



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
جامعة عبد الحميد ابن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis de Mostaganem
كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie



N° d'ordre : M/GE/2020

MEMOIRE DE PROJET DE FIN CYCLE MASTER ACADEMIQUE

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

**Systèmes multi-antennes PIFA
pour des applications en diversité**

Thème

Présenté par :

- M. ANWAR Oualid
- Mlle. BENAHMED Hayet

Soutenue le 25 juin 2020 devant le jury composé de :

Président	ABBAD Amel	MCB – Mostaganem
Examineur	BERROUACHEDI Naima	MAA – Mostaganem
Encadreur	AHMADOUCHE Ahmed	MCB – Mostaganem

ANNÉE UNIVERSITAIRE

: 2019 /2020

Remerciements

En premier lieu nous remercions notre DIEU le tout puissant qui nous a donné la force pour l'élaboration de ce travail.

Nous adressons nos remerciements à notre encadreur Monsieur AHMADOUCHE Ahmed pour son aide précieuse et ses conseils qui ont été bénéfiques dans la réalisation de ce mémoire.

Notre profonde gratitude s'adresse également à monsieur OUALI Mohamed de ce mémoire, Il a su nous faire partager son enthousiasme et son savoir scientifique, et pour l'attention et la patience avec laquelle il nous a constamment orienté. Son soutien et conseils nous ont permis de mener à bien ce travail.

Nos profonds remerciements vont aussi aux membres du jury Madame ABBAD Amel et Madame BERROUACHEDI Naima pour avoir accepté d'examiner notre travail.

Nous tenons aussi à remercier tous les enseignants du département Génie Electrique pour leurs encadrements tout le long de notre formation.

Nous tenons aussi à exprimer notre gratitude infinie à nos parents, nos frères et nos sœurs pour leurs soutiens et leurs encouragements

Durant tout le long de notre carrière d'étude.

RESUME

Résumé

Dans ce mémoire, une étude générale des systèmes multi-antennes utilisés dans les récepteurs de téléphonie mobile est présentée. L'antenne PIFA est choisie car elle est le transducteur le plus utilisée dans l'industrie de la téléphonie mobile, et répond à certaines exigences de structure, de taille, de cout de fabrication et de bande passante. L'environnement dans lequel se propagent les ondes électromagnétiques est à l'origine de phénomènes de propagation multi-trajets pouvant entraîner l'évanouissement des signaux reçus par les récepteurs de téléphonie mobile. Pour lutter contre ce phénomène la diversité d'antennes est utilisée. Une antenne unique est d'abord conçue pour travailler dans la bande UMTS. La simulation électromagnétique est réalisée à l'aide du logiciel commercial HFSS. L'étude a portée sur l'influence des paramètres géométriques (plan de masse, plan du court-circuit, position de l'alimentation) sur la fréquence de la résonance, le coefficient de réflexion, la bande passante, l'efficacité, le gain, la directivité et sur les diagrammes de rayonnement dans les deux plans E et H. Ensuite, deux antennes PIFA identiques, pour un fonctionnement dans la bande UMTS, placées au dessus de la même plaque de circuit imprimé sont étudiées. Pour maximiser leurs performances en diversité et/ou accroître la capacité de transmission du système global, une forte isolation entre elles est recherchée. Les paramètres S de l'ensemble des 2 antennes sont alors calculés et tracés à l'aide de HFSS.

Mots clés : Téléphonie mobile, Canal de propagation, Diversité, Antennes PIFAs, Simulation par HFSS.

Abstract:

In this thesis, a general study of multi-antenna systems used in mobile telephony receivers is presented. The PIFA antenna is chosen because it is the most widely used transducer in the mobile phone industry, and meets certain requirements of structure, size, manufacturing cost and bandwidth. The environment in which electromagnetic waves propagate is the source of multipath propagation phenomena which can cause the signals received by mobile telephone receivers to fade. To fight against this phenomenon the diversity of antennas is used. A single antenna is first designed to work in the UMTS band. The electromagnetic simulation is performed using commercial HFSS software. The study was focused on the influence of geometric parameters (ground plane, short-circuit plane, power supply position) on the resonance frequency, the reflection coefficient, the passband, the efficiency, the gain, directivity and on the radiation patterns in the two planes E and H. Then, two identical PIFA antennas, for operation in the UMTS band, placed above the same printed circuit board are studied. To maximize their performance in terms of diversity and / or increase the transmission capacity of the overall system, a strong isolation between them is sought. The S parameters of all 2 antennas are then calculated and plotted using HFSS.

Key words: mobile phone, propagation channel, diversity, PIFA antenna, HFSS

simulator

ملخص

في هذه الأطروحة ، يتم تقديم دراسة عامة للأنظمة متعددة الهوائيات المستخدمة في مستقبلات الهاتف المحمول. تم اختيار هوائي PIFA لأنه محول الطاقة الأكثر استخدامًا في صناعة الهواتف المحمولة ، ويلبي متطلبات معينة للهيكل والحجم وتكلفة التصنيع وعرض النطاق الترددي. البيئة التي تنتشر فيها الموجات الكهرومغناطيسية هي مصدر ظاهرة الانتشار متعدد المسارات التي يمكن أن تسبب تلاشي الإشارات التي تتلقاها مستقبلات الهاتف المحمول. لمحاربة هذه الظاهرة ، يتم استخدام تنوع الهوائيات.

تم تصميم هوائي واحد أولاً للعمل في نطاق UMTS. يتم تنفيذ المحاكاة الكهرومغناطيسية باستخدام برامج HFSS التجارية. ركزت الدراسة على تأثير المعلمات الهندسية (مستوى الأرض ، مستوى الدائرة القصيرة ، موضع مصدر الطاقة) على تردد الرنين، معامل الانعكاس ، عرض النطاق ، الكفاءة ، الكسب والاتجاه وأنماط الإشعاع في كلا المستويين E و H.

بعد ذلك ، تمت دراسة هوائيين PIFA متطابقين ، للتشغيل في نطاق UMTS ، وموضوعين فوق نفس لوحة الدوائر المطبوعة. لتحقيق أقصى قدر من أدائها من حيث التنوع و / أو زيادة قدرة الإرسال للنظام العام ، يتم السعي إلى عزل قوي بينهما. ثم تُحسب معلمات S لجميع الهوائيين وترسم باستخدام برنامج HFSS.

الكلمات المفتاحية: الهاتف المحمول ، قناة الانتشار ، التنوع ، هوائيات، برنامج

HFSS PIFA

Sommaire

Introduction Générale	1
CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil.....	1
I.1 Introduction	4
I.2 Définition des Réseaux Sans Fil.....	4
I.3 Les Principaux Standards De Communications Sans Fil	5
I.3.1 Les Réseaux Personnels Sans Fil (WPAN).....	5
I.3.2 Les Réseaux Locaux Sans Fil (WLAN)	6
I.3.3 Les Réseaux Métropolitains Sans Fil (WMAN)	7
I.3.4 Les Réseaux Etendus Sans Fil (WWAN).....	8
I.4 Les Réseaux De Téléphonie Sans Fil	8
I.4.1 GSM	9
I.4.2 GPRS	10
I.4.3 EDGE	12
I.4.4 UMTS	12
I.5 La Liaison Sans Fil.....	13
I.6-Techniques d'Accès Multiple Et Réutilisation De Fréquence :.....	14
I.6.1 Capacité d'Un Canal	14
I.6.2 Les Techniques d'Accès.....	15
I.6.2.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (FDMA).....	15
I.6.2.2 Accès Multiple Par Répartition Dans Le Temps (TDMA)	16
I.6.3 Stratégies de Réutilisation de Fréquence.....	17
I.6.3.1 Réutilisation Cellulaire De Fréquence.....	18
I.6.3.2-L'accès Multiple Par Répartition Dans Le Code (CDMA).....	19
I.6.3.3 Accès Multiple Par Répartition Dans l'Espace (SDMA)	20
I.7 Avantages Et Inconvénients Des Réseaux Sans Fil	22
Conclusion	23
CHAPITRE II : Canal de propagation.....	25

Sommaire

II.1 Introduction	25
II.2 Canal De Propagation	25
II.2.1 Les Modèles De Canaux De Propagations.....	26
II.2.2 Représentation Du Canal De Propagation.....	27
II.2.2.1 Modélisation Mathématique Du Canal	27
II.2.3 Paramètres Et Caractéristique De Canal De Propagations.....	29
II.2.3.1 Profil De Retard En Puissance (PDP)	29
II.2.3.2 Temps De Cohérence (Cohérence Time) TC	30
II.2.3.4 Effet Doppler.....	31
II.2.3 - Propagation En Espace Libre.....	34
II.2.4 La Propagation Multi-trajets Et Ses Conséquences	35
II.3 Les Types d'Évanouissements (Fading)	36
II.3.1 Évanouissements Temporels.....	37
II.3.2 Évanouissements Fréquentiels	37
II.3.4 Évanouissements Spatiaux	37
Conclusion	39
CHAPITRE III : Diversité et MIMO	40
III.1 Introduction.....	40
III.2 Principe De La Diversité.....	40
III.2.1 La Micro Diversité.....	41
III.2.1.1 La Diversité Spatiale.....	41
III.2.1.2 La Diversité De Polarisation.....	42
III.2.1.3 Diversité De Diagramme De Rayonnement	43
III.2.1.4 La Diversité Angulaire.....	43
III.2.1.5 La Diversité Temporelle	44
III.2.1.6 La Diversité Fréquentielle	44
III.2.2 La Macro Diversité	44
III.2.3 Les Techniques De Combinaisons De Signaux	44

Sommaire

III.2.4 Efficacité Totale.....	47
III.2.5 Gain En Diversité Et Corrélation.....	47
III.2.6 BPR et MEG	51
III.3 Les Systèmes MIMO	52
III.3.1 Intérêt Des Systèmes MIMO	53
III.3.2 Modèle du Canal MIMO.....	54
III.3.3 Capacité du Canal	55
III.3.4 Le Multiplexage Spatial.....	56
III.3.5 Codage Spatio-temporel	57
III.4 Conclusion	58
CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA	59
IV.1 Les Antennes PIFA.....	59
IV.1.1 Introduction	59
IV.1.2 Définition des Antennes PIFA.....	59
IV.1.3 Les Variation de Conception pour Cette Antenne.....	60
IV.1.4 Des Exemples D'antennes PIFA Présentés Dans des Téléphones Portables.....	61
IV.1.5 Les Types des Antennes PIFA.....	61
IV.1.5.1 Les Antennes PIFA Multi -Bande	61
IV.1.6 Caractéristiques radioélectriques d'antenne PIFA	63
IV.1.7 Les performances de l'antenne PIFA	63
IV.1.8 L'influence des paramètres géométrique de l'antenne PIFA	63
IV.1.9 L'influence du plan de masse sur l'antenne	64
IV.2 Conception PIFA fonctionnant dans la bande UMTS	65
IV.2.1 Simulation par HFSS	65
IV.2.2 Modélisation par HFSS	66
a) Conception d'une antenne PIFA fonctionnant autour de 2 GHz :.....	66
b) Résultats de simulation.....	67

Sommaire

IV.3 Conception d'un système à deux antennes PIFAs identiques pour des applications en diversité.....	71
• Coefficients de réflexion et de transmission.....	73
• Diagrammes de rayonnement	74
IV.4 Conclusion :.....	75
Conclusion Generale.....	76

LISTE DE FIGURE

Figure 1:Principales technologies de réseaux sans fil	5
Figure 2 : Architecture du réseau métropolitain sans fil.....	8
Figure 3:Architecture d'un réseau GSM.....	9
Figure 4:Architecture d'un réseau GPRS	11
Figure 5:Architecture générale de l'UMTS	13
Figure 6: La liaison radio.....	14
Figure 7:Technique d'accès multiple par répartition dans.....	15
Figure 8:Technique d'accès FDMA	16
Figure 9:Technique d'accès TDMA	17
Figure 10:Canaux répétés qui utilisent la même fréquence, même code, le même intervalle de temps, mais sont séparées dans l'espace	17
Figure 11:Réutilisation de fréquence par le concept cellulaire.....	19
Figure 12:Technique d'accès CDMA	20
Figure 13:L'accès multiple par répartition dans l'espace	21
Figure 14:Utilisation de la séparation de l'espace avec les antennes adaptatives	22
Figure 15:Effets multi-trajets des ondes radio.	23
Figure 16:canal de propagation et canal de transmission	26
Figure 17:Technique Modalisation.....	26
Figure 18: Modèle du canal radio mobile	28
Figure 19: Exemple de fonction de transfert d'un canal multi-trajets.	29
Figure 20: le profile de retard en puissance (PDP)	30
Figure 21:Bande de cohérence de canal radio	31
Figure 22:paramètre a l'effet Doppler	31
Figure 23:les fonctions caractéristiques de Bello	34
Figure 24:Les mécanismes de propagation.....	35
Figure 25:les variations de la réponse reçue en fonction de la distance	38
Figure 26 :Principe de shadowing.	38
Figure 27:principe de l'évanouissement à petite échelle.	39
Figure 28:Principe de la diversité	41
Figure 29: Diversité d'espace	42
Figure 30:La couverture en utilisant deux éléments d'antennes.....	42
Figure 31:Illustration de deux polarisations différentes pour des applications de diversité de Polarisation.....	43
Figure 32 : Diversité de diagramme	43

LISTE DE FIGURE

Figure 33: Représentation des différentes techniques de combinaison	45
Figure 34 : Principe des différentes méthodes de combinaisons : (a) La sélection, (b) Le switch, (c) par MRC, (d) par ECG	46
Figure 35 : Représentation de la fonction de densité cumulative et Estimation du gain de diversité.....	49
Figure 36 : Système MIMO avec N_t antennes en émission et N_r antennes en réception.....	54
Figure 37 : Comparaison de la capacité du canal pour des systèmes SISO et MIMO ...	56
Figure 38 : Principe du multiplexage spatial en (a) et du codage spatio-temporel en (b)	58
Figure 39: Configuration de l'antenne PIFA (pavé rayonnant suspendu dans l'air) [14].	60
Figure 40: Exemples d'antennes PIFA présentés dans des téléphones portables [14]....	61
Figure 41: trajet de courants surfaciques d'une pifa avec une languette de court circuit	64
Figure 42 : Géométrie de l'antenne PIFA.....	66
Figure 43: Vue en 3D de la PIFA	67
Figure 44: Schéma de l'antenne selon le simulateur	68
Figure 45: S_{11} en fonction de la fréquence.	68
Figure 46: Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne.	70
Figure 47: Diagramme de rayonnement en polaire $\phi=0^\circ$ (plan E).....	70
Figure 48: Diagramme de rayonnement en polaire $\phi=90^\circ$ (plan H)	71
Figure 49: Vue en 3D de la PIF	72
Figure 50: Schéma de deux antennes selon le simulateur	73
Figure 51: Modules des S_{ij} du système de référence.....	73
Figure 52: Diagrammes de rayonnement en gain simulé des PIFAs de la structure de référence à $f=2,02\text{GHz}$	74

Index des Notations

Symboles	<u>Désignation</u>
AMPS	A dvanced M obile P hone S ystem
BLR	B oucle L ocal R adio
BSS	B ase S ub-system
BTS	B ase T ransceiver S tation
BSC	B ase S tation C ontroller
BG	B order G ateway
BGP	B order G ateway P rotocol
CSMA/CA	C arrier S ense M ultiple A ccess with C ollision A voidance
CN	C ore N etwork
CS	C ircuit S witched d omain
CDMA	C ode D ivision M ultiple A ccess
DG	D iversity G ain
DSG	D iversity S ystem G ain
EDGE	E nhanced D ata R ates for G SM E volution
ETSI	E uropean T elecommunications S tandards I nstitute
EDGE	E nhanced D ata r ate for G SM E volution
FDMA	F requency D ivision M ultiple A ccess
GPS	G lobal P ositioning S ystem
GSM	G lobal S ystem for M obile C ommunications
GPRS	G eneral P acket R adio S ervices
GGSN	G ateway GPRS S upport N ode
HFSS	H igh F requency S tructure S imulator
HiperLAN	H igh P erformance R adio L ocal A rea N etwork
ISDN	I ntegrated S ervices D igital N etwork
IEEE	I nstitute of E lectrical and E lectronics E ngineers
IPSec	I nternet P rotocol S ecurity
LOS	L ine o f S ight
MS	M obile S tation
NSS	N etwork S ub- S ystem
NLOS	N on L ine o f S ight
OSS	O opération S ub- S ystem
OFDM	O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing
PIFA	P lanar I nverted- F A ntenna
PCU	P acket C ontrol U nit

Index des Notations

PCB	P rinted C ircuit B oard
PLMN	P ublic L and M obile N etwork
PDP	P ower D elay P rofile
8PSK	8 Phase S hift K eying
PS	P acket S witched d omain
RTCP	R éseau T éléphonique C ommuté P ublic
RNIS	R éseau N umérique à I ntégration de S ervices
RNS	R adio N etwork S ubsystem
RNC	R adio N etwork C ontrôler
SGSN	Serving G PRS S upport N ode
SINR	S ignal-to- I nterference-plus- N oise R atio
SDMA	S pace D ivision M ultiple A ccess
TACS	T otal A ccess C ommunication S ystem
TDMA	T ime D ivision M ultiple A ccess
TGD	T héorie G éométrique D iffraction
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem
ULB	U ltra L arge B ande
UE	U ser E quipement
UTRAN	U niversel T errestrial R adio A ccess N etwork
USIM	U niversel S ubscriber I dentify M odule
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork
WPAN	W ireless P ersonal A rea N etwork
Wi-Fi	W ireless F idelity
WMAN	W ireless M etropolitan A rea N etwork
WiMax	W orldwide I nteroperability for M icrowave A ccess
WWAN	W ireless W ide A rea N etwork

Introduction générale

Introduction Générale

Malgré son histoire de plus d'un siècle, la transmission sans fil n'a trouvé une large utilisation dans les systèmes de communication que seulement dans les 20 dernières années. Actuellement, le domaine des communications sans fil est l'un des secteurs de l'industrie des télécommunications qui a évolué le plus rapidement.

Les systèmes de communication sans fil, tels que les réseaux cellulaires sans câble et les communications par satellites ainsi que les réseaux locaux sans fil (WLANs), ont trouvé une large utilisation ; ils sont devenus un outil essentiel dans la vie quotidienne de plusieurs personnes, tant sur le plan professionnel que sur le plan personnel.

Les systèmes cellulaires de première génération, purement analogiques, ont fait leur apparition à la fin des années 1970 avec les normes AMPS aux Etats-Unis et TACS en Europe. En 1991, une nouvelle norme internationale nommée GSM entièrement numérique correspondant à la deuxième génération de téléphonie mobile est lancée. Ce système permet de dialoguer, d'envoyer des messages et des données dans la zone de couverture avec un débit maximal autorisé de 14.4 Kbits/s. Dans une version améliorée du GSM (2G+), les systèmes de téléphonie sans fil proposent des débits plus élevés et une connectivité internet avec notamment GPRS et EDGE, qui peuvent atteindre des débits théoriques respectifs de 171.2 Kbits/s et 384 Kbits/s. Cette évolution a mené ainsi vers un système cellulaire de troisième génération (3G) nommé UMTS proposant des débits théoriques maximum de 2 Mbits/s. Cependant, des débits plus importants permettant de transférer simultanément des photos et des vidéos, ou de proposer les services des réseaux locaux ou internet font toujours l'objet d'une demande croissante.

La demande pour des systèmes et des services innovants a créé de nouveaux défis pour les téléphones portables. Les téléphones portables doivent être de plus en plus petits, robustes, esthétiques, multi-bandes et avec batterie longue-durée.

Cependant, des antennes internes sont essentiellement utilisées. Plusieurs types d'antennes portables ont été créés, mais les antennes de type PIFA (Planar Inverted F Antenna) demeurent les plus populaires car elles répondent à certaines exigences de structure, de taille, de coût de fabrication et de bande passante.

L'environnement dans lequel se propagent les ondes électromagnétiques est à l'origine de phénomènes de propagation multi-trajets pouvant entraîner l'évanouissement des signaux reçus par les récepteurs de téléphonie mobile. Pour améliorer la fiabilité et la capacité des systèmes de communication sans fil, on a recours à la technique de

Introduction générale

diversité d'antennes qui permet d'améliorer les performances des systèmes en réduisant les effets d'évanouissements. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes dans ces systèmes est un challenge parce qu'elle nécessite une forte isolation entre les antennes pour maximiser les performances en diversité et/ou accroître la capacité de transmission du système global. L'évaluation des performances de ces systèmes est donc primordiale afin d'élaborer des systèmes très efficaces. C'est dans ce contexte que se situe notre travail. L'étude présentée porte sur les systèmes d'antennes utilisés en diversité à base de PIFA. L'effet, de la variation de la géométrie des antennes, de leurs espacements ainsi que les matériaux utilisés, sur les performances obtenues, sont explorés.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, les différents composants des chaînes de traitement utilisées par les systèmes de communication mobiles sont présentés. Ensuite, nous faisons le tour d'horizon de l'évolution que ces systèmes ont connu.

Le deuxième chapitre décrit les phénomènes de propagation des ondes électromagnétique dans l'environnement réel, définit les paramètres caractéristiques du canal de propagation et détaille les modèles existants de prédiction de celui-ci.

Le troisième chapitre, les différentes techniques de diversités utilisées pour lutter contre les évanouissements du signal sont expliquées. Les différentes techniques de combinaison des signaux reçus sur plusieurs antennes permettant de maximiser la puissance reçue sont aussi présentées. Egalement les différents paramètres et critères qui permettent d'estimer les performances en diversité sont explicités. Après une présentation de l'intérêt des systèmes MIMO, le modèle du canal MIMO et sa capacité sont définis.

Le dernier chapitre est consacré à la simulation proprement dite des antennes PIFAs et à l'interprétation des résultats obtenus. Une antenne unique est d'abord conçue pour travailler dans la bande UMTS. La simulation électromagnétique est réalisée à l'aide du logiciel commercial HFSS. L'étude a portée sur l'influence des paramètres géométriques (plan de masse, plan du court-circuit, position de l'alimentation) sur la fréquence de la résonance, le coefficient de réflexion, la bande passante, l'efficacité, le gain, la directivité et sur les diagrammes de rayonnement dans les deux plans E et H. Ensuite pour des applications en diversité, deux antennes PIFA identiques, placées au

Introduction générale

dessus de la même plaque de circuit imprimé (PCB) sont alors étudiées. Les paramètres S de l'ensemble des 2 antennes sont calculés et tracés à l'aide de HFSS.

A la fin de ce mémoire, une conclusion générale est donnée.

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

I.1 Introduction

Les réseaux sans-fil connaissent actuellement un succès très important dont leur nombre croît très rapidement au sein des entreprises et du grand public. Ils offrent en effet une flexibilité largement supérieure aux réseaux filaires, en s'affranchissant notamment des problèmes de câblage et de mobilité des équipements. Il existe plusieurs familles de réseaux sans fil, chacune étant développée par des organismes différents et donc incompatibles entre elles.

I.2 Définition des Réseaux Sans Fil

Un réseau sans fil est comme son nom l'indique un réseau dans lequel au moins deux terminaux peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu, c'est la raison pour laquelle on entend parfois parler de "mobilité"[31].

Les réseaux sans fil sont basés sur une liaison utilisant des ondes radioélectriques (radio et infrarouges) en lieu et place des câbles habituels. Il existe plusieurs technologies se distinguant d'une part par la fréquence d'émission utilisée, ainsi que le débit et la portée des transmissions.

Les réseaux sans fil permettent de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. De plus l'installation de tels réseaux ne demande pas de lourds aménagements des infrastructures existantes comme c'est le cas avec les réseaux filaires (creusement de tranchées pour acheminer les câbles, équipements des bâtiments en câblage, goulottes et connecteurs), ce qui a valu un développement rapide de ce type de technologies [31].

Ils sont en pleine expansion du fait de la flexibilité de leur interface, ce qui permet à l'utilisateur de changer de place tout en restant connecté.

I.3 Les Principaux Standards De Communications Sans Fil

Les principaux standards de communications sans fil sont basés sur une liaison utilisant des ondes radioélectriques, qui assure la communication entre des équipements distants de quelques centimètres à quelques kilomètres. Les normes et les protocoles de télécommunications qui évoluent selon le progrès technologique et scientifique sont nécessaires pour l'interopérabilité entre les équipements ou les différents systèmes.

Parmi les principales normes qui existent actuellement sur le marché mondial, nous nous limiterons à celles les plus utilisées, les normes sans fil de l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Chaque technologie sans fil se distingue, entre autres, par la fréquence d'émission utilisée, le débit et la portée des transmissions.

Ces normes sont regroupées en quatre catégories de réseaux, comme le montre la Figure 1

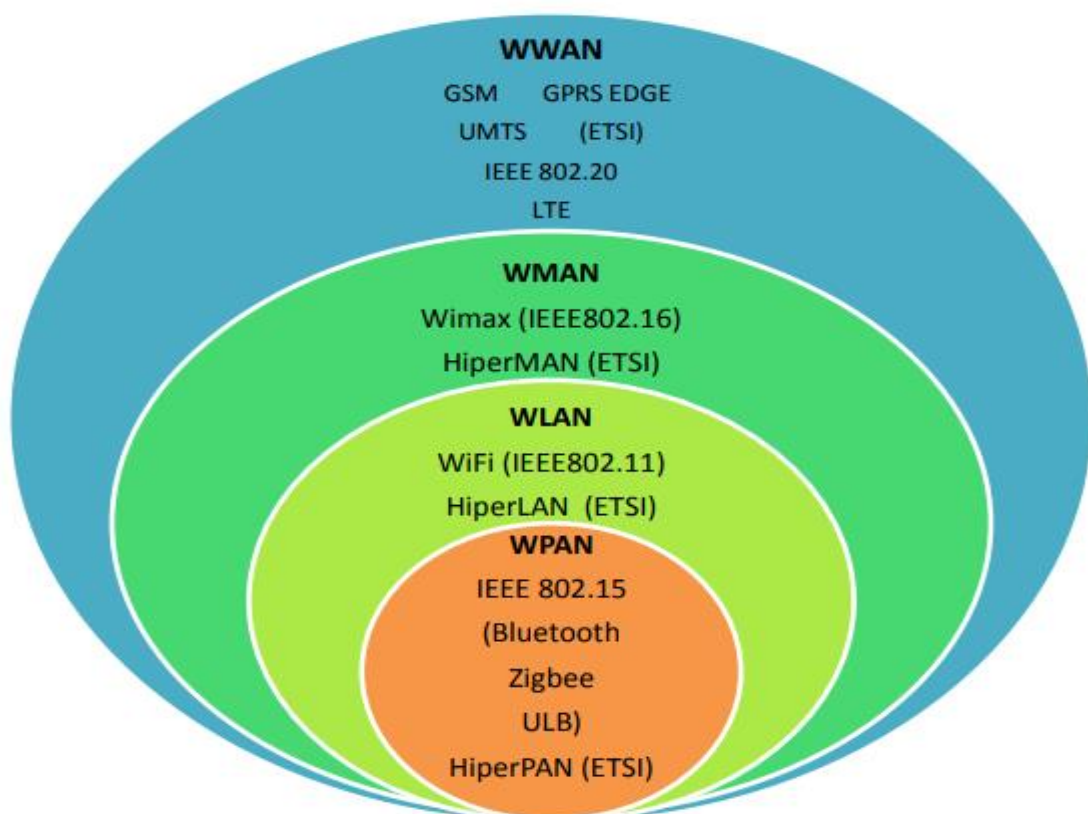


Figure 1: Principales technologies de réseaux sans fil

I.3.1 Les Réseaux Personnels Sans Fil (WPAN)

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

Le réseau personnel sans fil WPAN est employé généralement pour relier des périphériques d'une faible portée (dizaine de mètres). Les principales technologies utilisées sont :

– Le système Bluetooth

Cette technologie assure l'interconnexion sans fil pour une distance d'environ dix mètres, utilisant une fréquence radio de la bande ISM (2,45 GHz) à une faible puissance (2,5 mW). Le débit de la deuxième génération de Bluetooth est de 100 Mbit/s au lieu de 1 Mbit/s assuré par la précédente version.

– Le système ZigBee

Cette norme est adaptée pour être intégrée dans des appareils électroniques de petites tailles. Ce protocole, aussi connu sous le nom IEEE 802.15.4, permet d'assurer des liaisons sans fil à consommation réduite et avec un très faible coût. Il offre, partout dans le monde, 16 canaux dans la bande de fréquences de 2,4 GHz dont le débit peut atteindre 250 kbit/s pour une portée maximale de 100 mètres. En plus il y a d'autres canaux dans les bandes de fréquences inférieures non normalisées mondialement, tel que : l'emploi en Europe d'un seul canal dans la bande de 868 MHz avec un débit maximal de 20 kbit/s, et en Amérique de 10 canaux dans la bande de 915 MHz dont le débit peut atteindre 40 kbit/s.

– L'ULB

L'Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band) est une technique de transmission radio basée sur l'utilisation de signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences (500 MHz à quelques GHz). Cette technologie a été développée à la base pour des applications militaires et radar, puis transposée aux applications de télécommunications. Elle concerne les systèmes à très haut débit avec une courte portée et fonctionne entre 3,1 et 10,6 GHz en utilisant une bande passante de plus de 500 MHz. Sa faible densité spectrale de puissance permet une communication protégée, en limitant les interférences avec les autres dispositifs radio.

I.3.2 Les Réseaux Locaux Sans Fil (WLAN)

Les réseaux WLAN assurent la connexion des utilisateurs sur une distance de quelques centaines de mètres permettant de couvrir, par exemple : l'intérieur des universités, des hôpitaux, des gares, etc. Actuellement, la norme IEEE 802.11 [1], plus connue sous le nom de Wi-Fi (Wireless Fidelity), s'est imposée comme référence des

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

réseaux WLAN. A la base, les débits proposés par cette norme étaient de 1 à 2 Mbit/s. Plusieurs spécifications ont ensuite été apportées. On retrouve, selon les normes qui existent, des systèmes qui opèrent dans les bandes de 2,4 ou 5 GHz, en assurant des débits qui peuvent atteindre 540 Mbit/s. Les révisions IEEE 802.11 les plus connues et leurs caractéristiques sont présentées dans le Tableau 1.

Standard	Bande de fréquence (GHz)	Portée maximale (m)	Débit théorique (Mbit/s)
IEEE 802.11a	5	10	54
IEEE 802.11b	2.4	100	11
IEEE 802.11g	2.4	100	54
IEEE 802.11n	2,4 / 5	100	540

Tableau 1 - Les principaux amendements à la norme Wi-Fi IEEE 802.11

L'HiperLAN (High Performance Radio Local Area Network) est une norme ETSI (European Télécommunications Standards Institute) qui fournit la fonctionnalité des réseaux WLAN. Elle utilise une couche physique équivalente à la norme IEEE 802.11a. Cependant, cette norme utilise le protocole TDMA (Time Division Multiple Access) au lieu du CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) mis en œuvre dans IEEE 802.11. L'HiperLAN est toujours jugée similaire à l'IEEE 802.11 et ne sera pas considérée séparément.

I.3.3 Les Réseaux Métropolitains Sans Fil (WMAN)

Les réseaux métropolitains, plus connus sous le nom Boucle Local Radio (BLR) permet de connecter des entreprises ou des particuliers, à l'échelle d'une métropole sur un réseau haut débit. La BLR est un système qui remplace la liaison filaire traditionnelle, elle définit un moyen de communication entre une entreprise ou un particulier et un opérateur de télécommunication par une connexion hertzienne. Les bandes des fréquences sont affectées par les organismes nationaux et internationaux d'attribution des bandes du spectre hertzien. Les réseaux métropolitains sans fil obéissent aux spécifications des normes 802.16. Ces normes ont la particularité de fonctionner sur une gamme de fréquences très large qui va de 2GHz à 66GHz. La norme WiMax mobile n'est autre qu'une extension du concept de base du label WiFi

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

(plus de la mobilité) à un réseau métropolitain, il offre un débit de l'ordre de 72 Mbits/s et couvre un rayon de 50 km [2].



Figure 2 : Architecture du réseau métropolitain sans fil

I.3.4 Les Réseaux Etendus Sans Fil (WWAN)

Les réseaux WAN sont principalement les réseaux cellulaires mobiles, utilisés par les opérateurs de téléphonie, à l'échelle mondiale.

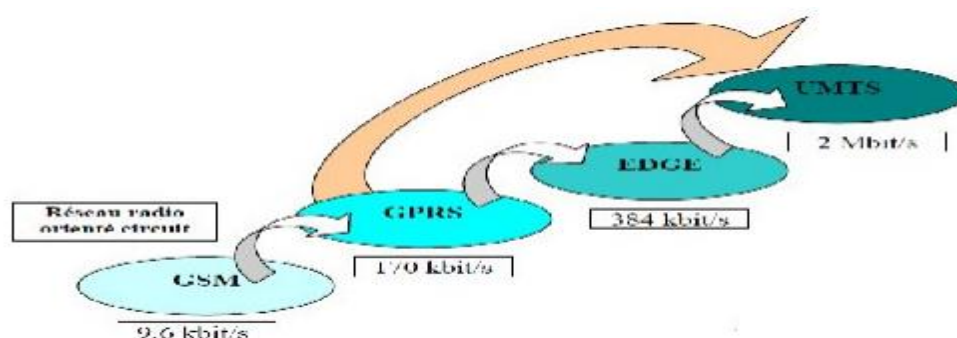
Depuis le début des années 1990 [3], les services de communication cellulaires connaissent un développement sans précédent, rendu possible par l'existence de technologies numériques dites de 2ème génération, tels que le GSM.

A fin de permettre une compatibilité et la création de nouveaux services de type multimédia et d'offrir aux usagers une itinérance à l'échelle mondiale, il était devenu nécessaire d'effectuer un saut technologique et de franchir le pas vers les réseaux cellulaires de 3ème génération.

I.4 Les Réseaux De Téléphonie Sans Fil

Le premier réseau a vu le jour en 1956, mais c'est en 1992 qu'a commencé le véritable essor de la téléphonie mobile avec l'ouverture du premier réseau GSM.

Nous allons étudier globalement le fonctionnement d'un réseau GSM (2G) et ses différentes évolutions pour arriver au système UMTS (3G).



I.4.1 GSM

Le GSM est un système de radiotéléphonie cellulaire numérique, qui offre à ses abonnés des services qui permettent la communication de station mobile de bout en bout à travers le réseau. La téléphonie est le service le plus important des services offerts. Ce réseau permet la communication entre deux postes mobiles ou entre un poste mobile et un poste fixe. Les autres services proposés sont la transmission de données et la transmission de messages alphanumériques courts. La Figure 3 représente l'architecture du réseau GSM [3].

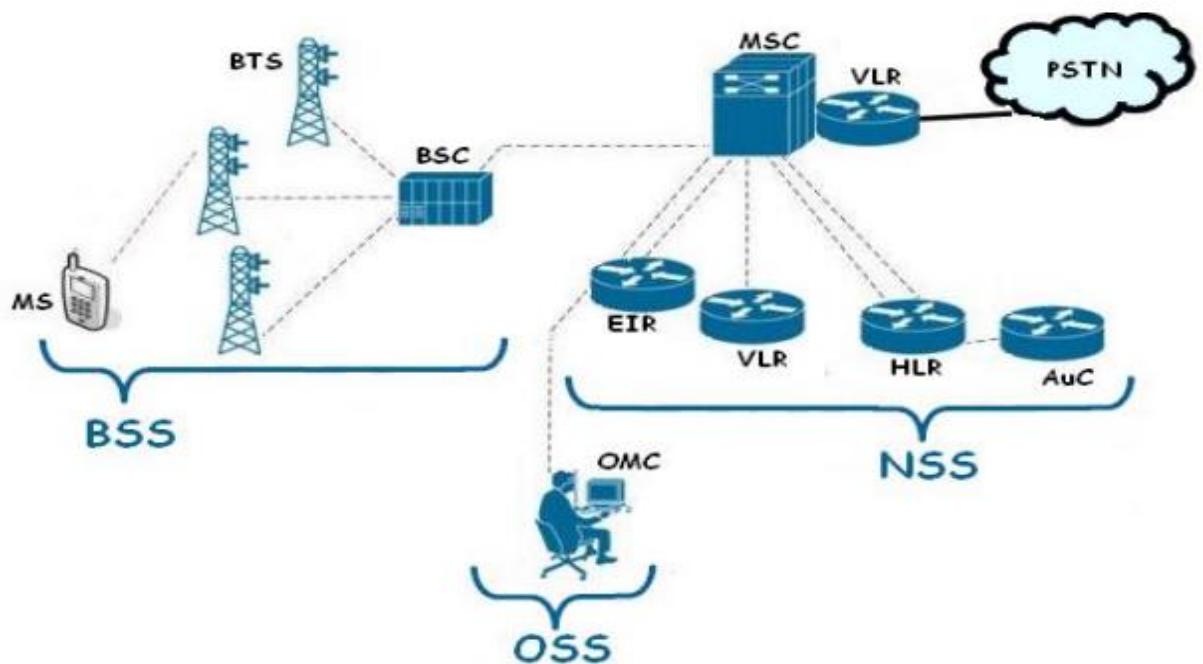


Figure 3: Architecture d'un réseau GSM

BSS (Base Sub-system): sous système radio, sa fonction principale est la gestion de l'attribution des ressources radio, indépendamment des abonnés, de leur identité ou de leur communication.

- MS (mobile station) : les terminaux mobiles.
- BTS (Base Transceiver Station) : est l'équipement de transmission radio du réseau GSM, elle effectue différentes opérations, dont le codage/décodage des informations transmises sur l'interface radio, la modulation/démodulation.
- BSC (base station Controller) : est un équipement pouvant contrôler une ou plusieurs BTS, elle est l'organe intelligent du sous-système radio.

NSS (Network Sub-System) : le sous système d'acheminement, Il assure principalement les fonctions de commutation et de routage. C'est donc lui qui permet l'accès au réseau public RTCP (Réseau Téléphonique Commuté Public) ou RNIS (Réseau Numérique à

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

Intégration de Services). En plus des fonctions indispensables de commutation, on y retrouve les fonctions de gestion de la mobilité, de la sécurité et de la confidentialité qui sont implantées dans la norme GSM.

OSS (Opération Sub-System) : le sous système d'exploitation et maintenance, Il assure la gestion et la supervision du réseau. C'est la fonction dont l'implémentation est laissée avec le plus de liberté dans la norme GSM. La supervision du réseau intervient à de nombreux niveaux :

- Détection de pannes ;
- Mise en service de sites ;
- Modification de paramétrage ;
- Réalisation de statistiques [4].

L'interface radioélectrique du GSM fonctionne dans deux bandes de fréquence: 900 MHz pour le GSM, et 1800 MHz pour le DCS. Pour établir un canal de communication, la BTS et le mobile se voient attribuer dynamiquement deux fréquences porteuses pour les liaisons montante et descendante (accès FDMA), et un intervalle de temps dans la trame temporelle portée par les deux fréquences (accès TDMA). L'accroissement du nombre d'utilisateurs et le développement des services multimédia ont favorisé le développement de nouvelles normes dans le désir d'augmenter les capacités et les débits des transmissions mobiles. La première évolution du GSM fait partie de la génération 2,5G.

I.4.2 GPRS

Le General Packet Radio Service ou GPRS est une norme pour la téléphonie mobile dérivée du GSM permettant un débit de données plus élevé. On le qualifie souvent de 2,5G. Le G est l'abréviation de génération et le 2,5 indique que c'est une technologie à mi-chemin entre le GSM (2eme génération) et l'UMTS (3eme génération). Le GPRS est une extension du protocole GSM : il ajoute par rapport à ce dernier la transmission par paquets. Cette méthode est plus adaptée à la transmission des données. En effet, les ressources ne sont allouées que lorsque des données sont échangées, contrairement au mode « circuit » en GSM où un circuit est établi – et les ressources associées – pour toute la durée de la communication.

Le GPRS permet de fournir une connectivité IP constamment disponible à une station mobile (MS), mais les ressources radio sont allouées uniquement quand des

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

données doivent être transférées, ce qui permet une économie de la ressource radio. Les utilisateurs ont donc un accès bon marché, et les opérateurs économisent la ressource radio. De plus, aucun délai de numérotation n'est nécessaire. Avant le GPRS, l'accès à un réseau se faisait par commutation de circuits, c'est-à-dire que le canal radio était réservé en continu à la connexion (qu'il y ait des données à transmettre ou pas). La connexion suivait le chemin suivant : $MS \rightarrow BTS \rightarrow BSC \rightarrow MSC \rightarrow \text{Réseau}$ [3].

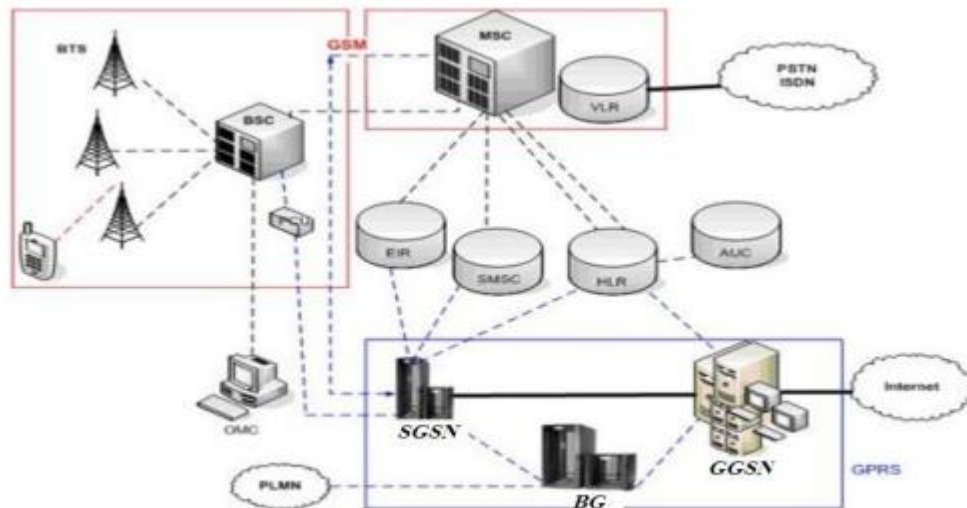


Figure 4: Architecture d'un réseau GPRS

PCU : Pour déployer le GPRS dans les réseaux d'accès, on réutilise les infrastructures et les systèmes existants. Il faut leur rajouter une entité responsable du partage des ressources et de la retransmission des données erronées, c'est l'unité de contrôle de paquets (PCU, Packet Control Unit) par une mise à jour matérielle et logicielle dans les BSC.

Le SGSN est une passerelle permettant l'acheminement des données dans les réseaux mobiles GPRS. Il gère l'interface avec le réseau de paquets externe via une autre passerelle.

Le GGSN est une passerelle d'interconnexion entre le réseau paquet mobile (GPRS ou UMTS) et les réseaux IP externes. Le GGSN transmet le trafic au SGSN actif pour la Station Mobile (MS) associée à l'adresse du protocole (l'adresse IP par exemple).

Une Border Gateway (BG) fonction se termine l'interface Gp à un PLMN. Cette fonction est généralement un routeur de bordure soutenir le BGP (Border Gateway Protocol) et les protocoles de sécurité tels que IPSec .

I.4.3 EDGE

Cette nouvelle solution permet des débits supérieurs allant de 384 à 473,6 kbit/s avec une modulation de type 8PSK (8 Phase Shift Keying) plus efficace, et de nouveaux schémas de codage tout en réutilisant les caractéristiques spectrales de la norme GSM.

L'introduction d'EDGE a un faible impact technique car cette technologie s'appuie entièrement sur le GSM et ne nécessite que des modifications logicielles et matérielles mineures. La structure du réseau reste la même et les opérateurs n'ont pas besoin d'investir dans de nouvelles licences.

Le GPRS et l'EDGE sont des techniques intermédiaires entre les systèmes 2 G (GSM,) et 3G (UMTS, ...), ils forment aussi la principale perspective vers la 3ème génération (3G).

I.4.4 UMTS

UMTS est le sigle d'Universal Mobile Télécommunications System. Une technologie de téléphonie mobile, dite de troisième génération, qui succède, en Europe, à la norme GSM. Exploitant une bande de fréquence plus large et utilisant un protocole de transfert des données par « paquets » hérité des réseaux informatiques, elle propose un débit bien supérieur à celui de son aînée puisqu'il atteint 384 kbit/s dans sa première version sortie fin novembre 2004. Une seconde mouture attendue pour 2006 pourrait même pousser jusqu'à 2 Mbit/s. A la clé, la possibilité d'utiliser sur son téléphone mobile de nombreux services multimédias tels qu'Internet, la visiophonie, la télévision, le téléchargement et l'utilisation de jeux vidéos,...

La technologie UMTS permettant de fournir aux utilisateurs une meilleure qualité de service quant aux télécommunications, notamment en ce qui concerne les services offerts (possibilités) et les vitesses de transferts.

Le réseau UMTS repose sur une architecture flexible et modulaire. Cette architecture n'est associée ni à une technique d'accès radio, ni à un ensemble de services, ce qui assure sa compatibilité avec d'autres réseaux mobiles et garantit son évolution. Une telle architecture, illustrée à la Figure 5, est composée de trois « domaines » :

- Le domaine de l'équipement de l'utilisateur UE (User Equipment) ;
- Le réseau d'accès radio « universel » UTRAN (Universal Terrestrial Radio Access Network) ;
- Le réseau cœur CN (Core Network).

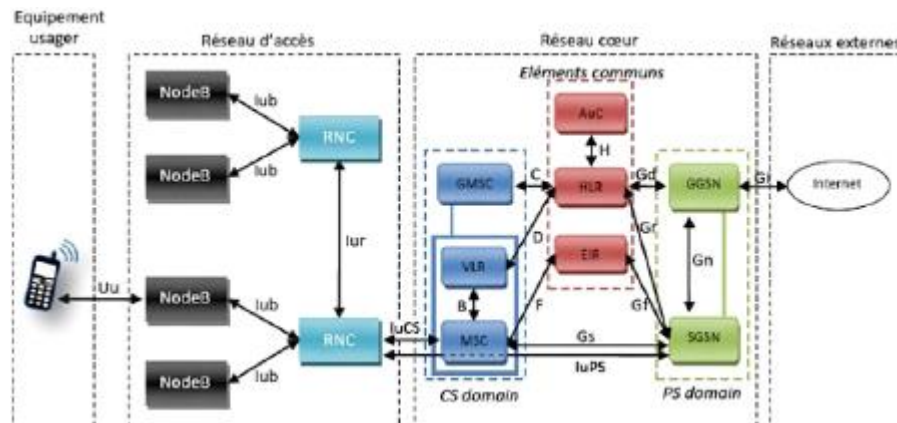


Figure 5: Architecture générale de l'UMTS

Chaque domaine réalise une fonction bien précise dans le réseau, tandis que les points d'échange, notés par Uu et Iu, Iub servent d'interfaces permettant les échanges entre les différentes parties du réseau. Le domaine de l'équipement utilisateur (UE) comprend l'ensemble des équipements terminaux. Il comprend à la fois l'équipement Terminale et l'USIM. Ce domaine permet à l'utilisateur d'accéder à l'infrastructure par l'intermédiaire de l'interface Uu.

L'UTRAN assure le transport des flux entre le terminal mobile et le réseau cœur. Il fournit à l'UE les ressources radio et les mécanismes nécessaires pour accéder au Réseau Cœur. L'UTRAN contient les entités qui contrôlent les fonctions liées à la mobilité et l'accès au réseau. Ils également assurent l'établissement et la libération des connexions radio, L'UTRAN se compose des sous-systèmes dite RNS. Reliés au réseau Cœur par l'interface Iu. Chaque RNS se contient RNC (Radio Network Contrôler) et un ou plusieurs node B.

Le réseau Cœur (Core Network) assure la connexion entre les différents réseaux d'accès et entre le réseau UMTS et les autres réseaux comme le réseau téléphonique PSTN, le réseau GSM, le réseau RNIS ou en anglais ISDN .etc. Il fournit le support des services de télécommunications UMTS et gère les informations de localisation des utilisateurs mobiles ainsi qu'il contrôle les services et les caractéristiques du réseau. Le réseau cœur est composé de deux domaines : le domaine à commutation de circuits CS (Circuit Switched domain) et le domaine à commutation de paquets PS (Packet Switched domain) .

I.5 La Liaison Sans Fil

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

Une liaison radio est constituée d'un ensemble de trois éléments formés par l'émetteur, le milieu de propagation et le récepteur. Le canal de propagation est le support physique de transmission des signaux. La chaîne de transmission est l'ensemble des moyens techniques utilisés pour transmettre de l'information à distance tel que codage de source, codage canal, modulation.

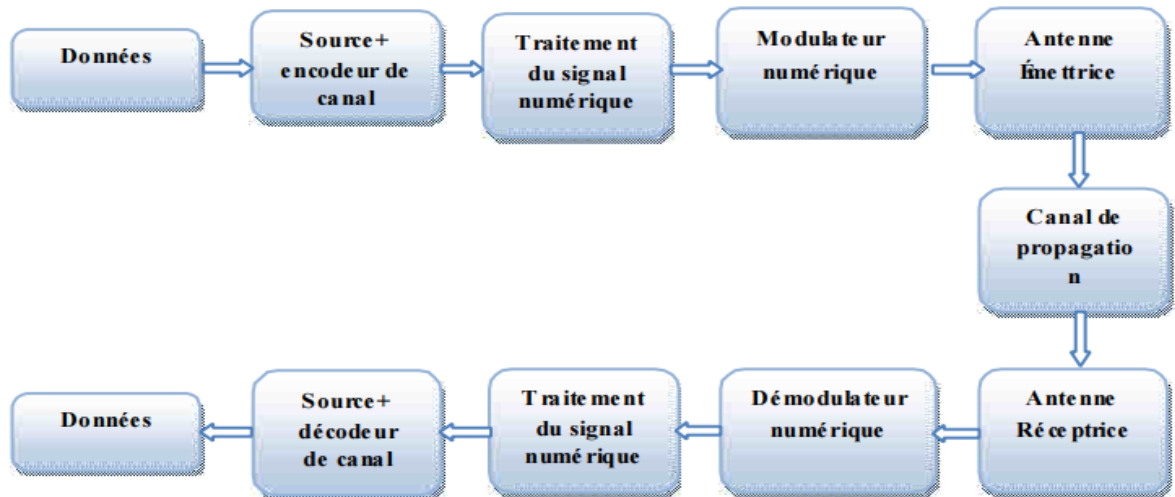


Figure 6: La liaison radio

I.6-Techniques d'Accès Multiple Et Réutilisation De Fréquence :

La limitation principale du système de communication sans fil est le spectre de fréquence. N'importe quelle ressource qui peut être employée pour créer les canaux physiques multiples qui occupent le même bloc fixe de spectre est désignée souvent sous le nom de la réutilisation. En revanche, l'accès multiple se rapporte à la subdivision efficace simple physique d'un canal cela occupe un bloc fixe de spectre dans plusieurs canaux de bas capacité.

Tandis que la réutilisation et l'accès multiple sont conceptuellement distincts, les termes sont employés légèrement l'un pour l'autre. En fait le rapport entre les deux est que la réutilisation de fréquence augmente la capacité et l'accès multiple est l'attribution de cette capacité aux utilisateurs multiples. La distinction est encore confondue dans la pratique parce que quelques systèmes, tels que CDMA cellulaire, emploient la même technologie pour faciliter la réutilisation de fréquence et l'accès multiple.

I.6.1 Capacité d'Un Canal

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

Un point de départ utile pour cette discussion est la capacité théorique d'un canal à bande passante limitée avec le bruit gaussien blanc additif, qui a été définie par Shannon comme suit :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{I.1)}$$

Où :

C est la capacité de canal en bits par secondes,

W est la bande passante en hertz,

S est la puissance moyenne de signal,

N est la variance du signal de bruit.

L'expression ci-dessus nous donne la capacité maximale (débit max) possible peut supporter par le canal pour une bande passante et un rapport signal sur bruit donné. Cette capacité n'est pas réalisée dans la pratique.

I.6.2 Les Techniques d'Accès

Pour tout système mobile, il est nécessaire de définir et d'optimiser la façon dont les ressources radio disponibles sont allouées entre plusieurs utilisateurs. C'est à dire, il faut définir la technologie d'accès qui permet une gestion plus efficace de l'interface radio. On définit trois méthodes d'accès classiques : le FDMA, le TDMA et le CDMA.



Figure 7: Technique d'accès multiple par répartition dans

I.6.2.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (FDMA)

Dans l'accès multiple de division de fréquence FDMA, le spectre disponible est subdivisé en bandes de fréquence plus étroites, dont chacune est employée comme canal.

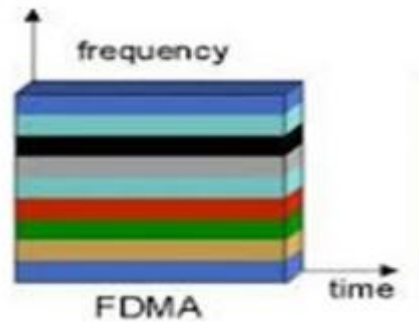


Figure 8: Technique d'accès FDMA

Pour le FDMA toute la largeur de bande est divisée parmi les M utilisateurs simultanés de tels que chaque utilisateur est assigné un canal avec une largeur de bande de W_{FDMA} en W/MHZ.

La capacité de chaque canal est :

$$C_{FDMA} = \left(\frac{W}{M \log_2(1 + \frac{S}{N})} \right) = \frac{C}{M} \quad (I.2)$$

Pour un S/N (rapport signal à bruit) constant, la capacité de toute la largeur de bande est la même que dans l'équation précédente mais est divisée par les M utilisateurs [9].

Dans la pratique, chaque utilisateur occupe une largeur de bande légèrement plus étroite de sorte que l'interférence entre les canaux soit acceptable.

I.6.2.2 Accès Multiple Par Répartition Dans Le Temps (TDMA)

Dans le cas de l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps TDMA, chaque canal de type FDMA est encore subdivisé dans le temps, et l'on attribue aux utilisateurs de courts intervalles de temps pendant lesquels ils peuvent communiquer sur le canal. Par exemple le système GSM alloue successivement 8 intervalles de temps sur une même fréquence, correspondant à 8 communications simultanées par porteuse

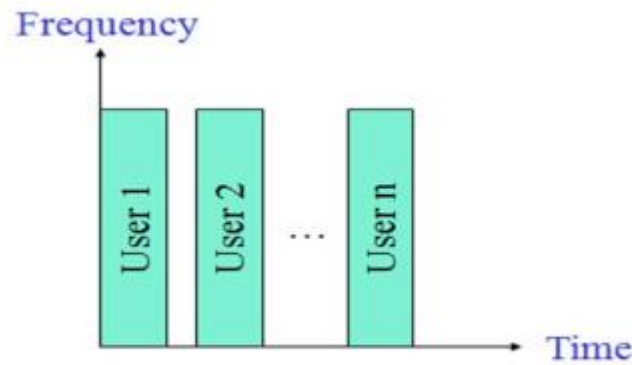


Figure 9: Technique d'accès TDMA

Pour le TDMA, la capacité théorique est donnée par :

$$C_{TDMA} = \frac{C}{M} \quad (I.3)$$

Dans des réalisations pratiques, cette capacité ne peut pas être atteinte parce que des intervalles de temps supplémentaires sont utilisés (pour la synchronisation) .

I.6.3 Stratégies de Réutilisation de Fréquence

Dans un système de communication sans fil qui couvre une large zone ne peut pas prendre en charge tous les utilisateurs dans cette zone, si la largeur de bande disponible est utilisée une seule fois dans la zone de couverture. Deux canaux distincts où plus peuvent exister dans la même bande de fréquence, si un certain mécanisme est utilisé pour réduire au minimum les interférences entre ces derniers. Ce concept est illustré dans la figure 10. La Séparation, en général spatiale, dans la distance, dans l'angle, ou dans la polarisation est exploitée pour la réutilisation de fréquence. Dans un tel système une capacité par unité surfacique doit être suffisante pour la densité des utilisateurs .La capacité par unité de zone de couverture peut être mesurée en bits/second/km.

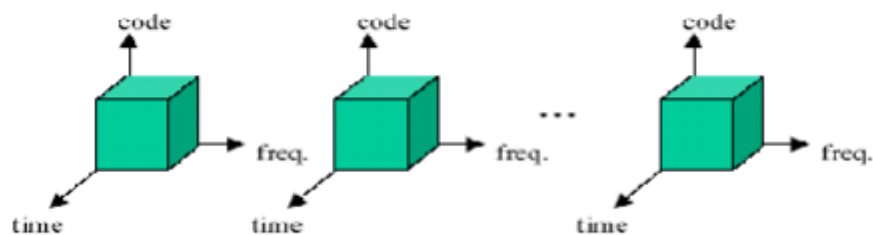


Figure 10: Canaux répétés qui utilisent la même fréquence, même code, le même intervalle de temps, mais sont séparées dans l'espace

I.6.3.1 Réutilisation Cellulaire De Fréquence

La croissance de la demande de trafic est une donnée de base importante de la planification des réseaux. C'est seulement lorsque le système en arrive au stade de plusieurs milliers d'abonnés dans une même zone urbaine que le problème de réutilisation des fréquences se pose pour permettre d'augmenter la capacité du système.

La technique de réutilisation de fréquences permet de résoudre le problème de limitation du spectre. En effet, en utilisant cette méthode et en pratiquant une subdivision cellulaire on arrive à créer une capacité fréquentielle théoriquement illimitée. Le principe fondamental de la conception des systèmes cellulaires est le schéma de réutilisation des fréquences. Celui-ci est défini comme l'emploi de canaux radio sur la même fréquence porteuse couvrant des zones géographiquement distinctes (cellules). Ces zones doivent être séparées l'une de l'autre d'une distance suffisante pour que l'interférence dans le même canal ou entre fréquences adjacentes pouvant survenir reste à un niveau tolérable.

Le principe consiste à :

Partager une zone géographique en un certain nombre de sous zones appelées cellules, qui dépend en réalité de la topographie de la région qui est servie par l'antenne de la cellule. Pour plus de clarté, on peut les illustrer par des hexagones (figure 11).

Affecter une bande de fréquences à chacune des cellules.

Réutiliser chaque bande de fréquences de façon à ce qu'elles soient suffisamment éloignées, Cet éloignement minimum se calcule en fonction du diamètre de chaque cellule.

Pour ne pas avoir d'interférences co-canal (des cellules qui utilisent la même fréquence), il faut les éloigner d'une distance D , qui s'appelle distance de réutilisation, cette distance dépend de la taille de motif, plus la taille est grande plus D est grande. On appelle " motif " le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois. On peut déduire une simple équation entre la distance de réutilisation D et la taille de motif :

$$D = \sqrt{3k} * R \quad (I.4)$$

Où K est la taille de motif et R est le rayon de la cellule

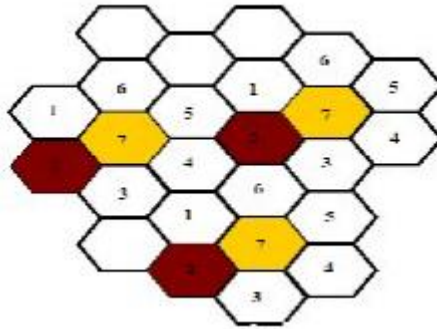


Figure 11: Réutilisation de fréquence par le concept cellulaire

Dès lors, le rapport Signal sur Bruit permet d'évaluer la qualité de la communication qui s'exprime ici comme un rapport $SINR = C/(I + N)$ le rapport signal sur interférence plus bruit) où I est l'interférence et N le bruit (thermiques, ...).

Du fait de la réutilisation des fréquences : $N \ll I$, on parle couramment de rapport signal sur interférence : C/I

L'interférence la plus significative vient des six cellules de Co-canal les plus étroites, ainsi :

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left[\frac{D}{R} \right]^\gamma \quad (I.5)$$

Où γ est un exposant d'affaiblissement de trajet empiriquement déterminé :

Pour l'espace libre, $\gamma = 2$.

Pour les zones suburbaines et urbaines γ peut être aussi plus que 5 ou 6, mais est typiquement entre 3 et 4.

Si R diminue, cela va augmenter également la capacité par unité de surface, mais cette approche est très chère parce qu'il exige plus de stations de base. Comme le rayon R de cellules est diminué, l'exposant γ approche 2, parce que la propagation dégagée est plus probable dans les plus petites cellules. Ainsi, si le rayon de cellules est diminué trop, K doit être augmenté pour maintenir $SINR$ acceptable, et ceci réduit la capacité par unité de surface.

On a proposé des approches dont lesquelles on va utiliser les antennes adaptatives en réduisant l'interférence et permettant un plus petit K et augmentant la capacité.

I.6.3.2-L'accès Multiple Par Répartition Dans Le Code (CDMA)

L'Accès Multiple à Répartition par les Codes CDMA est une technique radicalement différente des deux précédentes. Les usagers d'un système CDMA

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

utilisent tous la même bande de fréquence au même instant, la séparation entre les différents usagers étant assurée par un code propre à chacun.

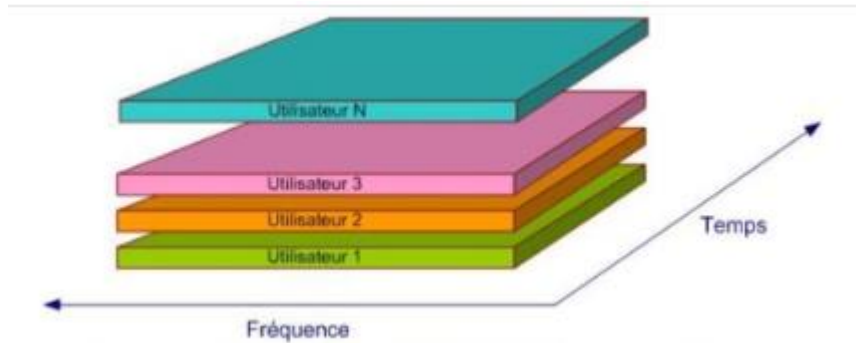


Figure 12: Technique d'accès CDMA

Le rapport C/I est donné par :

$$\frac{C}{I} = \frac{E_b}{I_0} \times \frac{R_b}{B} \quad (I.6)$$

Où :

E_b est l'énergie par bit.

I_0 est l'interférence totale par Hz.

R_b est le débit binaire par bits/s.

B est la bande passante de canal.

$P_G = B/R_b$ gain de traitement.

Le CDMA combine les aspects d'accès multiples et la réutilisation de fréquence, il est possible d'utiliser la même fréquence à chaque cellule, mais il ne faut pas que les codes soient réutilisés dans des cellules adjacentes. Puis, le nombre de M utilisateurs de CDMA qui peuvent servir simultanément en chaque cellule, peut être estimé à partir de la géométrie des cellules [7]. En supposant que toutes les cellules transmettent la même puissance, ceci est fait par la solution d'équation, pour M_{CDMA} :

$$\frac{C}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{(M_{CDMA} - 1).R^{-\gamma} + M_{CDMA} (2.R^{-\gamma} + 3.(2.R)^{-\gamma} + 6.(2.63.R)^{-\gamma} \dots \dots \dots (I.7)}$$

I.6.3.3 Accès Multiple Par Répartition Dans l'Espace (SDMA)

La SDMA est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années. Elle repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

de l'antenne) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. SDMA peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA).

Des différentes stratégies multiples d'accès et de réutilisation de fréquence peuvent être employées en association pour permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal, temps, fréquence ou code à l'intérieur de la même cellule. La séparation des sources est réalisée par filtrage spatial ce qui est montrée dans la figure 13.

Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

La séparation spatiale est employée pour la réutilisation de fréquence dans des systèmes de téléphone cellulaire. (Plus d'utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences),

Les faisceaux étant dirigés vers l'utilisateur, la propagation par multi trajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite,

La consommation d'énergie est réduite si on la concentre vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite,

La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux. Intercepter une communication ne devient possible que si l'on se trouve sur le faisceau.

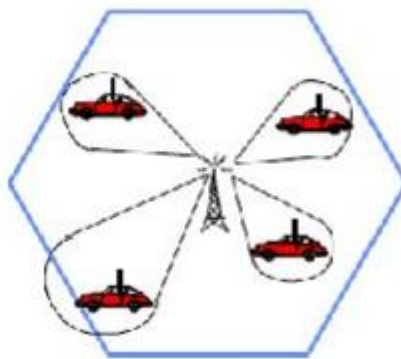


Figure 13:L'accès multiple par répartition dans l'espace

La capacité est :

$$C = N_{SDMA} * C \quad (I.8)$$

Ce qui implique que la capacité va multiplier fois le nombre des faisceaux (ou nombre des canaux séparés).

Une station de base permet de réutiliser une fréquence pour communiquer avec deux mobiles ou plus si les mobiles sont suffisamment séparés, en utilisant des faisceaux fortement directifs formées par des antennes adaptatives où la le gain d'antenne annule dans toutes les directions sauf pour la direction des mobiles désirés comme illustré dans la figure suivante :

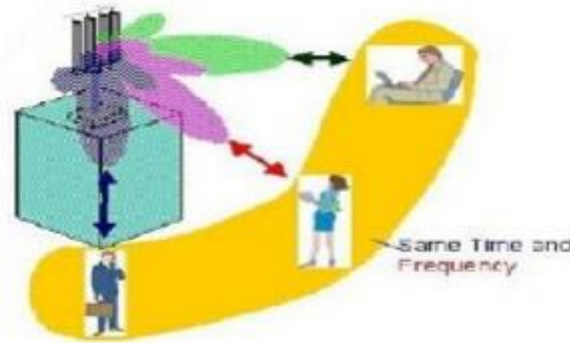


Figure 14: Utilisation de la séparation de l'espace avec les antennes adaptatives

I.7 Avantages Et Inconvénients Des Réseaux Sans Fil

La majorité des réseaux sans fil disposent des mêmes avantages, à savoir la mobilité, une facilité et une rapidité d'installation et d'utilisation.

Mobilité : c'est évidemment le principal avantage qu'offre un WLAN, contrairement au réseau fixe, un utilisateur peut accéder à des informations partagées ou se connecter à Internet sans avoir à être relié physiquement au réseau.

Simplicité d'installation : l'installation d'un WLAN est relativement simple et rapide, comparée à celle d'un réseau local, puisqu'on élimine le besoin de tirer des câbles dans les murs et les plafonds. De ce fait, les WLAN peuvent être installés là où les câbles ne peuvent être déployés facilement, par exemple pour couvrir un événement limité dans le temps, comme un salon, une conférence ou une compétition sportive.

Topologie : la topologie d'un WLAN est particulièrement flexible, puisqu'elle peut être modifiée rapidement. Cette topologie n'est pas statique, comme dans les réseaux locaux filaires, mais dynamique. Elle s'édifie dans le temps en fonction du nombre d'utilisateurs qui se connectent et se déconnectent.

Coût : l'investissement matériel initial est certes plus élevé que pour un réseau filaire, mais, à moyen terme, ces coûts se réduiront. Par ailleurs, les coûts d'installation et de maintenance sont presque nuls, puisqu'il n'y a pas de câbles à poser et que les modifications de la topologie du réseau n'entraînent pas de dépenses supplémentaires.

Inter connectivité avec les réseaux locaux : les WLAN sont compatibles avec les LAN existants, comme c'est le cas des réseaux WIFI et Ethernet, par exemple, qui peuvent coexister dans un même environnement.

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

Fiabilité : les transmissions sans fil ont prouvé leur efficacité dans les domaines aussi bien civils que militaires. Bien que les interférences liées aux ondes radio puissent dégrader les performances d'un WLAN, elles restent assez rares. Une bonne conception du WLAN ainsi qu'une distance limitée entre les différents équipements radio (station set ou points d'accès), permettent au signal radio d'être transmis correctement et autorisent des performances similaires à celles d'un réseau local. Etant donné que la norme 802.11 est l'objet de notre étude, dans la suite du document on va étudier et présenter les différentes normes.

Comme rien n'est jamais parfait, ce type de réseau présente également quelques inconvénients :

Problèmes liés aux ondes radio (taux d'erreur plus important):

Interférences (provenant d'autres réseaux) ;

Effets multi-trajets comme il est indiqué dans la Figure 15.

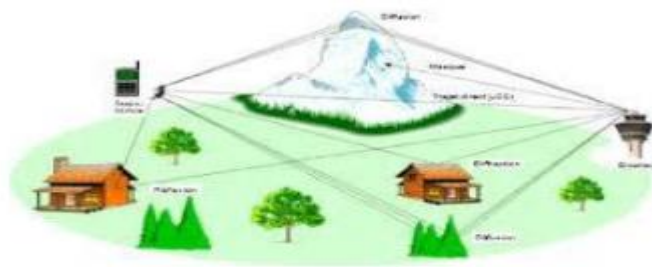


Figure 15: Effets multi-trajets des ondes radio.

La réglementation ;

Effets sur la santé ;

La sécurité ;

Typiquement très peu de bande passante (comparer aux réseaux filaires) ;

Plusieurs solutions propriétaires (la normalisation prend du temps = consensus) ;

Les produits doivent se conformer aux restrictions nationales : difficile d'avoir une solution globale [8].

Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'effectuer un tour d'horizon des principaux standards de télécommunications mobiles. Nous avons pu observer à quel point la téléphonie

CHAPITRE I : Les réseaux sans-fil

mobile est présente dans la vie de tous les jours avec une énorme croissance sur le marché mondial. Cependant, tous ces systèmes se basent sur le mode d'échange appelé SISO qui consiste à avoir une antenne à l'émission et une antenne à la réception. Le SISO a cependant un débit très limité, et ne peut pas empêcher certains phénomènes nuisibles dus à l'environnement de propagation ; c'est pourquoi les chercheurs ne cessent de proposer des solutions pour accroître les débits de transmission.

Dans le chapitre suivant, nous présentons les caractéristiques du canal de propagation et détaille les modèles existants de prédiction du canal de propagation.

CHAPITRE II : Canal de propagation

II.1 Introduction

Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal caractérisant la propagation d'une onde électromagnétique dans un espace présente une importance distinctive. Il est donc essentiel d'avoir une connaissance des mécanismes en jeux sur le canal de propagation et de ses interactions avec un environnement pour pouvoir prédire les chances et les conditions d'établissement d'une liaison radio entre l'émetteur et le récepteur.

Ce chapitre analyse le canal de propagation, en présentant les phénomènes physiques qui interfèrent sur une onde de transmission, les paramètres d'un canal multivoies ainsi que les types de modèles existants.

II.2 Canal De Propagation

Lors de la propagation entre un émetteur et un récepteur, le signal émis est souvent soumis à plusieurs phénomènes liés à l'environnement de propagation (Réflexion, Diffraction,...). Il en résulte en réception un signal constitué de multiples signaux élémentaires arrivant avec une distribution angulaire donnée qui se diffère selon le canal traversé. Ces signaux élémentaires empruntent des trajets différents et ont donc des amplitudes et temps de propagation différents. Ils présentent ainsi des déphasages pouvant conduire à une recombinaison de manières constructive et destructive provoquant ainsi une disparition totale du signal. Ce dernier phénomène plus communément appelé « évanouissement ou fading » peut affecter les performances des systèmes de communication mobile. De ce fait, deux types d'évanouissements peuvent exister: évanouissements lents (slow fading) dus aux masquages et évanouissements rapides (fast fading) dus aux trajets multiples. L'amplitude d'évanouissement du signal reçu peut suivre plusieurs distributions statistiques telles que : Rayleigh, Nakagami .

Pour améliorer la fiabilité et la capacité des systèmes de communication sans fil, on a recours à la technique de diversité d'antennes qui permet d'améliorer les performances des systèmes en réduisant les effets d'évanouissements. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes dans ces systèmes est un challenge parce qu'elle nécessite une forte isolation entre les antennes pour maximiser les performances en diversité et/ou accroître

CHAPITRE II : Canal de propagation

la capacité de transmission du système global. Dans ce contexte, l'évaluation des performances de ces systèmes est donc primordiale afin d'élaborer des systèmes très efficaces. Vu que les mesures dans les environnements réels sont très fastidieuses, plusieurs méthodologies (spatiale et spatio-temporelle) permettront d'émuler des canaux de propagation multi trajets réalistes ont été proposées dans la littérature. Cela dans le but de caractériser les performances des systèmes multi-antennes le plus rapidement possible. Figure suivante ;

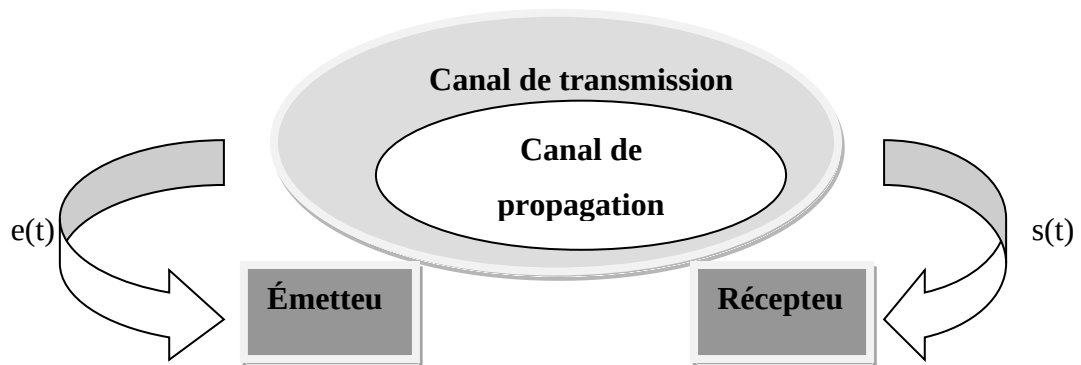


Figure 16: canal de propagation et canal de transmission

II.2.1 Les Modèles De Canaux De Propagations

La conception d'un système de communication performant dépend en grande partie de la précision de la représentation du canal réel. Selon les différents types d'environnements indoor (intérieur) et outdoor (extérieur), il est utile de modéliser le canal par différentes techniques. Plusieurs méthodes de classification des modèles de canaux sont proposées [9]. Une classification possible est celle de la figure 17 où on distingue les modèles déterministes, les modèles statistiques (appelés aussi stochastiques) :

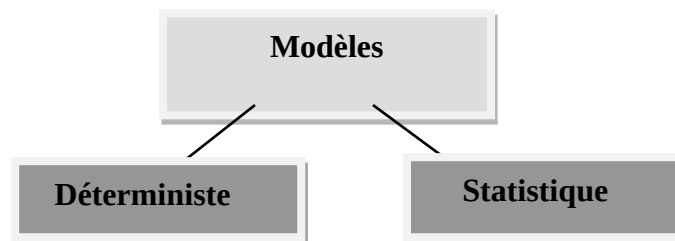


Figure 17: Technique Modalisation

a- Modèle Déterministe

Les modèles déterministes sont basés sur une description précise de l'environnement de propagation, comme les propriétés diélectriques de l'environnement

CHAPITRE II : Canal de propagation

à travers lequel se propage le signal, ainsi que la position des obstacles. Afin de prendre en compte l'influence des obstacles sur la propagation des ondes. Ces modèles ne sont valables que pour des sites où le canal est invariant dans le temps, sauf si le mouvement perturbateur est parfaitement connu, de ce fait le modèle déterministe n'est pas privilégié.

b- Modèle Statistique (stochastique)

Les modèles statistiques (stochastiques) sont obtenus à partir des mesures de réponses du canal. Les modèles statistiques visent à décrire l'évolution des paramètres du canal par des lois statistiques pour obtenir la représentation la plus réaliste possible du canal. On peut extraire par calcul quelques paramètres caractéristiques, pour ensuite, déterminer les lois statistiques qui caractérisent au mieux la variation de ces paramètres. Citons, par exemple, les lois de Rice ou de Rayleigh qui régissent les variations des amplitudes des trajets ou la loi de Poisson qui décrit la variation des retards.

II.2.2 Représentation Du Canal De Propagation

II.2.2.1 Modélisation Mathématique Du Canal

Il y a deux types de canaux, le 1^{ier} celui qui ne tient pas compte des variables spatiales ou temporelles « canal invariant » et le 2^{ème} type de canal celui qui tient en compte les variables temporelles « canal variant ».

a- Canal invariant

Dans cette partie, il n'y a pas de variabilités temporelles, cela traduit bien que chaque trajet (n) de l'onde est affecté d'un retard de propagation (τ_n) et d'une atténuation (α_n). En effet, chaque trajet a subi des interactions électromagnétiques telles que des réflexions, diffractions, réfraction. chacune de ces interactions induit donc une phase (ϕ_n) pour chaque trajet. la réponse impulsionnelle complexe du canal de propagation devient :

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n \delta(\tau - \tau_n) e^{-j\phi_n} \quad \text{II. 1}$$

b- Canal Variant Dans Le Temps

CHAPITRE II : Canal de propagation

D'après Phillip A. Bello, un canal de propagation radio variant aléatoirement dans le temps (canal dynamique) correspond à un filtre linéaire variable dans le temps et de réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ qui s'exprime de la manière suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) e^{-j\phi_n(t)} \quad \text{II. 2}$$

Avec :

$N(t)$: le nombre de trajets existant sur le canal.

$\alpha_n(t)$: le facteur d'atténuation du $n^{\text{ème}}$ trajet.

$\tau_n(t)$: le retard de propagation du $n^{\text{ème}}$ trajet.

$\phi_n(t)$: la phase du $n^{\text{ème}}$ trajet.

Le signal reçu $r(t)$ (figure 18) est alors relié au signal émis $s(t)$ par la relation suivante :

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad \text{II.3}$$

Avec :- $n(t)$ est le bruit blanc Gaussien complexes.

-* est représenté le produit de convolution linéaire.

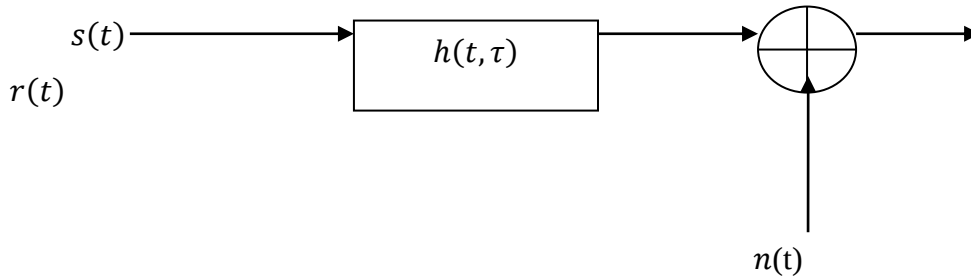


Figure 18: Modèle du canal radio mobile

On peut définir alors la réponse fréquentielle du canal qui est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle :

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) e^{-j(2\pi f \tau_n(t) + \phi_n(t))} \quad \text{II. 4}$$

D'après cette expression on peut constater que la réponse fréquentielle n'est pas plate ce qui risque d'engendrer un déformement du signal émis à la réception (figure 19)

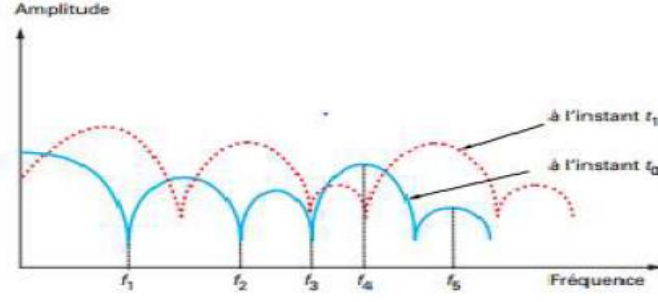


Figure 19: Exemple de fonction de transfert d'un canal multi-trajets.

II.2.3 Paramètres Et Caractéristique De Canal De Propagations

II.2.3.1 Profil De Retard En Puissance (PDP)

Le profil de retard en puissance ou Power Delay Profile (PDP) $P_h(t)$, est défini comme l'auto-corrélation [3] : $\Delta t = 0$ et $P_h(\tau) = P_h(0; \tau)$ II.5

Pour deux retards différents, on a :

$$P_h(\Delta t; \tau_1; \tau_2) = E[h^*(\tau_1, t)h(\tau_2; t + \Delta t)] \quad \text{II.6}$$

Généralement pour les canaux radio mobile :

$$P_h(\Delta t; \tau_1; \tau_2) = P_h(\Delta t; \tau_1)\delta_{\tau_1, \tau_2} \quad \text{II.7}$$

Donc, indépendance entre les réponses sur les différents trajets puissance moyenne du canal, pour : $\Delta t = 0$ $P_h(0; \tau) = P_h(\tau)$ II.8

$$P_h(\tau) = E[|h(t; \tau)|^2] \quad \text{II.9}$$

Le profil de retard en puissance (figure 20) représente la puissance moyenne de signal reçu associée à un retard de trajets multiples donné en fonction de temps, il est facile de mesurer empiriquement. Le retard moyen (Mean Excess delay) et l'écart type de retard (RMS delay) est défini en fonction de PDP par [4] :

$$\tau_m = \frac{1}{P_T} \sum_{K=0}^{+\infty} P_K \tau_K \quad \text{II.10}$$

Avec :

$$\begin{cases} P_T = \sum_{k=0}^{+\infty} p_k \\ P_K(\tau) = E[|h(t; \tau)|^2] \end{cases}$$

Et pour l'écart-type du retard τ_{RMS} défini par :

$$\tau_{RMS} = \left[\frac{1}{P_T} \sum_{K=0}^{+\infty} P_K (\tau_k - \tau_m)^2 \right]^{1/2} \quad \text{II. 11}$$

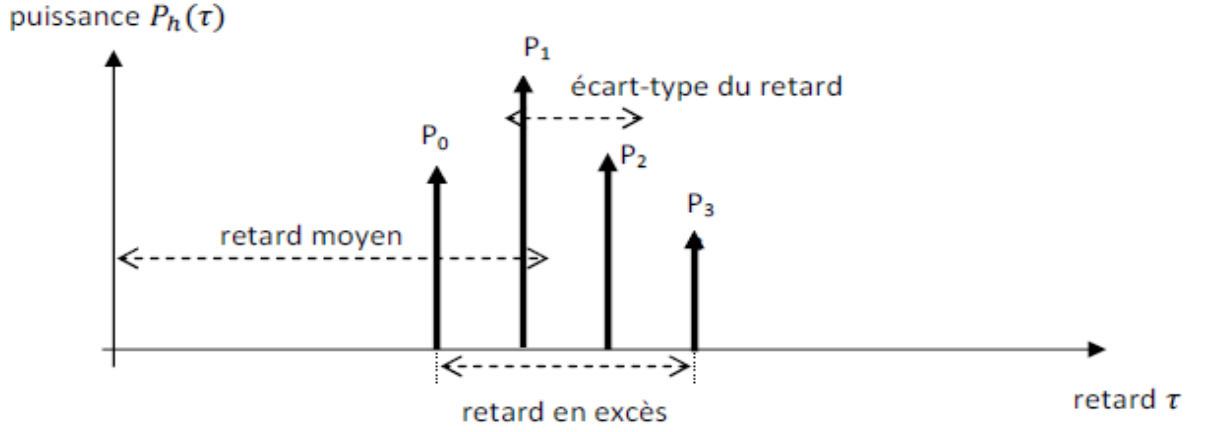


Figure 20: le profil de retard en puissance (PDP)

II.2.3.2 Temps De Cohérence (Cohérence Time) T_c

La cohérence temporelle T_c est le paramètre dual de l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence T_c du canal de propagation représente la durée pendant laquelle le canal est considéré comme invariant. Le temps de cohérence T_c et la dispersion Doppler inversement proportionnels et par la suite, ils seront approximés par :

$$T_c = \frac{1}{B_D} \quad \text{II. 12}$$

Avec : $B_D = 2f_{dmax}$

B_D : La bande Doppler.

II.2.3.3 Bande De Cohérence (Cohérence Bandwidth) B_c

On définit la bande de cohérence B_c d'un canal comme étant le plus grand intervalle fréquentiel dans lequel la réponse fréquentielle du canal peut être considérée constante. Plus la dispersion temporelle du canal est importante plus le canal est sélectif et plus la bande de cohérence est étroite.

CHAPITRE II : Canal de propagation

La figure 21 montre un exemple de la réponse fréquentielle d'un canal radio. A cause des trajets multiples pris par le signal, des évanouissements peuvent avoir lieu induisant une variation importante de l'atténuation en fonction de la fréquence. La bande de cohérence B_c est définie comme l'intervalle sur lequel la réponse du canal est quasi constante :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad 2.13$$

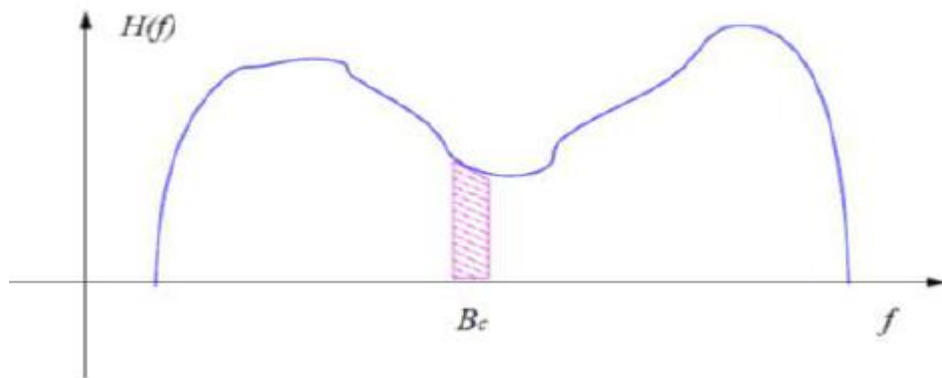


Figure 21: Bande de cohérence de canal radio

II.2.3.4 Effet Doppler

Dans le cas d'une propagation à trajet unique avec une distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps, avec f_E la fréquence émise, f_r la fréquence reçue, c la vitesse de la lumière, v_m est la vitesse du récepteur que l'on considère mobile et l'angle d'arrivée θ de l'onde émise, comme illustré à la figure 22, l'expression de la fréquence Doppler f_d est :

$$f_d = f_E \frac{v_m}{c} \cos(\theta) \text{ et on a : } f_r = f_E + f_d \quad \text{II.14}$$

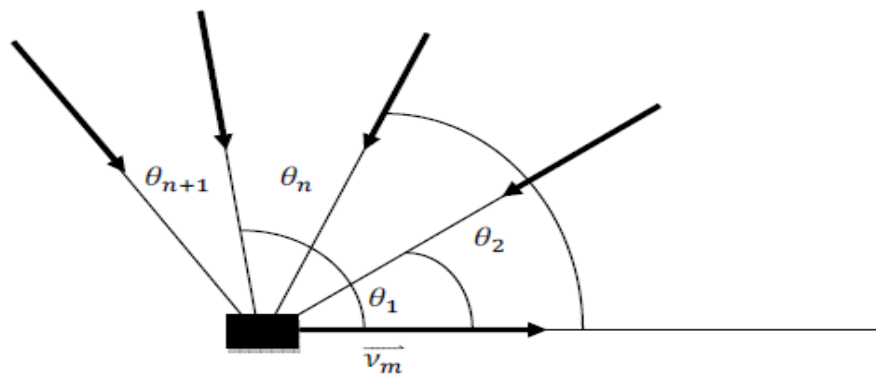


Figure 22: paramètre à l'effet Doppler

Lorsque le mobile récepteur se déplace vers l'émetteur, avec un angle $\theta=0$, donc on a une fréquence Doppler maximale.

$$f_{dmax} = f_E \frac{v_m}{c} \quad \text{II. 15}$$

Dans le cas d'une propagation à trajet multiples, on reçoit plusieurs fréquences de décalage Doppler selon les différents angles d'arrivée θ_n des n trajets considérés.

Chaque fréquence Doppler f_{d_n} associée au $n^{ème}$ trajets est calculée par :

$$f_{d_n} = f_E \frac{v_m}{c} (\theta_n) \quad \text{II. 16}$$

II.2.3.5 Les Fonctions De Bello

D'après les fonctions caractéristiques de Bello, la représentation entre les signaux à l'entrée et à la sortie du canal peut être décrite en quatre fonctions de transfert par des propriétés de dualité expriment le canal de propagation. Ces variables duales consistent d'une part, de l'instant de réception t et le décalage Doppler v et d'autre part du retard de propagation τ et la fréquence f . La figure 23 illustre les relations entre ces fonctions reliées par transformation de Fourier et la transformation de Fourier inverse [11].

a- la représentation du canal en temps-retard

les signaux de l'entrée $s(t)$ et de la sortie du canal $r(t)$ sont reliés par un produit de convolution suivante :

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t, \tau) d\tau \quad \text{II. 17}$$

$h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal variant dans le temps (ou fonction d'étalement retard) pour une impulsion émise à $t - \tau$. Elle permet d'identifier les différents trajets arrivant au récepteur, ainsi que leur temps de retard.

b- la représentation du canal en temps-fréquence

Le signal reçu $r(t)$ est relié au spectre $s(f)$ du signal d'entrée dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$R(f) = H(t, f).S(f) \quad \text{II. 18}$$

Et dans le domaine temporel :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)H(t, f) e^{j2\pi ft} df \quad \text{II. 19}$$

CHAPITRE II : Canal de propagation

$h(t, f)$ représente la réponse fréquentielle du canal variant dans le temps du canal de propagation « la fonction de transfert » est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ par rapport à τ :

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad II.20$$

Elle permet d'étudier l'évolution dans le temps des différents effets que provoque la propagation multi-trajets. On peut relier $H(t, f)$ à $h(t, \tau)$ par une simple transformée de Fourier inverse.

c- la représentation du canal en retard-Doppler

le signal de sortie $r(t)$ au signal d'entrée $s(t)$ s'exprime par la relation suivante :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau) T(\tau, \nu) e^{j2\pi \nu t} d\nu d\tau \quad II.21$$

$T(\tau, \nu)$ Représente la fonction d'étalement retard-Doppler est la transformation de Fourier de $h(t, \tau)$ par rapport à t .

$$T(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi \nu t} dt \quad II.22$$

Le signal reçu peut être représenté comme une somme des répliqués décalés du signal émis, chacune subissant un effet Doppler.

d- la représentation du canal en Doppler-fréquence

le spectre du signal reçu $R(f)$ est relié au spectre du signal émis $S(f)$ selon la relation suivante :

$$R(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f - \nu) F(\nu, f) d\nu \quad II.23$$

$F(\nu, f)$ Représente la fonction d'étalement Doppler du canal de propagation est la transformation de Fourier de $T(\nu, t)$ par rapport à τ :

$$F(\nu, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(\nu, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad II.24$$

Elle permet d'observer le phénomène de décalage Doppler introduit par le canal. C'est la fonction duale de $h(t, \tau)$ dans le domaine fréquentiel.

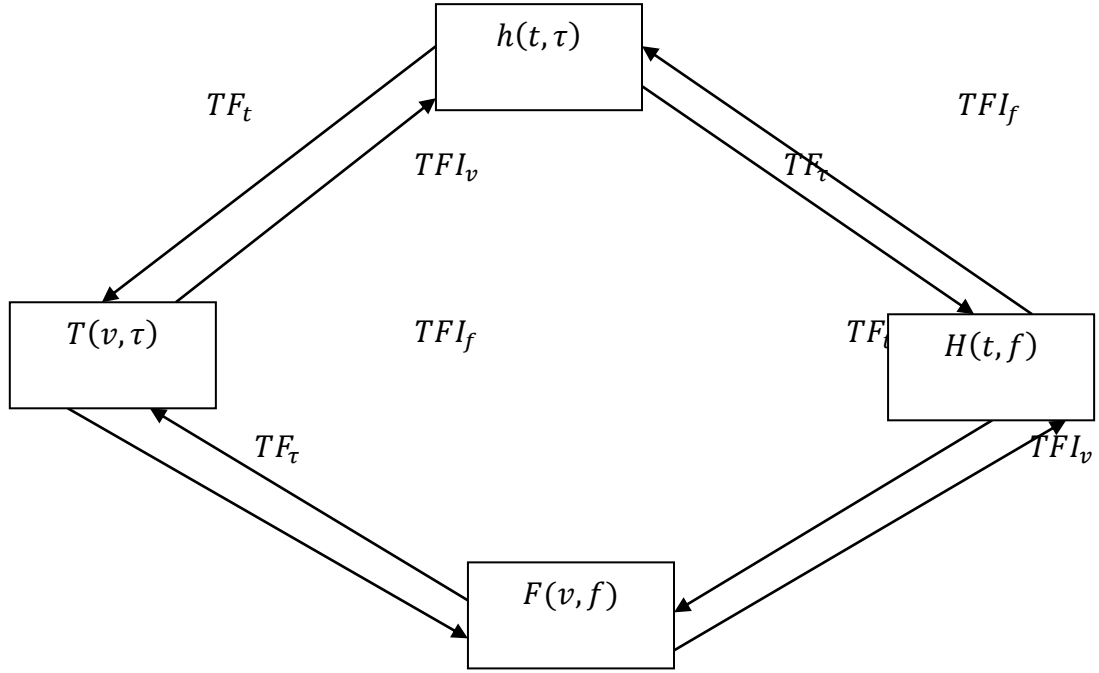


Figure 23: les fonctions caractéristiques de Bello

Avec :

TF : est la transformé de Fourier.

TFI : est la transformé de Fourier inverse.

II.2.3 - Propagation En Espace Libre

Le cas idéal de la propagation des ondes électromagnétiques est obtenu lorsque l'émetteur et le récepteur se trouvent en visibilité directe (situation LOS pour Line-of-Sight), et sans aucun obstacle ou réflecteur. Dans ce cas, la propagation est dite en espace libre. L'expression de la densité de puissance surfacique w à une distance d est donnée par :

$$w = \frac{G_T P_T}{4\pi d^2} \quad II.25$$

où G_T représente le gain de l'antenne d'émission et P_T la puissance du signal émis. La densité de puissance w est reliée à la puissance P_R , du signal détecté par une antenne de réception ayant un gain G_R , par l'expression suivante :

$$P_R = W A_R = W \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad II.26$$

où A_R représente l'aire équivalente de l'antenne réceptrice, et λ la longueur d'onde qui dépend de la fréquence de travail. Les gains G_T et G_R doivent inclure les angles (θ, ϕ)

CHAPITRE II : Canal de propagation

indiquant l'orientation des antennes qui influe sur la puissance reçue. L'équation de Friis, obtenue par la combinaison des équations 2.25 et 2.26, s'écrit :

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad II.27$$

où c représente la célérité de la lumière dans le vide. L'équation 2.27 exprimée en dB devient :

$$(P_R/P_T)dB = G_T(dB) + G_R(dB) - PL(f, d) \quad II.28$$

où $(f, d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right)$, exprime l'affaiblissement du canal de propagation en fonction de la distance d et de la fréquence f .

II.2.4 La Propagation Multi-trajets Et Ses Conséquences

Dans les cas réels, les conditions de l'espace libre ne sont pas réalisées. De plus, l'émetteur et le récepteur peuvent se trouver en situation de non visibilité directe (NLOS pour Non Line-of-Sight). A la réception, les ondes parviennent par plusieurs trajets dus à l'interaction des ondes émises avec les obstacles qui se trouvent dans l'environnement, ainsi qu'au trajet direct s'il existe. Le signal reçu correspond donc à la somme des répliques du signal émis, empruntant des trajets multiples, et qui arrivent au récepteur avec différents états d'atténuation et de retard. Ainsi, une augmentation ou une diminution, voire une détérioration importante du signal peut être causée par les interférences des échos reçus. Les différentes interactions (phénomènes physiques) qu'une onde électromagnétique rencontre durant la propagation dans un environnement donné (Figure 24) sont les suivantes:

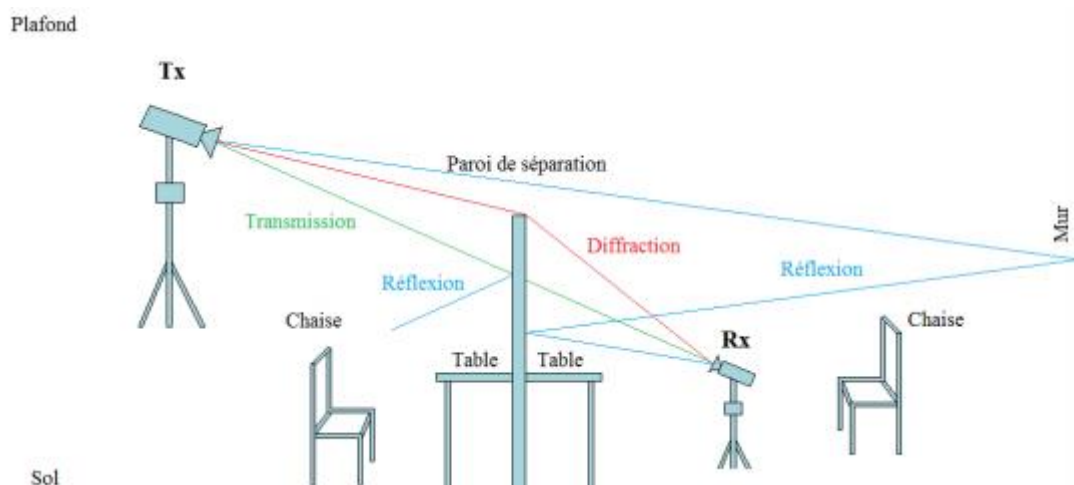


Figure 24: Les mécanismes de propagation

CHAPITRE II : Canal de propagation

– **Réflexion** : Lorsqu'une onde atteint un obstacle ayant une grande dimension par rapport à la longueur d'onde, un phénomène de réflexion survient. On distingue deux types de réflexion qui dépendent de la nature de la surface réfléchissante : la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse. Si les irrégularités de la surface réfléchissante sont de petite taille par rapport à la longueur d'onde, la réflexion est dite spéculaire. Dans ce cas, le rayon incident sera réfléchi en un seul rayon, dont l'amplitude et la direction subissent les lois de Snell-Descartes et de Fresnel qui font intervenir les propriétés diélectriques des surfaces réfléchissantes. Dans le cas où la taille des irrégularités n'est pas négligeable, comparée à la longueur d'onde, il s'agit d'une réflexion diffuse, l'onde incidente sera réfléchie en plusieurs directions. Ce phénomène apparaît en indoor en présence de mobilier, surtout lorsque la fréquence augmente. Par ailleurs, certains environnements se comportent comme un guide d'onde où la réflexion spéculaire est présente (couloir par exemple) suite à une progression de réflexions sur ses parois.

– **Transmission** : Ce phénomène est associé à la traversée d'un obstacle par une onde électromagnétique. Sa contribution peut être prépondérante en environnement indoor. En effet, pour chaque élément traversé, l'onde subit une atténuation, directement liée aux caractéristiques électromagnétiques du matériau considéré en fonction de la fréquence, mais aussi liée à d'autres paramètres comme l'épaisseur de la paroi traversée, la polarisation de l'onde et l'angle d'incidence.

– **Diffraction** : Ce phénomène est l'un des facteurs les plus importants de la propagation des ondes radioélectriques. Il survient lorsque l'onde atteint l'arête d'un obstacle ayant une grande dimension comparée à la longueur d'onde. Le champ diffracté est calculé selon le principe de Huygens, où chaque point atteint par une onde agit comme une source secondaire. Ce champ peut être calculé avec la Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD)[13] et la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) qui exploitent la continuité du champ électromagnétique.

II.3 Les Types d'Évanouissements (Fading)

L'évanouissement que connaît une communication sans-fil est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible dû à diverses causes selon le type d'évanouissement.

Une caractérisation approfondie du canal de propagation permet d'améliorer la qualité d'un système de transmission numérique. Ainsi, il est intéressant de présenter

CHAPITRE II : Canal de propagation

le lien existant entre les paramètres caractéristiques du canal et l'information transmise. Cette information peut être représentée par deux paramètres [12] :

- le temps symbole T_S , qui correspond à la durée d'un symbole.
- la bande B_s , qui est l'occupation spectrale de l'information transmise.

II.3.1 Évanouissements Temporels

Les évanouissements temporels du canal peuvent être classés en deux catégories :

a- Évanouissements Rapides

si $T_S \gg T_c$, alors le canal est dit à évanouissements rapides. Avec cette condition, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative « fluctuation » pendant la durée d'un symbole T_S . Le canal est alors sélectif en temps.

b- Évanouissements Lents

si $T_S \ll T_c$, alors le canal est dit à évanouissements lents. Avec cette condition, la réponse impulsionnelle du canal ne varie pas pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors non sélectif en temps.

II.3.2 Évanouissements Fréquentiels

a- Canal Sélectif En Fréquence

si $B_s \gg B_c$, alors le canal est dit sélectif en fréquence. et la dispersion temporelle τ_{max} est supérieure à la durée du symbole émis T_S " $\tau_{max} \gg T_S$ ". Dans ce cas, on peut considérer que le spectre de signal reçu est décorrélé.

b- Canal à Évanouissements Plats (Uniforme)

Dans le cas où $B_s \ll B_c$, et la dispersion temporelle τ_{max} est inférieure à la durée du symbole émis T_S " $\tau_{max} \ll T_S$ " , toutes les fréquences du spectre du signal émis subissant les même amplifications ou atténuation. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence est donc à évanouissements plats.

II.3.4 Évanouissements Spatiaux

Les évanouissements à l'origine peuvent décomposer en deux catégories des variations à petite et grande échelle sont respectivement les pertes dues à la distance et les effets de masquage comme sur la figure 25.

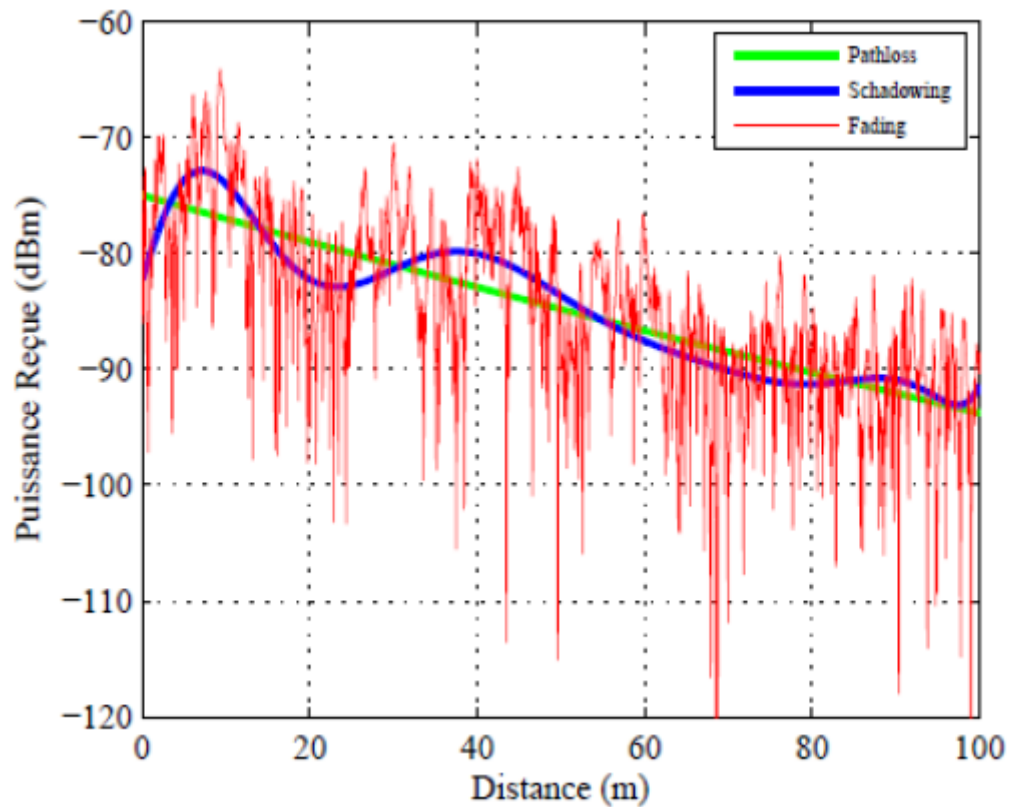


Figure 25: les variations de la réponse reçue en fonction de la distance

a- Les Évanouissements à Grand Échelle

Comme l'atténuation et le shadowing, traduisent l'atténuation de la puissance du signal due à la distance entre l'émetteur et le récepteur (de l'ordre de la dizaine de la longueur d'onde) ou à cause des obstacles rencontrés (figure 26).

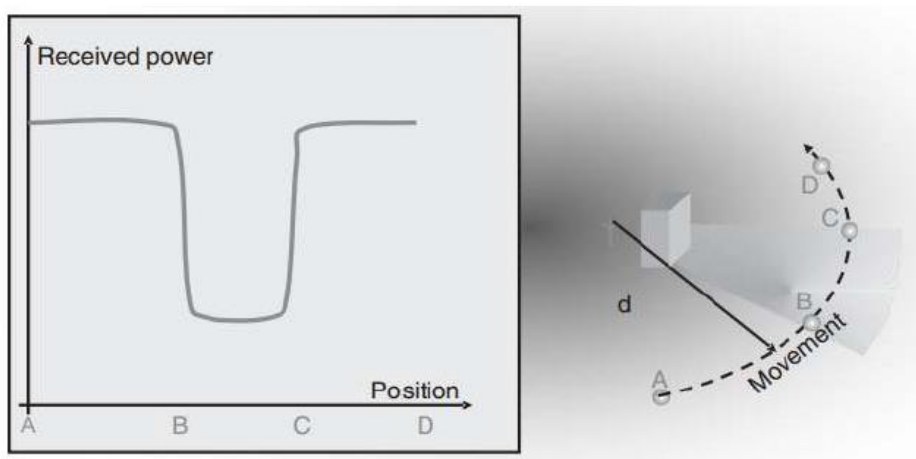


Figure 26 : Principe de shadowing.

b- Les Évanouissements à Petite Échelle

Les évanouissements à petite échelle interviennent lorsque le mobile se déplace sur des distances proches de la longueur d'onde (figure 27). Ils correspondent à des interférences constructives ou destructives au niveau du récepteur. Ainsi, il est possible de recevoir une puissance quasi nulle au niveau du récepteur, ou inversement de recevoir un niveau de puissance supérieure à celui émis.

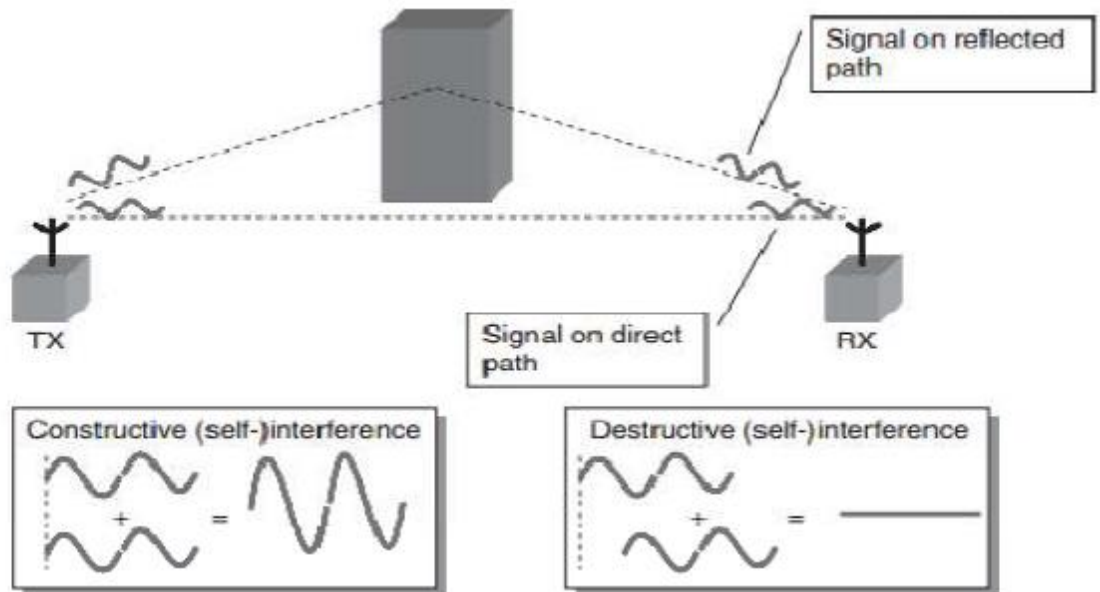


Figure 27: principe de l'évanouissement à petite échelle.

Conclusion

Les phénomènes de propagation responsable de dégradation de la qualité du signal sont introduits tel que les trajets multiples et les interférences engendrées par le canal de transmission. Cela implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire. Une solution envisagée, est de mettre en œuvre des antennes intelligentes. Celles-ci sont destinées à équiper les stations de base de réseaux de communication sans fil afin d'optimiser le bilan de liaison et améliorer les performances de ces systèmes.

Dans le chapitre suivant, nous présentons les principes de diversité et du MIMO, ainsi que les différentes techniques qui leur sont associées

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

III.1 Introduction

La puissance du signal RF transmise entre deux antennes et qui est atténuée à travers l'espace à cause des multi-trajets, peut affecter les performances en réception. Cette atténuation de la puissance entre l'émetteur et le récepteur est due à plusieurs phénomènes, nous pouvons citer : -Le « slow fading » ou l'affaiblissement de parcours qui est dû également aux obstacles rencontrés sur le chemin (immeubles, montagnes, ...). Il caractérise l'affaiblissement que subit une onde lorsqu'elle parcourt la distance entre l'émetteur et le récepteur. -Le « fast fading » ou l'évanouissement rapide qui est une atténuation qui varie d'une façon irrégulière entre une valeur maximale et minimale. L'utilisateur se déplace dans des zones avec des obstacles de tailles diverses qui peuvent complètement atténuer le signal comme les immeubles, les tunnels ... -Le « Rayleigh fading » ou l'évanouissement de Raleigh entraîne des variations irrégulières et imprévisibles du signal qui sont très difficiles à prendre en compte. Il est surtout présent en zones urbaines. Différentes versions du même signal présentant différentes phases et amplitudes peuvent arriver au niveau du récepteur avec un effet cumulatif ou soustractif après avoir suivi divers trajets. Nous avons vu précédemment que pour un canal de propagation, les signaux émis subissent plusieurs phénomènes pendant leur transmission, qui provoquent leur évanouissement à petite ou grande échelle. Pour bénéficier efficacement des effets multi-trajets, une autre solution généralement utilisée est la technique de diversité. Cette dernière consiste à répéter l'envoi d'un même message à travers plusieurs trajets différents dont les statistiques d'évanouissements sont indépendantes [14].

III.2 Principe De La Diversité

Pour lutter contre les effets des multi-trajets qui sont à la base des phénomènes d'évanouissements du signal émis et augmenter le rapport signal sur le bruit (SNR), il convient d'augmenter la puissance d'émission ou d'utiliser les techniques de diversité. La première solution étant soumise à des réglementations, les techniques de diversité sont très utilisées. Les techniques de diversité sont basées sur le principe selon lequel,

plusieurs versions statistiquement décorrélées du signal émis arrivent sur un récepteur, chacune portant en son sein la même information. Elles sont ensuite combinées de façon adéquate de façon à ce que le signal résultant soit moins évanouissant. La structure de base de la diversité d'antennes est représentée sur la Figure 28 avec un système de deux antennes relativement proches (séparés de quelques longueurs d'onde) au niveau de la station de base. Elle montre que les évanouissements profonds des signaux reçus par l'antenne 1 et l'antenne 2 sont moins importants sur le signal à la sortie du combineur. Ces systèmes permettent d'obtenir de la diversité sans toutefois compenser le problème des interférences.

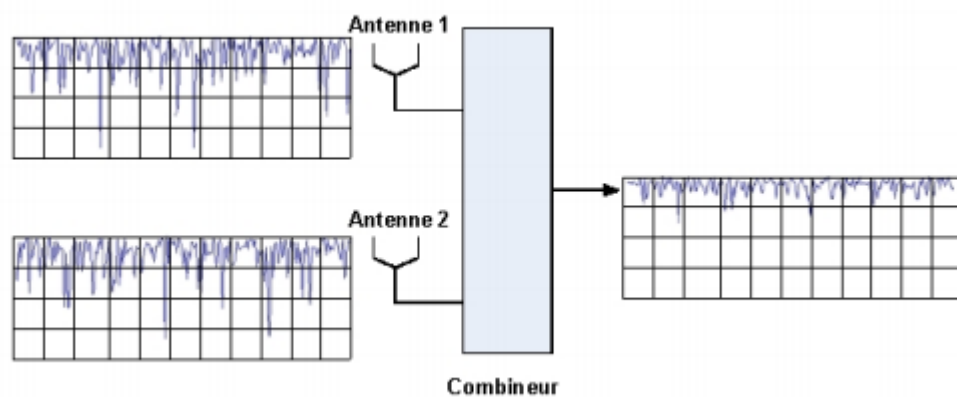


Figure 28: Principe de la diversité

Il y a deux types de diversités : la micro diversité et la macro diversité. La micro diversité est la technique de diversité utilisée pour atténuer les effets d'évanouissement multi trajets, alors que la macro diversité est utilisée pour contrer les effets de masque.

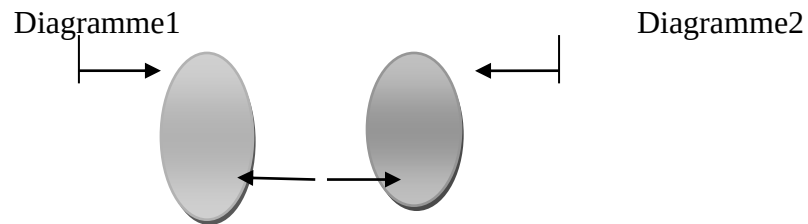
III.2.1 La Micro Diversité

III.2.1.1 La Diversité Spatiale

C'est la forme la plus simple de diversité d'antennes, elle est très utilisée sur les stations de base. Elle consiste à utiliser plusieurs antennes possédant toutes le même gain. La différence entre ces antennes réside au niveau du facteur de phase introduit par la distance "D" qui les sépare (confère Figure 29). En effet, en disposant de deux antennes identiques à deux endroits différents, le décalage en phase qui en résulte permet aux signaux issus de chacune des deux antennes d'être décorrélés l'un de l'autre. Pour ce faire, un seuil spatial au-delà duquel les signaux peuvent être considérés

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

comme décorrélés a été défini [15]. Ce seuil minimum est nommé “Distance de cohérence”.



L'utilisation de 2 antennes espacées permet de limiter les affaiblissements dus aux trajets multiples ce qui observée dans la figure suivante :

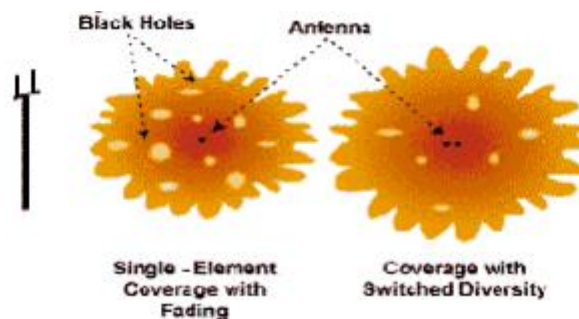


Figure 30: La couverture en utilisant deux éléments d'antennes

III.2.1.2 La Diversité De Polarisation

Cette technique est basée sur le principe selon lequel, à cause des réflexions et des diffractions multiples, l'onde émise est souvent dépolarisée à son arrivée sur l'antenne de réception. Pour cette raison, la diversité peut-être implémentée en mettant à profit la polarisation des antennes. Le premier pas dans ce domaine a été fait par **Lee** et **Yeh** [16] qui ont proposé l'utilisation d'une antenne à l'émission et de deux antennes à polarisations orthogonales à la réception. D'autres travaux ont permis de vérifier les bons résultats que la diversité de polarisation permet d'obtenir quand elle est localisée sur les stations de base et que ses performances ont été jugées comparables à celles de la diversité d'espace dans un même contexte. En plus, contrairement à la diversité spatiale qui est très encombrante (pollution visuelle), la diversité de polarisation peut utiliser deux antennes placées au même endroit [15] : on parle d'antennes Co-localisées.



Figure 31: Illustration de deux polarisations différentes pour des applications de diversité de Polarisation.

III.2.1.3 Diversité De Diagramme De Rayonnement

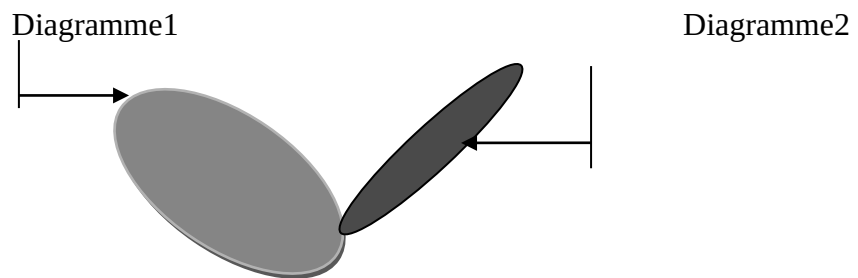


Figure 32 : Diversité de diagramme

Pour illustrer ce type de diversité, considérons deux antennes. Pour qu'il y ait diversité de diagramme, il faut que les formes des diagrammes de rayonnement des antennes soient différentes (confère Figure 32), chaque antenne captera donc un maximum de puissance dans des directions différentes. Étant donné que les évanouissements de signaux varient suivant la direction d'arrivée, la diversité de diagramme est facilement exploitable et elle est très intéressante. Cette technique a été appliquée et comparée à la diversité d'espace sur les stations de base. Les résultats montrent que les deux types de diversité donnent des performances comparables en milieu urbain.

III.2.1.4 La Diversité Angulaire

Cette technique est grandement reliée à la diversité spatiale, elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter de niveau de diversité. Cette technique est surtout utilisée pour les réseaux Internet sans-fil domestique pour accroître la capacité en débit du réseau. Comme la diversité de polarisation, elle n'a pas d'exigences en ce qui concerne l'espacement des antennes.

III.2.1.5 La Diversité Temporelle

La diversité temporelle consiste à envoyer plusieurs fois le même signal ou des répliques du signal à des intervalles de temps supérieurs ou égaux au temps de cohérence du canal . Le récepteur disposera de plusieurs signaux à évanouissements indépendants. Comme le canal de propagation est variant dans le temps, les différents signaux seront reçus à des instants différents et sont ainsi dé-corrélés.

III.2.1.6 La Diversité Fréquentielle

Dans la diversité fréquentielle, le même signal est transmis avec différentes fréquences. C'est une technique qui est adéquate dans le cas où le canal est sélectif en fréquence. Pour faire une bonne diversité, il faut s'assurer que la différence entre les fréquences utilisées est supérieure à la bande de cohérence du canal . Ce mécanisme est rarement mise en œuvre pour des raisons d'efficacité fréquentielle. Les solutions utilisées à la place sont l'étalement du signal sur une large bande de fréquence pour lutter contre l'évanouissement, les sauts de fréquence, les modulations multi porteuses [17].

III.2.2 La Macro Diversité

Les techniques de diversité présentées précédemment sont appropriées pour lutter contre les évanouissements à petite échelle mais ne sont pas efficaces pour les évanouissements à grande échelle créés par les effets de masque. La macro diversité est la méthode la plus efficace pour lutter contre ces types d'évanouissement. Elle consiste à émettre et/ou recevoir le même signal par des stations de base différentes. Elle permet d'atteindre de débits élevés [17] [18]

III.2.3 Les Techniques De Combinaisons De Signaux

La réception de plusieurs répliques du même signal nécessite une technique de combinaison pour obtenir la meilleure représentation du signal envoyé. En combinant

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

des versions indépendantes du signal, il est possible de contrecarrer les évanouissements. Il y a quatre méthodes de combinaison en diversité : la combinaison par sélection de signal, la combinaison par commutation de signal, la combinaison de signaux par gain égal (EGC) et la combinaison de signaux par rapport maximal (MRC). Ces méthodes de combinaison peuvent être regroupées en deux catégories : la diversité par sélection (sélection et switch) et la diversité par combinaison (EGC et MRC). Le digramme de la figure 33 illustre ces quatre types de combinaison.

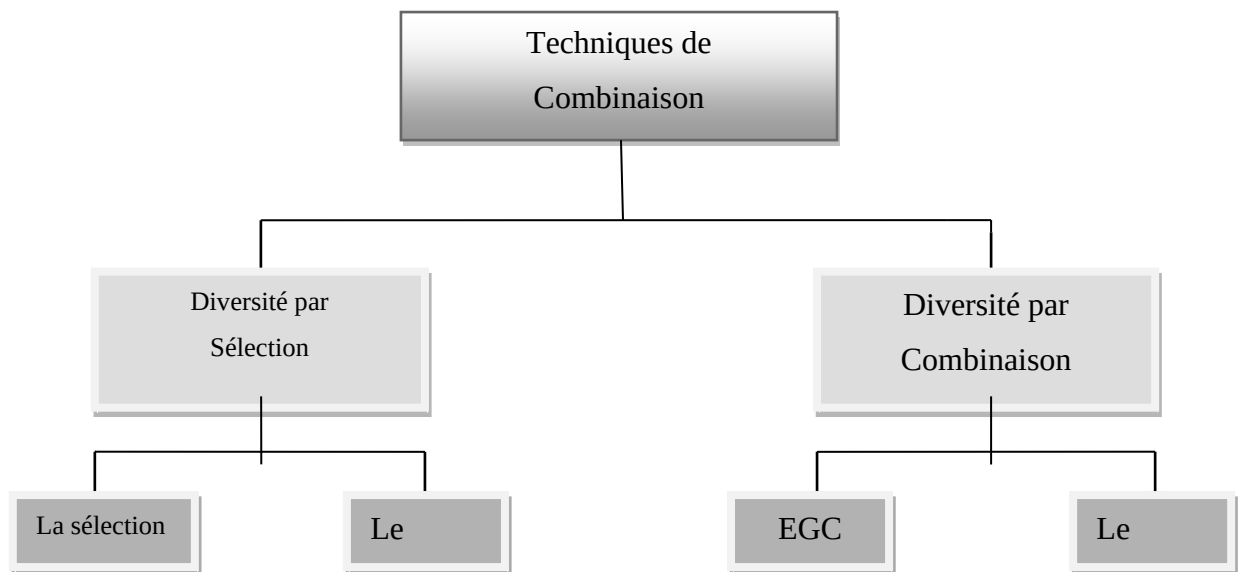


Figure 33: Représentation des différentes techniques de combinaison

La combinaison par sélection de signal est la plus simple. Elle consiste à contrôler le niveau du rapport signal à bruit (SNR Signal to Noise Ratio) sur les différentes branches réceptionnant les différents signaux par l'utilisation de modules à traitement de signal. Le combineur sélectionne la branche qui a le plus grand SNR et l'envoie vers la sortie. La combinaison par commutation, contrairement à la sélection, nécessite un seul module de traitement qui travaille avec un niveau seuil de SNR. La sélection d'une branche est faite si le SNR de la branche est supérieur au seuil prédéfini. Le combineur saute sur une autre branche seulement si le niveau de SNR de la branche courante est inférieur au seuil prédéfini [17] [19].

Ces deux techniques de combinaisons (Sélection et Commutation) utilisent seulement le signal d'une des différentes branches comme signal de sortie à un instant donné, les signaux des autres branches sont inutilisés et donc perdus. Pour améliorer cela, les signaux des différentes branches peuvent être combinés.

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

La technique de combinaison par gain égal consiste à combiner les signaux de toutes les branches disponibles pour former le signal de sortie. Dans cette méthode, le poids des différentes branches est égal à 1, mais les signaux des différentes branches sont cophasés et combinés au niveau du récepteur. L'inconvénient de cette technique de combinaison est que si l'une des branches a un signal très faible cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie. Pour donner une solution à ce problème la technique de combinaison par rapport maximal est utilisée pour compenser les faiblesses de la technique EGC. Son principe consiste à pondérer les différents signaux des différentes branches en fonction de leur SNR de façon à maximiser le SNR global à la sortie (la somme des SNR des différents signaux). Ainsi, pour maximiser le signal à la sortie, une branche avec un SNR élevé donnera un coefficient de pondération élevé ce qui permettra de choisir les signaux à combiner. C'est une méthode très intéressante [17] [19] .

Les principes des différentes méthodes de combinaisons sont illustrés dans la figure 34

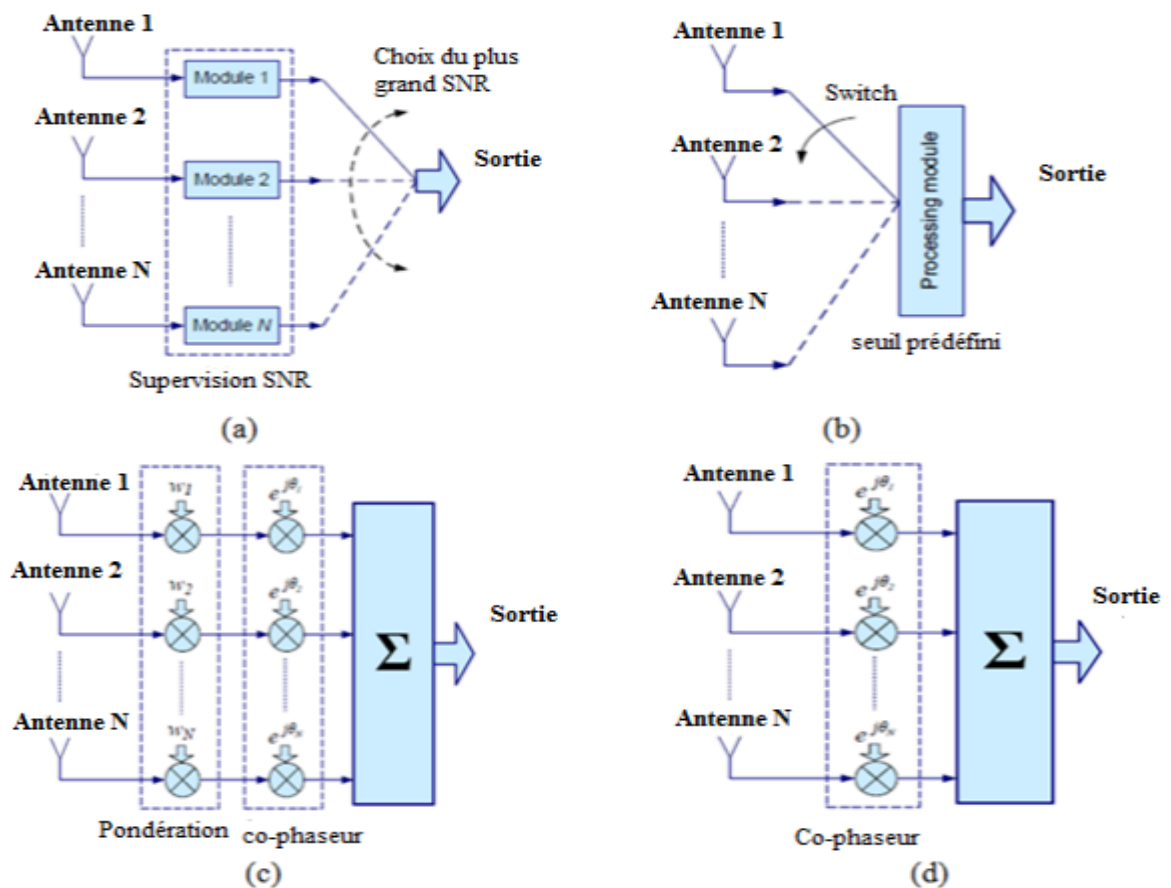


Figure 34 : Principe des différentes méthodes de combinaisons : (a) La sélection, (b) Le switch, (c) par MRC, (d) par EGC

III.2.4 Efficacité Totale

L'efficacité totale de l'antenne est un paramètre très important pour valider les performances d'un système de communication. Elle permet de quantifier l'énergie perdue par l'antenne, que ce soit au niveau de la désadaptation entre celle-ci et son circuit d'alimentation ou des pertes ohmiques et diélectriques internes.

À partir de l'intégration des diagrammes de rayonnement dans tout l'espace :

$$\eta_{tot} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi (G_\theta(\theta, \varphi) + G_\varphi(\theta, \varphi)) \sin \theta \, d\theta \, d\varphi}{4\pi} \quad \text{II.1}$$

Où $(G_\theta(\theta, \varphi), G_\varphi(\theta, \varphi))$ représentent les gains des antennes dans les directions θ et φ .

Ou bien à partir des paramètres S et de l'efficacité rayonnée η_{ray} de l'antenne :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} (1 - |S_{11}|^2) \quad \text{III.2}$$

Pour un système à plusieurs antennes, l'isolation entre antennes doit également être prise en compte. Dans ce cas l'équation précédente devient :

$$\eta_{toti} = \eta_{rayi} (1 - \sum_{n=1}^N |S_{n,i}|^2) \quad \text{III.3}$$

Avec i représentant l'antenne n°i.

III.2.5 Gain En Diversité Et Corrélation

❖ Gain de Diversité

Le gain de diversité est un paramètre significatif d'évaluation de la performance de la diversité d'antenne. Evalué à partir de la courbe de CDF en fonction du SNR du système, il est défini comme l'amélioration du SNR à la sortie du combineur par rapport au SNR correspondant à une branche du système multi-antennes . Le gain de diversité peut donc être défini comme la différence entre le niveau de SNR des branches combinées et le niveau de SNR d'une branche de référence (l'antenne avec le niveau de SNR le plus fort) à une probabilité d'obtenir le SNR reçu inférieur à un certain seuil (souvent 1%) . Différentes définitions du gain de diversité peuvent être distinguées en fonction de la référence choisie : le Gain apparent de diversité (DG) dont l'antenne de référence est celle de la branche de niveau de signal moyen le plus fort et le Gain

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

effectif de diversité (DSG), dans ce cas la référence est une antenne avec une efficacité totale de 100%.

Le CDF d'un canal de Rayleigh est défini par [19] :

$$P(\gamma < x) = \left[1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}}\right] \quad \text{III.4}$$

Où Γ est le SNR moyen, γ est le SNR instantané, $P(\gamma < x)$ est la probabilité d'avoir le SNR en dessous du seuil x .

Le gain de diversité peut être exprimé par :

$$GD = \frac{P_{div}}{P_{ant}} \quad \text{III.5}$$

Où P_{div} est niveau de puissance après combinaison de diversité et P_{ant} est le niveau de puissance de l'antenne de référence. Ces deux puissances doivent être prises pour un même niveau de **CDF**.

Une autre expression du gain de diversité est donnée par l'expression suivante [20]:

$$GD = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1} \right]_{p(\gamma_c < x)} \quad \text{III.6}$$

Où :

- ♦ γ_c est le rapport signal sur bruit à la sortie du combineur
- ♦ Γ_c est la valeur moyenne du SNR à la sortie du combineur
- ♦ γ_1 est le meilleur SNR du signal reçu par une branche
- ♦ Γ_1 est la valeur moyenne du SNR du signal reçu par une branche
- ♦ x est la valeur du seuil choisi.

La compréhension de l'équation (3.3) nécessite une considération de l'expression $p(\gamma_c < x)$ qui définit la probabilité que le **SNR** γ_c soit inférieur au seuil x .

Comme mentionné précédemment, le niveau de puissance du signal reçu dans un canal multi trajets suit une distribution de Rayleigh. En supposant un canal d'évanouissement de Rayleigh et des signaux indépendants sur M branches ayant le même SNR moyen Γ , en utilisant la méthode de combinaison par sélection, la probabilité pour que toutes les branches aient un SNR inférieur à un seuil de référence x est définie par [20]:

$$P(\gamma < x) = \left[1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}}\right]^M \quad \text{III.7}$$

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

La figure 35 donne les tracés des équations (3.) et (3.4). Elle illustre l'amélioration du gain de diversité, avec la méthode de combinaison par sélection, si on augmente le nombre de branches du système. Le gain de diversité est pris pour un niveau de probabilité $P(\gamma < x) = 1\%$. La figure 34 montre par exemple que l'on peut passer d'un DG de 10 dB pour un système à 2 antennes à 13 dB pour un système à 3 antennes.

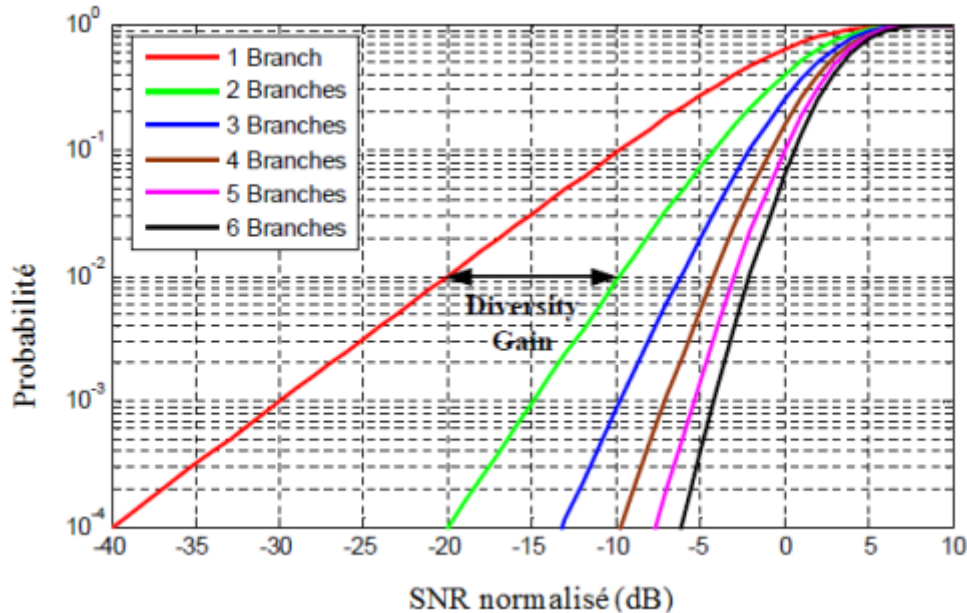


Figure 35 : Représentation de la fonction de densité cumulative et Estimation du gain de diversité.

Le gain de diversité réaliste d'un système (DSG) doit également prendre en compte l'efficacité totale de chaque antenne. Ceci du fait que les performances de chaque antenne peuvent être affectées par différentes pertes diminuant ainsi leur efficacité. Dans un système où les antennes sont identiques, le DSG est défini par :

$$DSG = GD \cdot \eta_{tot} \quad \text{III.8}$$

Corrélation

Une des conditions pour obtenir une bonne diversité consiste à avoir une corrélation faible entre les signaux reçus, sur les différentes antennes du système. La corrélation entre deux signaux reçus peut être décrite par le coefficient de corrélation complexe ou par l'enveloppe de corrélation. Différentes limites supérieures ont été considérées par diverses études. Dans [10], il est considéré que la valeur 0,5 est une limite supérieure acceptable pour l'enveloppe de corrélation. Dans [21], la valeur 0,7 est définie comme étant la limite supérieure pour le coefficient de corrélation complexe. Pour calculer le coefficient de corrélation, les amplitudes instantanées et les phases relatives des différents signaux sont utilisées. L'enveloppe de corrélation ρ_e qui est une

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

valeur réelle est égale au module au carré du coefficient de corrélation complexe, elle est donnée par l'expression suivante :

$$\rho_e \approx |\rho_c|^2 \quad \text{III. 9}$$

Pour évaluer la corrélation entre deux antennes, le coefficient de corrélation complexe peut être évalué avec les diagrammes de rayonnements. Il est exprimé par l'expression :

$$\rho_e = \frac{\oint \left(XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \right)^2}{\oint \left(XPR \cdot G_{\theta 1}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 1}(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \cdot \oint \left(XPR \cdot G_{\theta 2}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 2}(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega} \quad \text{III.10}$$

Où :

$G_{\theta i}(\Omega) = E_{\theta i}(\Omega) E_{\theta j}^*(\Omega)$, avec $E_{\theta i}(\Omega)$ et $E_{\theta j}(\Omega)$ sont les champs complexes polarisés en θ des antennes i et j , ($i, j=1,2$ et $i \neq j$)

$G_{\phi 1}(\Omega) = E_{\phi i}(\Omega) E_{\phi j}^*(\Omega)$, avec $E_{\phi i}(\Omega)$ et $E_{\phi j}(\Omega)$ sont les champs complexes polarisés en ϕ des i et j

$P_{\theta}(\Omega)$ et $P_{\phi}(\Omega)$ représentent les spectres de puissance respectivement en élévation et en azimut qui déterminent la distribution des signaux dans l'environnement de propagation.

$$\Omega = \{(\theta, \phi); 0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \phi \leq 2\pi\}$$

XPR représente la discrimination de polarisation croisée, définie comme étant le rapport de la puissance verticale instantanée sur la puissance horizontale instantanée dans l'environnement soit en linéaire :

$$XPR = \frac{P_V}{P_H}$$

Une autre approche, plus simple, pour calculer l'enveloppe de corrélation avec les paramètres S_{ij} des antennes du système est présentée dans . Il montre, dans un environnement multi trajets isotrope, que l'enveloppe du coefficient de corrélation peut être calculée avec les paramètres S_{ij} . Cette approche demande que certaines conditions soient respectées :

quand l'une des antennes est alimentée, l'autre est chargée par une impédance de 50Ω
le système d'antenne doit être une structure sans pertes

L'expression de l'enveloppe de corrélation est donnée par :

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

Dans la simulation, lorsqu'une antenne est excitée, l'autre est chargée par une impédance de 50 Ohm. La discussion précédente sur le gain de diversité suppose que les différents signaux reçus sur chaque branche soient indépendants, c'est-à-dire la corrélation entre eux est nulle. Cependant dans le cas des petits objets communicants cela est difficile à garantir du fait de l'espace réduit entre les antennes. Si le coefficient de corrélation est non nul ($\rho_e > 0$), alors le gain de diversité diminue.

Dans [SCBS95], l'analyse de l'effet de la corrélation sur le gain de diversité montre que dans le cas où le $\rho_e \leq 0,7$ la dégradation du gain de diversité en fonction de l'enveloppe de corrélation est donné par le facteur de dégradation DF défini par [22] :

$$DF = \sqrt{1 - \rho_e} \quad \text{III.12}$$

III.2.6 BPR et MEG

Un autre paramètre très important pour avoir une bonne diversité est que les niveaux de puissance des signaux des différentes antennes du système de diversité ne doivent pas être largement différents. Il faut en effet que chaque antenne reçoive des signaux avec sensiblement la même puissance pour que chaque antenne participe de façon égale à améliorer la reconstruction du signal émis. Pour illustrer cela, on définit le rapport entre les niveaux de puissance de deux antennes, noté k , par l'expression suivante :

$$k = \frac{P_{min}}{P_{max}} \quad \text{III.13}$$

Où P_{min} , en Watts, est la puissance reçue sur l'une des antennes ayant le plus faible niveau et P_{max} la puissance reçue sur l'une des antennes ayant le plus fort niveau. Une méthode alternative pour calculer le BPR (Branch Power Ratio), k , de deux antennes d'un système de diversité est tirée des gains effectifs moyens MEG (Mean Effective Gain) des antennes comme suit :

$$k = \min\left(\frac{MEG_1}{MEG_2}, \frac{MEG_2}{MEG_1}\right) \quad \text{III.14}$$

CHAPITRE III : Diversité et MIMO

Le gain effectif moyen a été proposé par Taga comme une quantité pour prendre en compte le comportement aléatoire du champ entrant causé par la complexité de l'environnement. Le gain effectif moyen est le gain moyen d'une antenne dans un environnement mobile. Il est défini dans comme étant le rapport entre la puissance moyenne reçue par une antenne sur un chemin aléatoire P_{rec} et la puissance incidente totale ($P_H + P_V$).

C'est une caractéristique incluant le diagramme de rayonnement, l'efficacité de l'antenne et les effets de propagations. Taga propose l'équation suivante pour définir le gain effectif moyen.

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{XPR}{XPR + 1} G_{\theta}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + \frac{1}{XPR} G_{\phi}(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \quad \text{III.15}$$

$G_{\theta}(\Omega)$ et $G_{\phi}(\Omega)$ sont les gains de l'antenne respectivement en θ et ϕ $P_{\theta}(\Omega)$ et $P_{\phi}(\Omega)$ sont les mêmes spectres de puissance que dans l'équation (3.7).

Le MEG doit être proche de 1 pour assurer un bon gain de diversité.

III.3 Les Systèmes MIMO

Les systèmes MIMO sont basés sur une multiplication d'antennes à la fois en émission et en réception à la différence des systèmes SISO (une antenne à chaque extrémité du lien RF), SIMO (une antenne à l'émission plusieurs antennes en réception) et MISO (plusieurs antennes à l'émission, une antenne en réception). Les concepteurs d'antennes éprouvent généralement une difficulté à multiplier le nombre d'antennes miniatures dans des terminaux ou dans des objets de taille réduite. La proximité de ces structures nuit à leurs performances à cause du couplage mutuel entre les différents éléments rayonnants. Dans le but de minimiser ce phénomène de couplage, un nombre important de solutions ont été apportées [28]. Il en ressort que les éléments rayonnants doivent être séparés d'au moins d'une demi-longueur d'onde et que leur emplacement, leur géométrie, leur diagramme de rayonnement, ... doivent être considérés comme autant de paramètres essentiels.

III.3.1 Intérêt Des Systèmes MIMO

Dans les systèmes conventionnels, il y a une antenne en émission et une antenne en réception. Ces systèmes sont appelés systèmes SISO (Single Input Single Output). Ils souffrent d'un goulot d'étranglement en termes de capacité de canal selon les critères de Shannon et Nyquist [23]. Or, de plus en plus de services dans les nouveaux et futurs systèmes de communications sans fil demandent plus de débit de transmission de données. Face à cette demande, les concepteurs des systèmes de communications sans fil se mettent en face d'un grand nombre de défis. Pour satisfaire la demande en débit de transmission, plusieurs voies ont été explorées : l'augmentation de la bande passante et des niveaux de puissance de transmission. Ces méthodes se heurtent à la limitation du spectre de fréquences disponibles et la variation dans le temps et dans l'espace de l'environnement de propagation. Les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output), des systèmes de communications sans fil avec des antennes multiples aux deux extrémités de la liaison (Figure 36) sont apparus comme la technologie la plus prometteuse dans ces cas. Ils permettent d'augmenter la capacité du canal considérablement, sans pour autant augmenter la puissance de transmission ni la bande passante et exploitent ainsi la technique de diversité spatiale décrite précédemment comme une technique qui permet de lutter contre les effets du canal multi trajets. Les systèmes MIMO résultent de l'utilisation d'une nouvelle dimension, la dimension spatiale qui vient comme un complément à la dimension « temps » qui est par défaut celle des systèmes de communications numériques [24]. Les systèmes MIMO sont aussi appelés systèmes sans fil spatio-temporel.

Dans un système MIMO avec N_t antennes en émissions et N_r antennes en réception, en supposant que les $N_t \times N_r$ canaux sont indépendants et suivent une distribution identique, il est démontré que la capacité du canal peut être multipliée par $\min(N_t, N_r)$ en comparaison à un système SISO .

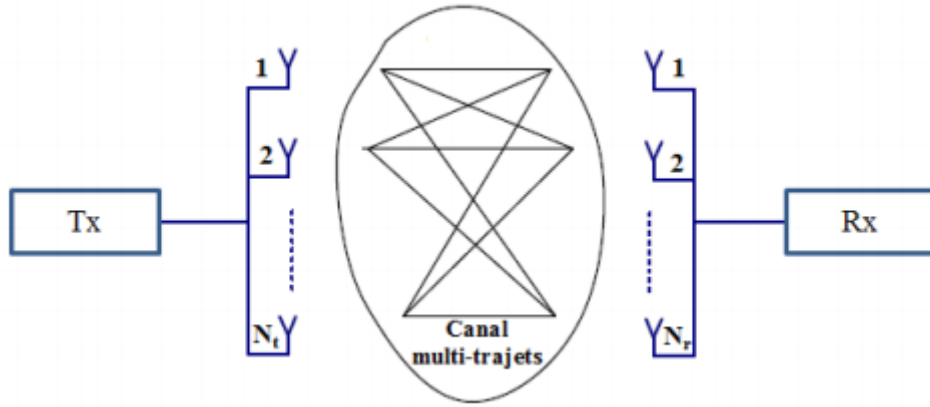


Figure 36 : Système MIMO avec N_t antennes en émission et N_r antennes en réception

Cependant, les systèmes MIMO ont une exigence qui peut être un problème quand on décide de l'implémentation réaliste dans des dispositifs de petites tailles. En fait, son implémentation en LTE implique que plusieurs antennes doivent être montées dans un espace très confiné. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes dans un petit objet communicant tout en gardant un haut niveau de performances n'est pas aisée. En effet, l'espace limité entre les différentes antennes provoque tout naturellement un fort couplage mutuel et une faible isolation, ce qui entraîne comme conséquences une forte corrélation et une diminution de la capacité du canal.

III.3.2 Modèle du Canal MIMO

La figure 36 montre l'environnement d'un système MIMO. Au niveau de l'émetteur, après codage et modulation de l'information, les flux de données sont envoyés aux N_t antennes d'émission. De ces antennes les signaux sont envoyés à travers le canal de propagation radio. Le système peut être représenté par le modèle matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ \vdots \\ e_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad \text{III.16}$$

Ou simplement :

$$s(t) = H(t).e(t) + n(t) \quad \text{III.17}$$

Avec $e(t)$ le vecteur de signaux d'émission de taille N_t , $s(t)$ le vecteur de signaux de réception de taille N_r , $n(t)$ le vecteur bruit de taille N_r et $H(t)$ est la matrice complexe $N_r \times N_t$ des coefficients du canal h_{ij} représentant le gain de l'antenne d'émission j à l'antenne de réception i .

Une des motivations de l'utilisation des systèmes MIMO est la possibilité de réaliser des sous-canaux orthogonaux entre les émetteurs et les récepteurs à travers un environnement de diffusion et par conséquent augmenter la capacité du canal. Selon le niveau de corrélation entre les coefficients de la matrice du canal MIMO, différentes techniques peuvent être utilisées. Pour des corrélations faibles, les techniques de diversités peuvent être utilisées pour exploiter le canal de propagation. Dans le cas d'une forte corrélation la technique de « beamforming » est utilisée . Les techniques de diversité et de multiplexage spatial peuvent être conjointement appliquées pour une meilleure exploitation du canal MIMO.

III.3.3 Capacité du Canal

Dans [25], les auteurs montrent que la capacité du système MIMO croit linéairement avec la valeur minimale du nombre d'antennes en émission et en réception. Dans ces travaux la capacité du canal MIMO est définie par l'expression suivante:

$$c = \log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} H H^* \right) \right] \quad \text{bits/ s /Hz}$$

I_{N_r} étant la matrice identité de dimension N_r , γ le SNR au niveau du récepteur.

Comme dans le cas SISO, la matrice de canal est considérée comme normalisée c'est-à-dire que les éléments de H (qui est la matrice complexe du canal MIMO) ont une variance unitaire.

Ainsi pour des SNR élevé, il peut être vérifié que l'augmentation de la capacité du canal en fonction du SNR est linéaire par rapport au facteur $\min(N_t, N_r)$.

La figure 37 montre la variation de la capacité du canal en fonction de différentes valeurs de N_t , N_r et du SNR. On considère ici un environnement à évanouissement de Rayleigh plat et une corrélation nulle entre les coefficients de transmission dans le canal.

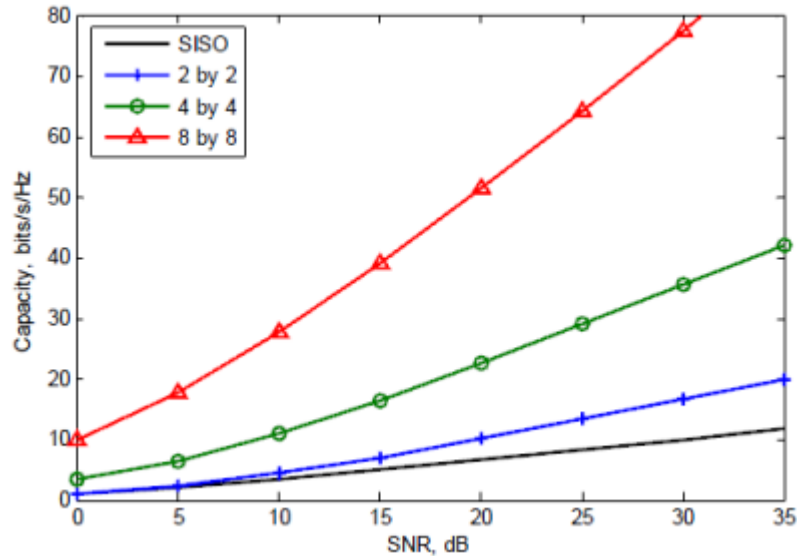


Figure 37 : Comparaison de la capacité du canal pour des systèmes SISO et MIMO

III.3.4 Le Multiplexage Spatial

Le multiplexage spatial est une technique utilisée pour maximiser le débit de transmission de données. Le multiplexage spatial consiste en un schéma de multiplexage des signaux où les flux indépendants de données sont transmis sur des canaux parallèles de chaque élément du réseau d'antenne avec un SNR donné [17]. Il consiste à émettre simultanément N_t .

symboles de modulation sur N_t antennes d'émission sans codage espace-temps de ces symboles. Ainsi, le multiplexage spatial améliore la capacité du canal avec le nombre d'antenne en émission et en réception. Dans un système MIMO idéal, le maximum de canaux parallèles que l'on peut avoir est égal à $\min(N_t, N_r)$. Ainsi le premier schéma de multiplexage spatial est appelé BLAST (Bell labs Layered Space-Time).

Le multiplexage spatial peut améliorer considérablement l'efficacité spectrale, mais le niveau d'erreurs important dû au manque de diversité d'antenne peut diminuer le débit de données à la réception particulièrement lorsque les SNR sont bas. Le multiplexage spatial ne fonctionne pas bien dans un environnement à faible SNR car le récepteur a des difficultés à identifier les signaux non corrélés [26]. Des recherches ont été menées sur la création et l'évaluation de concepts de multiplexage spatial, comme la combinaison avec d'autres techniques. Dans [27], les auteurs ont proposé la combinaison du multiplexage spatial avec la technique de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Cette technique nécessite la connaissance du canal au niveau du récepteur et la performance peut être améliorée à nouveau quand la connaissance de la réponse du canal est disponible au niveau de l'émetteur.

III.3.5 Codage Spatio-temporel

Les codages spatio-temporels consistent à introduire une corrélation spatiale et temporelle entre les signaux qui sont transmis par les différentes antennes de manière intelligente pour augmenter le gain de diversité et fournir un codage afin de minimiser les erreurs en réception. Le codage spatio-temporel a généré une large quantité de recherches ces dernières années. Cette technique est conçue spécialement pour l'utilisation d'antennes multiples en émission. Il permet d'améliorer la performance du système par l'exploitation des antennes multiples pour le gain de diversité plutôt que pour le gain de multiplexage spatial des flux de données parallèles. Il ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal radio.

La différence avec le multiplexage spatial est que le codage spatio-temporel prend un seul flux de données pour le coder dans le temps et dans l'espace pour produire des flux de symboles pour chaque antenne d'émission. Le codage spatial est utilisable dans le cas où le canal n'est pas connu à l'émission. Les principes des techniques de multiplexage spatial et de codage spatio-temporel sont présentés dans la figure 38.

Il est à noter que le codage spatio-temporel ne permet pas d'augmenter la capacité du canal linéairement avec le nombre d'antennes utilisées. Cependant, il permet de maximiser la portée et la couverture radio en améliorant la qualité de transmission.

Les travaux démontrent l'efficacité de la combinaison du multiplexage spatial et du codage spatio-temporel. Cette méthode montre que pour améliorer la portée et la capacité, une implémentation du MIMO nécessite à la fois du multiplexage spatial et du codage spatio-temporel.

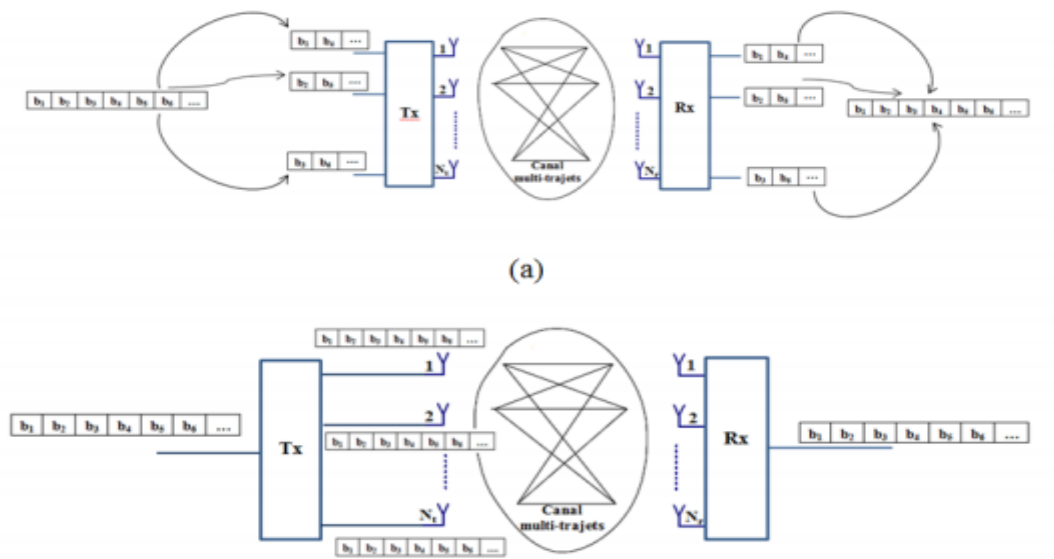


Figure 38 : Principe du multiplexage spatial en (a) et du codage spatio-temporel en (b)

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre La diversité d'antennes a été choisie comme une des solutions pour lutter contre les évanouissements profonds dans le but d'avoir un meilleur SNR à la sortie du combineur. De plus, il a été démontré que cela peut améliorer la capacité de transmission des informations. D'autre part, plusieurs paramètres de diversité ont été cités dans le but d'évaluer les performances des systèmes à diversité.

Ensuite, il a été montré que les systèmes MIMO peuvent augmenter significativement la capacité du canal sans augmenter la bande passante et la puissance de transmission dans le cas des systèmes SISO. Les deux méthodes exploitant les canaux MIMO, le multiplexage spatial et le codage spatio-temporel, ont été présentées.

Dans le chapitre qui suit nous présenterons la Conception de systèmes multi-antennes à base d'antennes PIFA.

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

IV.1 Les Antennes PIFA

IV.1.1 Introduction

Dans Ces dernières années, le développement de la téléphonie mobile a connu une croissance rapide, de nouvelles bandes ont été ajoutées, et le marché demande des petits téléphones mobiles avec plus de services, ce qui exige l'utilisation des antennes miniatures, multi-bandes et qui minimisent les risques de rayonnement parasite vers le corps humain.

Les antennes PIFA (Planar Inverted F Antenna) sont aujourd'hui les plus utilisées dans la téléphonie mobile, grâce à leur structure simple et flexible, leur volume réduit, leur faible cout de fabrication, leur facilité d'intégration, ainsi que leurs taux SAR réduit. Cependant leur inconvénient majeur est d'avoir une bande passante étroite.

Le but de ce chapitre est la contribution à la conception des antennes PIFA. En utilisant le logiciel de simulation HFSS, on va étudier l'influence des paramètres géométriques de cette antenne sur la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion, la bande passante, le gain, la directivité, l'efficacité, ainsi que sur la forme du diagramme de rayonnement.

IV.1.2 Définition des Antennes PIFA

L'antenne quart d'onde présente des dimensions réduites par rapport a l'antenne demi-onde. La diminution de la taille est réalisée par un court-circuit place le long de la ligne ou le champ électrique entre le pave rayonnant et le plan de masse est nul pour le mode fondamental de l'antenne imprimée.

L'antenne PIFA est obtenue par une réduction de la largeur du court-circuit plan de l'antenne quart d'onde. Cette antenne présente donc des dimensions inferieures a celles de l'antenne quart d'onde. La largeur du pave rayonnant permet d'ajuster la Fréquence de résonance ainsi que la forme du diagramme de rayonnement.

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

Dans les applications telles que les systèmes mobiles, le plan de masse de ce type d'antenne est considérablement réduit ce qui pour effet de rendre le diagramme de rayonnement plus omnidirectionnel.

IV.1.3 Les Variation de Conception pour Cette Antenne

Les variations de conception pour l'antenne pifa sont : la taille, la longueur, la longueur du plat supérieur, la longueur et l'endroit du plat de court-circuit, la position de fil d'aimantation.

Le plan de court-circuit des types habituels de PIFA est une bonne méthode pour réduire la taille d'antenne, mais à comme conséquence une réduction de la largeur de bande d'impédance.

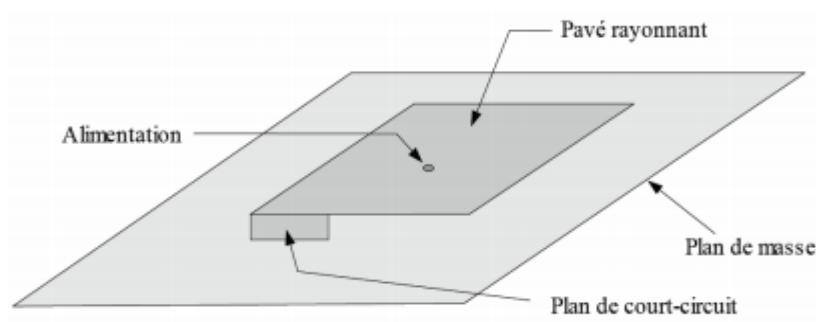


Figure 39: Configuration de l'antenne PIFA (pavé rayonnant suspendu dans l'air) [14].

Les antennes PIFA sont constituées d'un Plan de masse, Plan de court-circuit, Pavé rayonnant et l'alimentation.

Dans les applications telles que les systèmes mobiles, le plan de masse de ce type d'antenne est considérablement réduit, ce qui pour effet de rendre le diagramme de rayonnement plus omnidirectionnel.

L'antenne PIFA est sensible aux polarisations horizontale et verticale, ce qui peut être exploité avantageusement dans un récepteur portable, notamment en milieu urbain, où le couplage en polarisation croisée est important. En pratique, la bande passante d'une antenne PIFA montée sur un récepteur portable est plus large que celle de la même antenne sur un plan de masse et un substrat plus étendu.

IV.1.4 Des Exemples D'antennes PIFA Présentés Dans des Téléphones Portables

Une antenne miniature pouvant être intégrée à un terminal de téléphonie mobile et couvrant les normes GSM, DCS, PCS et UMTS est présentée. Cette antenne quart-d'onde combine plusieurs techniques, à savoir l'utilisation de fentes, d'éléments parasites, court circuits et de chargements capacitifs.



Figure 40: Exemples d'antennes PIFA présentés dans des téléphones portables [14].

IV.1.5 Les Types des Antennes PIFA

Il existe deux types des antennes PIFA sont :

IV.1.5.1 Les Antennes PIFA Multi -Bande

C'est une antenne qui fonctionne dans deux ou plusieurs bandes de fréquence, qui se traduit par une adaptation de l'antenne pour toutes les fréquences. Cette adaptation est définie par le coefficient de réflexion ou un taux de réflexion stationnaire à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée. Leur intérêt c'est l'utilisation des éléments rayonnants indépendants pour chaque bande.

IV.1.5.1.1 Avantages et Inconvénients

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

Les avantages ainsi que les inconvénients de l'utilisation du concept d'antennes PIFA avec les techniques d'obtention du comportement multi-bande pour l'obtention d'antennes multi-bandes sont donnés dans le tableau.

Avantages	Inconvénients
-forte sélectivité. -Porte de traitement simplifier. -Profils simples. -Miniature (compacte).	-Manque de règle de conception ou dimensionnement pour l'aspect multi bande. -Faible bandes passantes. -Fabrication relativement difficile et coûteuse. -Polarisation des ondes et rayonnement difficilement maitrisables. -faible maitrise des rapports de fréquence de fonctionnement. -nombre de bande à couvrir limité. -plus sensible aux erreurs de fabrication.

Tab.1: Points forts et faibles des antennes de type PIFA.

IV.1.5.1.2 Les antennes PIFA Bi –bandes

C'est une antenne qui assure un bon fonctionnement au coin de plan de masse. Elles sont mise en œuvre dans le but de satisfaire l'utilisateur qui demande une combinaison d'application sur le même appareil [30].

IV.1.5.1.3 Avantages et Inconvénients

Les avantages ainsi que les inconvénients de l'utilisation du concept d'antennes PIFA avec les techniques d'obtention du comportement large bande sont données dans le tableau :

Avantages	Inconvénients
-Conception relativement facile. -Moins sensible aux erreurs de fabrication. -L'antenne peut être également utilisée pour d'autres applications contenues dans la bi-bande. -Couverte	-Adaptation d'impédance souvent. -délicate dans toute la largeur de la bande. -Post traitement nécessaire pour séparer les bandes. -Bi- bande limitée. -Faible directivité

Tab.2:Points forts et faibles des antennes de type PIFA bi -bande.

IV.1.6 Caractéristiques radioélectriques d'antenne PIFA

IV.1.6.1 Distribution de champ électrique

La composante dominante du champ électrique E_z est égale à zéro au plat de court-circuit tandis que l'intensité de ce champ au bord opposé de l'élément planaire est sensiblement grande.

Pour les champs E_x et E_y l'élément pointue, qui correspond à la source d'alimentation. Signifie que la ligne électrique de la force est dirigée de la source d'alimentation vers le plan de masse.

Quand la largeur du plat de court-circuit est plus étroite que l'élément planaire, le début de champ électrique E_x et E_y se produisant à tous les bords de l'élément planaire.

Ces champs marginaux sont les sources de rayonnement dans PIFA.

IV.1.6.2 Distribution du courant

PIFA a des écoulements de courant très grands sur la face inférieure de l'élément planaire et du plan de masse comparés au champ sur la surface supérieure de l'élément. En raison de ce comportement, l'antenne PIFA est le meilleur candidat quand on parle de l'influence des objets externes qui affectent les caractéristiques de l'antenne.

La distribution de courant de l'antenne PIFA change avec les différentes largeurs du plan de court-circuit ; elle est maximale près du fil de court-circuit et diminue lorsque l'on s'éloigne de lui [4].

IV.1.7 Les performances de l'antenne PIFA

Elles sont exprimées en fonction des paramètres suivants : la forme géométrique du plateau rayonnant l et W , la hauteur du plateau rayonnant H , l'emplacement et la structure du système d'alimentation, l'emplacement et la taille de la languette de court circuit (w) et le matériau utilisé comme support pour l'élément rayonnant.

IV.1.8 L'influence des paramètres géométrique de l'antenne PIFA

L'influence des paramètres géométriques sur les performances de l'antenne PIFA est primordiale. Afin d'optimiser l'antenne PIFA pour une application donnée, on joue sur sa géométrie pour agir sur la bande passante, sur la fréquence de résonance, le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée ou le gain.

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

Plus la hauteur H est élevée et plus la bande passante est large et la fréquence de résonance est plus faible.

Plus le rapport $(w/W) < 1$ est élevé, plus la fréquence de résonance est élevée pour une bande passante plus large.

Plus le rapport w/L est grand et plus la fréquence de résonance est faible avec une bande passante plus large.

L'emplacement du point d'alimentation, la largeur de la languette de court circuit ainsi que celle du plan de masse contrôlent les caractéristiques de rayonnement et de polarisation de l'antenne [5].

IV.1.9 L'influence du plan de masse sur l'antenne

La forme, la taille et les caractéristiques du plan de masse sont des facteurs très importants qui influent sur les performances de l'antenne.

IV.1.9.1 La forme

La forme du plan de masse où est installée l'antenne pifa doit être prise en compte. Etant utilisée dans les systèmes sans fils, une antenne pifa peut avoir des formes courbées ce qui affecte considérablement l'impédance d'entrée et le rayonnement.

IV.1.9.2 La taille

La taille du plan de masse a une grande influence sur la fréquence de résonance et sur le diagramme de rayonnement notamment pour une antenne pifa implémentée dans des appareils portables tels que les combinés et les assistants numériques personnels où le plan de masse est inférieur ou comparable à la longueur d'onde.

IV.1.9.3 L'influence de la languette de court- circuit

Au niveau de rayonnement, les antennes possédant des court- circuits présentant une sensibilité aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale car celles-ci sont composées d'éléments (le pavé et les court- circuits) rayonnant suivant les deux types de polarisation coexistant en milieu urbain [6].



Figure 41: trajet de courants surfaciques d'une pifa avec une languette de court circuit

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

IV.1.9.3.1 La languette de court -circuit

Lorsque la longueur du plan de court circuit est égale à la largeur du résonateur, le trajet des courants à surface de l'élément rayonnant s'effectue de façon rectiligne et donc, la fréquence de résonance fondamentale d'une telle antenne c'est :

$$f_r = \frac{c}{4(h + l)} \quad \text{IV. 1}$$

Avec :

f_r : la fréquence approximée de fonctionnement de l'antenne

c : la vitesse de la lumière en espace libre

l : la longueur de l'antenne

h : la hauteur de l'antenne.

Si le plans de court circuit est placé dans le coin du résonateur et sa largeur tend vers zéro les trajets des courant sont incurvés et légèrement plus longs que dans le cas précédent. Dans ce cas la fréquence de résonance d'une antenne est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{4(h + w + l)} \quad \text{IV. 2}$$

f_r : la fréquence approximée de fonctionnement de l'antenne

c : la vitesse de la lumière en espace libre

l : la longueur de l'antenne

h : la hauteur de l'antenne

w : la largeur de la languette de court-circuit.

IV.2 Conception PIFA fonctionnant dans la bande UMTS

IV.2.1 Simulation par HFSS

HFSS est un outil commercial performant qui fait la simulation en 3D du champ électromagnétique d'une structure arbitraire. Il intègre la simulation, la visualisation, la modélisation des solides, et l'automatisation dans un environnement facile à utiliser et où les solutions des problèmes EM 3D sont obtenues rapidement et avec précision. Il emploie la méthode des éléments finis (FEM). Ansoft HFSS peut être utilisé pour calculer différents paramètres tels que les paramètres S, la fréquence de résonance, et les champs électrique et magnétique en champ proche comme en champ lointain.

Qu'est ce que HFSS nous donne ? Il donne :

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

Prototypes virtuel et rapide, Structures Arbitraire en 3D, Plusieurs ports / Modes multiples, Supporte tous les matériaux micro-ondes, Calcule des paramètres S, Y, Z.

IV.2.2 Modélisation par HFSS

a) Conception d'une antenne PIFA fonctionnant autour de 2 GHz :

L'antenne PIFA est conçue séparément sur un plan de masse de 100x40 mm² (figure 42). Elle est fabriquée à partir d'une plaque métallique alimentée par une sonde coaxiale, elle-même connectée à un SMA. Pour avoir une antenne quart-d'onde, ces éléments sont reliés au plan de masse par une languette métallique de largeur 1 mm. La plaque est maintenue à une hauteur de 8,5 mm et séparée du PCB par de l'air. L'antenne est positionnée sur le bord du plan de masse car traditionnellement, le milieu du téléphone est réservé aux composants électroniques. La batterie et les autres composants électroniques comme le vibreur, la caméra ou le haut parleur ne sont pas inclus dans notre modélisation.

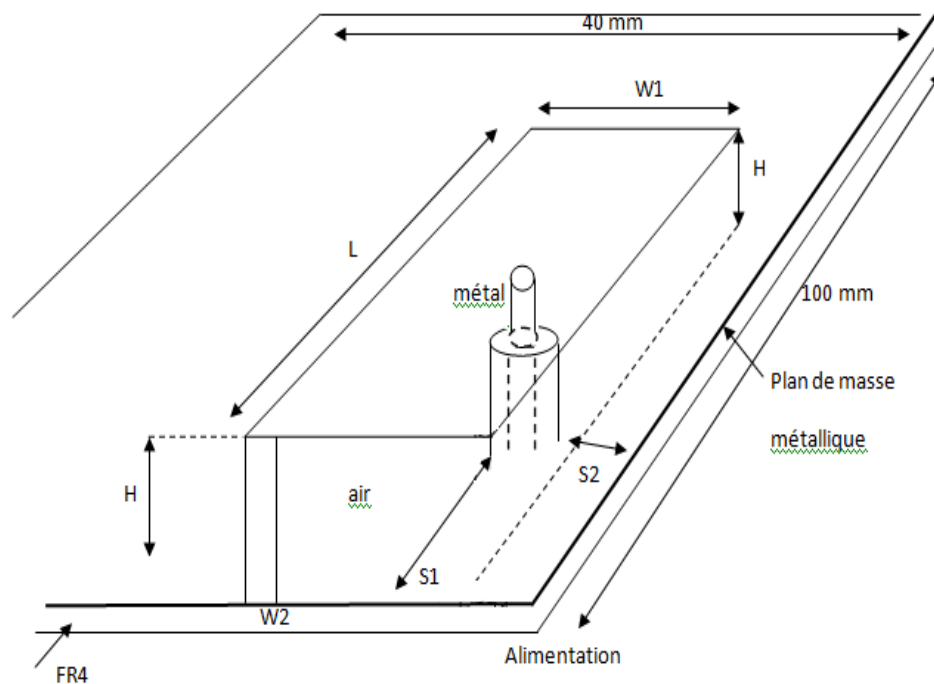


Figure 42 : Géométrie de l'antenne PIFA

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

La formule analytique de l'équation IV. 1 a été utilisée comme règle de départ pour déterminer la longueur de la PIFA quart-d'onde.

la longueur calculée à partir de cette formule analytique (28,3 mm à 2040 MHz), La largeur de PIFA aussi bien que les positions de languette de court-circuit et d'alimentation ont été optimisées à l'aide du logiciel HFSS. L'impédance de l'antenne peut aisément être adaptée à 50Ω grâce à un choix approprié de la distance qui sépare le court-circuit et l'alimentation. Les antennes finales sont de formes rectangulaires : $26,7 \times 8 \text{ mm}^2$.

La matière utilisée pour le substrat : FR4 époxy ($\epsilon_r=2.1$), avec une épaisseur de 1.6mm.

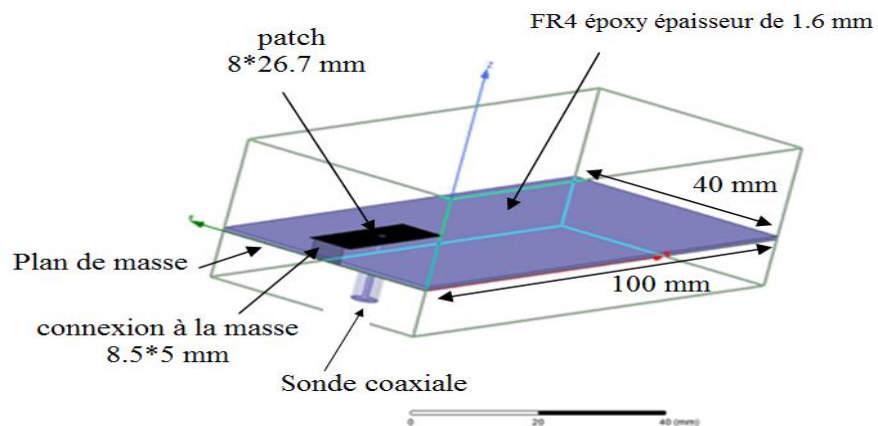


Figure 43: Vue en 3D de la PIFA

b) Résultats de simulation

Le logiciel HFSS permet d'avoir les différents paramètres qui caractérisent une antenne telle que le coefficient de réflexion S11, le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain de l'antenne.

Nous avons utilisé le HFSS afin de réduire le temps de la simulation, car pour les autres types de simulation ça peut prendre des heures, voir même des jours. Nous allons comparer les résultats obtenus avec la théorie déjà connue, afin de valider ces résultats.

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

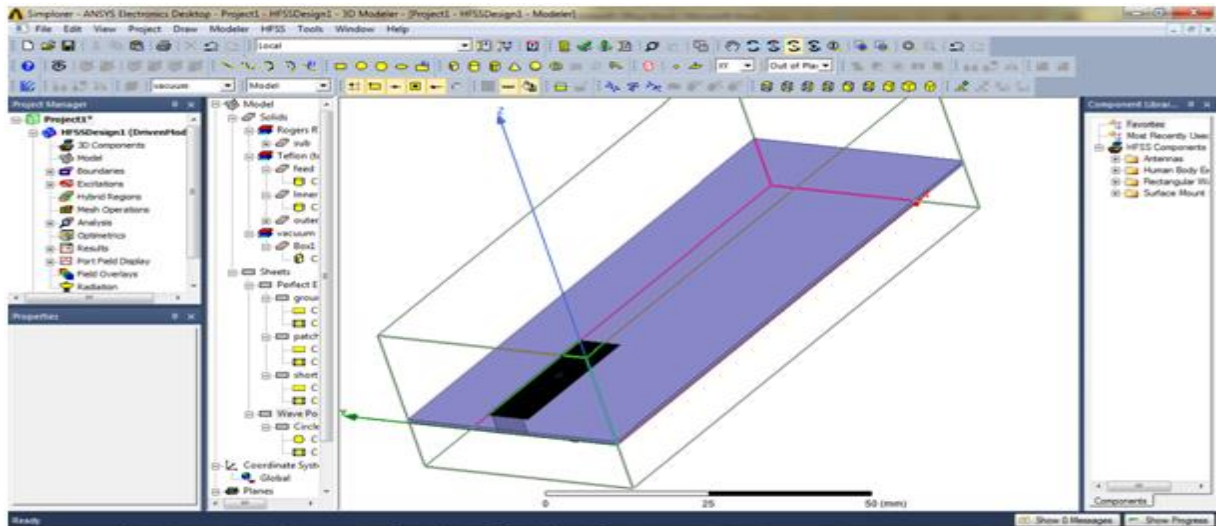


Figure 44:Schéma de l'antenne selon le simulateur

La figure (45), présente la variation du coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence.

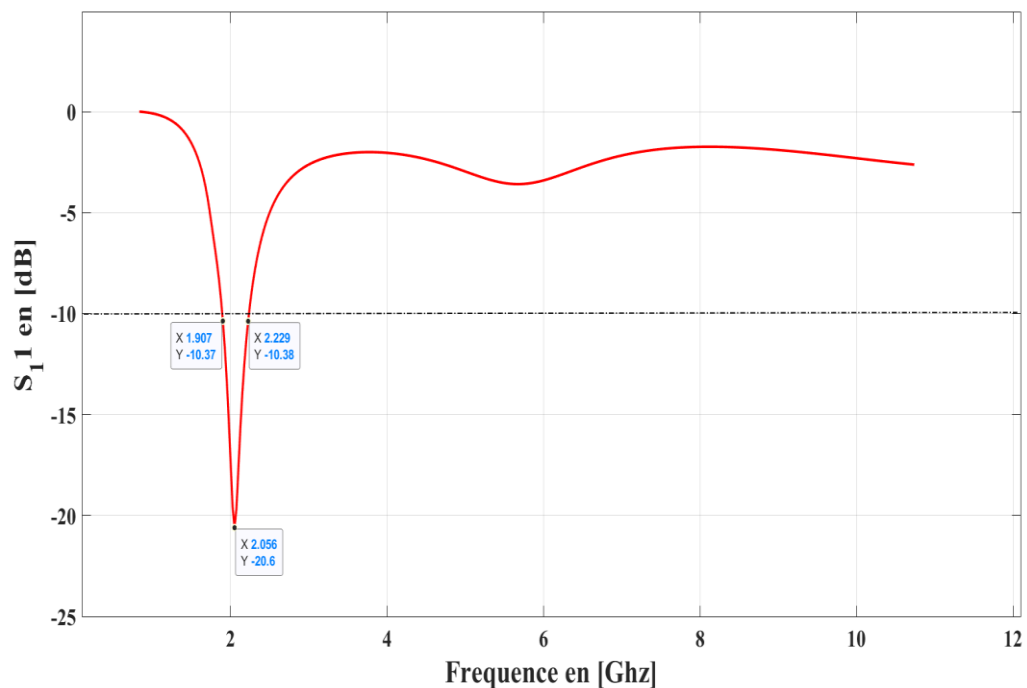


Figure 45: S_{11} en fonction de la fréquence.

Le coefficient de réflexion montré par la figure ci-dessus représente un caractère mono-bande. Le minimum de S_{11} est centré sur la fréquence 2.05GHz, la fréquence de résonance de l'antenne. On constate que sa valeur est suffisamment faible (-20.6 dB) à cette fréquence, ce qui confirme l'adaptation de l'antenne.

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

Le calcul approché de la fréquence de résonance avec la formule (IV.1) donne $f_r = 2,13$ GHz ; ce qui est en accord avec les résultats de simulation.

À partir de la Figure (42) on peut aussi déduire la bande passante on faisant la projection à -10dB ce qui nous donne une bande passante de 322 MHz (15.7%) allant de 1907 MHz à 2229 MHz . Cette bande passante permet de couvrir toute la bande S et rendre utilisable cette antenne par des applications telles que le WiFi, Zig-Bee, etc.

- **Le gain et la directivité de l'antenne :**

Une antenne est caractérisée dans l'espace par son diagramme de rayonnement donnant les champs électromagnétiques rayonnés en tout point de l'espace. À partir de ce diagramme, on peut en déduire ses caractéristiques, comme la directivité et l'angle d'ouverture.

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance totale qui alimenterait une antenne isotrope.

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope.

L'étude de rayonnement d'une antenne permet de connaître :

- La ou les directions dans lesquelles l'antenne disperse l'énergie qui lui est confiée.
- Le ou les angles que forment les lobes principaux par rapport à l'horizontale.

Le diagramme de rayonnement du gain en 3D simulé sous HFSS de l'antenne est présenté dans la figure (46).

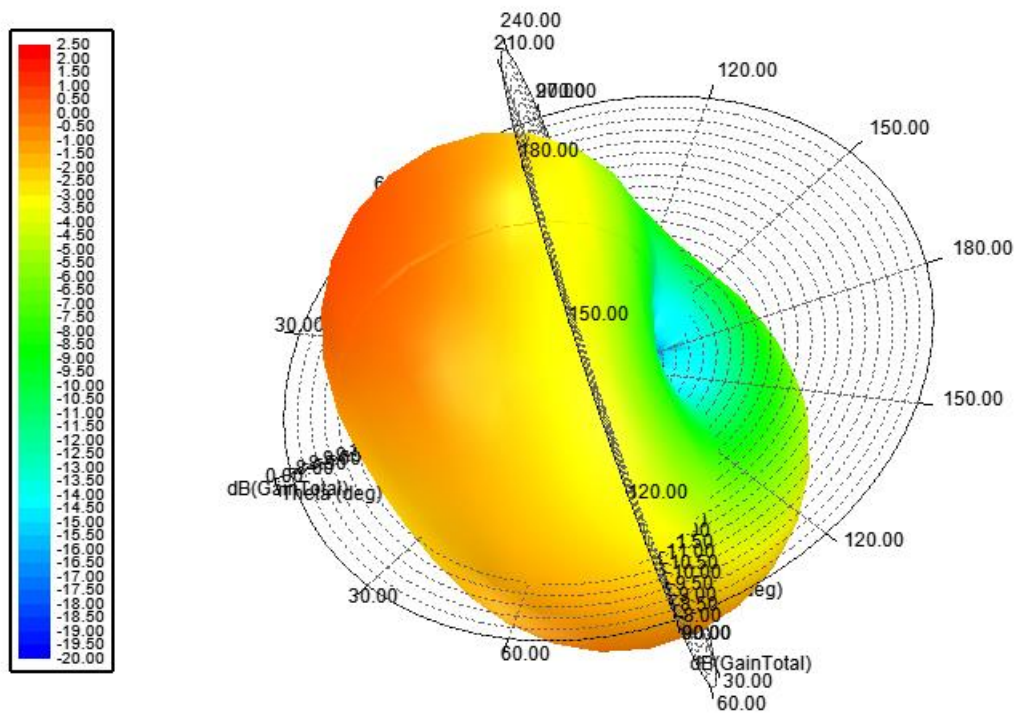


Figure 46:Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne.

La figure ci-dessus représente le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne 2.04GHz. Comme nous pouvons le voir, l'antenne émet un rayonnement circulaire par rapport à l'axe de l'antenne. Le gain est maximal au centre de l'antenne avec une valeur égale à 2.5dB. Afin de faciliter la compréhension du diagramme de rayonnement, nous présenterons les résultats en coordonnées polaires selon 2 plans.

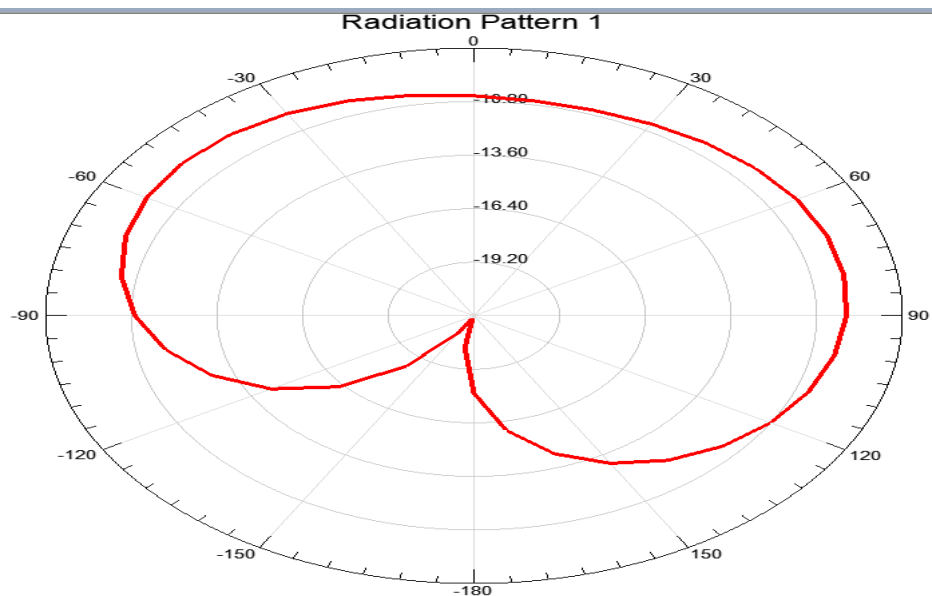


Figure 47:Diagramme de rayonnement en polaire $\phi=0^\circ$ (plan E)

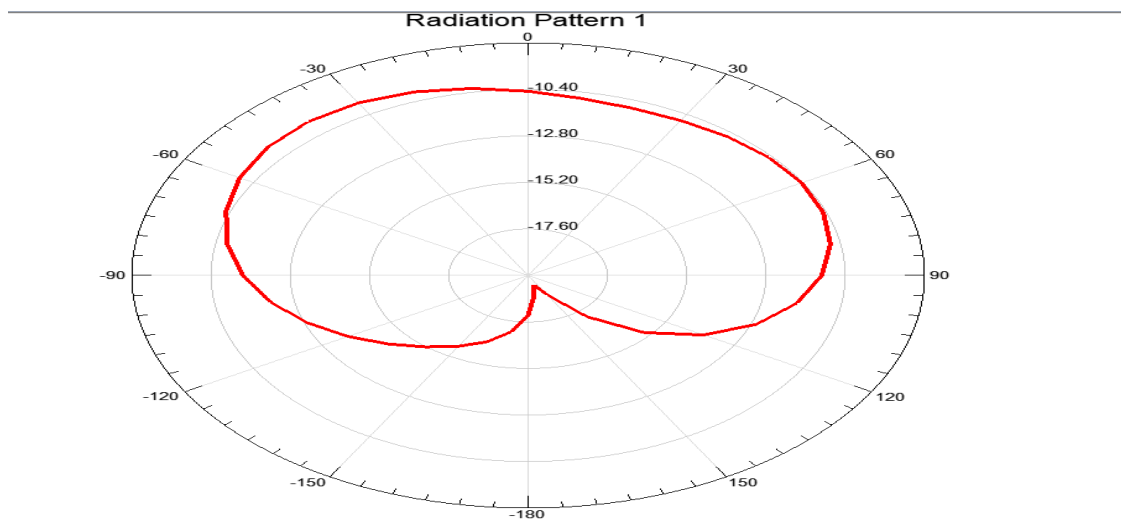


Figure 48: Diagramme de rayonnement en polaire $\phi = 90^\circ$ (palm H)

Les deux figures représentent les diagrammes de rayonnement en gain simulés de PIFA placée seule sur le PCB dans les deux plans orthogonaux $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ à leurs fréquences de résonance respectives.

D'après ces figures, nous observons que les diagrammes sont d'érigés suivant 60° .

IV.3 Conception d'un système à deux antennes PIFAs identiques pour des applications en diversité

On conçoit d'abord une première antenne PIFA. Cette antenne est positionnée sur les bords d'un plan de masse de taille $100 \times 40 \text{ mm}^2$. Elle est ensuite associée de façon symétrique avec une autre antenne identique. Le système a été optimisé en utilisant le logiciel de simulation HFSS. Chaque antenne est alimentée via une sonde coaxiale soudée au connecteur SMA. Les PIFAs sont séparées du PCB par une épaisseur d'air de 8,5 mm et fabriquées à partir de maillechort. Nous trouvons ainsi une longueur théorique de 28,3 mm à 2040 MHz. Les positions idéales de court-circuit et d'alimentation pour une bonne adaptation et une bonne bande passante ont été optimisées après une étude paramétrique sous HFSS. Les dimensions finales de la plaque sont de $27,5 \times 10 \text{ mm}^2$. Leurs deux languettes de court-circuit sont placées l'une en face de l'autre pour obtenir la meilleure isolation possible et espacées de 18 mm soit $0,12 \lambda_0$ à 2 GHz (Figure 49).

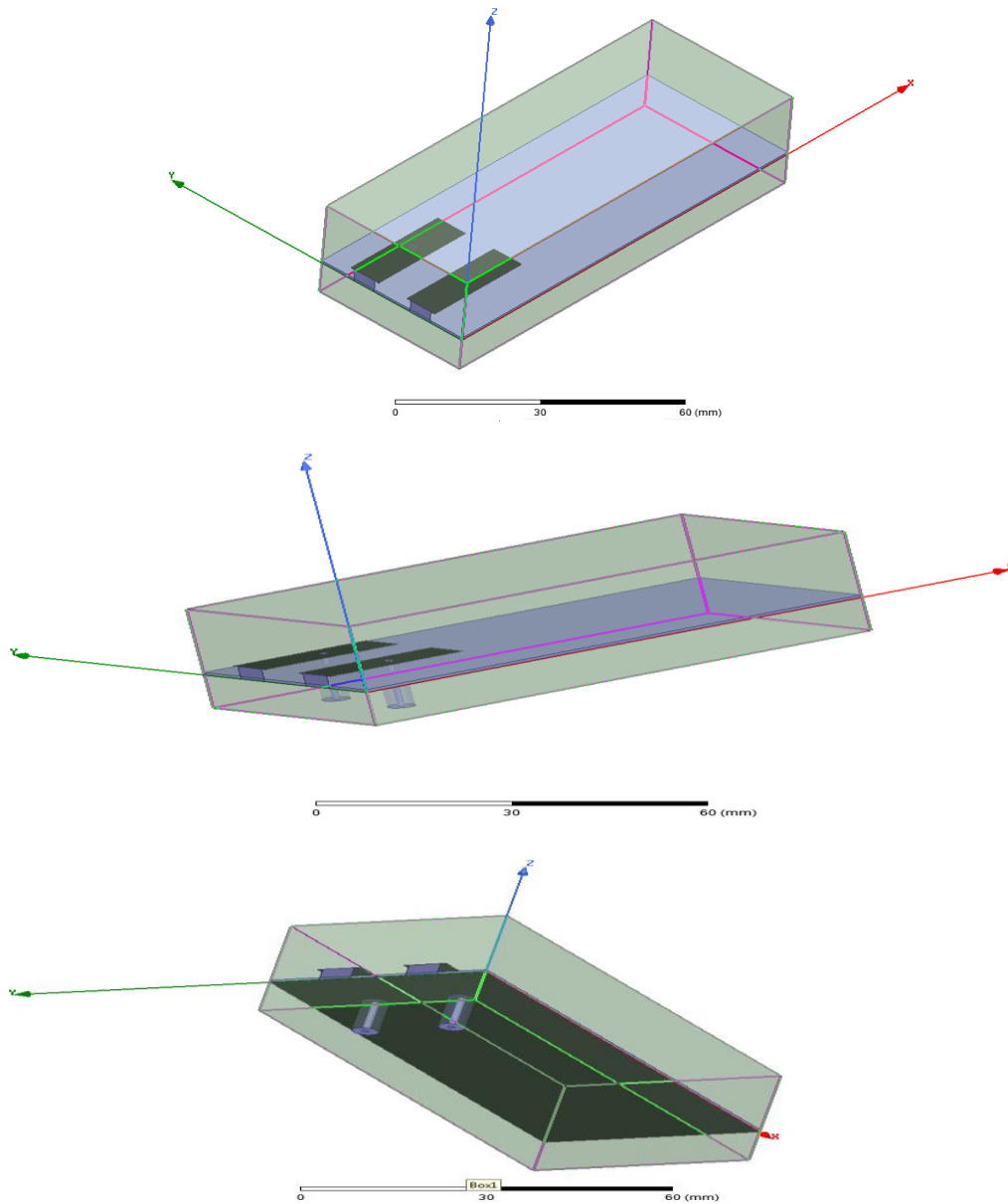


Figure 49: Vue en 3D de la PIF

Résultats de simulation

Le logiciel HFSS permet d'avoir les différents paramètres qui caractérisent les deux antennes telle que les coefficients de réflexion S_{11} , S_{22} et les coefficients de transmission S_{21} et S_{12} , les diagrammes de rayonnement, la directivité et le gain des deux antennes.

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

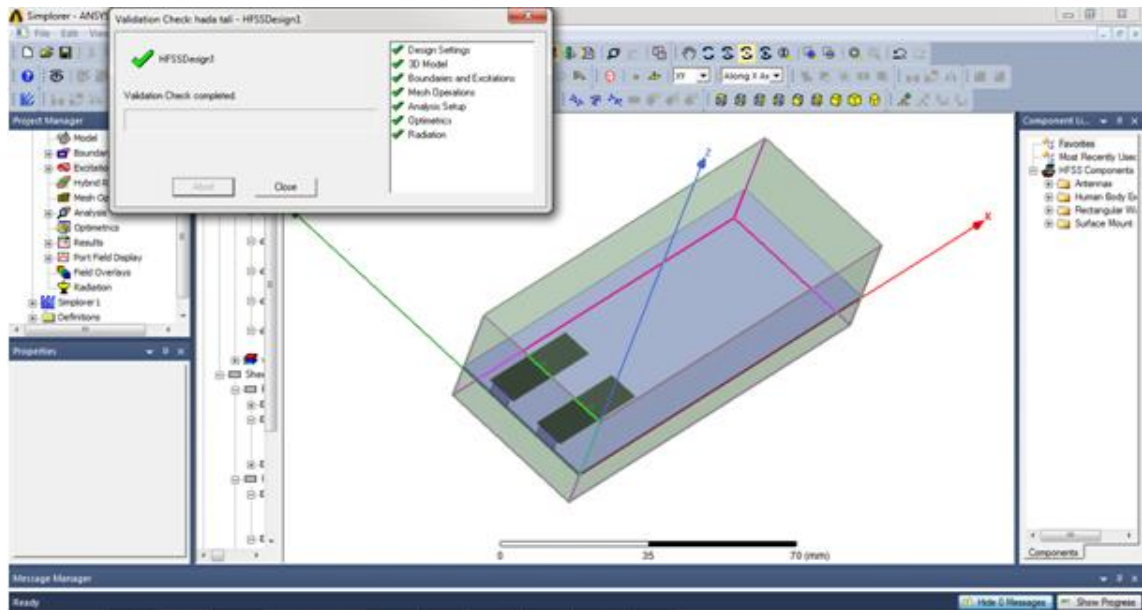


Figure 50: Schéma de deux antennes selon le simulateur

- **Coefficients de réflexion et de transmission**

Les modules des coefficients de réflexion simulés du système, de même que l'isolation entre les deux antennes sont présentés sur la Figure 51.

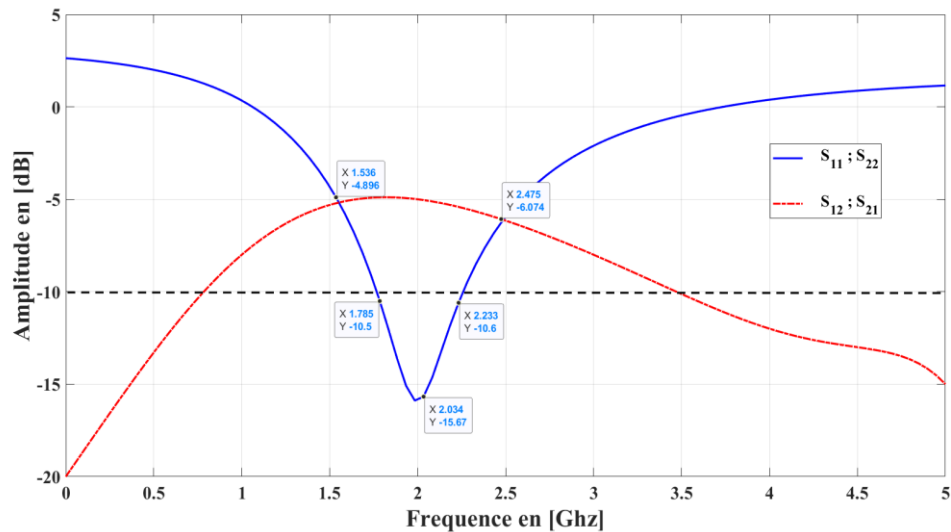


Figure 51: Modules des S_{ij} du système de référence

Nous pouvons voir que l'adaptation de -16 dB à 2.02 GHz est satisfait avec une bande passant de 448 MHz (22.1%) allant de 1785 MHz à 2233 MHz.

L'isolation entre les ports des deux antennes n'est que de -4.8 dB à 1.5 GHz. Même si le S_{21} mesuré n'est pas très élevé pour des antennes aussi proches, beaucoup de puissance est perdue dans la charge de la seconde antenne quand la première est excitée.

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

Les performances en diversité sont fonction de l'efficacité totale laquelle dépend des paramètres S (formule III.3). Plus les $|S_{ij}|$ sont faibles à la fréquence de travail plus les performances en diversité du système des 2 antennes sont bonnes. Pour le système de ces 2 antennes : $1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2 = 0,61$ chiffre $> 0,5$ donc suffisant mais que l'on peut améliorer [15].

- **Diagrammes de rayonnement**

Les diagrammes de rayonnement simulés de cette structure à la fréquence de 2,02 GHz sont présentés sur la Figure 52 :

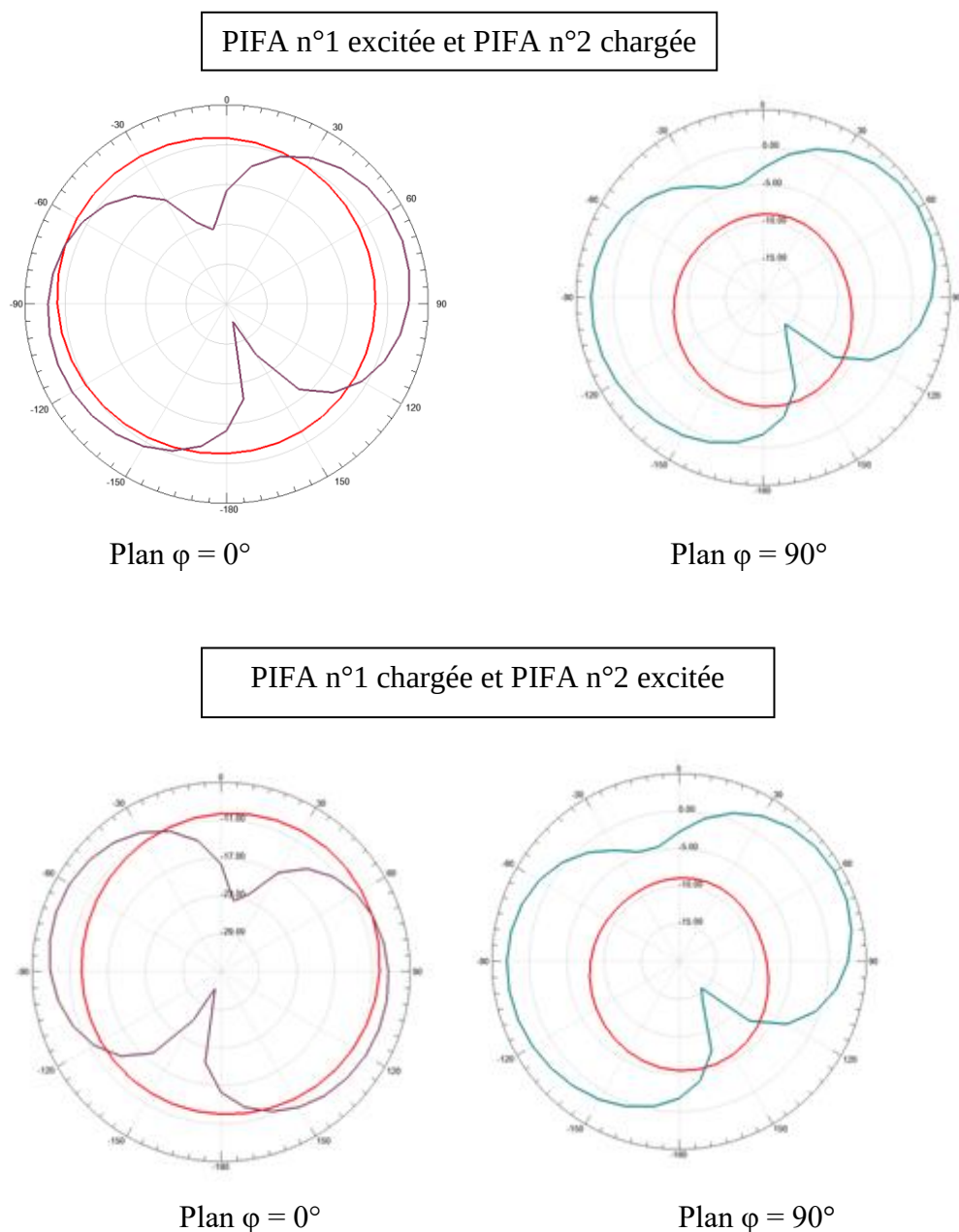


Figure 52: Diagrammes de rayonnement en gain simulé des PIFAs de la structure de référence à $f = 2,02\text{GHz}$

CHAPITRE IV : Conception de systèmes multi-antennes PIFA

Dans le plan $\varphi = 0^\circ$, les champs E_φ sont symétriques par rapport à Oz pour les deux antennes à cause de la symétrie de la structure, Ces champs ne sont pas omnidirectionnels à cette fréquence à cause de l'influence du PCB. Les champs E_θ des deux antennes sont aussi symétriques par rapport Oz avec des rayonnements arrière. Dans le plan $\varphi = 90^\circ$, les deux champs E_φ sont identiques avec cette fois-ci les champs E_θ plus faibles dans la direction du PCB tandis que les champs E_φ sont eux atténués dans la direction des antennes.

IV.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons fait la simulation des antennes PIFAS, Les caractéristiques de rayonnement ont été également présentées en plus de l'adaptation.

Ces antennes développées peuvent servir pour la téléphonie mobile.

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons étudié les performances des antennes PIFAs dans les systèmes de communication sans fil.

En première phase, nous avons fait un tour d'horizon des différentes générations de ces systèmes qui font encore de nos jours la fierté de la téléphonie mobile.

Les systèmes de communication sans fil ont pu être développés rapidement ces dernières années. Le débit augmenté (La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 Kbits/s et la norme WiMax permet un débit théorique de 70 Mbits/s).

Dans une deuxième phase une étude Les principaux problèmes auxquels sont confrontés les systèmes de communications sans fil sont les effets de propagation multi-trajets, qui sont la conséquence des obstacles stationnaires ou non stationnaires rencontrés par les ondes électromagnétiques lors de leur propagation, tels que la réflexion, la diffraction et la dispersion, Ces dernières années, les travaux de recherche dans le domaine des télécommunications sans fils ont permis d'obtenir de nouvelles solutions pour améliorer le débit et/ou la qualité de transmission. Cette technique est déjà employée dans certains standards WLAN et sera, normalement, mise en œuvre dans le standard de communication LTE. Ceci est dû à la capacité des systèmes de diversité et MIMO à augmenter significativement le débit transmis sans pour autant augmenter la puissance émise ou la largeur de bande spectrale utilisée.

Avant d'aborder la conception des systèmes multi-antennaires pour de petits objets communicants en technologie MIMO, les exigences pour concevoir un système multi-antennaire ayant de bonnes performances en diversité ont été présentées dans le chapitre 3. Nous avons ainsi explicité le gain en diversité qui est une métrique de l'efficacité de la technique de diversité : un gain en diversité élevé peut être notamment obtenu quand les signaux reçus par les éléments rayonnants du système multi-antennaire ont des corrélations faibles. De la même façon, nous avons explicité le fait que les niveaux de

Conclusion General

puissance des signaux reçus par chaque élément rayonnant ne devaient pas être trop différents dans le système multi-antennaire dans un environnement multi-trajets.

Les éléments rayonnants qui ont servi à ces recherches sont de type PIFA. Ils sont simulés à l'aide du logiciel HFSS 'Ansoft. Les antennes PIFA, très employées en téléphonie mobile, leur utilisation a été justifiée dans le chapitre 4 par leur faible encombrement mais aussi par le fait qu'elles sont facilement ajustables pour obtenir les performances radioélectriques souhaitées, dont notamment la fréquence de résonance, la bande passante, l'efficacité, et l'isolation dans le cas où plusieurs éléments cohabitent sur un même PCB. Une bonne isolation est indispensable aussi bien pour les systèmes multistandards que pour les systèmes destinés à des applications en diversité.

En conclusion ; on peut dire que l'objectif tracé dans ce travail, a été atteint. Un système d'antennes PIFAs a été conçu et simulé avec l'aide du simulateur électromagnétique HFSS 17.2 d'Ansoft corporation et analysé.

Bibliographie

- [1]: IEEE 802-11, "Telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements". Tech. Rep., Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 12 Jun. 2007.
- [2]: Charles Tounou « Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges Octobre 2008.
- [3] :« Evolution of UMTS Architecture for Service Development and Provisioning » a report by Sami Tabbane ,Professor, Ecole Supérieure des Communications (Sup'Com), Tunisia 2005
- [4]: F.DI GALLO, « WiFi l'essentiel qu'il faut savoir »... 2003.
- [5] : Davor Males, 'Wi-Fi par la pratique', 2ème édition, 2002,2004.
- [6]:W. C. Y. Lee «Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital» McGraw-Hill, New York, 1995.
- [7]: W. C. Y. Lee «Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital» McGraw-Hill, New York, 1995.
- [8]: Davor Males, 'Wi-Fi par la pratique', 2ème édition, 2002,2004.
- [9] : M.Chaabi et M.Boutegui : 'Etude et simulation d'un système de communication MIMO/OFDM', université Houari Boumediene, 2015.
- [10] : C.Martial : 'Canal de Propagation', INPNSEIHT Toulouse, chapitre6, page59 2007/2008.
- [11] :G. Tesserault : 'Modélisation multifréquence du canal de propagation', Université de Poitiers, chapitre 1, page 18.19, 2008.
- [12] : Y.Chartois : 'Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2', Université de RENNES 1, chapitre 1, page 32 ,2005.
- [13]: J. B. Keller. "Geometrical theory of diffraction". Journal of Optical Society of America, vol. 52, no. 2, pages 116-130, 1962.
- [14] : A. Chebihi, « Conception de systèmes multi-antennaires pour la diversité et le MIMO en téléphonie mobile », Université Nice Sophia Antipolis, 2011. *
- [15] : Aliou Diallo, "Systèmes multi-antennes pour diversités et MIMO".Thèse pour obtenir le titre de Docteur en Sciences spécialité Electronique. Novembre 2007
- [16] : Guillaume De la Roche « Estimation bande étroite des angles d'arrivée d'un signal radio- mobile en environnement Indoor » projet de fin d'études école supérieure de chimie physique électronique de Lyon Aout 2003. *

- [17]: K.-L. Du et M. N. S. Swamy, *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*. Cambridge University Press, 2010.
- [18]: A. F. Molisch, *Wireless Communications*, 2^eéd. Wiley, 2010.
- [19]: Y. Gao, « Characterisation of Multiple Antennas and Channel for Small Mobile Terminals », thesis, University of London, 2007.*
- [20]: T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2e éd. Prentice Hall, 2002.
- [21]: T. W. C. Brown, « Antenna Diversity for Mobile Terminals », sept-2002. [Online]. Available: <http://epubs.surrey.ac.uk/2125/>. [Accessed: 26-mars2013]*
- [22]: M. Schwartz, W. R. Bennett, et S. Stein, *Communication Systems Techniques*. John Wiley & Sons Inc, 1995.
- [23]: J. G. Proakis, *Digital Communications By John G. Proakis*, 4th éd. McGrawHill, 2000.
- [24]: C. Oestges et B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications: From RealWorld Propagation to Space-Time Code Design*, 1re éd. Academic Press, 2007.
- [25]: E. Telatar, « Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels », *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no . 6, p. 585–595, 1999.
- [26]: A. F. Molisch, « MIMO systems with antenna selection - an overview », in *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings, 2003*, p. 167-170..
- [27]: P. F. R. Piechocki, « Performance of space-time coding with HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a WLAN standards on real channels », p. 848 - 852 vol.2, 2001.
- [28]: D. Pozar, « Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no 6, p. 1191-1196, nov. 1982.
- [29]C. Delaveaud CEA-LETI, Minatec Campus, Grenoble (Micro-antenne agile en bande UHF)
- [30] Laure Huitema «Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles» : Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2011.
- [31] <https://web.maths.unsw.edu.au/~lafaye/CCM/wireless/wlintro.htm>