. MRC exige la mesure précise du gain aussi, cela est clairement difficile à implémenter, surtout pour une gamme de fluctuations du signal grande.

3.4 Conclusion

Dans ce troisième chapitre on a bien vu qu'il existe des méthodes et techniques qu'on peut utiliser dans le but d'améliorer le gain de diversité mais qui se basent sur le traitement des signaux reçus. Possédant des avantages et des inconvénients, l'utilisateur peut choisir la méthode qui répond le mieux à son cahier des charges. Une petite comparaison entre les différentes techniques a été faite à la fin du chapitre pour mettre en valeur les caractéristiques de chacune d'entre elles. Dans notre travail on a utilisée la méthode de sélection pour sa simplicité et la facilité de sa mise en œuvre.

Chapitre 4

Conception et simulation

4.1 Introduction

Une antenne possède des caractéristiques électriques ainsi que des caractéristiques de rayonnement qui sont en lien direct avec ses dimensions, sa structure mais aussi la matière et la technologie avec laquelle elle a été conçue. La réalisation de n'importe quelle antenne doit être d'abord précéder par une étude permettant de préciser ses caractéristiques les plus importantes : fréquence de travail, bande passante, diagramme de rayonnement, directivité...etc.

Une telle étude a été rendue plus rapide est facile à faire à l'aide des différents logiciels de simulation qui se basent sur la résolution des équations de Maxwell avec des méthodes numériques, un travail qui est impossible à faire avec une telle précision et rapidité sans l'utilisation de ces logiciels .

Dans notre travail on a opté pour la réalisation d'un système à diversité de polarisation : dipôle imprimé 2.4 GHz, en utilisant le logiciel CST pour la simulation.

4.2 Outil de simulation -CST Microwave Studio-

Parmi les outils de simulation micro-ondes existants (ADS, HFSS, CST...) on a choisi de travailler avec CST microwave studio (Computer Simulation Technology) pour simuler notre antenne.

L'un des produits de l'entreprise CST, ce logiciel est un outil de simulation électromagnétique 3D qui est basé sur la méthode des intégrales finies (FIT finit intégration technique), il applique cette méthode numérique dans la résolution des équations de Maxwell en décomposant la structure en petites cellules (Meshing) au niveau de lesquelles il calcule les champs en prenant en considération les conditions aux limites.

CST offre à son utilisateur la possibilité de choisir entre différentes méthodes de simulation selon l'application désirée. Pour notre antenne imprimée on a travaillé avec le "transient solver" qui est le plus recommandé pour les antennes planaires.

L'une des raisons pour laquelle on a choisi de travailler avec CST c'est sa simplicité, sa rapidité de simulation, mais aussi la possibilité de jouer sur les paramètres de la structure d'antenne avec une grande flexibilité.

4.3 Résultats de la simulation

4.3.1 Partie 1 : Antenne dipôle seule

Pour le choix du système à diversité, on a opté pour la structure d'antenne à dipôle imprimée 2.4 GHz (expliquée en détaille dans le premier chapitre) en se basant sur les travaux de Huey-Ru Chuang et Liang-Chen Kuo dans leur publication "3-D FDTD Design Analysis of a 2.4-GHz Polarization-Diversity Printed Dipole Antenna With Integrated Balun and Polarization-Switching Circuit for WLAN and Wireless Communication Applications" ainsi que ceux de Vishakha A. Kulkarni et Prof. V. S. Navale dans leur publication "Performance Measurement of polarization diversity printed dipole antenna using high frequency PIN diode for WLAN".

D'abord, on a commencer par la modélisation et la simulation du dipôle imprimée tout seule selon la structure décrite dans les publications que je viens de citer ([8],[9]), pour pouvoir en suite modéliser et simuler le système de diversité complet.

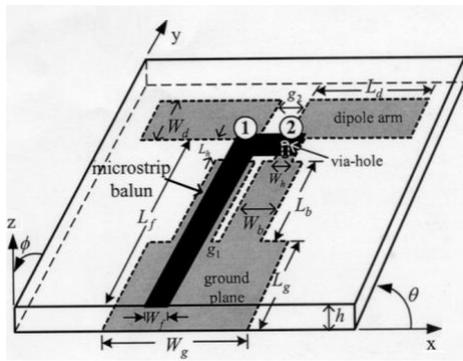


FIGURE 4.1 – Géométrie de la structure d'antenne choisie [8]

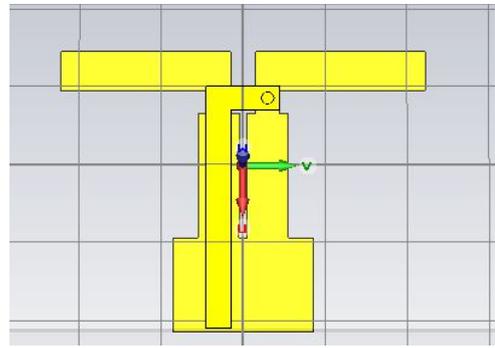


FIGURE 4.2 – Modélisation de la structure sous CST Microwave Studio.

Les mêmes dimensions de l'antenne étudiée dans l'article [8] ont été adoptés pour notre structure avec de légers changements vu qu'on n'a pas utilisé le même substrat. L'adaptation doit être toujours vérifiée.

Les dimensions sont données dans le tableau ci-dessous ($\epsilon_r=4.3$) :

TABLE 4.1 – Dimensions de l'antenne en (mm)

Dimension	L_d	L_f	L_b	L_h	L_g	W_d	W_f	W_b	W_h	W_g	g_2	g_1	r	h
Valeur	20.8	32	16	3	12	5	2	5	3	17	3	1	0.375	1.6

La modélisation de l'antenne sous CST Microwave Studio doit passer par plusieurs étapes. D'abord on commence par la création du substrat, en insérant un parallélépipède et en précisant ses dimensions ainsi que la nature du matériau qui le constitue (fig 4.3). On procède de la même façon pour créer les autres éléments constituant l'antenne (Le dipôle, la ligne microruban et le via hole).

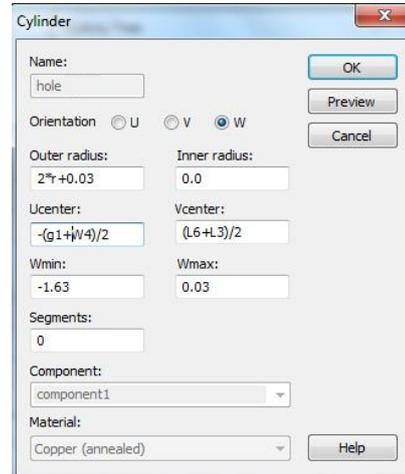
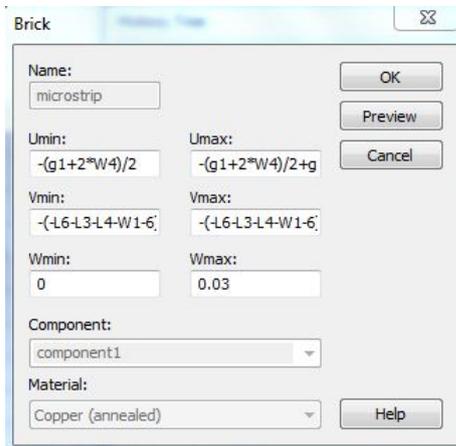


FIGURE 4.3 – Création des éléments constituant l’antenne sous CST.

Dans cette première partie on n’a pas modéliser le connecteur Coaxial, vu qu’il était plus facile de faire la simulation avec le ”Waveguide port”.

Après avoir modéliser l’antenne complète et ajuster les différents paramètres (unités, bande de fréquence, nature des champs à simuler...) on lance le ”Transient Solver” qui donne les résultats de simulation dans le domaine temporel. Cette simulation nous permet d’avoir le S_{11} , le ROS ainsi que le diagramme de rayonnement.

Les résultats de simulation sont présentés dans les graphes et les diagrammes suivants :

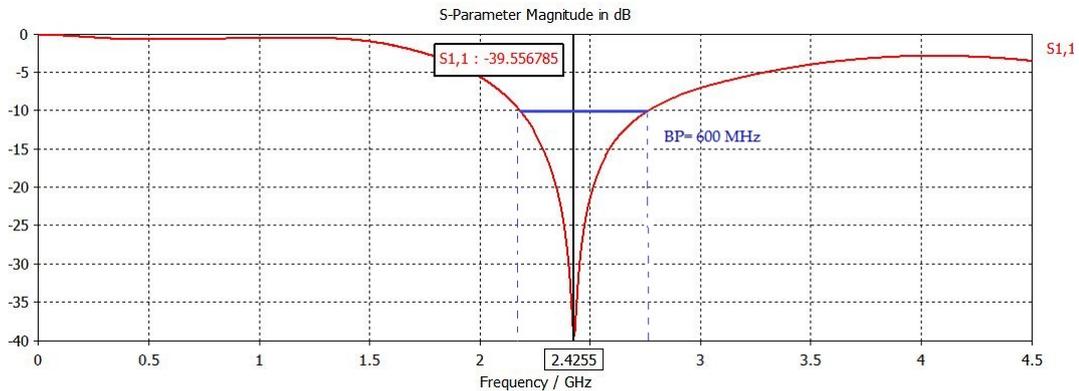


FIGURE 4.4 – Coefficient de réflexion de l’antenne dipôle imprimée 2.4 GHz.

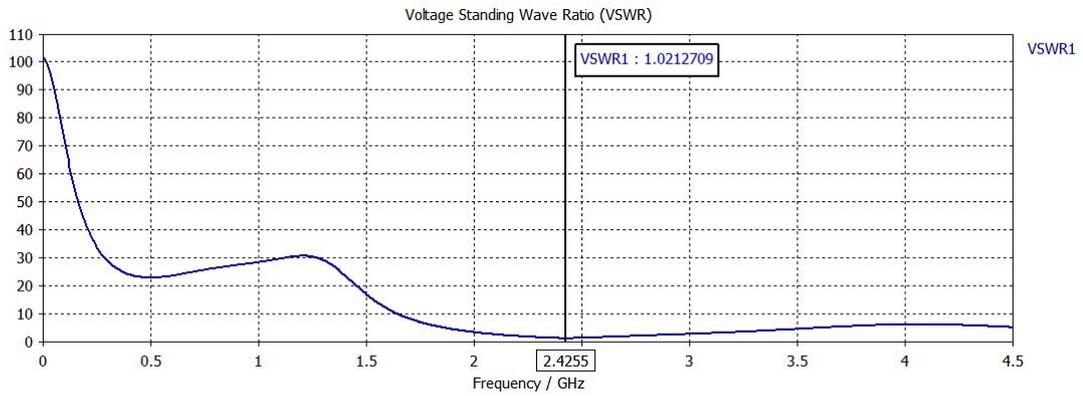


FIGURE 4.5 – Le Rapport d'Onde Stationnaire de l'antenne dipôle imprimée 2.4 GHz.

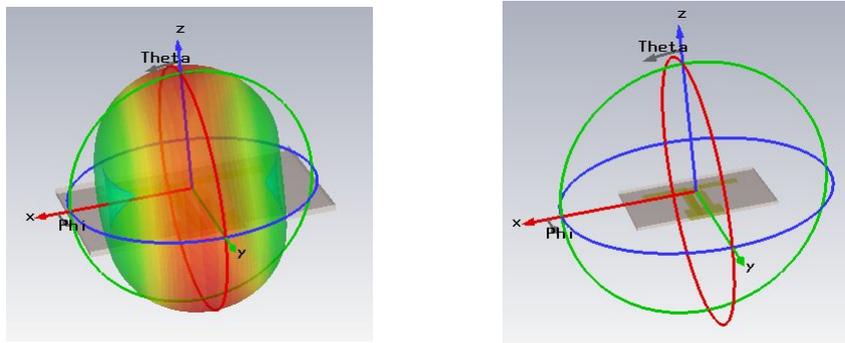


FIGURE 4.6 – Diagramme de rayonnement de l'antenne en 3D.

La simulation du diagramme de rayonnement donne des résultats en 3D ainsi qu'on 2D et en représentation polaire (plan H et E) selon le choix de l'utilisateur. La représentation polaire du diagramme de rayonnement est illustrée par les figures suivantes :

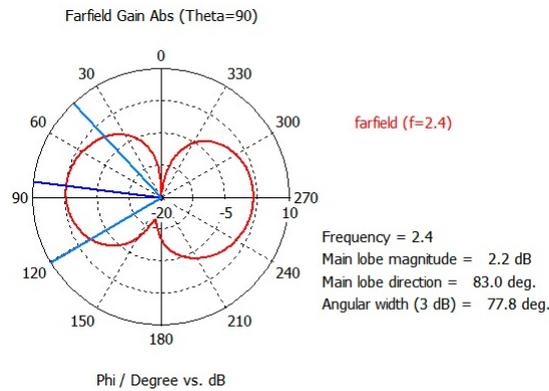


FIGURE 4.7 – Diagramme de rayonnement de l’antenne dans le plan E.

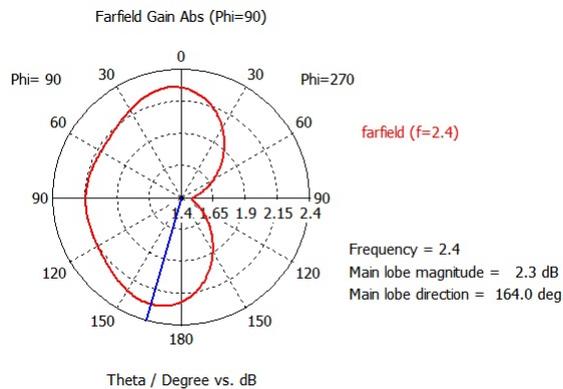


FIGURE 4.8 – Diagramme de rayonnement de l’antenne dans le plan H.

Les diagrammes de rayonnement donnés par la simulation correspondent sont semblables aux diagrammes de rayonnement d’une antenne dipôle simple, les petites différences reviennent au couplage de proximité créée par la structure elle même (le microruban, le plan de masse...).

4.3.2 Partie 2 : Système à diversité d’antenne

Parmi les différents types de diversité qu’on vient de voir dans les chapitres précédents, on a choisit de travailler avec une structure d’antenne présentant de la diversité en polarisation. Vu qu’elle offre de meilleurs résultats par rapport aux autres types de diversité existants dans le cas des terminaux mobiles.

En suivant les mêmes étapes de modélisation expliquées dans la partie précédente, on réalise le système à diversité d’antenne, composé de deux antennes dipôles imprimés positionnées perpendiculairement l’un par rapport à l’autre (l’un polarisé verticalement et l’autre horizontalement).

Les deux antennes utilisées sont identiques à celle décrite dans la partie précédente (possèdent les mêmes caractéristiques).

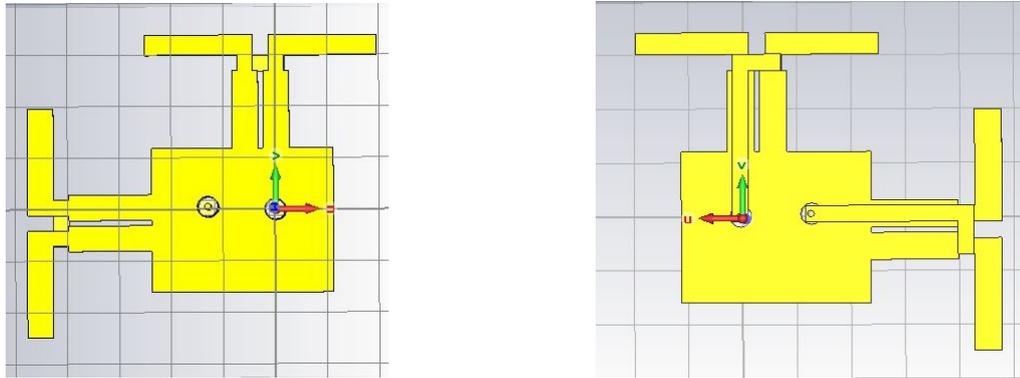
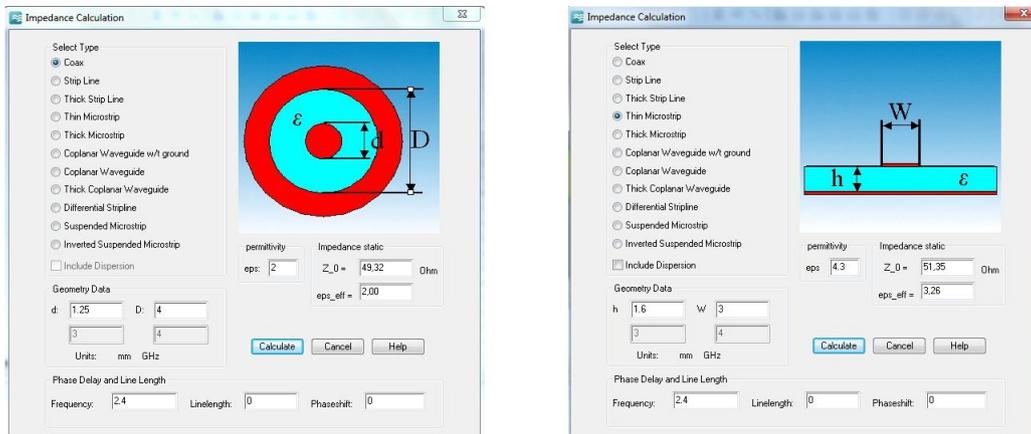


FIGURE 4.9 – Modélisation du système à diversité de polarisation sous CST.

Le logiciel CST Microwave Studio offre la possibilité de calculer analytiquement l'impédance caractéristique des différents types de ligne (micro-ruban, guide d'onde, coaxial). C'est à l'aide de ce calculateur qu'on a vérifié l'impédance du connecteur coaxial (50 Ohm) modélisé.



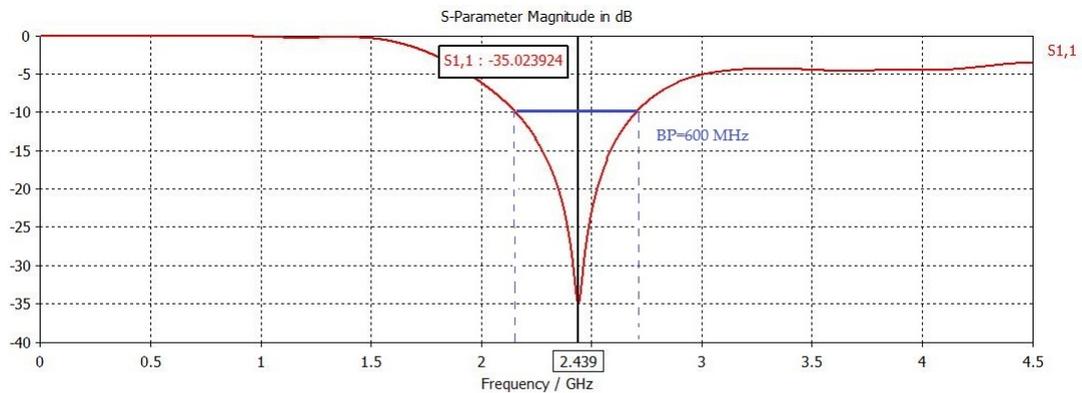
(a) Calcul de l'impédance du connecteur coaxial sous CST.

(b) Calcul de l'impédance du Microruban sous CST.

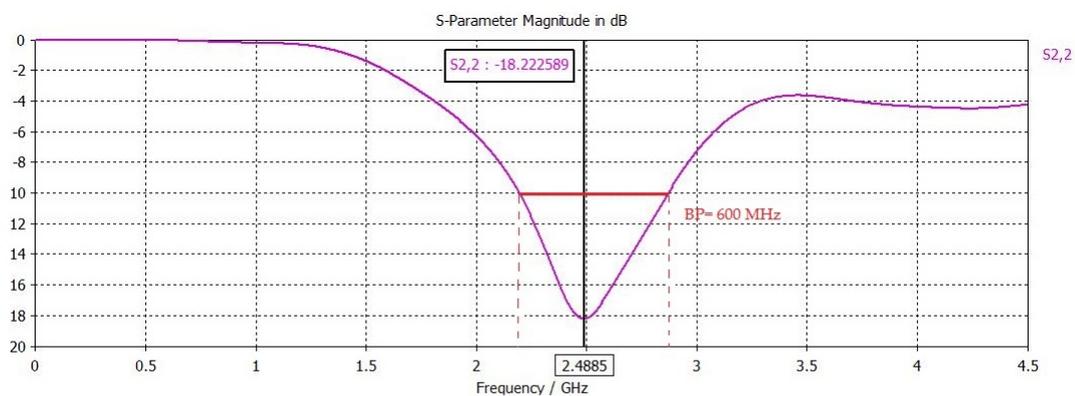
FIGURE 4.10 – Calcul des impédances sous CST.

Après avoir modéliser l'antenne complète, vérifier l'adaptation et ajuster les différents paramètres (unités, bande de fréquence, nature des champs à simuler...) on lance le "Transient Solver" pour avoir les résultats de la simulation dans le domaine temporel.

Dans le cas où on a deux antennes, on parlera des paramètres S en terme de coefficients de réflexions et coefficients de transmissions. Ces derniers sont représentés par les graphes suivants :



(a) Le coefficient de réflexions de la première antenne S11.



(b) Le coefficient de réflexions de la deuxième antenne S22.

FIGURE 4.11 – Les coefficients de réflexions du système à diversité d’antenne.

D’après les résultats de la simulation, les coefficients de réflexion des deux antennes sont supérieures à celui de l’antenne seule simulée dans la première partie, mais ils sont toujours considérés comme de bon résultats (très acceptables).

Ceci revient au couplage de proximité existant entre les deux structures d’antennes ainsi que la présence d’un plan de masse plus important.

Les coefficients de transmissions sont illustrés dans les figures suivantes :

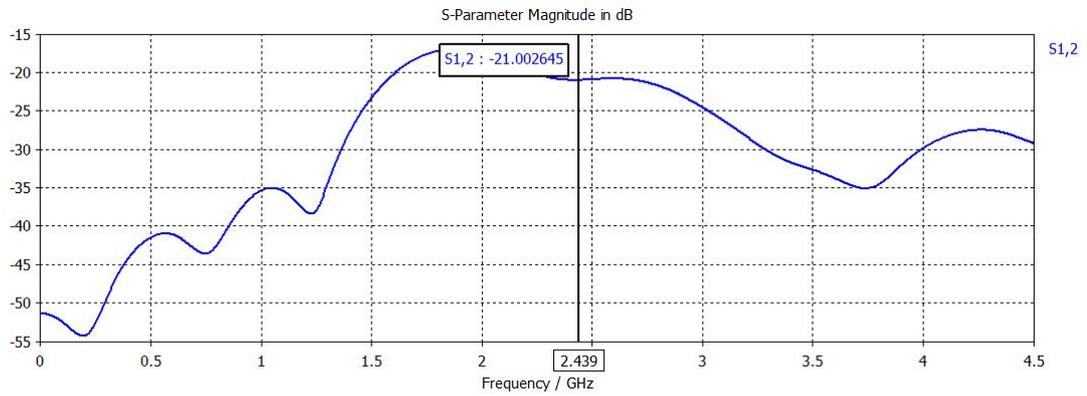


FIGURE 4.12 – Le coefficient de transmission S_{12} .

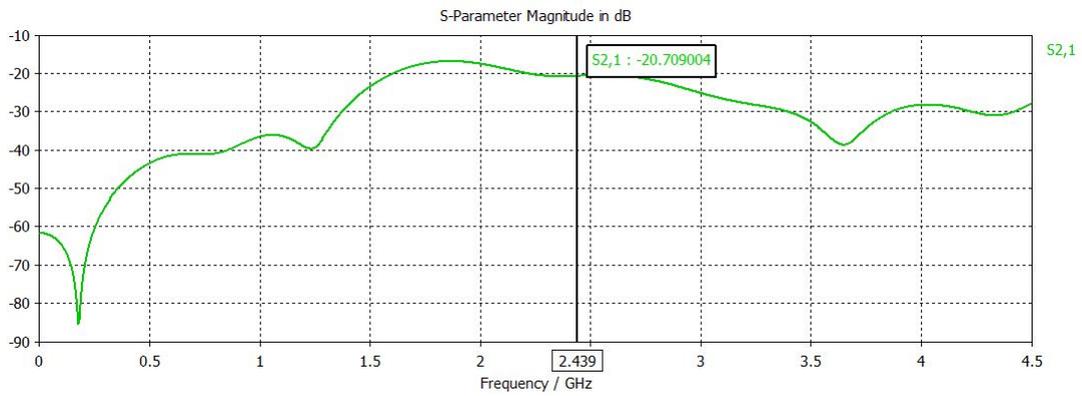
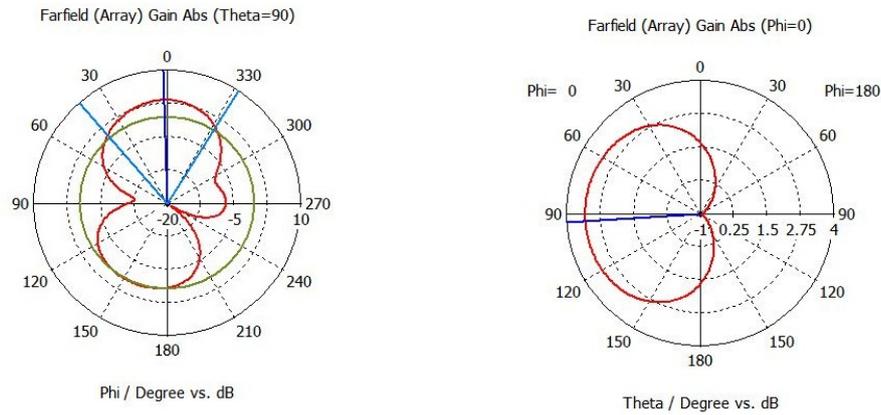


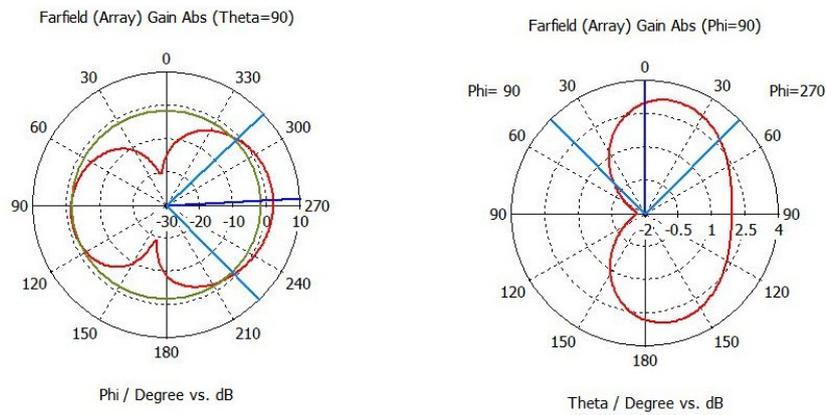
FIGURE 4.13 – Le coefficient de transmission S_{21} .

A la fréquence de résonance des antennes les coefficients de transmission S_{12} et S_{21} présentent des valeurs négligeables (-20 et -21 dB) se qui assure qu'il n'y a pas de couplage nuisible entre eux (très faible).

Les diagrammes de rayonnement du système à diversité sont représentés dans les figures suivantes :



(a) Diagrammes de rayonnement de la première antenne dans les plans (E,H) correspondants respectivement à (Theta=90,Phi=0).



(b) Diagrammes de rayonnement de la deuxième antenne dans les plans (E,H) correspondants respectivement à (Theta=90,Phi=90).

FIGURE 4.14 – Diagrammes de rayonnements du système à diversité d'antenne.

Les diagrammes de rayonnement correspondants à chaque antenne du système à diversité ont donné des résultats très proches à ceux présentés dans la partie précédente (antenne dipôle seule).

D'après les résultats de la simulation (Paramètres S et diagrammes de rayonnement), on constate qu'il n'y avait pas d'influence remarquable d'une antenne sur une autre, ce qui montre bien l'efficacité de la structure réalisant la diversité d'antenne en polarisation et vérifiant la décorrélation maximale entre les deux voies réceptrices utilisées.

Chapitre 5

Réalisation, mesures et évaluation de la diversité

5.1 Introduction

Ce dernier chapitre structuré en trois parties est consacré aux résultats de mesures et à l'évaluation de la diversité de différents systèmes d'antennes.

Dans la première partie on présentera les antennes réalisées après les avoir simulées dans le chapitre précédent.

La deuxième partie sera consacrée aux résultats de mesures données par l'analyseur de réseau, tandis que la troisième partie étudiera l'évaluation de la diversité. Cette évaluation réalisée après une acquisition de données est basée sur la méthode de sélection comme technique de traitement d'antenne.

L'acquisition de données a été effectuée en temps réel à l'aide de la carte Arduino Uno qui a été interfacée avec Matlab pour exécuter l'opération de sélection et afficher les résultats de la diversité par la suite sous forme de graphe .

5.2 Réalisation

Après avoir simulé l'antenne dipôle et le système à diversité sous le logiciel CST, on arrive à l'étape de réalisation (fig 5.1 et fig 5.2). Mais, vu le manque de matériel, cet étape a été effectuée par "ALMITECH"-Electronics Engineering- à Kouba-Alger-. Où il ont travaillé avec les mêmes dimensions que l'antenne simulée excepté pour la hauteur du substrat qui a été différente en raison de la non disponibilité de celle utilisée en simulation.

Le substrat utilisé par le concepteur "ALMITECH" est le FR-4, il possède les caractéristiques suivantes

- Permittivité relative : $\epsilon_r = 4,3$.
- Hauteur du substrat : $h = 1,5mm$.

L'antenne réalisée (dipôle imprimée) est illustrée par la figure suivante :

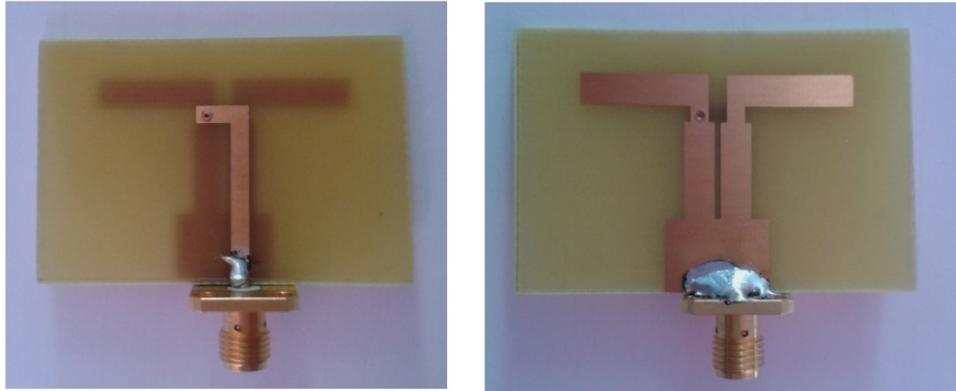


FIGURE 5.1 – Antenne dipôle imprimée réalisée.

5.3 Mesures et résultats

La caractérisation de l'antenne consiste à déterminer son coefficient de réflexion S_{11} , le ROS , sa fréquence de résonance etc. Dans notre cas on va les comparer aux résultats de simulation (chapitre 4). Ces mesures sont effectuées à l'aide de l'analyseur réseau.

Un analyseur réseau (fig 5.3) est un instrument qui mesure les différents paramètres d'un réseau et plus particulièrement les paramètres S en fonction de la fréquence.

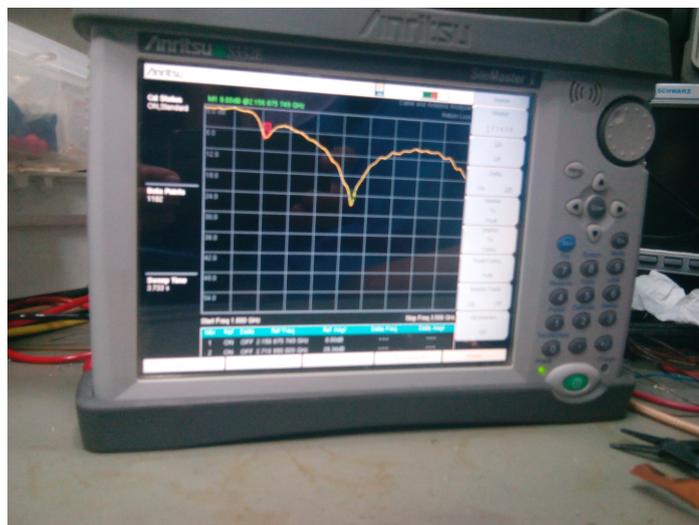


FIGURE 5.2 – L'analyseur réseau utilisé.

Utilisé généralement en hautes fréquences, il détermine les paramètres S des composants passifs y compris les câbles, les switches, les combineurs, les circulateurs ainsi que les antennes. L'analyseur réseau peut aussi caractériser (paramètres S) les composants actifs comme les amplificateurs et les transistors à condition qu'ils fonctionnent dans leur mode linéaire.

Il existe deux grandes familles d'analyseurs de réseaux : les analyseurs de réseau scalaires qui ne mesurent que le module des paramètres S et les vectoriels qui mesurent le module et la phase.

Avant d'effectuer n'importe quelle mesure avec l'analyseur réseau, une opération de calibrage est impérativement nécessaire (fig 5.4). Il permet d'avoir des résultats précises ainsi que de corriger les différentes erreurs de mesures.

Le type de calibrage qu'on a utilisé est le calibrage Short-Open-Load (fig 5.4). On place les différentes charges : court circuit, circuit ouvert et charge adaptée, successivement à l'entrée de l'analyseur réseau, Ce dernier effectue le calibrage automatiquement.

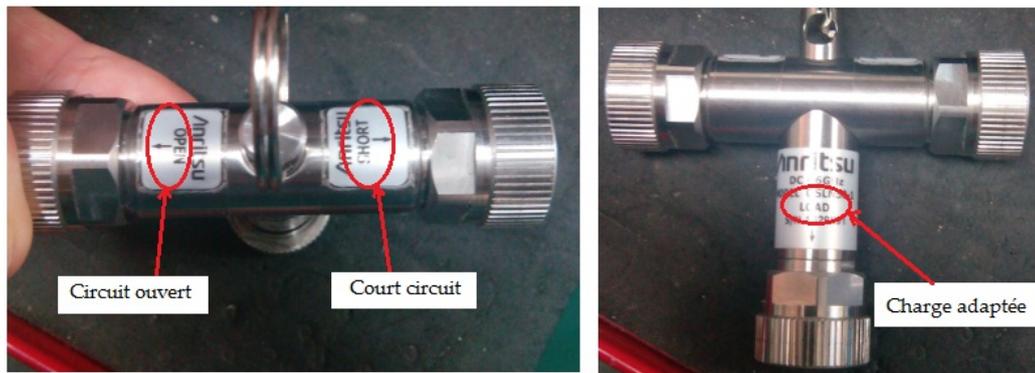


FIGURE 5.3 – Les charges de calibrage de l'analyseur réseau.

Les résultats de mesures sont illustrés dans la partie suivante :

5.3.1 Antenne dipôle imprimée seule

Les paramètres S_{11} et le ROS de l'antenne dipôle seule (fig 5.1) mesurés par l'analyseur réseau sont illustrés par la figure 5.4 :

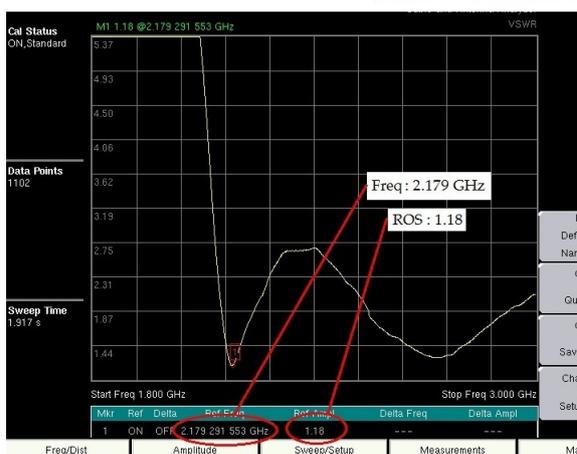
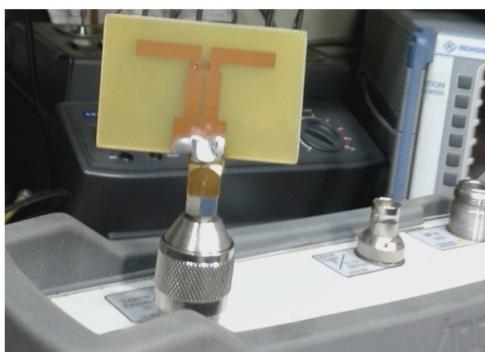
Avec :

$$Freq = 2.179 \text{ GHz}$$

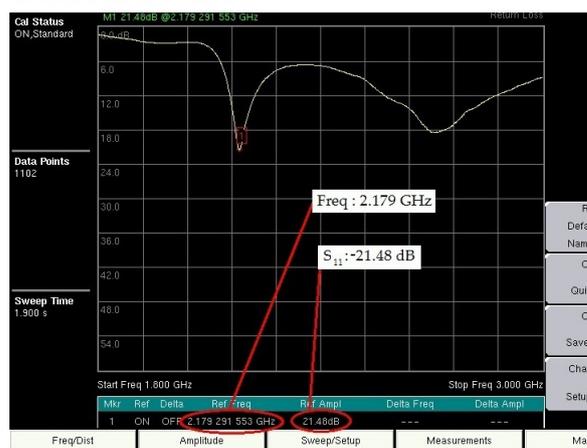
$$S_{11} = -21.48 \text{ dB}$$

$$ROS = 1.18$$

La fréquence de résonance mesurée est 2.179 GHz. Elle est décalée vers la gauche par rapport à celle de la simulation qui est de 2.42 GHz.



(a)



(b)

FIGURE 5.4 – Le S_{11} et le ROS mesuré de l'antenne imprimée seule.

Ce décalage revient aux défauts de fabrication et à la qualité réduite des matériaux (substrat, conducteur, soudure...), vu que l'antenne a été réalisée par une technologie dédiée aux circuits imprimés à cause du manque de moyen et de matériel.

5.3.2 Système à diversité d'antenne

Vu qu'on a été limité par temps et qu'il y avait des problèmes de réalisation, le système de diversité n'a pas été réalisé.

Dans la partie évaluation, on s'est basé sur d'autres systèmes d'antenne. La non disponibilité de la structure (système d'antenne simulé) n'a pas posé de problèmes.

5.4 Évaluation de la diversité

Le schéma explicatif représenté par la figure 5.4 résume les étapes du processus d'évaluation de la diversité.

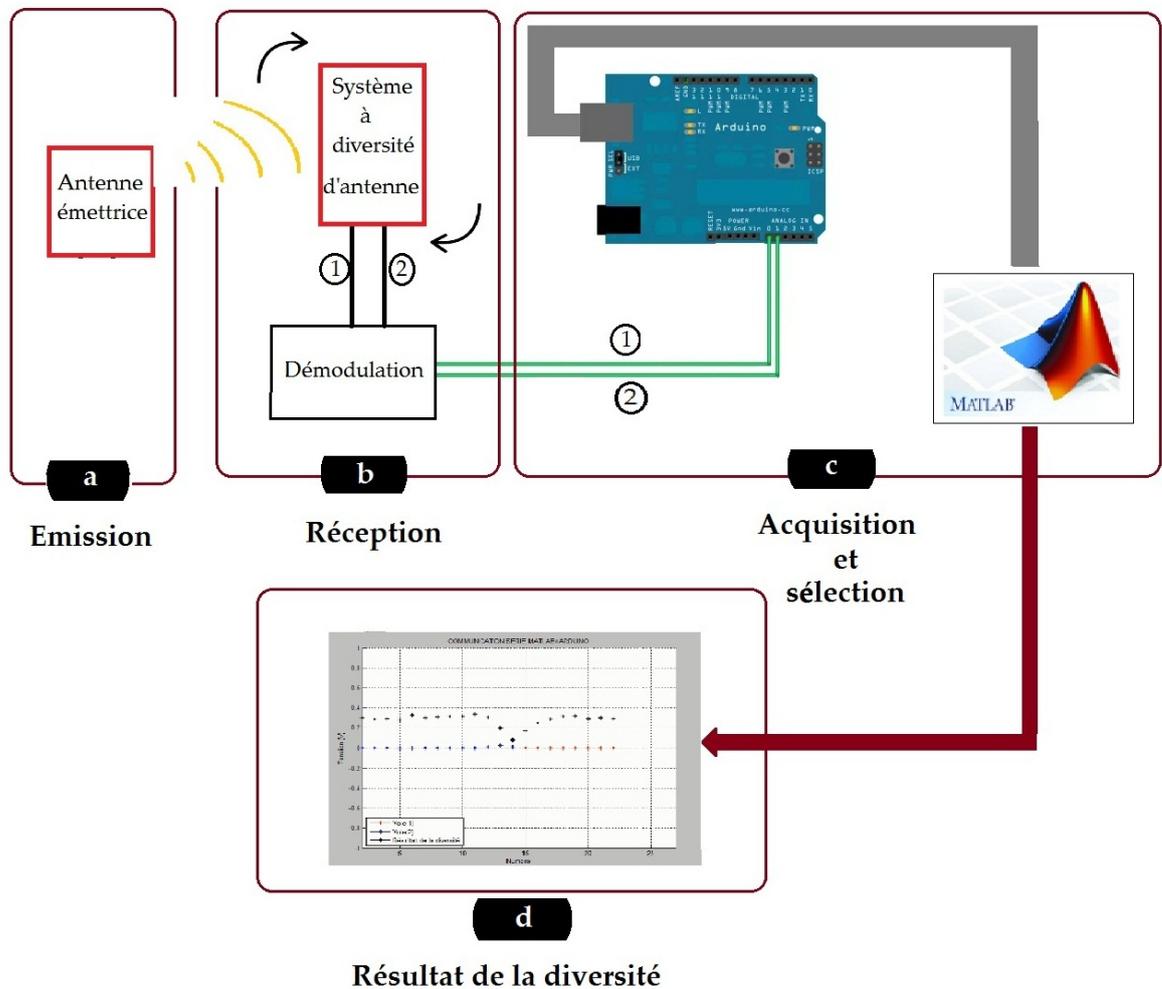


FIGURE 5.5 – Processus d'évaluation de la diversité.

On a choisi de travailler avec deux systèmes de diversité différents présentant de la diversité de polarisation :

- Antennes cornets à 10 GHz.
- Antennes dipôles filaires à 2.4 GHz.

Ces systèmes à diversité de polarisation (Multiple Output) sont constitués de deux antennes identiques perpendiculaires l'un par rapport à l'autre. Possédant des polarisations complémentaires (verticale et horizontale), l'espacement entre les deux antennes est minimum, afin d'éviter l'introduction d'une diversité spatiale.

Les différentes étapes du processus d'évaluation de la diversité sont :

a- Émission

Dans cette étape illustrée par la figure 5.4.a, on a utilisé une antenne seule (Single Input), fixée et polarisée verticalement.

b- Réception

L'étape de réception est illustrée par la figure 5.4.b. Le système de diversité utilisé en réception est connecté à la carte Arduino Uno après avoir démodulé ses deux voies (Horizontale et Verticale).

Pour réaliser une simulation d'une transmission réelle, on fait tourner le système de réception dans les différentes directions. Cette opération va créer une dépolarisation de l'onde reçue permettant ainsi l'évaluation du système à diversité.

c- Acquisition et sélection

Dans cette étape illustrée par la figure 5.4.c, on effectue l'opération d'acquisition des données à l'aide de la carte Arduino Uno. Les deux voies de réception démodulées sont connectées aux entrées analogiques de la carte Arduino. Après l'acquisition des données, ils sont envoyées vers Matlab pour faire la sélection de voies.

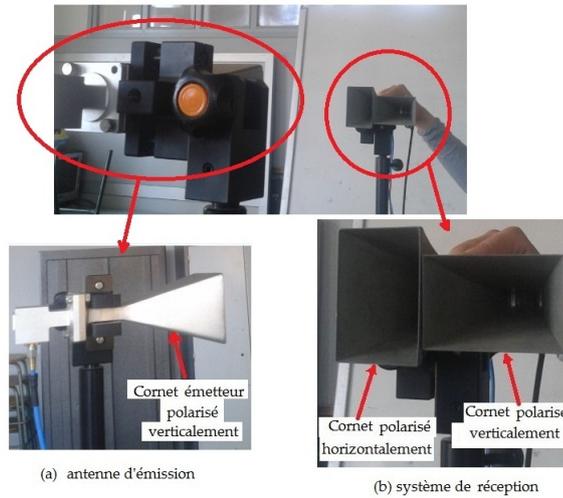
d- Affichage

Cette dernière étape est présentée dans la figure 5.4.d. Les résultats de la diversité sont affichés en temps réel sous forme de graphe.

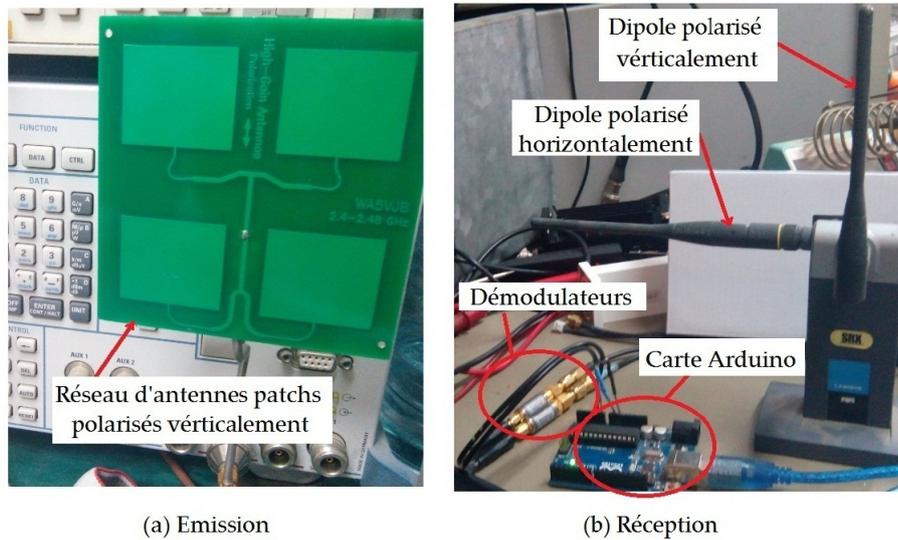
Le graphe affiche le niveau du signal reçu sur les deux voies avec le résultat de diversité qui sélectionne toujours le meilleur niveau du signal (voie 1 ou voie 2) pour l'envoyer en sortie.

5.4.1 Résultats d'évaluation de la diversité

Le processus d'évaluation de la diversité (fig 5.4) a été appliqué sur les deux systèmes à diversité d'antenne cités précédemment et bien illustrés dans les figures suivantes :



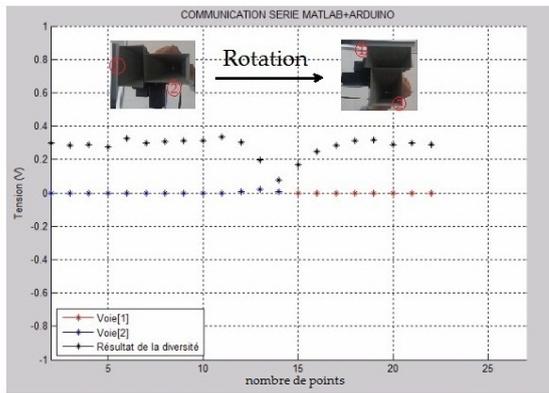
(1) Système à diversité de polarisation (antennes cornets à 10 GHz).



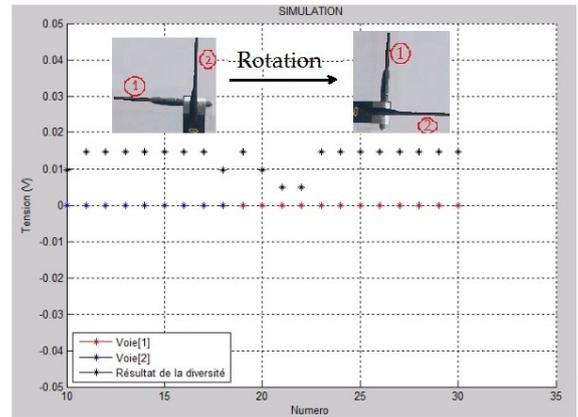
(2) Système à diversité de polarisation (antennes dipoles filaires à 2.4 GHz).

FIGURE 5.6 – Systèmes à diversité de polarisation utilisés.

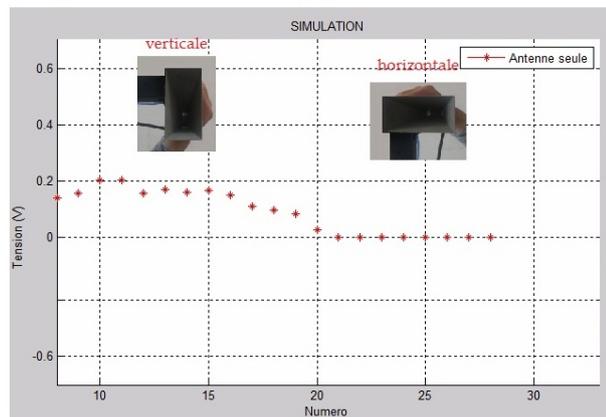
Pour évaluer le système de diversité, on fait tourner les deux antennes à gauche et à droite. Cette opération simulant les conditions d'une transmission réelle permet de modifier la polarisation de l'onde reçue sur chaque antenne. Cependant les résultats sont affichés en temps réel sur Matlab. Ils sont illustrés par les graphes suivants :



(a) Antennes cornets à 10 GHz.



(b) Antennes dipôles filaires à 2.4 GHz.



(c) Antenne seule sans diversité

FIGURE 5.7 – Résultats de simulation.

Les graphes affichent le niveau du signal reçu sur chaque voie (en bleu et en rouge), ainsi que le résultat de diversité (en noir).

D'après les résultats de simulation, L'antenne de réception présentant la même polarisation que l'antenne d'émission reçoit un maximum de puissance, tandis que l'autre antenne reçoit un niveau minimum.

La technique de sélection de voies privilégie toujours la voie avec le meilleur niveau du signal reçu. Ainsi, elle assure une bonne réception quelque soit la position du système de diversité par rapport à l'émetteur.

5.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on a exposé tous les résultats obtenus après réalisation, mesures et évaluations.

les mesures donnés par l'analyseur réseau étaient relativement décalées par rapport à la simulation se qui revient aux défauts de fabrication (manque de matériel de qualité).

Par contre, l'adaptation a été bien vérifiée. On a aussi évalué la diversité des différents systèmes après acquisition de données reçus.

Ainsi, il était prouvé que la diversité en polarisation assure une meilleure réception (meilleur niveau du signal reçu) ce qui renforce son choix comme solution au problème des Multi-trajets.

Conclusion générale

Pour palier aux problèmes générés par les multitrajets lors d'une liaison sans fils, on a utilisé des systèmes à diversité de polarisation dont l'un a été simulé à l'aide le logiciel CST, conçu et réalisé (l'antenne dipôle imprimée). Tous les systèmes d'antennes utilisés ont donné des résultats expérimentaux satisfaisants et ont permis d'améliorer le niveau du signal reçu.

On a eu beaucoup de difficultés dans l'étape de réalisation de l'antenne dipôle imprimé et du système de diversité. En effet, les prototypes ont été réalisés dans un laboratoire privé spécialisé dans les circuits imprimés classiques (généralement pour les circuits basse fréquence), de plus, le substrat utilisé (disponible) n'est pas particulièrement conçu pour la réalisation des antennes microruban.

Concernant les structures conçues et réalisées, les résultats expérimentaux corroborent ceux obtenus par les simulations à l'aide du CST.

Dans la partie évaluation de la diversité, les résultats obtenus ont bien montré l'amélioration du niveau de signal reçu par rapport au système dépourvu de diversité. Ce résultat a renforcé notre choix pour la diversité comme solution au problème des multitrajets.

Des améliorations au système de diversité proposé sont possibles. Au lieu d'utiliser un seul type de diversité, on introduira d'autres types : diversité en polarisation ou diagramme combinée avec de la diversité spatiale.

Cette technique offre une meilleur décorrélation des signaux reçus et donc une puissance plus élevée en réception.

Bibliographie

- [1] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne radioélectrique](http://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne_radio%C3%A9lectrique).
- [2] E.Dreina, "Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G", Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, juillet 2010.
- [3] R.Aksas, Télécommunications Antennes Théorie et Applications. Ellipses Marketing, novembre 2013.
- [4] <http://searchmobilecomputing.techtarget.com/definition/SIMO> .
- [5] C.Tounou, "Contribution à l'étude de système à diversités d'antennes sur terminaux compacts. Mesure de performances en environnement réel", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Octobre 2008.
- [6] <http://www.annabac.com/content/ellipso> .
- [7] <http://www.aowireless.com/blog/author/joe-wargo/page/3> .
- [8] Huey-Ru Chuang, Liang-Chen Kuo, "3-D FDTD Design Analysis of a 2.4-GHz Polarization-Diversity Printed Dipole Antenna With Integrated Balun and Polarization-Switching Circuit for WLAN and Wireless communication Applications", IEEE Transaction on Antenna and Propagation, VOL. 51, NO. 2, pp 374-381, February 2003.
- [9] Mrs. Vishakha, A. Kulkarni¹, V. S. Navale, "PERFORMANCE MEASUREMENT OF POLARIZATION DIVERSITY PRINTED DIPOLE ANTENNA USING HIGH FREQUENCY PIN DIODE FOR WLAN", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 2, Issue 5, May 2013.
- [10] A.Chouman, "Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Juin 2011 .
- [11] Receive diversity, Notes by Prof. Raviraj Adve.

[12] R.Garg, P.Phartia, I.Bahl, A.Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook. Artech house, novembre 2001.

[13] www.slidshare.com.

[14] Paul M. Proudfoot, "A Printed Circuit folded dipole with integrated Balun",ROME AIR DEVELOPMENT CENTER , Air Force Systems Command Griffiss , Air Force Base, NY 13441-5700,Octobre 1989.

[15] K.Vinayagamorthy, "Design and implementation of wideband baluns for archimedean spiral antennas", Thèse de Master, Queensland University, Aout 2011.

[16] Constantine A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. Willey, Mai 2005.

[17] www.antenna theory.com.