



HAL
open science

Modélisation statistique d'antennes dans leurs environnements

Amine Mellah

► **To cite this version:**

Amine Mellah. Modélisation statistique d'antennes dans leurs environnements. domain_other. Université Paris Sud - Paris XI, 2010. Français. NNT: . pastel-00006290

HAL Id: pastel-00006290

<https://pastel.hal.science/pastel-00006290>

Submitted on 3 Sep 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE DE DOCTORAT

SPECIALITE : PHYSIQUE

Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes »

Présentée par : **Amine Mohammed MELLAH**

Sujet :

Modélisation Statistique d'Antennes dans leurs Environnements

Soutenue le **7 Avril 2010** devant les membres du jury :

Mr. Paul Crozat <i>Professeur à l'Université de Paris-Sud 11.</i>	Président
Mr. Ala Sharaiha <i>Professeur à l'IETR, Rennes.</i>	Rapporteurs
Mr. Georges Kossiavas <i>Professeur à l'Université de Nice, Sophia-Antipolis.</i>	
Mr. Alain Sibille <i>Directeur de thèse</i>	Examineurs
Mr. Christophe Roblin <i>Responsable de thèse</i>	
Mr. Tayeb Denidni <i>Professeur à l'INRS-EMT, Montréal.</i>	Invité

A mes parents

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mes deux directeurs de thèse, Messieurs Alain Sibille et Christophe Roblin du laboratoire Electronique-Informatique de l'ENSTA ParisTech, pour leurs conseils, leur disponibilité et leur encadrement. Je leur exprime ma profonde gratitude pour les connaissances qu'ils m'ont transmises durant cette expérience exceptionnelle.

Je remercie également Messieurs Denidni et Nedil d'avoir accepté de participer au projet de thèse et de lui avoir donné une dimension internationale en m'accueillant au sein de leurs équipes multidisciplinaires au Canada. Les séjours scientifiques réalisés dans leurs laboratoires respectifs : l'INRS de Montréal et le LRCS de Val d'Or, ont été très riches en enseignements.

Je remercie les rapporteurs de cette thèse, les professeurs Georges Kossiavas et Ala Sharaiha pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail, et pour la rapidité avec laquelle ils ont analysé et commenté la thèse. Merci également au professeur Paul Crozat pour avoir accepté de participer au jury et d'avoir été son président.

Ce travail n'aurait pas pu voir le jour sans l'aide précieuse de mes collègues de l'ENSTA ParisTech, ainsi, il faut souligner :

- L'implication totale d'Amir Yusuf dans la réalisation des mesures (sa participation était cruciale car il fallait obligatoirement deux personnes pour appliquer les procédures de mesures).
- La participation à la réalisation des prototypes d'antennes et surtout le travail de programmation réalisé par le responsable technique du laboratoire Gille Poncelet, ce qui a permis de réaliser plusieurs mesures à la suite et de pouvoir les sauvegarder de manière structurée.

- Et bien sûr la disponibilité des stagiaires et thésards de l'ENSTA ParisTech et de l'INRS pour participer aux multiples campagnes de mesures. Un grand merci à : Adnane, Djaiz, Imran, Raffaele, Nicolas, Sylvain, Alia, Paolo et tous les autres.

Enfin, je tiens à remercier mon entourage proche pour sa présence tout au long de cette aventure. Je pense à Mounira qui a su m'apporter tout son soutien durant la rude épreuve de rédaction, à mes amis et surtout à ma famille avec une mention spéciale pour mes parents qui ont suivi chaque étape de cette thèse avec une très grande attention. Je leurs dédie ce manuscrit.

Paris, le 7 Avril 2010

Table des matières

Liste des sigles et acronymes	
Introduction générale	7
Chapitre 1 : Introduction.....	11
1.1 Les principales normes des réseaux sans fils.....	11
1.1.1 Les systèmes de télécommunications mobiles.....	11
1.1.2 Les autres réseaux sans fil.....	13
1.2 Antennes et perturbateurs	15
1.2.1 Types d'antennes	16
1.2.2 Méthodes de mesures d'antennes.....	17
1.2.3 Type de perturbateurs	19
1.3 Contexte et objectifs de la thèse.....	21
1.3.1 Projet URC, Radio Cognitive	21
1.3.2 Modélisation statistiques des antennes	22
1.3.3 Objectifs de la thèse	23
1.4 Conclusion	24
Chapitre 2 : Méthodologie et approche statistique	29
2.1 Méthodologie	31
2.1.1 Introduction.....	31
2.1.2 Démarche	35
2.2 Présentation des antennes et scénarios.....	38
2.2.1 Antennes	38
2.2.2 Scénarios	47
2.3 Effet des perturbateurs proches.....	49
2.3.1 Outils de simulations.....	49
2.3.2 Effet sur le coefficient de réflexion S_{11}	58
2.3.3 Effet sur le rayonnement.....	62
2.4 Variables et approches statistiques	67
2.4.1 Le rapport de bande (Bandwidth Ratio) BR :	68
2.4.2 Le décalage fréquentiel relatif (Relative Frequency Shift RFS) :.....	68

2.4.3	Les variations relatives des rendements :.....	69
2.5	Conclusion	70
Chapitre 3	: Interactions « Dipôles – Têtes »	75
Introduction.....		77
3.1	Etude paramétrique en simulation	78
3.1.1	Effets sur le coefficient de réflexion :.....	79
3.1.2	Effets sur les rendements :	84
3.1.3	Effets sur le diagramme de rayonnement.....	87
3.2	Etude statistique et corrélations	95
3.2.1	Les rendements :	95
3.2.2	Rappels sur la loi GEV :	99
3.2.3	Diagrammes de rayonnement :	102
3.3	Conclusion	105
Chapitre 4	: Interactions « Antennes – Têtes ».....	107
4.1	Introduction.....	109
4.2	Etude comparative « Antennes, Dipôles ».....	109
4.2.1	Résultats des simulations « Antennes – Tête ».....	109
4.2.2	Comparaison des modèles statistiques des rendements	113
4.2.3	Diagrammes simulés.....	119
4.3	Campagnes de mesures (Téléphones portables)	124
4.3.1	Mesure du coefficient de réflexion	125
4.3.2	Etude statistique du rendement d’adaptation	133
4.3.3	Interprétation des résultats	137
4.3.4	Diagrammes mesurés	137
4.4	Conclusion	143
Chapitre 5	: ULB et communications haut débit	147
5.1	Introduction, état de l’art et applications visées.....	149
5.1.1	Rappels sur l’ULB	149
5.1.2	Communications haut débit	154
5.2	Antennes ULB	157
5.3	Scénarios et Campagne de mesure.....	159

5.3.1	Scénarios des mesures de coefficients de réflexion.....	159
5.3.2	Scénarios des mesures de rayonnement.....	160
5.4	Effets de l'intégration et Approche de la modélisation	162
5.4.1	Effets sur la bande et sur le rendement d'adaptation	162
5.4.2	Effets sur le diagramme	170
5.5	Conclusion	181
	Conclusion générale et perspectives	187
	Annexe I.....	195
	Liste des méthodes de calculs	195
	1. Méthode des moments	195
	2. Les éléments finis	195
	3. Les différences finies	197
	4. La FDTD.....	197
	5. La TLM.....	198
	Annexe II	201
	Distributions statistiques.....	201
	1. Loi Normale.....	201
	2. Loi Log-normale	202
	3. Loi T-Scale.....	202
	4. Loi Nagakami.....	202
	5. Loi Gamma	202
	6. Loi Rayleigh.....	203
	7. Loi Extreme Value (EV).....	203
	8. Loi Generalized Extreme Value (GEV).....	204
	Annexe III	207
	Le fantôme de main	207
	Informations générales :.....	207
	Annexe IV	211
	Méthode monostatique.....	211
	Principe :	211

Liste des sigles et acronymes

AUT	<i>Antenna Under Test</i>
BR	<i>Bandwidth Ratio</i>
CDF	<i>Cumulated Density Function</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
DAA	<i>Detect and Avoid</i>
DAS	<i>Débit d’Absorption Spécifique</i>
DFMM	<i>Dual Fed Microstrip Monopole</i>
ECC	<i>European Communication Committee</i>
EDR	<i>Enhanced Data Rate</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i>
HD	<i>Haut Débit</i>
HiperLAN2	<i>High Performance Radio Local Area Network 2.0</i>
HomeRF	<i>Home Radio Frequency</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
LPDA	<i>Log Periodic Dipole Array</i>
MDIS	<i>Monopole DISk antenna</i>
MRG	<i>Mean Realized Gain</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
MSS	<i>Monopole Stripline Sheet antenna</i>
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PIRE	<i>Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente</i>
PL	<i>Path Loss</i>

PULSERS	<i>Pervasive Ultra-Wideband Low Spectral Energy Radio Systems</i>
RFS	<i>Relative Frequency Shift</i>
SAR	<i>Specific Absorption Rate</i>
SMS	<i>Short Message Service</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
ULB	<i>Ultra Large Bande</i>
ULTRAWAVES	<i>ULTRA Wideband Audio Video Entertainment System</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
URC	<i>Urban Radio Communications</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
WBAN	<i>Wireless Body Area Networks</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Networks</i>
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>
WWAN	<i>Wireless Wide Area Network</i>

Introduction générale

Les communications sans fils ont connu une importante évolution au cours de cette dernière décennie à travers le développement d'une multitude de normes et applications grand public. Cependant, l'intérêt croissant autour de ces applications est en train de nous conduire vers une saturation des ressources spectrales. Trouver de nouvelles méthodes pour mieux gérer le spectre fréquentiel est donc devenu l'une des priorités des autorités de réglementation et des collectivités locales. En ce sens, l'allocation dynamique des fréquences est l'une des solutions possibles pour améliorer l'utilisation et la gestion du spectre.

Dans un contexte de radio cognitive – dont la « radio intelligente » ou la « radio logicielle » constituent des briques d'implémentation –, une connaissance complète du processus de propagation est essentielle. Par conséquent, il devient indispensable de bien comprendre le rôle du terminal ce qui n'a pas été le cas jusque là, car les études se sont principalement concentrées sur le canal de propagation sans se préoccuper finement du terminal et de l'influence de son environnement proche.

L'évolution des terminaux s'est faite et se fait encore de manière très rapide allant toujours vers des structures de plus en plus complexes. Les nouveaux terminaux offrent beaucoup plus de fonctionnalités que ceux des anciennes générations. L'intégration des antennes au sein du boîtier affecte nécessairement leur performance. De plus, suivant les situations d'emploi, d'autres perturbations peuvent s'ajouter comme la main et la tête de l'utilisateur si l'on prend l'exemple des applications de téléphonie mobile.

Dès lors, la connaissance du comportement des terminaux dans ces situations devient une nécessité pour optimiser l'utilisation des ressources radio. Mais considérant la grande diversité des environnements proches et des terminaux eux-mêmes, choisir d'aborder cette question par une analyse de nature statistique apparaît comme une démarche scientifique naturelle et prometteuse, quoique relativement lourde. C'est ce choix qui a été fait dans le cadre de la présente thèse.

Dans ce contexte, l'objet du travail proposé est d'étudier le comportement des antennes en présence de perturbateurs proches, en vue d'en extraire des modèles statistiques. Deux types d'applications sont visés dans cette étude : la téléphonie mobile et les communications Ultra Large Bande (ULB) à haut débit.

Le mémoire est composé de cinq chapitres. Le premier récapitule brièvement les différentes normes de communications sans fils avant de présenter le contexte de la thèse, le projet dans lequel elle s'inscrit et les objectifs visés.

Le deuxième chapitre présente la méthodologie et l'approche statistique suivie, pour aboutir à la modélisation. Il commence par l'identification des types d'antennes et des scénarios à privilégier pour l'étude de chacune des classes d'applications : téléphonie mobile et communications ULB. Il présente ensuite une étude préliminaire sur les interactions antenne-perturbateur, dans le but d'extraire les paramètres pertinents à prendre en compte dans la suite.

Le troisième chapitre décrit une étude de cas utilisant des dipôles et un modèle de tête homogène, aidant à comprendre l'influence des perturbateurs proches sur les performances des antennes. Il se conclut par la mise en évidence des corrélations fréquentielles.

Le quatrième chapitre étend le cas des dipôles aux antennes multi bandes. Il présente dans sa première partie une étude comparative entre les résultats obtenus pour les dipôles et ceux de quelques antennes plus complexes, simulées dans les mêmes conditions. La deuxième partie présente les résultats de deux campagnes de mesures faites avec deux téléphones portables câblés : pour la première, qui a sollicité la participation d'une quinzaine de sujets dans dix scénarios différents, l'analyse statistique porte sur le coefficient de réflexion ; la seconde, qui a utilisé des modèles de tête et de main, est axée sur les mesures de diagrammes de rayonnement.

Finalement, le cinquième et dernier chapitre est consacré aux communications ULB à haut débit. Après une introduction à la technologie ULB, il présente les antennes ULB et les perturbateurs considérés, puis analyse les résultats de deux campagnes de mesures portant pour l'une sur le coefficient de réflexion et pour l'autre sur les diagrammes de rayonnement.

Introduction générale

Une conclusion générale résumant les travaux menés et proposant quelques perspectives clôt ce mémoire.

Chapitre 1 : Introduction.

Ce chapitre est une introduction aux communications sans fils. Il présente les principales normes de communications sans fil avant d'introduire le sujet de la thèse et ses objectifs. Il comporte également un état de l'art sur les antennes et la modélisation.

1.1 Les principales normes des réseaux sans fils

Les réseaux sans fils sont définis comme étant des système de communication permettant le transfert des informations à travers la propagation d'ondes dans l'espace libre évitant ainsi toute contrainte de câblage.

La technologie sans fil vient répondre aux demandes croissantes en connectivité. En effet, si l'on prend l'exemple du réseau internet, il devient nécessaire de pouvoir se connecter dans de plus en plus d'endroits : à la maison, au travail, en transport, aux cafés et aéroports, etc. En plus, cette technologie présentent des coûts relativement faibles et une installation simple et rapide [1]. Cependant, comme elle utilise un espace commun, elle doit faire face à quelques contraintes de réglementations pour assurer la sécurité des personnes exposées aux rayonnements électromagnétiques d'une part et réguler le partage de la bande passante d'autre part. Ainsi, des normes ont été établies par des organismes d'états imposant des masques pour les puissances d'émissions et des tests d'innocuité des ondes sur les personnes [2–7].

1.1.1 Les systèmes de télécommunications mobiles

Les réseaux mobiles sont appelés communément réseaux cellulaires en référence à leur système de couverture radio organisée sous forme de plusieurs cellules de taille plus ou moins grande en fonctions des densités d'utilisateur. Chacune des cellules comptant un point d'émission appelé « station de base » et disposant d'un certain nombre de fréquences pour ces liaisons radios avec les terminaux mobiles qui lui sont associés. L'évolution des réseaux cellulaires a connue trois grandes étapes marquant les trois générations des terminaux mobiles.

1G : Première génération qui voit ses débuts vers la fin des années 70 et début des années 80. Fondée sur la technologie de multiplexage fréquentiel FDMA et utilisant des signaux analogiques, elle utilise des fréquences autour de 450 MHz ou de 900 MHz. A titre d'exemple, on peut citer la norme AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) ou Radiocom 2000. L'avancée réalisée au niveau des terminaux les rendant moins encombrants – plus petits et moins lourds – a fait augmenter le nombre d'utilisateur saturant au passage certains réseaux ce qui a donné naissance à la deuxième génération.

2G : Deuxième génération arrivée sur le marché des télécoms au début des années 90, annonçant la fin de l'ère analogique et le début de l'ère numérique. Elle introduit également le multiplexage temporel TDMA en association au fréquentiel FDMA.

Le passage au numérique a renforcé de manière significative la robustesse des transmissions et a permis d'ajouter l'envoi de données en plus de la voix (service commercial appelé SMS (*Short Message Service*)). Les débits aussi ont connu une évolution importante passant de 9,6 kbit/s dans les débuts des années 90 à 171,2 kbit/s au début des années 2000. Ce dernier débit théorique a été annoncé après la mise en service des premiers réseaux GPRS et la transmission en mode paquet ce qui correspond à la génération 2+ appelée aussi 2.5G.

En plus de la fréquence 900 MHz, la deuxième génération émet et reçoit autour de 1800 MHz en Europe (DCS 1800) et autour de 1900 MHz aux Etats-Unis (PCS 1900).

3G : La troisième génération a été conçue comme une norme mondiale visant à sélectionner une interface unique. Appelée initialement FPLMTS pour *Future Public Land Mobile Telecommunication System*, elle a été renommée IMT-2000 pour *International Mobile Telecommunication*. Son implémentation européenne est appelée UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) ou parfois 3GSM. Cette troisième génération est principalement orientée vers le Multiméda avec un accès haut débit à l'internet et l'échange des images et des vidéos en plus des messages textuels et de la voix. L'UMTS repose sur une technologie complètement différente du GSM, le W-CDMA (*Wideband-Code Division Multiple Access*). Deux modes de fonctionnement ont été définis pour l'UMTS, le FDD (*Frequency Division Duplex*) et le TDD (*Time Division Duplex*). Le premier est habituellement envisagé pour la couverture des grandes cellules

comme dans les zones rurales et suburbaines alors que le second se prête mieux à la couverture par des micro ou pico-cellules des zones urbaines, caractérisées par de fortes inhomogénéités de propagation. Le mode TDD utilise la bande entre 1885 MHz et 2025 MHz pour la voie montante et la bande allant de 2110 MHz à 2200 MHz pour la voie descendante. Quant au mode FDD, il utilise les bandes de 1920 MHz à 1980 MHz et de 2110 MHz à 2170 MHz pour les voies montante et descendante respectivement.

Entre la 3G et la 4G : l'évolution de la 3G a donné naissance au HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) accélérant encore les débits de communications avant le passage à la 4G prévu en France en 2010 ou des systèmes multi-antenne MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) devraient être utilisés par les stations de bases et potentiellement par les terminaux mobiles.

Ces réseaux cellulaires de téléphonie mobile ainsi que les réseaux satellitaires sont appelés plus généralement WWAN pour *Wireless Wide Area Network*. Ils répondent à la norme IEEE 802.16 [8,9].

1.1.2 Les autres réseaux sans fil

Parmi les autres normes de la technologie sans fils, on peut citer les réseaux suivant, classés du plus grand au plus petit en termes de portée et de taille de cellules :

WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*). La norme la plus connue du réseau métropolitain sans fil est le WiMAX pour *Worldwide Interoperability for Microwave Access*. Le WiMAX regroupe des normes de réseaux sans fil précédemment indépendants : HiperMAN développé en Europe par l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) ou encore le 802.16 développé par l'IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*). Il utilise plusieurs technologies de diffusion hertziennes destinées principalement à une architecture point à multipoint : un ou plusieurs émetteurs/récepteurs centralisés couvrent une zone où se situent de multiples terminaux. Le WiMAX propose des débits théoriques de l'ordre de 70 mégabits/seconde sur une zone de couverture portant sur quelques dizaines de kilomètres au maximum.

WLAN (*Wireless Local Area Network*). Destiné à couvrir l'équivalent d'un réseau local d'une entreprise, d'une maison, ou d'un espace public : café, aéroport, etc. Tous les terminaux présents dans la zone de couverture peuvent être reliés entre eux. Il existe deux principales normes pour ce type de réseaux : le WiFi à 2.4 GHz et à 5 GHz.

WiFi (*Wireless Fidelity*) fondé sur les normes IEEE 802.11. Il utilise la bande des 2.4 GHz, et présente des débits allant jusqu'à 11 Mbits/s en 802.11b et 54 Mbits/s en 802.11g sur une distance de plusieurs dizaines de mètres en intérieur et plusieurs centaines de mètres en extérieur. Quand au WiFi5, il répond à la norme IEEE 802.11a, opérant dans la bande des 5 GHz et offrant des débits théoriques de l'ordre de 50 Mbits/s pour une portée de 10 m environ.

Dans cette même bande des 5 GHz opère aussi le réseau **HiperLAN2** (High Performance Radio Local Area Network 2.0), norme européenne élaborée par l'ETSI utilisant l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) et permettant d'obtenir un débit théorique de l'ordre de 50 Mbits/s comme pour le WiFi5 mais pour une portée de plusieurs dizaines de mètres.

WPAN (*Wireless Personal Area Network*) les réseaux personnels sont représentés par les applications du type : Bluetooth, ZigBee. De faible portée, allant de quelques mètres à quelques dizaines de mètres seulement, ces applications sont destinées à relier un équipement principal à ses équipements périphériques se trouvant dans un même environnement : une unité centrale d'un ordinateur avec l'ensemble (écran, clavier, imprimante, etc.) ou un terminal PDA et une oreillette. Les deux technologies citées opèrent dans la bande des 2.4 GHz, le **Bluetooth** présentant un débit d'1 Mbit/s dans sa version 1.2 sortie en Novembre 2003, puis un débit jusqu'à 3 Mbits/s dans sa version 2.0 + EDR (*Enhanced Data Rate*) adoptée en Novembre 2004 avec des portées de quelques mètres [10], alors que **ZigBee** – norme IEEE 802.15.4 – permet d'obtenir des débits autour de 250 Kbits/s avec une portée maximale de plusieurs dizaines de mètres [11]. Ces réseaux personnels peuvent être très affectés par la présence des perturbateurs proches. Typiquement, l'exemple de la connexion Bluetooth entre l'oreillette et le téléphone subit

l'influence de la personne. Cette catégorie est appelée réseaux **WBAN** pour *Wireless Body Area Networks*.

La Figure 1-1 récapitule les exemples des réseaux sans fils cités en les classant par portée, de la plus courte à la plus grande.

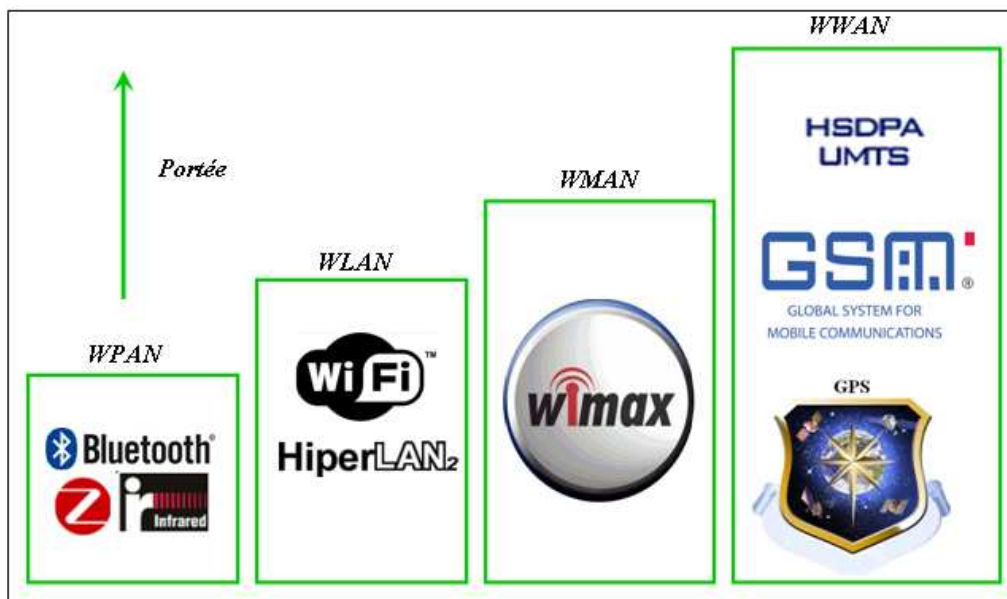


Figure 1-1 Les réseaux sans fils.

1.2 Antennes et perturbateurs

L'évolution de ces normes sans fils a principalement été conduite par la quête de nouveaux services et de nouvelles fonctionnalités avec à chaque fois un besoin croissant en bande passante ce qui accroît la difficulté de conception des antennes [12–14]. En effet, pour une bonne qualité des services, une bonne efficacité de rayonnement est nécessaire, ce qui n'est pas facile à réaliser au regard des contraintes sur le volume des terminaux.

1.2.1 Types d'antennes

Les premiers terminaux destinés à la téléphonie mobile furent équipés d'antennes dipôles $\lambda/2$, monopôles $\lambda/4$ ou d'antennes hélicoïdales [15]. Ces dernières permettent d'avoir une réduction de taille allant jusqu'à $\lambda/10$ sachant qu'elles possèdent une résonance à $\lambda/4$.

Dans un deuxième temps, d'autres types d'antennes ont été développées pour la téléphonie mobile comme les ILA (*Inverted-L Antenna*), IFA (*Inverted-F Antenna*) et les patchs micro-ruban [16], mais rapidement un type d'antennes est devenu la norme pour les terminaux mobiles : les PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*) [17,18].

Afin de suivre les évolutions des terminaux, plusieurs techniques ont été établies pour élargir les bandes passantes des antennes et réduire leurs tailles [19]. Le principe de base est d'influencer les courants en les forçant à parcourir des chemins plus longs pour allonger ainsi les longueurs d'onde électriques. Pour ce faire, il est possible d'optimiser la forme de l'élément rayonnant [20,21], ou d'introduire des méandres [22,23]. Il est important de signaler que la perturbation des parcours du courant conduit souvent à une dégradation du rendement et à une augmentation du niveau de la polarisation croisée ce qui peut constituer un avantage dans certaines applications mobiles où la réception se fait dans les deux types de polarisation verticale et horizontale [24].

Une autre technique largement utilisée pour la miniaturisation des antennes consiste à relier l'élément rayonnant au plan de masse à travers un plan, une languette ou un fil conducteurs. L'ajout de ce court-circuit produit un effet selfique – dont la valeur dépend de sa forme et de son positionnement par rapport au point d'alimentation – améliorant l'adaptation en résonant avec la capacité de l'élément rayonnant.

Parfois, les techniques de miniaturisation permettent également l'élargissement de la bande passante. En effet, pour élargir les bandes passantes ou pour couvrir de nouvelles bandes, plusieurs solutions sont possibles comme l'ajout d'éléments parasites entre le plan de masse et l'élément rayonnant, l'ajout de fente pour créer de nouvelles résonances, le chargement capacitif ou inductif etc. Ces techniques permettent d'optimiser l'adaptation et la largeur de la bande passante d'une part et d'influencer les parcours du courant en vue d'une réduction de la taille des antennes d'autre part. Naturellement, il est possible de combiner plusieurs techniques à la fois, ce qui a été le

cas pour faire évoluer les antennes des terminaux portables particulièrement les antennes PIFA [25, 26].

Pour les antennes patches, il est possible d'allonger la longueur des chemins du courant en choisissant un substrat avec une grande permittivité relative. La fréquence de résonance étant inversement proportionnelle à la racine carrée de la permittivité effective.

Ces techniques ont grandement participé à l'évolution des terminaux destinés aux applications sans fils répondant ainsi à la demande croissante en bande passante tout en réduisant la taille des terminaux.

Si la théorie semble simple, il n'est pas toujours facile d'appliquer ces techniques surtout pour des antennes comme les PIFA qui parfois peuvent présenter des structures relativement fragiles. Ainsi, il est nécessaire de valider ces études d'optimisations par des mesures complètes de l'ensemble des performances des antennes

La mesure prend une grande place dans le domaine des radiofréquences en général et les antennes en particulier. En effet, malgré le net avancement des outils de simulations, l'étape des tests de mesure demeure indispensable pour la validation des performances d'une antenne.

1.2.2 Méthodes de mesures d'antennes

Il existe plusieurs façons de mesurer des antennes suivant le paramètre qu'on cherche à caractériser. Une antenne peut être mesurée en champ proche ou en champ lointain, seule ou en présence d'un ensemble qui représente son contexte d'utilisation (terminal, modèle de tête, de main, etc.).

La mesure dite « en champ lointain » permet de caractériser le rayonnement d'une antenne à partir des valeurs des champs électromagnétiques à une distance se trouvant dans la zone de champs lointain de l'antenne sous test. La configuration de mesures est indiquée dans la Figure 1-2.

L'antenne sous test *AST* est mise sur un support tournant à une distance D de l'antenne de référence *REF*. Cette distance respecte la condition de champ lointain :

$$D > 2 \cdot \frac{S^2}{\lambda} \quad \text{avec} \quad \lambda = \frac{C}{f} \quad (1-1)$$

Où S est le diamètre de la plus petite sphère contenant l'antenne sous test, C la célérité de la lumière en espace libre et f la fréquence de considérée. Chacune des deux antennes est connectée à un accès d'un analyseur de réseaux (utilisé en transmission). Partant de la formule de *Früis*, il est possible de déterminer le gain de l'antenne sous test à condition de bien connaître les caractéristiques de l'antenne de référence.

$$|S_{21}|^2 = \frac{P_R}{P_T} = G_{AST} \cdot G_{REF} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot D} \right)^2 \quad (1-2)$$

Où P_T est la puissance délivrée à l'antenne d'émission (AST) et P_R est la puissance collectée à l'antenne de réception (REF), G_{AST} et G_{REF} sont respectivement les gains réalisés des antennes d'émission et de réception.

Le terme $\left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot D} \right)^2$ représente les pertes en espace libre.

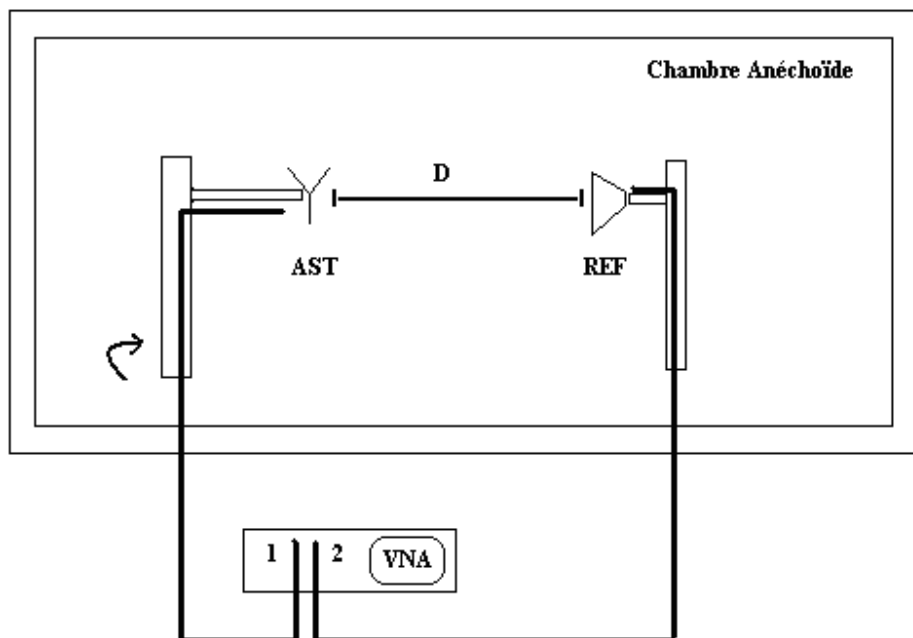


Figure 1-2 Configuration de mesure en chambre anéchoïde.

Par ailleurs, il existe d'autres méthodes où la connaissance des caractéristiques de l'antenne de référence n'est pas nécessaire telle que la méthode des trois antennes [27]. Cette méthode utilise deux antennes au lieu d'une seule pour caractériser une antenne sous test. Le principe est de mesurer les trois antennes deux à deux, puis de résoudre un système de trois équations à trois inconnues afin d'en déduire les gains réalisés des trois antennes dont celle sous test. On peut alors si nécessaire en déduire les gains en puissance à partir des mesures indépendantes des coefficients de réflexion.

Cette méthode est très encombrante surtout dans un contexte de modélisation où plusieurs mesures sont nécessaires. En ce sens, une nouvelle méthode a fait l'objet d'une étude au début de cette thèse, le principe de cette méthode dite « monostatique » est d'utiliser un plan réflecteur ce qui permet de s'affranchir de l'utilisation d'une antenne de référence. Plus de détails sur cette technique de mesure sont présentés en Annexe IV et [28].

1.2.3 Type de perturbateurs

L'évolution des terminaux a été axée sur les antennes uniquement et pas assez sur son environnement proche. En effet, la caractérisation des terminaux a longtemps été fondée uniquement sur les performances des antennes en espace libre sans tenir compte de l'influence de l'environnement proche. Cependant, il existe une série de règles limitant les taux d'expositions des personnes aux ondes électromagnétiques. Cette réglementation se fonde sur des seuils du DAS (*Débit d'Absorption Spécifique*) (ou SAR *Specific Absorption Rate*) à respecter. Avant d'aller plus loin dans l'état de l'art, une petite présentation est nécessaire pour expliquer ce qu'est un DAS.

Le DAS est la densité de puissance électromagnétique absorbé par unité de masse de tissus biologique [2, 3, 6, 7]. Dans un fantôme homogène de conductivité σ et de masse volumique ρ , le DAS local se calcule comme suit :

$$DAS = \frac{\sigma |E|^2}{2\rho} \quad (1-3)$$

E étant la valeur crête du champ à l'endroit considéré.

Le DAS est en général moyenné sur un volume normalisé : un cube de 1 g pour ce qui est de la norme américaine [5] et un cube de 10 g pour les normes européennes [4]. Ces

normes imposent – dans le cadre des applications de téléphonie – des valeurs maximales de DAS à respecter pour assurer la sécurité des utilisateurs.

$$\langle SAR \rangle_{1g} \leq 1.6 \text{ W/Kg} \text{ ou } \langle DAS \rangle_{10g} \leq 2 \text{ W/Kg} \quad (1-4)$$

En faisant des recherches dans la littérature au sujet des interactions entre les terminaux et les perturbateurs proches, nous remarquons qu'une grande partie des travaux publiés traitent des questions de santé publique [29–31]. En effet, les enjeux qui entourent le monde des communications mobiles et les inquiétudes des usagers et des collectivités locales quant aux éventuels risques dus à une exposition aux ondes électromagnétiques sont tels que beaucoup d'études sur la dosimétrie ont été menées afin d'améliorer l'estimation du DAS tant sur le plan expérimental (modèles et techniques de mesure) qu'en simulation. Rappelons qu'en pratique, les mesures de DAS s'effectuent à l'aide d'une base dosimétrique constituée d'un robot à trois axes ou plus qui déplace une sonde de mesure de champ électrique dans un liquide homogène contenu dans un fantôme de tête ou de corps et ayant des propriétés diélectriques proches de celles des tissus humains [32, 33].

A ce stade, il est important de signaler que les travaux de cette thèse n'abordent pas la question des effets des ondes électromagnétiques sur la santé des usagers. Néanmoins, même si l'étude des interactions entre terminaux et perturbateurs est axée sur l'antenne, elle permettra d'estimer les pertes dues aux perturbations et aidera à améliorer les performances des antennes et par conséquent le processus de propagation dans son ensemble. Ainsi, avec une meilleure maîtrise de la liaison radio, les niveaux de puissance d'émission peuvent être revus à la baisse ce qui réduit les éventuels risques d'exposition aux ondes électromagnétiques.

Au cours de ces dernières années, les chercheurs ont porté un intérêt grandissant à la question de la prise en compte de l'environnement proche dans la caractérisation des antennes. Ainsi, l'étude des terminaux est devenue de plus en plus réaliste avec la prise en compte des éléments comme les batteries et les écrans [34] ou à travers des calculs de pertes suite à la dissipation de l'énergie dans le corps « *Bodyloss* » comme le montrent les travaux de Pedersen et al. [35, 36]. Toutes les études convergent pour dire que

l'environnement proche en général et le perturbateur « personne » en particulier ont clairement une forte influence sur les performances des terminaux [37, 38].

1.3 Contexte et objectifs de la thèse

1.3.1 Projet URC, Radio Cognitive

Avec l'émergence des nouvelles technologies sans fil, la ressource spectrale est plus que jamais en voie de saturation [39, 40]. De nouvelles approches d'allocation fréquentielle s'imposent afin de mieux gérer la répartition du spectre. Le projet URC (*Urbanisme des RadioCommunications*) est né de ce constat avec comme objectif l'amélioration de la gestion du spectre dans la région Île-de-France [41].

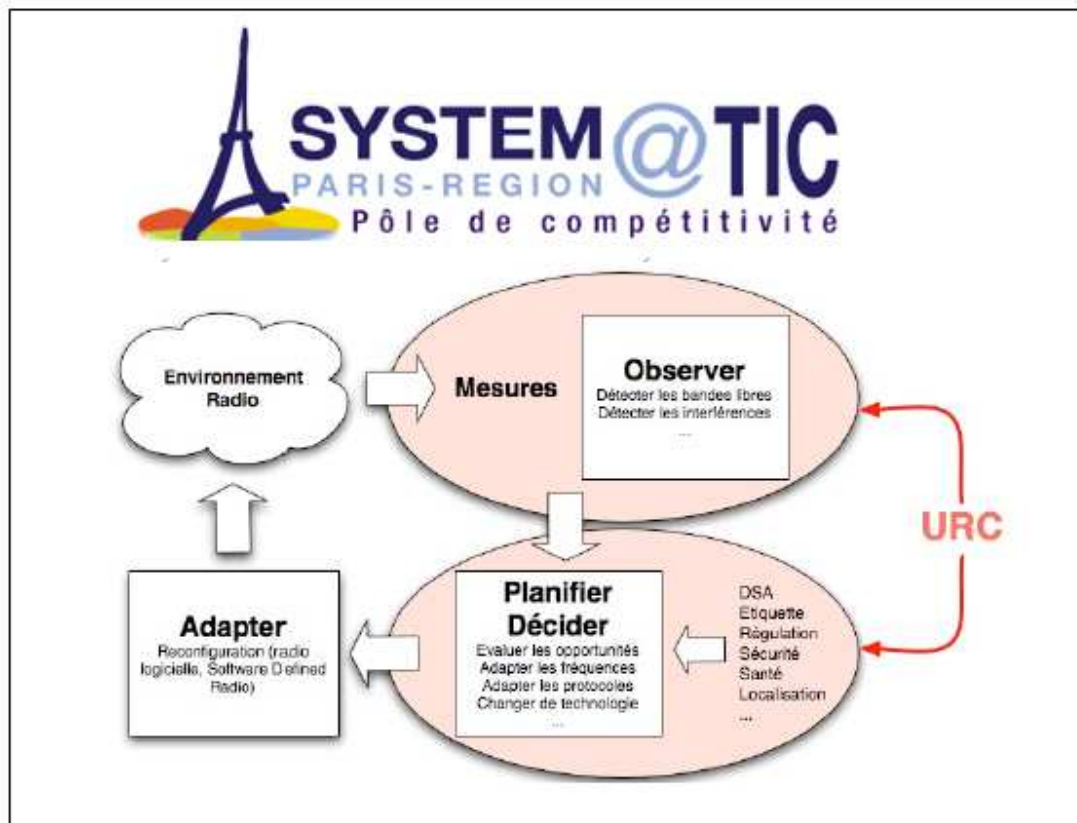


Figure 1-3 Principes de la radio cognitive et positionnement du projet URC [42]

Le cas de l'Île-de-France est intéressant car il présente une densité de réseaux radio parmi les plus critiques dans le monde. Plusieurs bandes – GSM en l'occurrence – connaissent une surcharge pendant les heures de pointe alors que d'autres bandes restent inutilisées.

Une allocation dynamique des fréquences offre donc de fortes potentialités, notamment dans ce cas.

Le concept de la radio cognitive constitue une solution d'avenir pour relever ce genre de défis. L'idée est d'avoir des terminaux conscients de leur environnement afin qu'ils puissent l'analyser puis s'y adapter de manière dynamique [43]. Pour ce faire, une bonne maîtrise du mécanisme intégral de propagation est nécessaire, partant de la source jusqu'au terminal.

Avant d'aboutir à un outil de gestion du spectre, des algorithmes devront être développés puis testés dans un simulateur incorporant des modèles macroscopiques (trafic, propagation, etc.) et des modèles microscopiques (canal, terminal, etc.). Ces outils devront assurer une bonne gestion des priorités tout en laissant aux organismes de régulation et aux collectivités locales la maîtrise et le contrôle permanent du spectre fréquentiel.

Le projet URC regroupe plusieurs industriels et institutions académiques ; chacun ayant sa contribution dans un système en forme de briques dépendant les unes des autres. Dans cette chaîne, le positionnement de l'ENSTA-ParisTech se situe autour de la modélisation des terminaux dans leurs environnements proches. Tous les travaux développés dans le cadre de ce projet œuvrent à la modélisation des comportements des terminaux dans les différentes situations d'usage s'appuyant sur l'expérience accumulée lors des projets précédents [44–46].

1.3.2 Modélisation statistiques des antennes

L'approche statistique et la modélisation ont été largement appliquées pour résoudre des problématiques liées au canal de propagation. Ainsi, différents types de modèles ont vu le jour depuis quelques années pour caractériser le comportement des ondes dans des environnements et contextes bien spécifiques (intérieur des bâtiments, extérieur, ULB, etc.) [47, 48, 44]. Ces modèles sont souvent utilisés dans des outils de simulation dans le but d'optimiser le positionnement des points d'émissions et/ou de réception des ondes radio. Ils permettent de réaliser un rapide bilan de liaison et d'estimer les atténuations attendues.

Parmi les grandes questions qui font débat au sujet de l'établissement des modèles, on

retrouve le choix du nombre de paramètres à considérer pour obtenir un bon compromis entre complexité et pertinence (précision et vraisemblance).

La prise en compte de l'environnement figure aussi parmi les points critiques à considérer lors de l'établissement d'un modèle. Pour que le modèle soit réaliste, l'approche adoptée par les spécialistes était d'introduire une part expérimentale à travers de grandes campagnes de mesures ; s'en est suivi des modèles dits empiriques ou semi-empiriques.

Cependant, même si les mesures ont permis de proposer des modèles proches de la réalité, ces derniers peuvent présenter une importante marge de différence par rapport aux cas d'utilisations. Cette variabilité est en partie due aux différences entre les types d'antennes utilisées pendant les campagnes de mesures et en pratique lors du déploiement d'un service commercial par exemple.

De plus, les antennes utilisées pendant les campagnes de mesures présentent souvent des performances optimales, ce qui n'est pas forcément le cas en pratique où les antennes doivent faire face à plusieurs contraintes : limitation de la taille du terminal, présence de perturbateurs proches, etc.

Un réel besoin est alors apparu autour de cette question de prise en compte de l'environnement proche des antennes dans l'établissement des modèles.

1.3.3 Objectifs de la thèse

Le but de cette thèse est d'étudier le comportement des antennes en présence de perturbateurs dans leurs environnements proches en vue d'établir des modèles qui d'une part permettront de comprendre l'interaction entre l'antenne et le perturbateur, et d'autre part seront utilisés pour simuler des liaisons radio et estimer les pertes de propagation.

La modélisation statistique des antennes étant un sujet assez récent, il s'agira dans un premier temps de vérifier la validité de cette approche, puis de trouver la bonne démarche à suivre pour caractériser le comportement des antennes. En effet, plusieurs questions peuvent être posées :

- Quels sont les paramètres pertinents à modéliser pour décrire le comportement d'une antenne ?

- Quels sont les perturbateurs les plus influents sur les performances d'une antenne ? et dans quelles configurations l'influence est-elle moindre ?

Ensuite les modèles apporteront des éléments de réponses aux questions du type :

- Quelle est la distribution statistique des indicateurs de performance d'antenne ?
- Comment varie cette distribution en fonction du type de perturbateur ?
- Comment varie cette distribution en fonction de la fréquence ? (Quelles sont les corrélations fréquentielles ?)

La méthodologie suivie pour répondre à l'ensemble de ces questions constitue aussi un point important de la thèse et fait partie de ses objectifs.

L'étude des corrélations statistiques figure parmi les points les plus importants du processus de modélisation. En effet, connaître le comportement fréquentiel permet de prédire et de réaliser des estimations de la liaison radio avant un éventuel saut fréquentiel.

1.4 Conclusion

Ce chapitre a commencé par un tour d'horizon des différentes normes de communications sans fil avant de rappeler brièvement comment les terminaux de ces applications ont évolué. Il a décrit ensuite les principaux types d'antennes retrouvés dans les applications sans fil avant de présenter quelques méthodes de mesures utilisées pour la caractérisation de ces antennes. Dans la deuxième partie, un récapitulatif des types de perturbateurs et une synthèse des études de conception et d'intégration d'antennes dans les terminaux sont faits. Enfin, ce chapitre se termine par la présentation des grandes lignes du projet URC avant de définir le contexte et les objectifs de la thèse.

Références

- [1] Paul Mühlethaler, "802.11 et les réseaux sans fils", *Eyrolles*, 2002.
- [2] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)", *Health Physics*, Vol. 1, pp 151-154.
- [3] 1.Edition IEEE Std. C95.1, "IEEE Standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 KHz to 300 GHz", *IEEE, NY, USA*, 1999
- [4] European Std. EN50361, "Basic Standard for the measurement of Specific Absorption Rate SAR related to human exposure to electromagnetic fields 300 MHz - 3 GHz", *CENELEC, Bruxelles, Belgique, Septembre 2001*
- [5] S.C. FCC OET Bulletin 65, "Additional Information for evaluating compliance of mobile and portable devices with FCC limits for human exposure to radiofrequency emissions "2001".
- [6] IEC, "Procedure to measure the SAR in the frequency range of 300 MHz to 3 GHz - Part I : Hand held mobile wireless communication devices", *IEC TC106/PT62209*, Février 2005.
- [7] IEC, "Procedure to measure the SAR in the frequency range of 30 MHz to 6 GHz - Part II : Hand held and Body-Mounted devices in close proximity to the Body", *IEC TC106/PT62209*, Février 2005.
- [8] WWAN, www.wirelessman.org.
- [9] 3G, www.cdg.org.
- [10] Bluetooth, www.bluetooth.com.
- [11] H.A Wheeler, "The Radiansphere Around a Small Antenna", *Proceedings IRE*, vol. 47, no. 8, pp, 1325-1331, Août 1959.
- [12] H.A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas", *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484. Décembre 1947.
- [13] R.C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas", *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170–182, Février 1981.
- [14] L.J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas", *Journal of Applied Physics*, vol. 19, no. 12, pp. 1163–1175, Décembre 1948.
- [15] J.D Kraus, "Antennas", 2^{me} édition *McGraw-Hill* 1988.
- [16] K. Carver, and J. Mink, "Microstrip antenna technology", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 2–24, Janvier 1981.
- [17] T. Taga, and K. Tsunekawa, "Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted F Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units", *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 5, no. 5, pp. 921–929, Juin 1987.
- [18] P.Hall D. Wake Z.D Liu, "Dual-Frequency Planar Inverted-F Antenna", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. Vol. 45, pp. 1451–1457, 1997

- [19] K. Ogawa, and T. Uwano, "A diversity antenna for very small 800-MHz band portable telephones", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 9, pp. 1342–1345, Septembre 1994.
- [20] J. George, C.K. Aanandan, P. Mohanan, and K.G. Nair, "Analysis of a new compact microstrip antenna", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1717, Novembre 1998
- [21] J. George, M. Deepukumar, C.K. Aanandan, P. Mohanan, and K.G. Nair, "New compact microstrip antenna: Electronics Letters", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 508–509.
- [22] K.M. Luk, R. Chair, and K.F. Lee, "Small rectangular patch antenna", *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 2366–2367, Décembre 1998
- [23] C.R. Lin J. H. Lu J.W Wu, "A Planer Meander-line Antenna for Triple-band Operation of Mobile Handsets", *Microwave and Optical Tech. Letters*, vol. Vol.41, n° 5, pp. 380–386, 2004
- [24] K. Sulonen, and P. Vainikainen, "Handset antenna evaluation based on measured distributions", *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001. IMTC 2001. Proceedings of the 18th IEEE*, vol. 1, pp. 519-524 vol.1.
- [25] T.Amano H. IWASAKI N. Chiba, "Dual-Frequency Planar Antenna for Handsets", *Electronics Letters*, vol. Vol.34 N°25 pp 2362-2363, Décembre 1998.
- [26] P.L. Thuc R. Staraj G. Kossiavas S. Villeger, "Dual-Band Planar Inverted-F Antenna", *Microwave and Optical Tech. Letters*, vol. Vol.38, N°1, pp. 40-42, Juillet 2003.
- [27] A.A. Smith, "Standard-Site Method for Determining Antenna Factors", *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. EMC-24, no. 3, pp. 316–322, Août 1982.
- [28] C.Roblin et A. Sibille M.A Mellah, "Monostatic Absolute Characterization of UWB Antennas", *AMTA Antenna Measurement Techniques Association*, Munich, Mai 2006, Munich, Mai 2006.
- [29] J.C. Lin, "Specific absorption rates (SARs) induced in head tissues by microwave radiation from cell phones", *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 42, no. 5, pp. 138–139, Octobre 2000.
- [30] P. Bernardi, M. Cavagnaro, and S. Pisa, "Evaluation of the SAR distribution in the human head for cellular phones used in a partially closed environment", *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 3, pp. 357–366, 1996.
- [31] A. Hadjem, D. Lautru, C. Dale, Man Fai Wong, V.F. Hanna, and J. Wiert, "Study of specific absorption rate (SAR) induced in two child head models and in adult heads using mobile phones", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 4–11, 2005

- [32] T. Schmid, O. Egger, and N. Kuster, "Automated E-field scanning system for dosimetric assessments", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 1, pp. 105–113, 1996
- [33] H. Bassen, and G. Smith, "Electric field probes-A review", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 5, pp. 710–718, 1983.
- [34] D. Manteuffel, A. Bahr, D. Heberling, and I. Wolff, "Design considerations for integrated mobile phone antennas", *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480)*, vol. 1, pp. 252-256 vol.1.
- [35] G.F. Pedersen, K. Olesen, and S.L. Larsen, "Bodyloss for handheld phones", *Vehicular Technology Conference, 1999 IEEE 49th*, vol. 2, pp. 1580-1584 vol.2.
- [36] G.F. Pedersen, M. Tartiere, and M.B. Knudsen, "Radiation efficiency of handheld phones", *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, vol. 2, pp. 1381-1385 vol.2.
- [37] M.A. Jensen, and Y. Rahmat-Samii, "EM interaction of handset antennas and a human in personal communications ", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 1, pp. 7–17, Janvier 1995.
- [38] Zhi Ning Chen, A. Cai, T.S. P. See, Xianming Qing, and M.Y. W. Chia, "Small planar UWB antennas in proximity of the human head", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 1846–1857, Juin 2006
- [39] P. Marshall, "XG Next Generation Communications: Actes de WWRF, 2003".
- [40] G. Staple et K. Warbach, "The End of Spectrum Scarcity", *IEEE Spectrum*, vol. Mars 2004.
- [41] URC, http://uei.ensta.fr/fr/URC/Leaflet_URC_V6_fr.pdf.
- [42] Yvon Livran, "Présentation du projet URC: Séminaire URC, Octobre 2007".
- [43] R. Rubenstein, "Radio Get Smart", *IEEE Spectrum*, vol. Février 2007.
- [44] A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, and A.C. Lepage, "A Channel-Based Statistical Approach to Antenna Performance in UWB Communications", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 11, pp. 3207–3215, Novembre 2006
- [45] Ch. Roblin and A. Sibille, "Statistical Approach of Antennas in UWB Communications.", *European Microwave Week Special Workshop on UWB Antennas (WSECWT01)*, vol. Paris, France. 3-7 Oct. 2005.
- [46] Ch. Roblin, "A Preliminary Approach of the Statistical Modelling of Antennas for the UWB Communications.", *ICEAA-EESC '05.*, vol. Turin, Italie. 12-16 Septembre. 2005.
- [47] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel", *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, 1993.
- [48] W.K Tam and V.N. Tran, "Propagation modelling for indoor wireless communication ", *Electronics & Communication Engineering*.

Chapitre 2 : Méthodologie et approche statistique

2.1 Méthodologie

2.1.1 Introduction

Dans cette partie, une présentation générale du type de modèle recherché est effectuée. Elle s'inscrit dans le cadre du projet européen URC (Urban Radio Communication) - présenté dans le chapitre 1 - qui a guidé les travaux de cette thèse.

Les modèles de canaux font généralement abstraction des pertes liées au terminal et à l'influence de son environnement proche. Or, celles-ci introduisent une grande variabilité dans le bilan de puissance entre la source d'émission et l'antenne de réception. Cela dit, le terme environnement proche peut être très vaste et demande ainsi quelques définitions pour lever les ambiguïtés et distinguer ce qui est canal de ce qui est environnement proche.

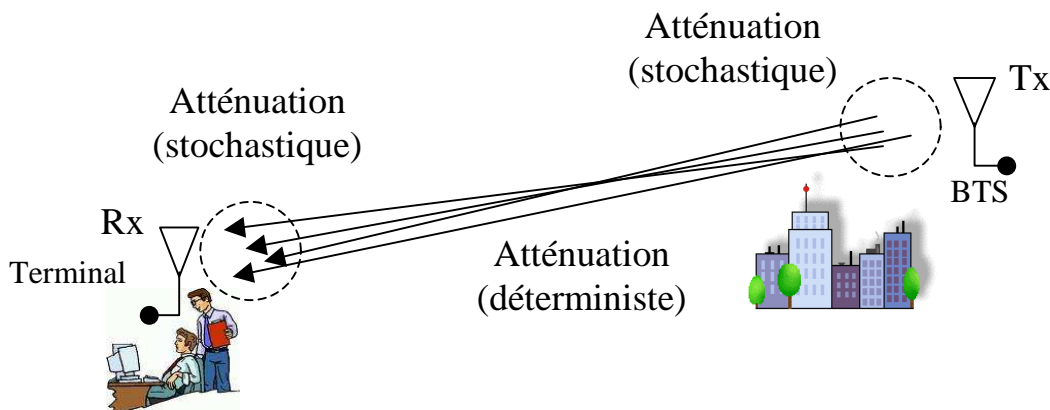


Figure 2-1 Schéma des atténuations.

La Figure 2-1 est une illustration des différentes parties de la propagation entre une station de base et un terminal dans un scénario dit « intérieur » (*indoor*). La partie principale du bilan de liaison dépend du canal de propagation qui est généralement représenté par une atténuation extraite d'une liste de modèles d'atténuations (*path loss models*). Ces derniers sont souvent établis de manière empirique ou semi empirique et plus rarement de manière déterministe en s'appuyant sur des simulations. Les modèles de canaux sont donc classés suivant les milieux ou la propagation se produit (Intérieur des bâtiments, milieux urbains ou ruraux, etc.) [1,2]. Ils sont principalement paramétrés en fonction de la distance et la fréquence.

L'environnement proche du terminal est quant à lui représenté par une entité stochastique vu la grande variabilité introduite par les dits perturbateurs proches. Suite à plusieurs travaux de recherche sur la modélisation statistique des performances des terminaux lancés au laboratoire d'ENSTA-ParisTech [3–5], un premier travail a permis d'étudier statistiquement les propriétés radioélectriques dans le cas de petites perturbations aléatoires [6], puis une nouvelle approche a été développée dans [7,8] se résumant comme suit :

- Etablir une base de données représentant les différentes propriétés radioélectriques des terminaux.
- Etablir une base de données représentant les différentes propriétés de propagation des environnements proches.
- Calculer le gain effectif en dBi pour chaque terminal dans chacun des environnements de propagation.
- Modéliser la distribution statistique en vue d'une incorporation dans un simulateur.
- Utiliser les corrélations fréquentielle pour passer d'un point de fréquence à un autre.

Nous rappelons ci-dessous la formule du bilan de liaison prenant en compte l'environnement proche [8].

$$P_{Rx} = P_{Tx}(F, \vec{r}_{Tx}) \cdot PL_{LD}(\vec{r}, \vec{r}_{Tx}) \cdot PL_{MD}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}) \cdot PL_{Loc}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}, Ter, \omega_{ter}) \quad (2-1)$$

Où

$$\left\{ \begin{array}{l} PL_{Loc} = \sum_n |A_{nH}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env})|^2 G_{rH}(\vec{\Omega}_n(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}) - \vec{\Omega}_T(Ter, \omega_{ter}), F, Ter, \omega_{ter}) \\ \quad + \sum_n |A_{nV}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env})|^2 G_{rV}(\vec{\Omega}_n(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}) - \vec{\Omega}_T(Ter, \omega_{ter}), F, Ter, \omega_{ter}) \end{array} \right. \quad (2-2)$$

Cette nouvelle atténuation $PL_{MD}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}) \cdot PL_{Loc}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}, Ter, \omega_{ter})$, intitulée « Atténuation locale », décrit les pertes subies par l'antenne quand on prend en compte l'environnement proche $PL_{MD}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env})$ et le terminal lui-même $PL_{Loc}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}, Ter, \omega_{ter})$.

$PL_{LD}(\vec{r}, \vec{r}_{Tx})$ représente l'atténuation longue distance. Les termes cités dans l'équation ci-dessus sont explicités dans le tableau ci-dessous :

Table 2-1 Terminologie.

Variable	Définition
\vec{r}	position du terminal,
F	fréquence
P_{Tx}	puissance transmise depuis le point d'accès (station de base) à la position \vec{r}_{Tx} .
A_{nH}, A_{nV}	les amplitudes du trajet n arrivant au terminal en polar H and V et respectant la contrainte $\sum_n A_{nH}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}) ^2 + \sum_n A_{nV}(\vec{r}, F, Env, \omega_{env}) ^2 = 1$.
$\vec{\Omega}_n$	la double variable angulaire (azimut, élévation) spécifiant les angles d'arrivée (départ) des différents multi-trajets pour le terminal. Ces angles dépendent en général de la position du terminal et de la fréquence.
Env	est une variable discrète servant d'index pour le type d'environnement autour du terminal. Il est clair qu'une description précise des différents types d'environnement augmentera la complexité du modèle. Un compromis précision / complexité devra être fait pour proposer un nombre limité d'environnements qui représente de manière satisfaisante les cas réels. Il est précisé qu' Env fait référence à l'environnement local qui entoure le terminal (pas l'environnement proche ou immédiat). (Figure 2-2 et Figure 2-3)
Ter	est une variable discrète servant d'index pour le type de terminal. Ici aussi, un compromis précision / complexité est à faire. (Figure 2-2 et Figure 2-3)
ω_{env} and ω_{ter}	sont les variable stochastiques décrivant la variabilité de l'environnement et du terminal respectivement
$\vec{\Omega}_T$	est la double variable angulaire (azimut, élévation) spécifiant l'orientation du terminal par rapport au repère fixe. Ce paramètre prend son sens quand les orientations à considérer sont multiples (exemple les positions occupées par un portable à côté de la tête).
G_{rH}, G_{rV}	sont les gains réalisés en polar H et V respectivement.

Ces gains peuvent être écrits sous la formule suivante :

$$G_{rH,V}(\vec{\Omega}_n - \vec{\Omega}_T, F, Ter) = \rho_Z(F, Ter) \rho_{rad}(F, Ter) D_{H,V}(\vec{\Omega}_n - \vec{\Omega}_T, F, Ter) \quad (2-3)$$

Où $D_{H,V}(\vec{\Omega}, F, Ter)$ représente la directivité du terminal dans la polarisation H ou V, ρ_z est le rendement d'adaptation compris entre 0 et 1 tenant compte de la désadaptation, ρ_{rad} est le rendement de rayonnement compris entre 0 et 1 et tenant compte des pertes dans l'antenne. Le produit des deux désigne le rendement total. Toutes les équations qui définissent ces grandeurs sont montrées dans le Tableau 2-2.

La force d'un tel modèle réside dans le fait d'intégrer dans la notion de terminal tout élément perturbateur du comportement électromagnétique (environnement immédiat) de l'antenne. En d'autres termes, l'effet de la tête et la main de l'utilisateur sont pris en compte en plus des composants qui entourent l'antenne (châssis, écran, batterie, etc).

Tableau 2-2 Grandeurs d'antennes

Rendement d'adaptation	$\rho_z = Eff_{S11} = 1 - S_{11} ^2$	2-4
Rendement Total	$Eff_{tot} = Eff_{S11} Eff_{rad} = \rho_z \rho_{rad}$	2-5
Gain d'antenne	$G_{H,V} = Eff_{tot} D_{H,V}$	2-6



Figure 2-2 Exemples de terminaux et leur environnement proche.

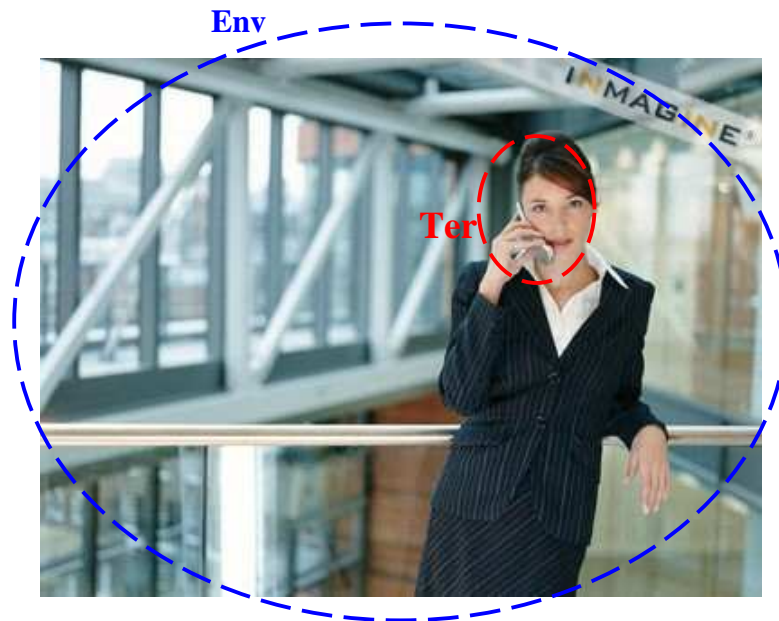


Figure 2-3 Environnement local (Env) et un terminal incluant son environnement proche (Ter)

2.1.2 Démarche

La modélisation du comportement radioélectrique des terminaux telle qu'elle est considérée dans le projet URC est ambitieuse. Naturellement, il ne s'agit pas d'avoir un seul modèle pour tout type d'antennes et de situations. Il est donc nécessaire de faire différents types de classifications, que ce soit au niveau des antennes ou des applications visées (scénarios) comme ce fut le cas pour les modèles de canaux.

La démarche générale suivie dans cette thèse est résumée dans la Figure 2-4. En amont, il est primordial de bien étudier le comportement de l'antenne dans quelques situations d'usage dans le but de détecter les principaux effets apparents qu'ont les perturbateurs proches sur les antennes en vue d'extraire les bons paramètres à considérer dans l'étape de modélisation. L'étude des interactions « Antenne – Perturbateurs » permettra d'une part de déterminer les bonnes grandeurs à modéliser et d'autre part de trouver les paramètres d'entrée influant sur les performances de l'antenne (les paramètres d'entrée correspondent aux configurations de positionnement du perturbateur par rapport au terminal). L'approche statistique et la modélisation viennent par la suite apporter des éléments de réponse aux questions relatives aux valeurs moyennes et écarts types, aux distributions statistiques ainsi qu'aux corrélations fréquentielles. Le recours à cette approche statistique est indispensable vu la grande diversité

des situations et la multiplicité des scénarios à étudier. Elle permet en effet la restriction de l'étude à un nombre finis de cas.

Cependant, comme dans toute étude statistique, on est confronté à la grande problématique du choix des échantillons et de leur représentativité. Idéalement, il aurait fallu disposer d'une grande base de données regroupant les différents types d'antennes utilisées dans les communications sans fils (Téléphonie, WiFi, ULB etc). Mais, la constitution d'une telle base de données, requiert du temps et cette thèse s'inscrit en droite ligne dans les travaux entamés par le laboratoire Electronique-Informatique d'ENSTA-ParisTech en ce sens. A cette base de données des différentes antennes dédiées aux communications sans fils, vient se greffer une autre sous base pour chaque antenne. Cette dernière concerne les différentes situations (réalisations) que peut connaître une antenne particulière dans son contexte d'utilisation. En effet, le positionnement de l'antenne par rapport à la tête - par exemple - n'est pas fixe durant l'utilisation, et il change aussi d'un utilisateur à un autre. Ainsi, plusieurs réalisations doivent être générées pour obtenir une bonne statistique. Pour ce faire, nous avons eu recours d'une part, à des simulations - grâce à des outils de CAO électromagnétiques tel que CST Microwave Studio [9] – et d'autre part, à des campagnes de mesures (des mises en situations) réalisées au sein du laboratoire impliquant plus d'une quinzaine de volontaires.

Pour les simulations, l'approche générale suivie était d'étudier premièrement des sous bandes séparément à travers plusieurs dipôles couvrant les principales normes des communications sans fils (cf chapitre 3). Puis, dans un second temps, de porter l'étude vers des antennes multi bandes et Ultra Large bande et conclure en procédant à des analyses comparatives. Les principaux avantages de l'utilisation des outils de simulations résident dans :

- La possibilité de créer rapidement un nombre important de réalisations et de configurations à travers de grandes études paramétriques, ce qui est primordial dans une approche statistique.
- La possibilité de calculer tout type de critères et/ou indicateurs de performances reliés à l'antenne et/ou au perturbateur, pouvant aider à la compréhension du phénomène d'interaction. Ce qui nécessiterait en pratique de très grands moyens et dispositifs de mesure en l'occurrence, une chambre réverbérante pour le calcul de la puissance totale rayonnée [10–13], un banc de mesure, des mannequins et des sondes pour le

calcul du DAS (Débit d'Absorption Spécifique, SAR en Anglais : *Specific Absorption Rate*).

Parallèlement aux simulations, plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées. Elles se scindent en deux grandes catégories : les mesures pour la téléphonie mobile avec comme principaux perturbateurs la tête et la main (cf chapitre 4) et les mesures pour les communications sans fils haut débit avec comme principaux perturbateurs les terminaux de bureautique (PC portables, Ecrans, Claviers, etc.) (cf chapitre 5). Le recours aux mesures est indispensable dans ce genre d'étude statistique. Au-delà du fait que tout résultat établi sur la base de simulations nécessite une validation par la mesure, la mise en situation à travers la mesure permet de surmonter certaines limites auxquelles sont confrontés les simulateurs. En effet, il est très difficile de reconstruire un environnement réel dans son ensemble et sa complexité. A titre d'exemple, le positionnement des doigts autour d'un téléphone est beaucoup plus fluide et représentatifs de la réalité en mesure qu'en simulation (cela dit, de grands progrès ont été réalisés dans ce sens comme en témoignent les travaux de Pélosie et al [14]).

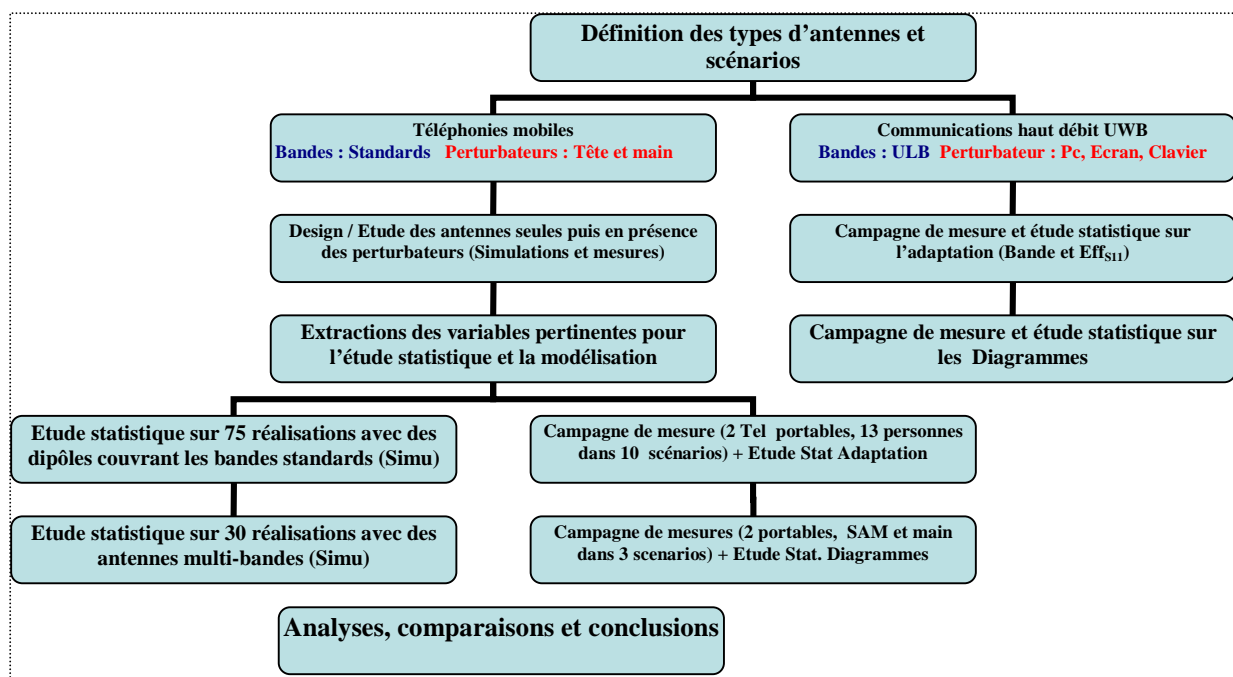


Figure 2-4 Démarche générale / Méthodologie

L'autre exemple concerne la partie consacrée aux communications sans fils haut débits ; là aussi, la grande difficulté était de pouvoir simuler un terminal bureautique réaliste et surtout de pouvoir trouver la nature des matériaux qui le composent afin d'utiliser des propriétés diélectriques correctes (dans la littérature, les structures sont souvent représentées que par leurs parties métallisées à travers des PEC – Perfect Electrical Conductor – [15,16]).

Après la réalisation des campagnes de mesures et l'extraction des données exploitables, la dernière étape consiste à analyser et comparer les différents résultats de mesures et simulations afin de mettre en évidence les corrélations fréquentielles et ce qui ressort de l'étude statistique.

2.2 Présentation des antennes et scénarios

2.2.1 Antennes

Différents types d'antennes ont été étudiés, que ce soit à l'aide d'outils de simulations électromagnétiques, de mesures ou des deux. Cette partie présente les caractéristiques RF et les performances de ces antennes quand elles sont en espace libre (sans perturbateur proche). Premièrement, on introduit l'antenne Dual Band (DB) extraite de la littérature. Ensuite, on présente les deux antennes conçues durant cette thèse : la Multi Bandes (MB) et le Monopole Ultra Large Bande en forme de DISque (MDIS). Leur conception a été faite avec le simulateur électromagnétique CST Microwave Studio [9], puis ces antennes ont été réalisées grâce à une graveuse de circuits LPKF C60 [17] et mesurées dans la chambre anéchoïde du laboratoire. Enfin, deux terminaux complets à clapet (antenne plus l'ensemble des composants autour : châssis, batterie, écran d'affichage, clavier, etc.) sont présentés. Ces derniers nous ont été gracieusement fournis par Benoît Derat (SAGEM). L'étude de ces terminaux cellulaires s'est faite à travers des mesures dans trois configurations seulement : seuls, en présence d'un fantôme de main et/ou de tête et en présence de plusieurs sujets volontaires (cf chapitre 4).

2.2.1.1 Antenne Dual bandes DB :

L'antenne DB (Dual Band) proposée par Kin-Lu Wong et al [18] est un monopole planaire réalisé sur un substrat FR4 d'épaisseur $h = 0.4$ mm et de permittivité $\epsilon_r = 4.4$ ayant une longueur $L = 100$ mm et une largeur $W = 30$ mm ce qui délimite la taille totale de l'antenne et lui donne une forme intégrable dans les terminaux de téléphones mobiles. L'antenne rayonne

grâce à un patch rectangulaire de dimensions $10 \times 30 \text{ mm}^2$ alimentée par une ligne 50Ω . Afin de créer deux résonances aux fréquences GSM et UMTS, une fente à été introduite à l'intérieure de l'élément rayonnant le divisant ainsi en deux sous patches : un premier patch intérieur court qui donne la résonance aux fréquences hautes GSM 1800 MHz et UMTS 2050 MHz et un deuxième entourant le premier et faisant parcourir au courant un chemin plus long pour avoir la résonance à 900 MHz. Plus de détails sur l'antenne peuvent être retrouvés dans la référence.

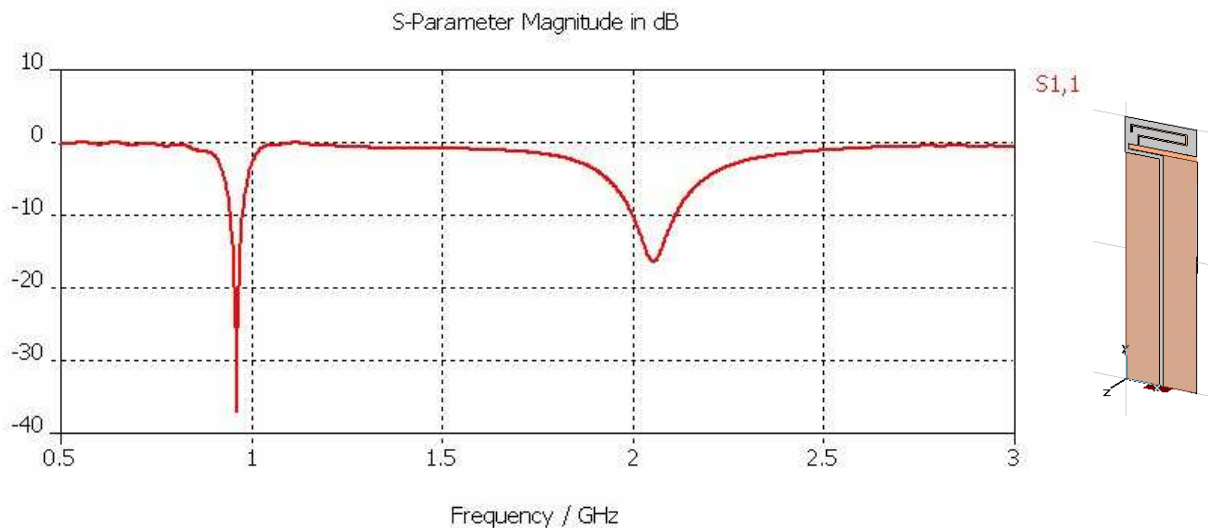


Figure 2-5 Antenne DB et son S_{11} simulé

Les diagrammes de directivité totale de l'antenne DB simulée seule sans perturbateur pour les fréquences 900 MHz et 1800 MHz sont tracés dans la

Figure 2-6. Clairement, le caractère quasi omni-directionnel est plus marqué en basse fréquence et décroît à mesure que la fréquence augmente. Cette instabilité dans les diagrammes n'est pas propre à cette antenne, elle est remarquée dans la plupart des antennes ayant des structures rayonnantes plus ou moins complexes faisant intervenir des fentes et des méandres.

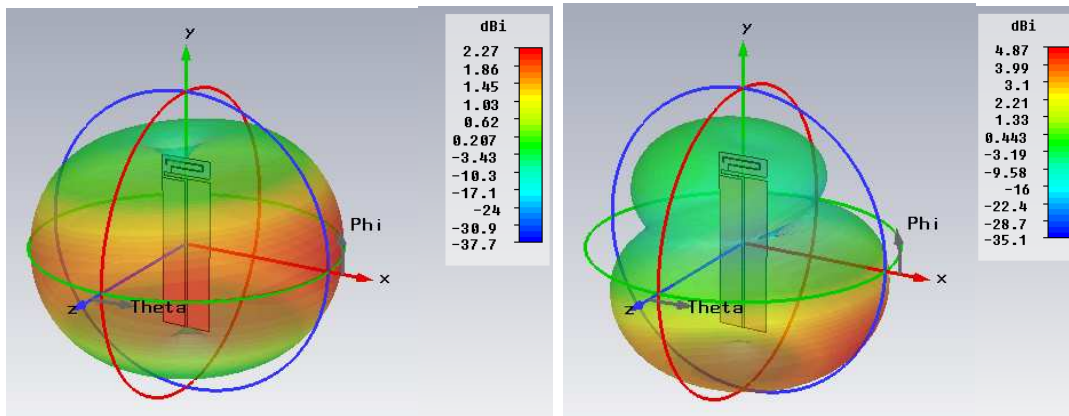


Figure 2-6 Directivité totale de l'antenne DB à 900 MHz (gauche) et 2050 MHz (droite).

2.2.1.2 Antenne multi bandes MB :

L'antenne patch multi bandes MB présentée en Figure 2-7 est une structure planaire faite sur un substrat d'épaisseur $h = 1.524$ mm et de permittivité $\epsilon_r = 2.33$. Une ligne micro ruban de largeur $W_f = 4.5$ mm vient alimenter l'élément rayonnant rectangulaire de largeur $W_l = 25$ mm et de longueur $L_l = 30$ mm. La ligne d'alimentation - présentant une impédance de 50Ω - vient rencontrer à son extrémité haute une demi-ellipse de rayons $R_{11} = 12.5$ mm et $R_{12} = 5$ mm, donnant lieu ainsi à une transition progressive – caractéristique des structures ULB – qui permet par la même occasion d'avoir une bonne distribution du courant dans le patch. En effet, la longueur des chemins parcourus par les courants est déterminante dans le fonctionnement de l'antenne. La multiplicités des chemins donne lieu à un élargissement de la bande passante [19,20]. Une autre demi-ellipse de rayons $R_{21} = 9$ mm et $R_{22} = 5$ mm est découpée cette fois de l'extrémité haute de l'élément rayonnant dans le but de rallonger encore plus le parcours des courants en vue d'une réduction de taille comme mentionné dans la section « Techniques de miniaturisation » du chapitre d'introduction. Le rayon R_{21} de la demi-ellipse supérieure a été choisi plus petit que R_{11} afin d'éviter une discontinuité trop abrupte aux deux bouts supérieurs de l'élément rayonnant.

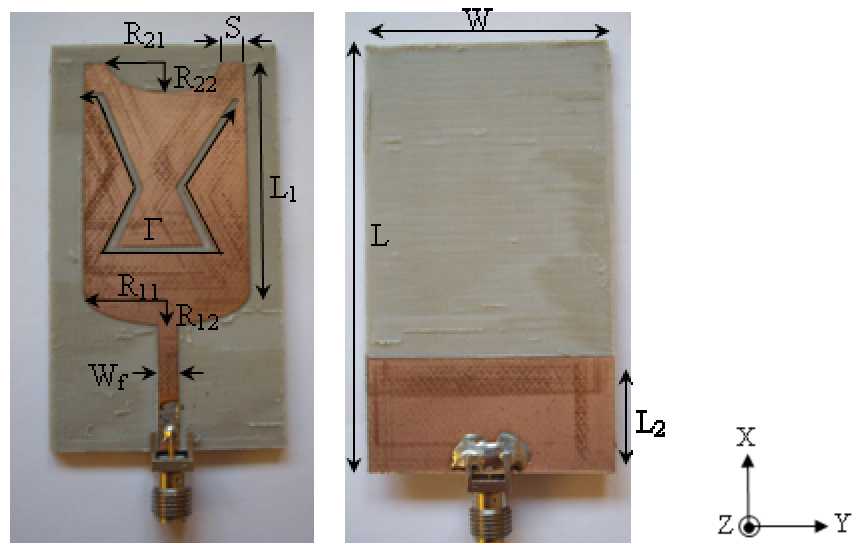


Figure 2-7 Prototype réalisé de l'antenne MB

A partir de cette géométrie, une série de configurations a été simulée en intégrant à chaque fois différentes formes de fentes en vue de produire une résonance dans la bande GSM. La configuration retenue est celle présentant une fente sous forme de vase car elle permet d'introduire une ouverture longue dans un espace limité tout en évitant l'effet de réjection (*notch effect* en anglais) du format U classique [21,22] dû à la mise en opposition des lignes de champ comme indiqué sur la Figure 2-8. La fente est de largeur $W_s = 1$ mm et de longueur $\Gamma = 65$ mm, ce qui représente un quart d'onde à la fréquence GSM 900 MHz. L'antenne dispose d'un petit plan de masse de dimensions $W \times L_2 = 35$ mm x 17 mm et est délimitée par les dimensions totales $W \times L = 35$ mm x 62 mm.

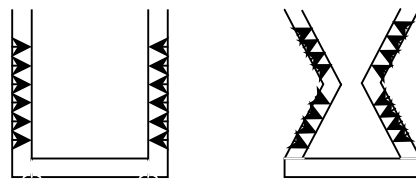


Figure 2-8 Distribution des lignes de champs dans la fente.

La Figure 2-9 compare le coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré pour l'antenne MB. Il s'agit bien d'une multi bande qui couvre les bandes d'usage pour les communications sans fils que ce soit le GSM 900 MHz et 1800 MHz ou les Wi-Fi 2.4 GHz et 5 GHz avec une bonne correspondance entre les résultats de simulations et de mesures.

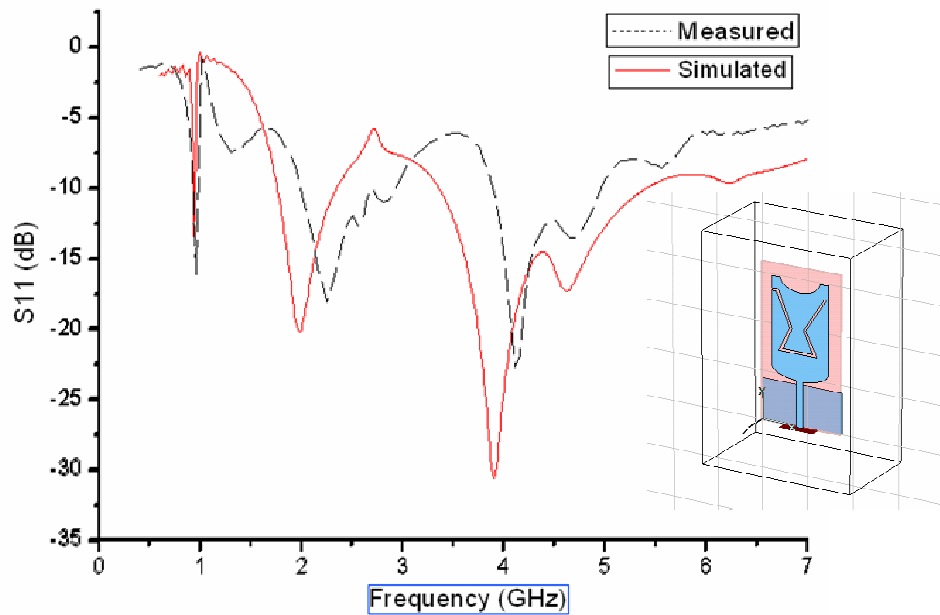


Figure 2-9 Coefficients de réflexion S_{11} MB simulé et mesuré.

La Figure 2-10 montre les diagrammes de rayonnement – gains réalisés - de l’antenne MB mesurés à trois fréquences dans une chambre anéchoïque.

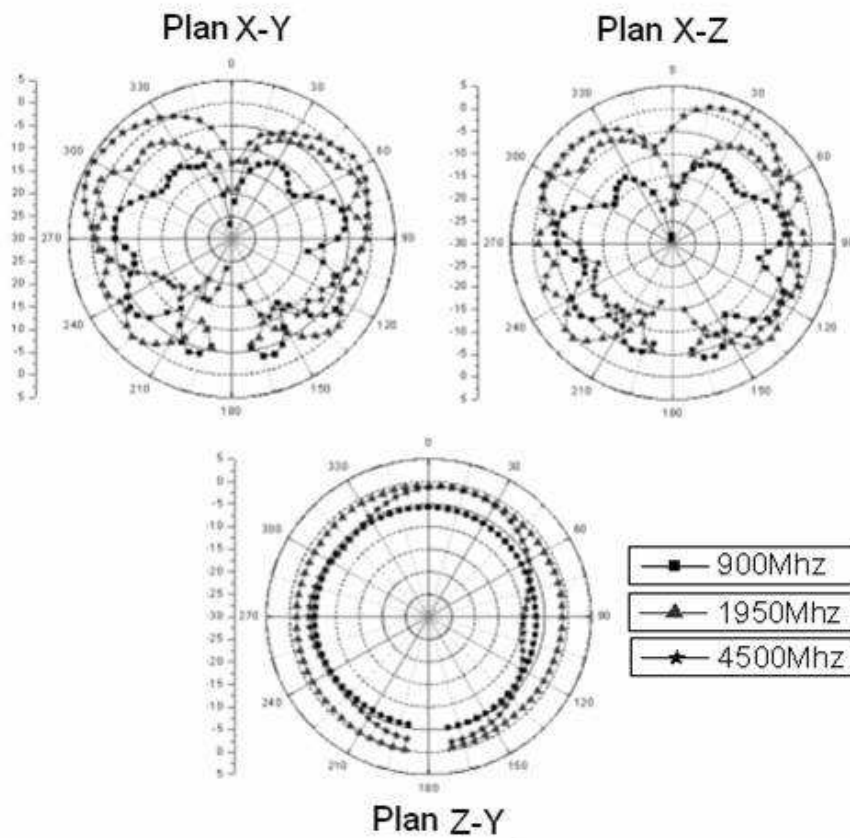


Figure 2-10 Gains réalisés mesurés pour la MB @ 900, 1950 et 4500 MHz

2.2.1.3 Antenne Ultra Large Bandes MDIS :

L'antenne MDIS (Monopole DISque) présentée Figure 2-11 est une antenne planaire ULB gravée sur un substrat Rogers RO3006 de dimensions totales $L_u \times W_u = 48 \text{ mm} \times 36 \text{ mm}$; ayant une permittivité $\epsilon_r = 6.15$ et une épaisseur $h = 1.27 \text{ mm}$. L'antenne rayonne grâce à un patch circulaire de rayon $R = 13 \text{ mm}$ alimenté par une ligne microbande d'impédance 50Ω de largeur $W_{uf} = 1.99 \text{ mm}$. Cette dernière est introduite dans l'élément rayonnant à travers une insertion - *an inset* en anglais - ($i_u = 2 \text{ mm}$, $e_u = 0.8 \text{ mm}$) permettant ainsi d'avoir une meilleure adaptation. Dans une perspective d'intégration de l'antenne dans des terminaux, un plan de masse trapézoïdal de bases ($W_u = 36 \text{ mm}$, $W_{ul} = 12 \text{ mm}$) et de hauteur $L_{ul} = 17 \text{ mm}$ a été conçu. Cette forme permet de réduire les parties métallisées dans l'antenne et tend à limiter l'influence de l'environnement d'une part et l'espace occupé par l'antenne d'autre part – dans une optique où les parties de substrat en trop sont éliminées.

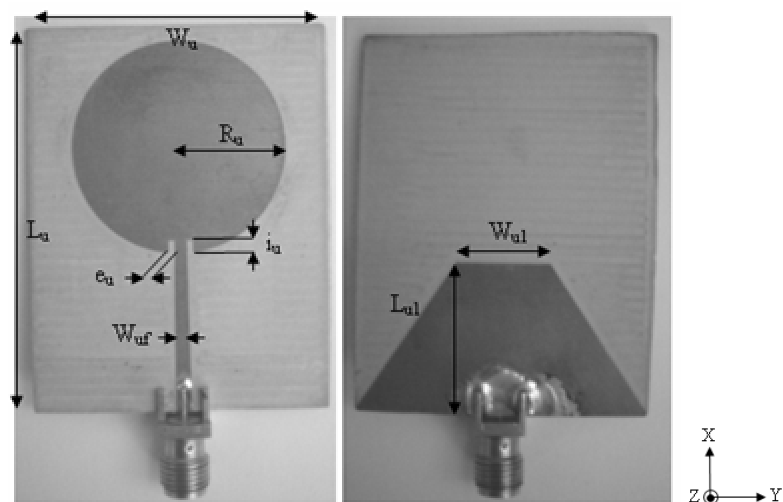


Figure 2-11 Prototype réalisé de l'antenne MDIS

Respectant toujours la condition $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ pour la définition de la bande passante, l'antenne présente une ultra large bande en deux parties, la première allant de 2.3 GHz à 6.3 GHz et la deuxième de 7.9 GHz jusqu'à plus de 11 GHz couvrant ainsi les parties

principales de la bande allouée aux applications ULB par la FCC¹ en plus des principales normes des applications sans fils : WLAN/WPAN, Bluetooth, Wi-Fi à 2.4 GHz et à 5 GHz, WiMax, etc.

L'antenne a d'abord été simulée sous CST avant d'être réalisée à l'aide d'une machine LPFK C60 [17], puis mesurée en chambre anéchoïde. Les résultats reportés dans la Figure 2-12 montrent là aussi une correspondance acceptable entre la mesure et la simulation.

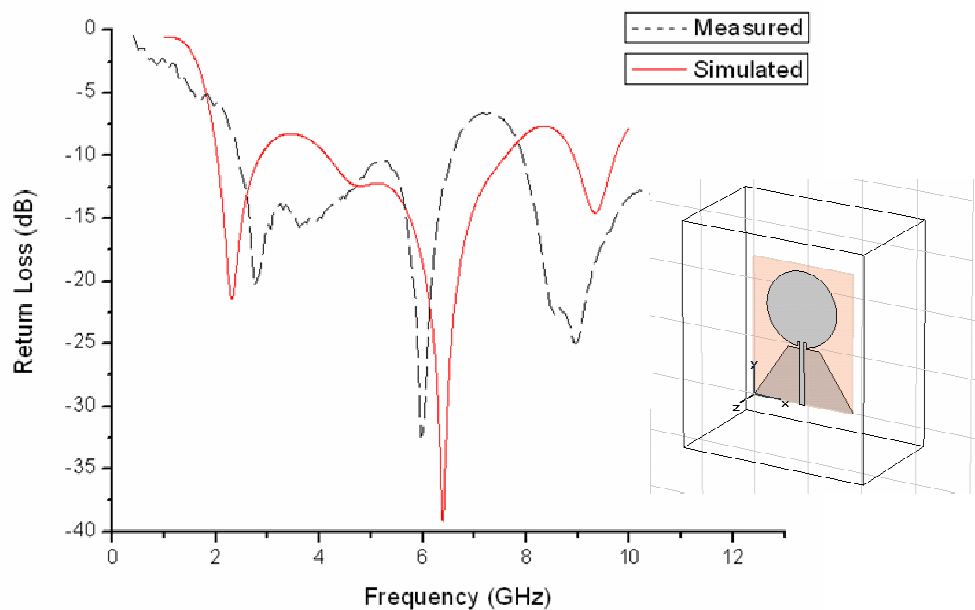


Figure 2-12 Coefficients de réflexion S_{11} MDIS simulé et mesuré.

¹ FCC, Federal Communications Commission : Organisme Américain de régulation du spectre radio fréquentiel. Elle autorise le 14 Février 2002 les émissions intentionnelles dans la bande [3.1GHz – 10.6 GHz] pour diverses applications de communications sans fils.

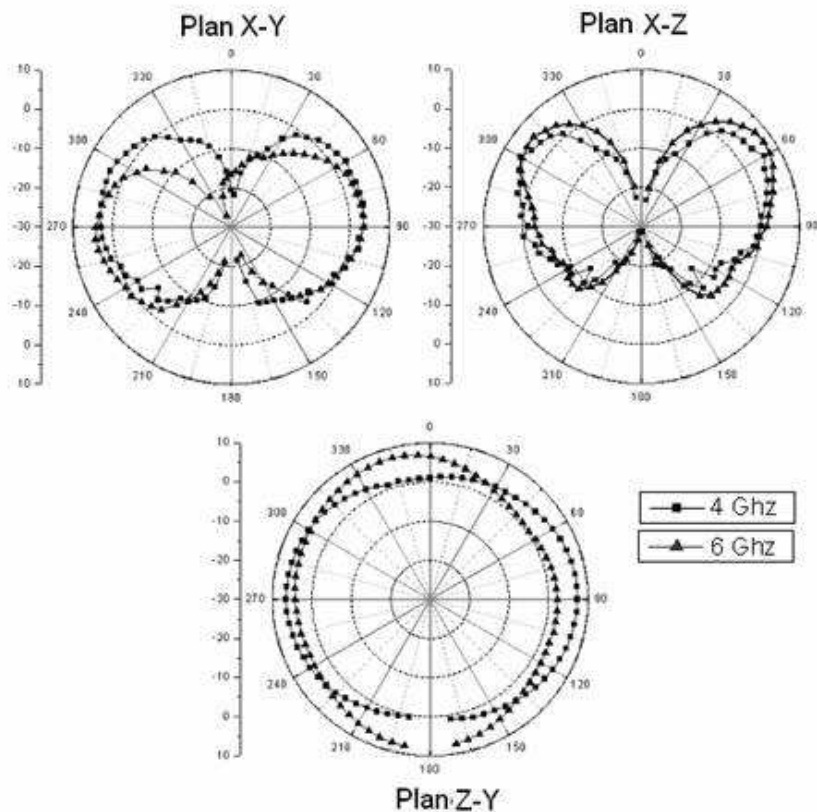


Figure 2-13 Gains réalisés mesurés pour MDIS @ 4 GHz et 6 GHz

Comme indiqué sur la Figure 2-13, l'antenne MDIS présente un rayonnement quasi-omnidirectionnel aux fréquences 4 GHz et 6 GHz avec une certaine stabilité des diagrammes dans les différents plans du repère (X,Y,Z).

2.2.1.4 Terminaux Sagem :

Pour une réelle mise en situation, de vrais téléphones portables ont été utilisés dans les mesures afin de prendre en compte directement l'ensemble du terminal incluant l'antenne et tous ses composants. Plusieurs études ont en effet montré l'important effet que peuvent avoir ces derniers - comme la batterie, les écrans et autres châssis - sur le fonctionnement de l'antenne. Ainsi, c'est tout l'ensemble qui peut être considéré comme l'élément rayonnant et pas l'antenne seule [23–25].



Figure 2-14 Terminaux Sagem

La Figure 2-14 montre les téléphones Sagem SG4C et SG9C gracieusement fournis par Benoit Derat du groupe de recherche et développement de Sagem à Paris. Ces terminaux étaient utilisés dans les campagnes de tests et validations en vue de respecter les normes de sécurité pour les utilisateurs. Leur particularité réside dans le fait que l'antenne interne a été reliée à un connecteur SMA externe via un câble blindé introduit à l'intérieur du téléphone comme indiqué sur la photo associée à la figure. Ainsi, la mesure du coefficient de réflexion du terminal dans son ensemble (antenne + structure autour) a pu être faite sur un analyseur de réseaux vectoriel comme présenté sur la Figure 2-15.

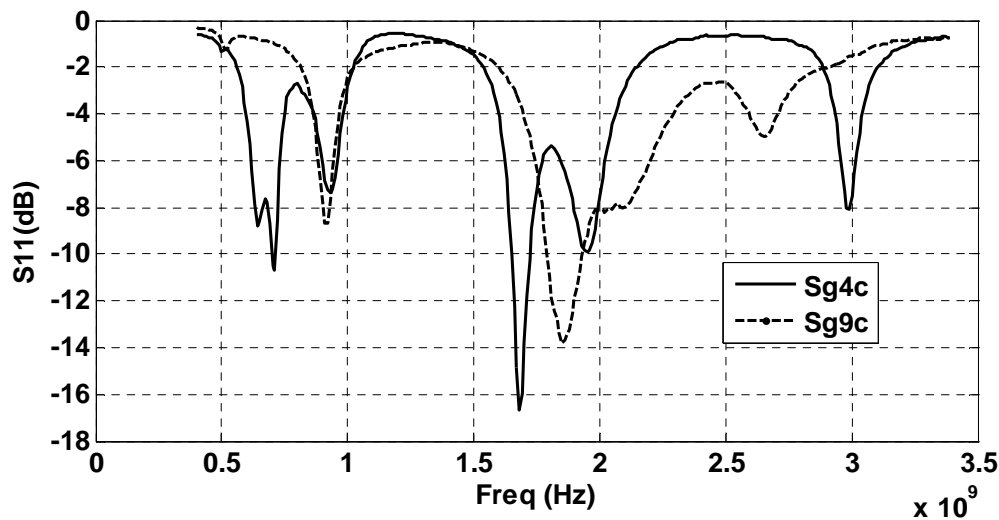


Figure 2-15 Coefficient de réflexion des téléphones Sagem seuls.

Vu le mauvais niveau d'adaptation présenté par ces téléphones portables, la bande passante est généralement déterminée sous la condition ($S_{11} \leq -5$ dB). Ainsi, le terminal Sg4c présente une première résonance autour de 900 MHz et couvre également les principales fréquences GSM hautes avec une bande allant de 1.7 GHz à 2.4 GHz. Le terminal Sg9c quant à lui, présente la même résonance autour de 900 MHz avec une autre plus basse autour de 600 MHz et une couverture de la bande haute allant de 1.6 GHz à 2.1 GHz environ.

Le rayonnement de ces terminaux est abordé dans le cadre des campagnes de mesures in situ traitées dans le Chapitre 4. En présence du modèle de tête SAM rempli de liquide bande étroite ayant les propriétés des tissus humain aux fréquences GSM [26], une série de configurations a été testée en chambre anéchoïde afin de déterminer l'influence de la tête et de la main sur les aspects directionnels des terminaux.

2.2.2 Scénarios

Plusieurs types de scénarios peuvent être déterminés afin de préciser les contextes d'applications dans lesquels sont établis les modèles. Un scénario est une description d'un environnement donné souvent associée à une application dans un contexte précis. Comme annoncé sur la Figure 2-4, deux grandes familles d'applications ont été abordées lors de cette thèse :

A) Téléphonie Mobile :

Cette partie constitue le cœur des travaux effectués. L'étude porte sur deux principaux perturbateurs : la tête et la main. Les scénarios visés sont ceux d'une utilisation d'un téléphone portable par un usager comprenant les différentes positions que peut prendre le téléphone pendant une communication « *body mounted positions* », mais aussi d'autres positions de saisie de données ou de visualisation comme l'écriture / lecture d'un texte et ou la position Visio « *browsing position* » (cf chapitre 4). Traditionnellement, les antennes candidates à ce genre d'applications sont multi-bandes ; il s'agit souvent de PIFA mais parfois aussi d'antennes à substrat (antenne patch). D'ailleurs, ces dernières présentent de très bons atouts pour répondre aux exigences du marché des télécoms et suivre ses rapides évolutions.

En effet, de plus en plus de normes de communications sans fil ont vu le jour ces dernières années, donnant suite à une saturation du spectre de fréquences et un besoin d'évoluer vers des solutions radicalement nouvelles comme les systèmes de radio cognitive. Les terminaux en cours de développement et ceux du futur devront certainement être capables d'accepter toutes ces normes et de proposer ainsi plusieurs fonctionnalités qui vont au-delà de la simple téléphonie pour aller vers le divertissement, l'information via la vidéo et les connexions internet. La course vers la miniaturisation des terminaux n'est plus aussi acharnée qu'avant car avec cette nouvelle donne, on a besoin d'un écran (tactile) et/ou clavier qui ne soit pas trop petit. L'accent est mis sur le poids, le coût, la consommation et les performances plus que sur la taille.

Les antennes patch ULB sont elles aussi de très bonnes candidates dans l'optique d'un développement et une expansion de cette technologie à l'avenir (sous réserve de trouver un accord de réglementation et de normalisation avec le WiFi et WiMax, etc).

B) Communications UWB haut débit :

La principale application visée dans cette partie est la communication haut-débit utilisant la technologie Ultra Large Bande. L'idée est alors d'effectuer des transferts de données entre plusieurs appareils se trouvant à petite distance les uns des autres – même environnement – (bureau, maison, etc.) sans avoir recours aux câbles pour éviter la gêne que peuvent constituer ces derniers.

Ainsi, les perturbateurs considérés dans cette partie sont le PC portable, l'écran, le clavier, et toute sorte de boîtiers (du type box internet). Vu la difficulté de reproduire un environnement

réaliste en simulation, cette étude a été menée expérimentalement sous forme de deux grandes campagnes de mesures détaillées dans le chapitre 5. Elles font appel aux antennes Ultra Large Bandes réalisées durant cette thèse, plus une sélection d'autres antennes ULB de types différents et également réalisées au sein du laboratoire Electronique-Informatique d'ENSTA-ParisTech dans le cadre de thèses récentes [27].

2.3 Effet des perturbateurs proches

Une étape importante avant d'arriver à l'étude statistique et la modélisation consiste à bien entrevoir les effets des perturbateurs proches sur les performances de l'antenne. Outre la compréhension et l'interprétation des phénomènes physiques, cette étape permet de voir quels sont les paramètres pertinents à considérer lors de l'étude statistique.

Depuis le succès du GSM et téléphones portables, plusieurs chercheurs se sont penchés sur l'étude des interactions «Antennes – Tête» [28,29]. Les risques éventuels induits sur les usagers lors des expositions aux ondes électromagnétiques ont été - et restent encore - la principale raison qui anime ces études et investigations. Elles sont faites soit sous forme de grandes campagnes de mesures [30–32], soit à l'aide d'outils de simulations électromagnétiques [33,34]. Avant d'aborder les détails des résultats relatifs aux interactions Antennes – Perturbateurs, on rappelle quelques notions sur les simulateurs électromagnétiques, leurs méthodes de calcul et l'évolution des modèles du corps humain utilisés dans ces études.

2.3.1 Outils de simulations

2.3.1.1 *Simulateurs électromagnétiques*

De nos jours plusieurs outils de simulations ont vu le jour, on peut citer à titre d'exemple quelques uns des plus connus : Wipl-D, IE3D, ADS-Momentum, HFSS, Ansoft Designer, CST Microwave Studio, Feko... Chacun présente ses avantages et limitations mais globalement ils permettent tous la conception et la simulation d'antennes et de structures rayonnantes, le calcul des propriétés RF tels que les coefficients de réflexion, les efficacités, les valeurs des champs proche et lointain, les gains etc. Parmi ces logiciels, CST a la particularité de pouvoir intégrer et importer des modèles géométriques tridimensionnels (Tête,

main, corps) en plus de son propre modèle SAM – suivant les types de licences prises -. En plus, il présente une interface très évoluée et intuitive pour le design et pour la visualisation des résultats. C'est pourquoi notre choix s'est porté vers cet outil lors des travaux de simulation de cette thèse.

2.3.1.2 *Méthode de Calcul*

L'étude des problèmes électromagnétiques de rayonnement et de propagation revient à souvent à la résolution des équations de Maxwell sous une forme ou une autre. Ces équations décrivent, sous leur forme intégrale ou différentielle, les champs électrique et magnétique produits par des sources électriques ou magnétiques. Calculer le champ électromagnétique nécessite ainsi une connaissance précise des courants électriques et/ou magnétiques présents dans la structure. Comme ces calculs sont généralement requis dans le domaine RF, des phénomènes tels que le déphasage, l'adaptation, la réflexion, la transmission, les pertes et le rayonnement sont à considérer de manière totale ou partielle.

La résolution d'un système électromagnétique, à partir des équations de Maxwell, conduit rarement à des expressions analytiques compactes. De ce fait, plusieurs approximations sont employées, ce qui aboutit à un jeu d'expressions analytiques, semi analytiques et numériques. Parmi les techniques analytiques, il est possible de citer les méthodes de séparation de variables, les développements en série, les solutions intégrales (transformées de Laplace, de Fourier, ...), les méthodes de perturbations, etc. ...

Le recours aux méthodes numériques a connu un succès sans cesse grandissant du fait de la loi de Moore et du développement continu des performances des calculateurs numériques. Ainsi, la méthode dite FDTD, pour *Finite Difference Time Domain*, a été proposée par Yee en 1966. Le concept de la méthode des moments fut introduit par Harrington en 1968. Dans la même période, en 1969, la technique des éléments finis a été adaptée au calcul électromagnétique par Silvester [35–37]. Depuis, plusieurs autres méthodes ont vu le jour et les codes des calculs numériques ont été sans cesse optimisés afin de tirer le maximum de profit de la puissance des processeurs. Après avoir été réservés à une élite et tournant sur de gros ordinateurs Unix, les logiciels de conception électromagnétique sont maintenant très accessibles pour les professionnels et les scientifiques et ils opèrent de plus en plus sur des micro-ordinateurs individuels standards.

Une brève revue des principales méthodes numériques employées dans le domaine du calcul électromagnétique est abordée dans l'annexe I. En premier, on décrit la méthode des moments, puis la méthode des éléments finis, celle des différences finies, la FDTD et enfin la méthode TLM (*Transmission Line Matrix*).

En résumé, une comparaison et une classification de ces méthodes est présentée ci-dessous.

2.3.1.2.1 Comparaison des méthodes numériques :

Bien que chaque méthode ait ses particularités et ses spécificités, il est possible de réaliser une classification des méthodes. Cette classification n'est pas unique, elle dépend du paramètre considéré.

En considérant l'espace de travail, le point crucial à noter serait la géométrie étudiée par la méthode. Ainsi, la méthode des moments est globalement une méthode bidimensionnelle. Il est possible toutefois de l'utiliser pour simuler les structures à symétrie de révolution, telles que les structures cylindriques. Les codes utilisant cette méthode permettent, tout au plus, un espace de travail 2.5D. Les autres méthodes étudiées sont globalement des méthodes tridimensionnelles. D'un point de vue domaine de solution, la méthode des moments et la méthode des éléments finis sont des méthodes fréquentielles. La solution doit être recalculée pour chaque fréquence. Ces méthodes sont idéales pour les structures à grand facteur de qualité. Cependant, si les paramètres du problème varient lentement en fréquence, une approximation est possible. La FDTD et la TLM sont, quant à elles, des méthodes temporelles. Ces méthodes sont utiles pour étudier la réponse large bande d'un système.

La comparaison entre les méthodes permet de définir les points de force et de faiblesse de chacune d'elles et pouvoir, de ce fait, choisir le bon candidat pour un problème donné. Le

Tableau 2-3 donne des comparaisons sommaires entre les différentes méthodes abordées.

Tableau 2-3 Comparaison entre les méthodes de calcul numérique.

MoM	Éléments finis
Concept simple Dépendance des singularités des fonctions de Green Nombre réduit d'équations ($n - 2D, n^2 - 3D$) Discrétisation des limites seulement Espace ouvert facile à modéliser Champs obtenus par intégration Bonne représentation du champ lointain Matrice de calcul pleine Difficulté de modélisation des inhomogénéités et des non linéarités	Concept évolué Non utilisation des fonctions de Green Nombre élevé d'équations ($n^2 - 2D, n^3 - 3D$) Discrétisation de toute la région d'étude Espace ouvert difficile à modéliser Champs obtenus par dérivation Bonne représentation des phénomènes aux limites Matrice de calcul creuse Facilité de modélisation des inhomogénéités et des non linéarités
FDTD	TLM
Modèle mathématique basé sur les équations de Maxwell Champs électrique et magnétique décalés en espace et en temps Nécessite moins de mémoire et la moitié du temps de calcul Fournit des résultats à chaque itération temporelle	Modèle physique basé sur le principe de Huygens Champs électrique et magnétique calculés en mêmes instant et position. Exige plus de mémoire et de temps de calcul Nécessite des procédures itératives

2.3.1.2.2 La méthode FIT utilisée par CST :

La méthode utilisée par CST est appelée FIT pour *Finite Integration Technique*, elle a été proposée la première fois par Weiland en 1976/1977 [38]. Cette méthode numérique permet de résoudre des problèmes électromagnétiques variés dans les deux domaines Temporel et fréquentiel – allant du calcul de champs statiques aux applications hautes fréquences – à travers un schéma universel de discrétisation spatial. Contrairement à la plupart des méthodes numériques, la FIT discrétise les équations intégrales de Maxwell plutôt que différentielles:

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} , \quad \oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A} ,$$

$$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \int_V \rho \, dV , \quad \oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 .$$

Figure 2-16 Equations de Maxwell

La résolution numérique des équations passe par la définition d'un domaine de calcul délimitant la structure à étudier. Ce dernier est ensuite réparti en plusieurs subdivisions suivant une méthode de maillage choisie parmi les trois possibilités proposées (hexaédrique, tétraédrique, surfacique). (Figure 2-17 extraite du manuel d'aide en ligne de CST)

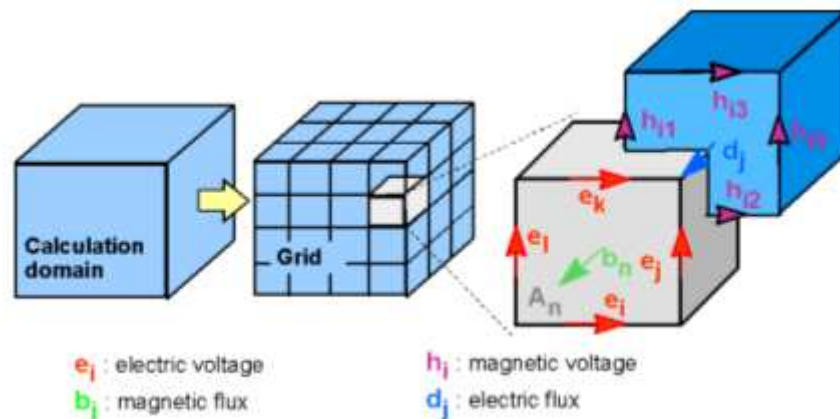


Figure 2-17 Maillage hexaédrique sous CST et champs (© CST Help).

La discrétisation spatiale des équations de Maxwell est établie sur deux grilles orthogonales ; une pour la tension électrique (*electric voltage*) et le flux magnétique (*magnetic flux*) de surface et une autre pour la circulation des champs magnétiques et le flux diélectrique. Ainsi, la résolution se fait après une reformulation matricielle du problème. Cette méthode est applicable aussi pour d'autres types de maillage [39].

La description de ces méthodes numériques est un point important qui a beaucoup contribué à l'évolution et l'avancée des recherches en électromagnétisme. En effet grâce à l'amélioration des techniques de calcul aussi bien du côté méthodologique que matériel via les outils et calculateurs, il a été rendu possible de faire évoluer aussi les structures étudiées en simulation

avec prise en compte d'objets tridimensionnels constitués de matériaux dispersifs et absorbants comme les différentes parties du corps humain (Tête, main, torse, etc.)

2.3.1.3 Evolution des modèles du corps humain

Depuis l'arrivée du GSM et les téléphones portables et au fur et à mesure que le succès des technologies sans fils grandissait, la crainte des effets de l'exposition des personnes aux ondes électromagnétiques devenait de plus en plus grande. De ce fait, beaucoup de chercheurs et organismes de normalisation et standardisation se sont penchés sur le sujet. Deux voies ont été suivies principalement : La simulation utilisant des modèles entiers ou partiels du corps humain et la mesure utilisant des fantômes de tête (ou d'autres parties du corps) remplis de liquides ayant des propriétés diélectriques similaires à celles des tissus humains.

On peut d'ailleurs se poser des questions sur la représentativité des résultats, car ces méthodes utilisent de nombreuses approximations. La première étant celle de rassembler toutes les morphologies et tailles des utilisateurs en un modèle unique et la deuxième, celle de représenter les propriétés diélectriques des différentes personnes par des valeurs moyennes (liquide pour les mesures et un modèle simple en simulations). Même les modèles multi couches restent critiquables car ils ne peuvent représenter qu'une partie minime de la population (les largeurs des tissus changent d'une personne à une autre). Mais compte tenu de la complexité du problème et vu les moyens actuels, ces méthodes restent ce qui peut se faire de mieux pour aborder la problématique et faire avancer la science. D'un autre côté, ces modèles servaient uniquement à calculer des valeurs de DAS par excès et des marges importantes de sécurité étaient prises pour palier aux problèmes d'approximations et de représentativité.

Les premiers modèles de tête simulés étaient les formes géométriques classiques. (Sphère pour une tête, un cylindre pour le bras, un carré pour la main, un rectangle pour le torse etc) ; puis petit à petit, on a commencé à intégrer des formes de plus en plus évoluées jusqu'aux derniers modèles qui représentent une vraie morphologie de tête avec toutes les formes du nez, des joues et des oreilles.

La main aussi a connu plusieurs étapes avant d'arriver aux modèles actuels où les doigts sont bien définis. Cela dit, elle présente une difficulté supplémentaire - par rapport aux autres parties du corps - relativement au positionnement des doigts. Cette problématique est

surmontée par la mise en place de trois ou quatre scénarios probable changeant la position des doigts à chaque fois (classification). Après la forme, reste à définir les propriétés diélectriques. Ces derniers dépendent de la fréquence et de la composition des structures (simples ou multicouches). Mais dans les deux cas, il faut connaître les propriétés diélectriques de chaque tissu (un moyennage est appliqué dans le cas d'un modèle simple homogène).

Pour chaque partie on calcule une permittivité et une conductivité moyenne tenant compte du pourcentage de chaque tissu dans cette partie. On précise que les tissus humains sont essentiellement non magnétiques, ainsi on leur attribue une permittivité relative $\mu_r = 1$. Les pourcentages des tissus dans les différentes parties du corps sont présentés dans les tableaux suivants [27] :

Table 2-4 Pourcentages des tissus composant une tête d'adulte

Tissu	%	Tissu	%
Graisse	7.301519	Air intérieur	3.840642
Matière grise	21.30267	Sang	0.623388
Thyroïde	0.071654	Os spongieux	5.044425
Muscle	22.69991	Os cortical	0.014331
Nerf	0.007165	Moelle	0.85268
Peau	18.03525	Cartilage	0.38693
Matière blanche	8.032388	Cerebellum	3.102608
Trachée	0.501576	Œil	0.458584

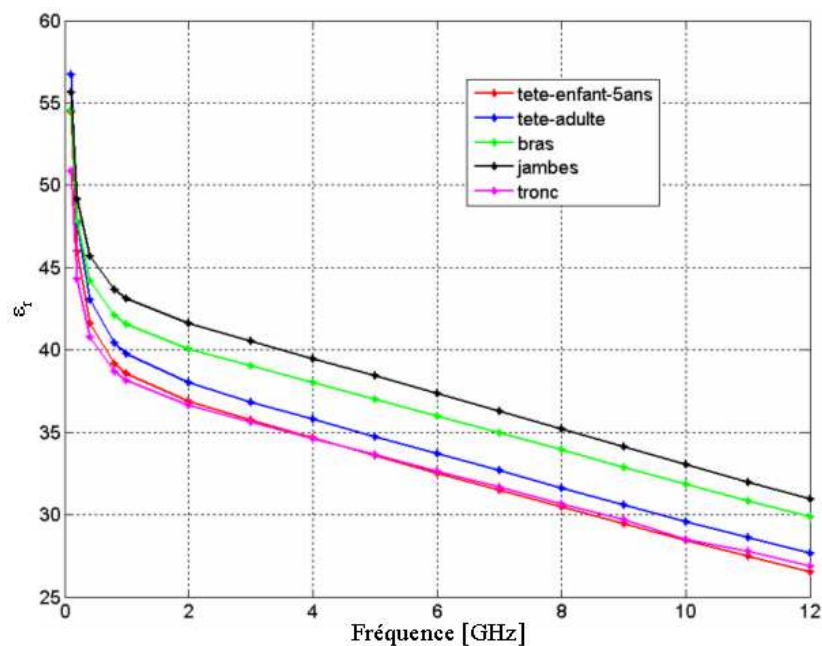
Les matériaux utilisés pour la détermination des propriétés diélectriques des différents tissus humains pour les fréquences entre 10 Hz et 100 GHz comprennent les tissus d'animaux et les matériaux d'autopsie humaine analysés peu de temps après la mort. Ainsi, les propriétés diélectriques moyennes de différentes parties du corps ont été calculées pour différentes fréquences :

Table 2-5: Propriétés diélectriques moyennes dans la tête.

F	Tête (adulte)		F	Tête (adulte)	
GHz	ϵ_r	σ	GHz	ϵ_r	σ
0.1	56.7438	0.4591	5	34.7569	3.0514
0.2	47.7669	0.5089	6	33.7163	3.8842
0.4	43.0776	0.5740	7	32.6760	4.7819
0.8	40.4227	0.6873	8	31.6403	5.7279
1	39.7886	0.7481	9	30.6157	6.7075
2	38.0289	1.1325	10	29.6157	7.7081
3	36.8601	1.6556	11	28.6215	8.7189

4	35.7983	2.3019	12	27.6620	9.7307
---	---------	--------	----	---------	--------

La Figure 2-18 montre la dépendance fréquentielle des propriétés diélectriques moyennes pour quelques parties du corps (Tête d'adulte et d'enfant, bras, etc.). On note pour les différentes parties une décroissance de la permittivité accompagnée d'une croissance de la conductivité avec l'augmentation de la fréquence. Ces courbes permettent d'extraire les valeurs des propriétés diélectriques à la fréquence voulue. C'est ainsi que seront fixées les valeurs de la permittivité relative et de la conductivité attribuées au modèle de tête pour les différentes sous-bande considérées dans l'étude des dipôles. Cette méthode est estimée raisonnable car la variation des propriétés diélectriques n'est pas importante sur une petite bande. Cependant pour des bandes plus larges d'autres modèles dispersifs peuvent être appliqués sous CST, comme le modèle Debye (1^{er} et 2^{ème} ordre), le modèle General (polynomial du 1^{er} et 2^{ème} ordre) et celui de Lorentz.



(a) Permittivité relative.

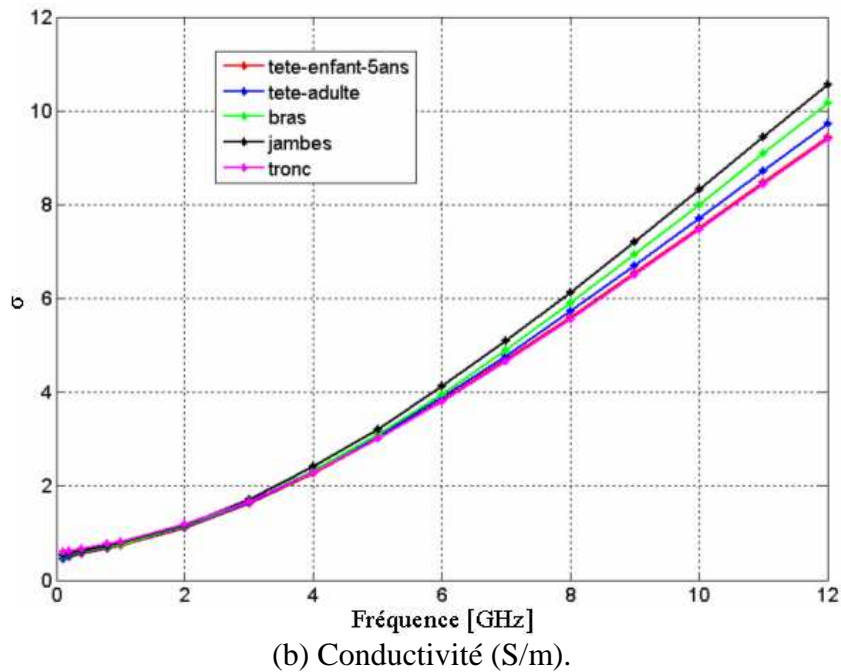


Figure 2-18 Propriétés diélectriques en fonction de la fréquence

Outre les propriétés diélectriques, la forme de la tête a connu une évolution depuis les premières recherches sur les interactions Antenne – Corps ou les différentes parties du corps étaient représentées par des formes canoniques (sphère pour simuler une tête, cylindre pour le bras et un cube pour la main). Cette évolution a toujours été liée à l'avancée dans les outils de simulation et de calcul numérique. Au fur et à mesure que les performances de ces outils augmentaient, les modèles intégrables devenaient de plus en plus réalistes. Au cours de cette thèse, deux des principaux modèles ont été utilisés (Figure 2-19) ; le premier a été élaboré durant le projet COMOBIO soutenu par le Réseau National de Recherches en Télécommunications entre 1999 et 2002 et nous a été fourni par Joe Wiart dans le cadre d'une collaboration avec les laboratoires R&D de France Télécoms. Ce modèle est considéré représentatif d'une tête d'enfant comme on le devine d'après sa forme. Le deuxième, dénommé classiquement SAM (*Specific Anthropomorphic Mannequin*) (Société SATIMO [40]), est considéré comme une référence dans les milieux de la téléphonie mobile surtout en ce qui concerne la dosimétrie. Ce dernier a été développé initialement par l'armée américaine après une grande campagne de mesures auprès de ses effectifs. Il en résulte que ce modèle est représentatif de l'échantillon choisi, ce qui ne veut pas dire de la population humaine dans son ensemble. Malgré ces réserves l'un comme l'autre de ces modèles permet de se faire une idée quantitative de l'ampleur de l'interaction électromagnétique terminal-tête.

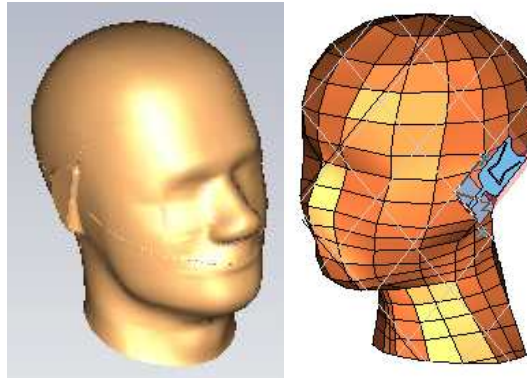


Figure 2-19 Modèles de tête SAM (Gauche) et COMOBIO (Droite)

2.3.2 Effet sur le coefficient de réflexion S_{11}

Le coefficient de réflexion appelé communément S_{11} décrit le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente à l'entrée de l'antenne. Il peut être exprimé en fonction des impédances par la formule suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (2-7)$$

où Z_C est l'impédance caractéristique et Z_L est l'impédance de charge

L'étude du coefficient de réflexion est très riche en informations car elle nous renseigne sur le comportement de l'antenne en termes de bande passante et de niveau d'adaptation, qui en constituent deux caractéristiques essentielles du bon ou du mauvais fonctionnement.

La bande passante peut être définie suivants plusieurs critères : en référence au coefficient de réflexion ($|S_{11}| \leq -10$ dB) ou de manière quasi équivalente au Rapport d'Ondes Stationnaire ($ROS \leq 2$), ou par rapport au rendement ($Eff \geq 80\%$ par exemple). Bien évidemment, le niveau de référence choisi peut changer d'une application à une autre. Si au sein de la communauté scientifique des antennes on considère généralement qu'une antenne est adaptée lorsque $|S_{11}| \leq -10$ dB, souvent en pratique cette exigence est revue à la baisse lorsqu'on s'intéresse

aux antennes des terminaux de radiocommunication (où un critère aussi lâche que $|S_{11}| \leq -5$ dB est courant).

- **Effet de la tête sur les performances de l'antenne :**

La tête de l'utilisateur est l'un des principaux perturbateurs à considérer quand il s'agit de la téléphonie mobile. Afin de voir les premiers effets sur le coefficient de réflexion d'une antenne placée à côté de la tête, plusieurs simulations et mesures impliquant les antennes présentées dans la section précédente ont été réalisées. L'emplacement de l'antenne par rapport à la tête a été fixé suivant trois paramètres définis comme indiqué sur la Figure 2-20 :

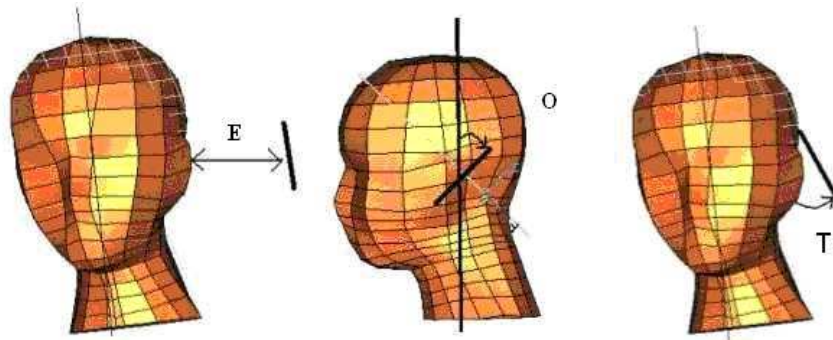


Figure 2-20 Paramètre de placement de l'antenne à côté de la tête

- L'Espacement E (mm) : distance séparant l'antenne du côté de la tête.
- L'Orientation O (deg) : Angle d'inclinaison de l'antenne par rapport à la verticale.
- Le Tilt T (deg) : Angle d'inclinaison de l'antenne par rapport au côté (profil) de la personne.

L'influence de ces paramètres sera étudiée plus en détail dans le chapitre suivant. Mais dans cette partie d'étude générale, on s'intéresse à quelques positions seulement qu'on présente sous la forme de triplets (E, O, T) comme indiqué sur les figures suivantes :

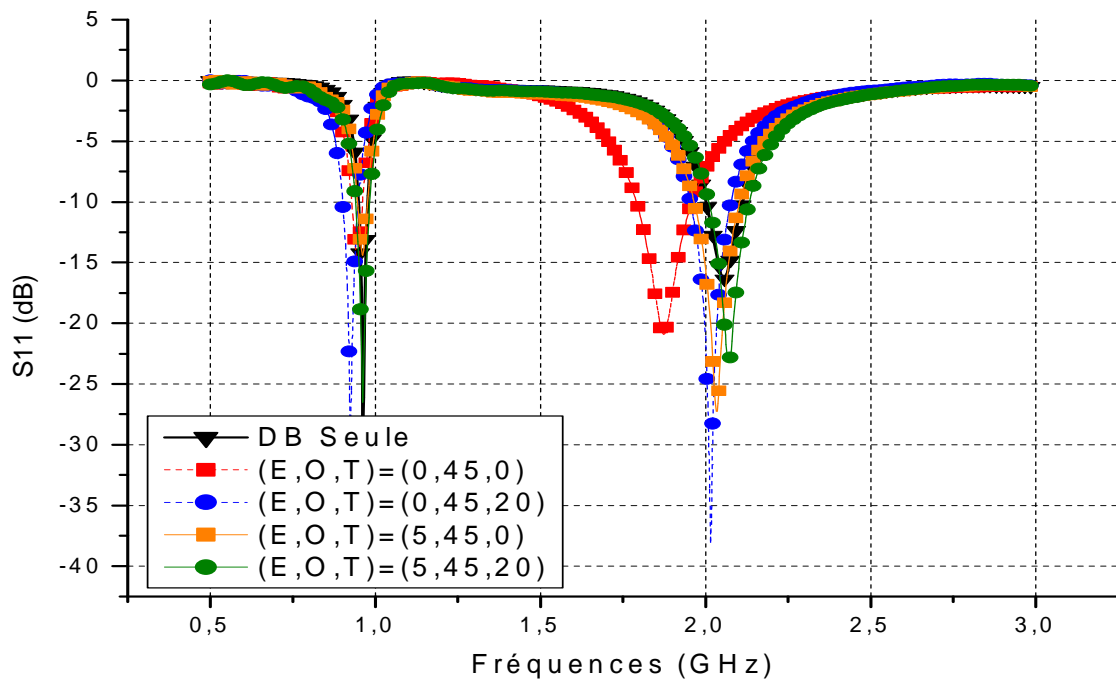


Figure 2-21 Coefficient de réflexion de l'antenne DB seule et près de la tête (Simulations).

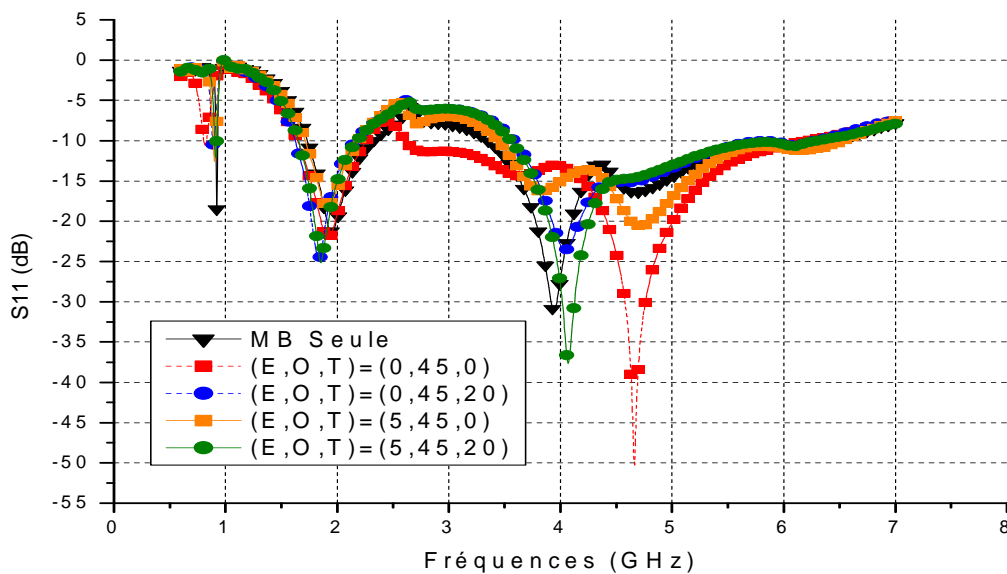


Figure 2-22 Coefficient de réflexion de l'antenne MB seule et près de la tête (Simulations)

Les figures Figure 2-21 et Figure 2-22 présentent respectivement les coefficients de réflexion issus des simulations des antennes DB et MB seules et en présence du modèle de tête d'enfant COMOBIO. On remarque que l'influence de la tête se résume en trois grands points essentiels :

- Changement du niveau d'adaptation.
- Décalage fréquentiel.
- Elargissement / Réduction de la bande passante.

Ces mêmes effets sont constatés aussi pour le cas du modèle de téléphone à clapet – disponible sous CST – en présence du modèle SAM comme indiqué sur la Figure 2-23. Naturellement, la présence de la main accentue l'influence sur l'antenne et conduit à un décalage fréquentiel et une désadaptation plus marqués.

L'explication de ces phénomènes est directement liée à la nature même des perturbateurs. En effet, au contact des différentes parties du corps l'antenne se trouve à proximité d'un milieu à pertes présentant une très forte permittivité. Cette dernière conduit à une baisse de la fréquence de résonance (décalage vers les basses fréquences) alors que l'absorption diminue la quantité d'énergie réfléchie vers l'antenne, ce qui participe à l'amélioration du niveau d'adaptation remarqué dans la majorité des cas et présenté dans les figures ci-dessus. Ce mécanisme d'adaptation par absorption est d'ailleurs bien connu. Bien évidemment, le positionnement des perturbateurs par rapport à l'antenne influe beaucoup sur le degré d'interaction.

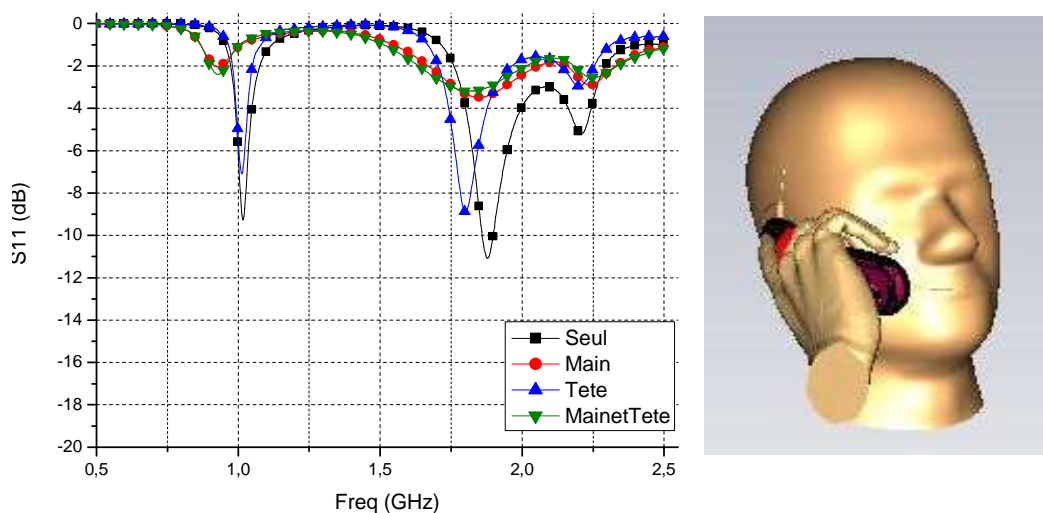


Figure 2-23 Simulations Téléphone Clapet en présence de la tête et la main

A titre d'exemple, le décalage fréquentiel est plus important quand l'antenne DB est directement collée à l'oreille $(E, O, T) = (0, 45 \text{ deg}, 0)$ que pour les autres cas où elle est à 5 mm de la tête et/ou « tiltée » de 20 deg comme indiqué Figure 2-21. Cela dit, dans une position où l'interaction est encore plus forte - particulièrement quand on ajoute l'effet de la main-, la

répartition des courants dans l'élément rayonnant est beaucoup plus affectée ce qui modifie significativement les lignes de champs et conduit à une désadaptation (cf Figure 2-23).

2.3.3 Effet sur le rayonnement

2.3.3.1 Rappel

Le rayonnement d'une antenne peut être décrit suivant une série d'indicateurs comme le gain, le rendement, l'ouverture à -3 dB, et bien d'autres. Ces grandeurs aident à renseigner sur les performances d'une antenne et sont utilisées comme références pour établir des comparaisons entre antennes de même type. En amont, un petit résumé est fait pour rappeler quelques notions liées à l'antenne et ses performances suivant le formalisme d'émission présenté dans la Figure 2-24 [41].

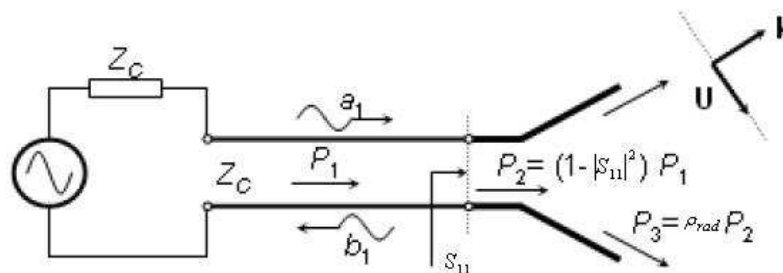


Figure 2-24 Schéma d'une antenne à l'émission.

On suppose l'antenne excitée par une source (d'impédance interne Z_c) reliée à l'accès de l'antenne par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c également. On note a_1 l'onde incidente fournie par la source. Le champ électrique lointain $E(k)$ rayonné par l'antenne dans la direction du vecteur d'onde k est donné par l'équation suivante :

$$E(k) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} A(k) \quad (2-8)$$

η_0 étant l'impédance du vide et $A(k)$ le vecteur amplitude du champ suivant le vecteur de polarisation U contenu dans le plan normal à k . On définit ainsi la fonction de transfert H^t de l'antenne à l'émission comme suit :

$$H^t(k) = \frac{A(k)}{a_1(f)} \quad (2-9)$$

$a_1(f)$ étant le spectre de l'onde incidente.

Dans le schéma ci-dessus, P_1 dénote la puissance incidente de la source, P_2 la puissance d'entrée acceptée et P_3 la puissance rayonnée. On définit la directivité comme étant le rapport entre la puissance rayonnée par angle solide et la puissance rayonnée totale. Le gain est défini de manière similaire mais en intégrant les rendements. En tenant compte du rendement de rayonnement, on obtient le gain ordinaire (G) et si on considère en plus le rendement d'adaptation, on obtient le gain réalisé (G_R) comme l'indiquent les équations suivantes en complément de celle citées précédemment dans le Tableau 2-2 :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (2-10)$$

$$G_R = (1 - |S_{11}|^2) \cdot G = (1 - |S_{11}|^2) \cdot Eff_{rad} \cdot D = Eff_{tot} \cdot D \quad (2-11)$$

$$P_{rad} = P_3 = Eff_{tot} \cdot P_1 \quad (2-12)$$

2.3.3.2 Effet sur le rendement

Dans l'ensemble de notre étude, on s'intéressera aux différents rendements : d'adaptation ($Eff_{s_{11}}$), de rayonnement (Eff_{rad}) et total (Eff_{tot}) car ils permettent d'établir un premier bilan rapide sur les pertes d'énergies. Les courbes tracées sur la Figure 2-25 et la Figure 2-26 présentent respectivement le rendement de l'antenne DB et MB seules et en présence de la tête dans plusieurs configurations. Il apparaît de façon très claire que la tête fait baisser le rendement de manière significative. Ici aussi, le degré d'influence dépend de la position du perturbateur. Au fur et à mesure que la distance E entre l'antenne et le côté de la tête augmente, l'interaction diminue, ce qui se traduit par une augmentation du rendement et une réduction du décalage fréquentiel.

L'autre facteur important qui influe sur le degré d'interaction est la présence ou non de la main. La Figure 2-27 montre l'effet de la main sur le taux d'énergie absorbée. Quand le téléphone est enserré entre les deux tissus à pertes que sont la main et la tête, l'influence est plus grande et le rendement chute à une valeur très faible (en dessous de la barre des 10% sur les deux bandes de fréquence).

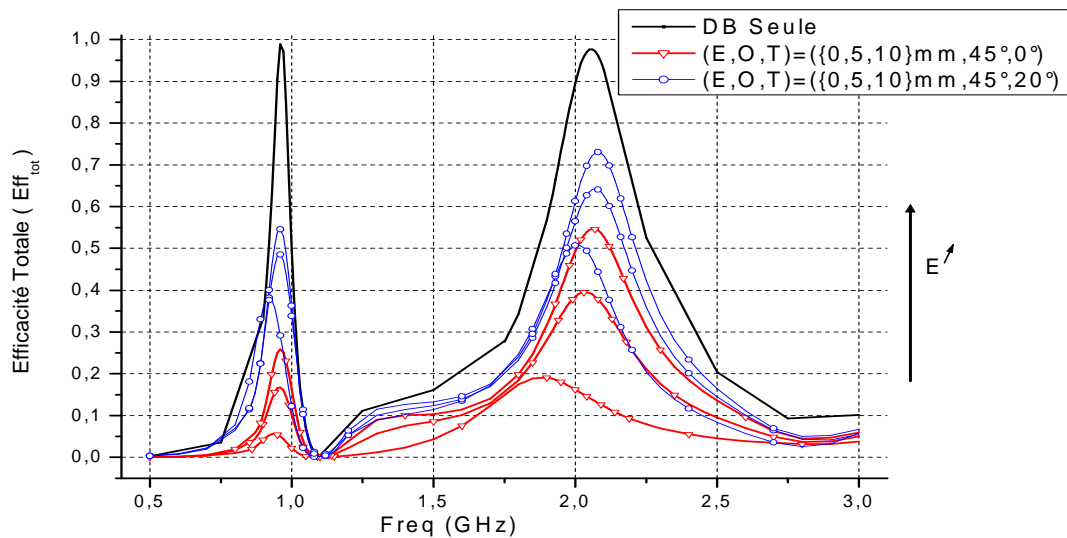


Figure 2-25 Efficacité totale de l'antenne DB seule et en présence de la tête.

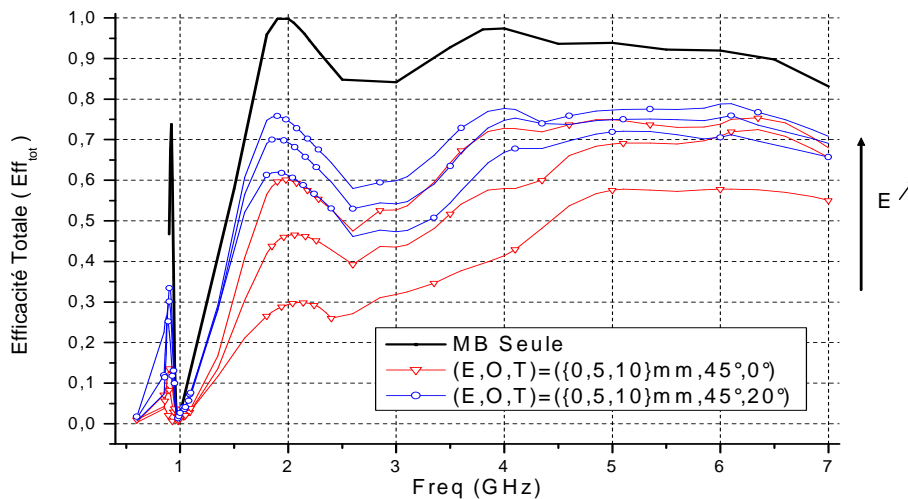


Figure 2-26 Efficacité totale de l'antenne MB seule et en présence de la tête.

L'autre point remarqué dans ces premiers résultats, est que l'influence des perturbateurs est plus forte en basse fréquence qu'en haute fréquence. Que ce soit pour le téléphone à clapet, l'antenne DB ou MB, plus la fréquence augmente plus le niveau d'efficacité totale s'améliore – pour la même position « antenne – perturbateur » -. Ceci est dû au fait que les ondes pénètrent moins dans les tissus humains en haute fréquence, ce qui réduit par conséquent le taux d'énergie absorbée.

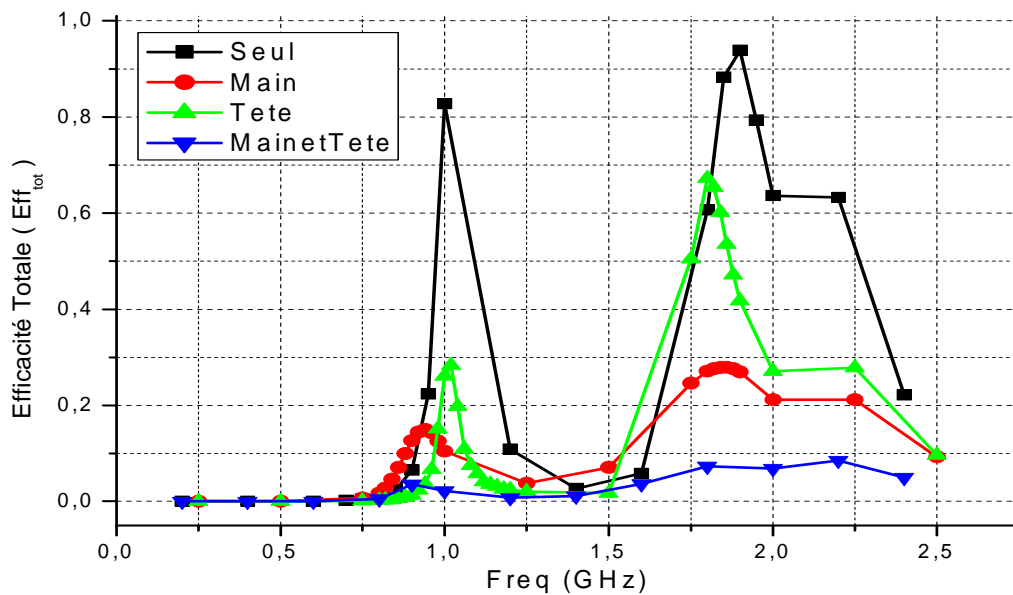


Figure 2-27 Effet de la main et la tête sur le rendement total du téléphone à clapet.

2.3.3.3 Effet sur le diagramme

S'agissant des applications de téléphonie où la mobilité est inhérente, les antennes utilisées doivent présenter des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels ou quasi-omnidirectionnel pour assurer une bonne liaison radio dans toutes les directions sans se soucier du positionnement du terminal. Toutes les antennes citées au début de ce chapitre présentent des performances quasi-omni en espace libre comme indiqué dans la section de présentation au début de ce chapitre.

Naturellement, la présence de la tête à proximité de l'antenne perturbe les diagrammes en détruisant leur omnidirectionnalité. La symétrie initiale est perdue et laisse place à un déséquilibre qui se manifeste par un gain en directivité du côté de l'antenne et un effet de masquage – perte de directivité – du côté opposé comme indiqué sur la Figure 2-28.

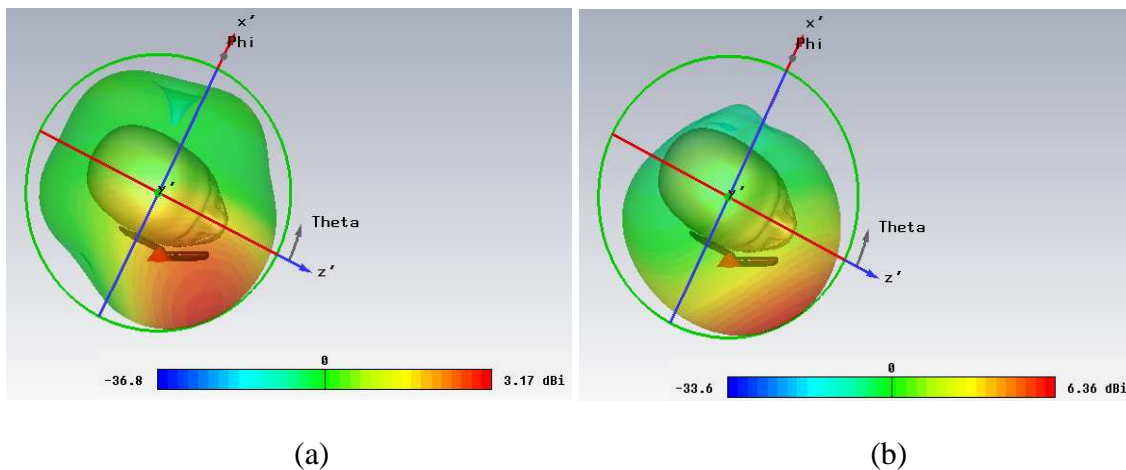


Figure 2-28 Directivité du téléphone Clapet en présence de la tête (a: 0.9 GHz / b:1.8 GHz).

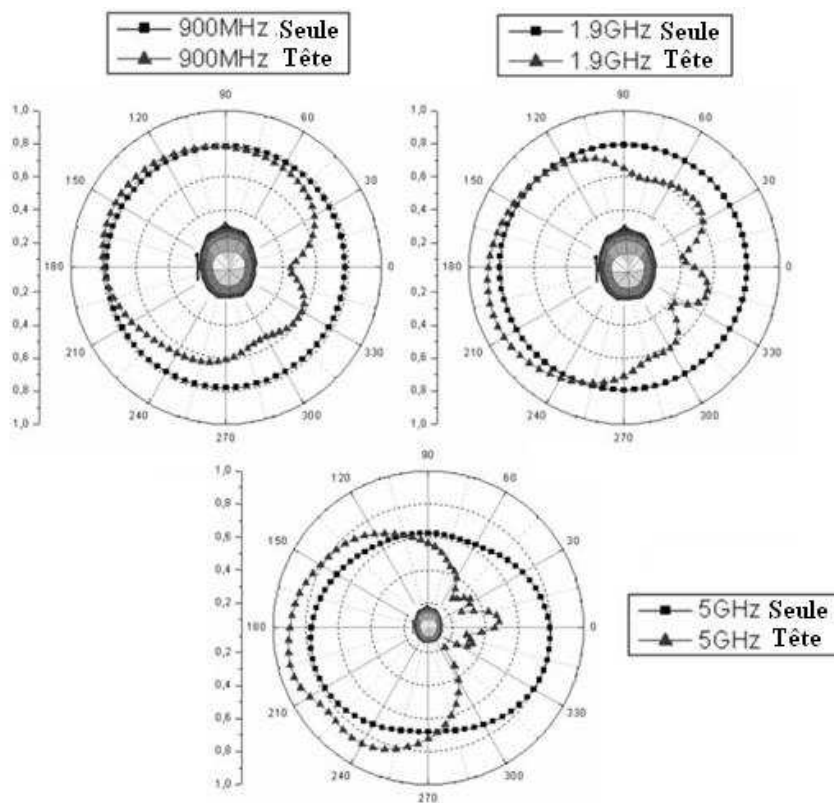


Figure 2-29 Influence de la tête sur la directivité de l'antenne MB (Simulations).

Là encore on remarque une dépendance fréquentielle dans le comportement du diagramme de rayonnement. En effet, la tête exerce un effet plus important sur l'antenne à la fréquence 1800 MHz qu'à la fréquence 900 MHz. Ceci se manifeste par un maximum de directivité plus important à 1800 MHz avec une valeur de 6.36 dBi contre 3.17 dBi à 900 MHz d'un part, et un effet de masquage plus fort d'autre part.

La Figure 2-29 montrant une coupe azimutale des diagrammes de directivité de l'antenne MB en présence du modèle de tête COMOBIO, s'inscrit dans la même lignée et montre aussi qu'au fur et à mesure que la fréquence augmente l'effet de la tête devient plus marqué. En d'autres termes, quand la fréquence augmente, l'onde devient de plus en plus petite par rapport à la tête, ce qui accroît l'effet réflecteur produit par la tête, donnant lieu à une plus forte directivité d'un côté et un plus fort masquage de l'autre.

2.4 Variables et approches statistiques

Les premiers résultats présentés jusque là nous montrent les grands effets que peuvent subir les performances RF d'une antenne quand elle se trouve à proximité d'un fort perturbateur comme la tête ou la main. Ils nous révèlent aussi que le degré d'interaction et par conséquent de la perturbation peut être très variable. Ce degré dépend en effet de la configuration et de la position dans laquelle se trouve l'antenne entre ces perturbateurs. On peut se trouver dans une configuration de forte influence – Téléphone bien serré contre la tête - donnant lieu à une forte perturbation comme on peut être dans une situation de faible influence – Téléphone « Tilté » - perturbant moins les performances de l'antenne. Dans ce type de problématique, il n'est pas judicieux de traiter un cas ou deux seulement. Les résultats obtenus seraient spécifiques aux cas choisis et les modèles établis par la suite seraient bien évidemment non représentatifs.

Le recours à une approche statistique apparaît donc naturellement, car il permet de donner une vue d'ensemble sur le phénomène de perturbation à travers l'étude d'échantillons regroupant les principales configurations susceptibles d'être rencontrées dans l'usage du téléphone. Par conséquent, on peut espérer une meilleure représentativité de la réalité par une approche statistique. Il reste que le problème majeur est de déterminer le bon échantillon statistique pour assurer une représentativité correcte, sachant qu'il impliquera un nombre important de paramètres constitutifs du terminal et de son environnement.

Dans un contexte aussi complexe que celui de la modélisation des interactions « antenne – perturbateurs », on se retrouve ainsi confronté à la problématique du choix des

caractéristiques et/ou indicateurs de performance à modéliser. Néanmoins, on peut s'appuyer sur de premiers résultats pour se guider dans ces choix de paramètres. Ainsi, l'étude du coefficient de réflexion a montré par exemple que d'une part la bande était sujette aux variations suivant le degré de l'interaction et que d'autre part, il y'avait un décalage fréquentiel – principalement vers les basses fréquences -. Il est donc intéressant de suivre l'évolution de la bande passante, en l'occurrence de son élargissement et/ou rétrécissement et de son décalage fréquentiel.

Suivre l'évolution d'un paramètre implique l'introduction d'une référence afin de pouvoir dresser des études comparatives par la suite. Dans notre cas, la référence est constituée de l'antenne isolée² (sans perturbateurs). A partir des performances de l'antenne en espace libre, on peut alors calculer les variations apportées par l'élément perturbateur placé dans sa proximité.

2.4.1 Le rapport de bande (Bandwidth Ratio) BR :

La bande passante est l'une des informations les plus pertinentes parmi celles définissant les performances d'une antenne. Considérant la bande comme étant l'ensemble des fréquences répondant à une condition donnée ($|S_{11}| \leq -10$ dB), on définit un rapport de bande *BR* (*Bandwidth Ratio*) divisant la bande passante obtenue en présence du perturbateur sur la bande passante de l'antenne en espace libre comme illustré sur la formule suivante :

$$BR = \frac{\text{Bande}_{\text{Perturbée}}}{\text{Bande}_{\text{Isolée}}} \quad (2-13)$$

2.4.2 Le décalage fréquentiel relatif (Relative Frequency Shift RFS) :

Le décalage est aussi un paramètre important à suivre pour la suite. Il renseigne sur le mouvement de la plage des fréquences d'opérationnalité de l'antenne en prenant comme référence le cas isolé. Pour quantifier ce mouvement, on choisit de prendre comme repère du décalage la fréquence du minimum de $|S_{11}|$ qu'on appellera par abus de langage F_{RES} en référence à la fréquence de résonance, car même si la résonance est définie pour la fréquence

² Dans ce manuscrit, le terme isolé désigne la configuration où l'antenne est en espace libre (appelé aussi « antenne seule »)

qui maximise le facteur de qualité, elle se trouve souvent très proche de celle qui correspond au minimum du $|S_{11}|$. Avec la bande passante, la fréquence F_{RES} synthétise les principales informations utiles données par le coefficient de réflexion. (A noter que cette fréquence désignant le Min/S_{11} nous renseigne par la même occasion sur le maximum d'efficacité d'adaptation).

Afin de pouvoir établir des comparaisons, notamment entre les différentes bandes de fréquences, on s'intéressera aux variations relatives à travers le calcul des décalages fréquentiels relatifs RFS (*Relative Frequency Shift*) comme indiqué dans la formule qui suit :

$$RFS_{RES} = \frac{F_{RES}(Perturbateur) - F_{RES}(Isolé)}{F_{RES}(Isolé)} \quad (2-14)$$

2.4.3 Les variations relatives des rendements :

Concernant les efficacités, le même principe de changement relatif est appliqué en divisant la variation enregistrée suite à la présence du perturbateur par la valeur du rendement du cas isolé. Mais avant cette opération, un moyennage sur une bande ΔF autour de la fréquence d'intérêt F est appliqué pour des raisons de lissage et de pertinence. Cela permet en effet d'éviter les grandes variabilités et fluctuations dans les résultats dues aux choix d'une certaine valeur d'entrée plutôt qu'une autre dans la bande de travail – surtout dans ce contexte où la plage de fréquences d'opération subit des décalages en présence du perturbateur-. La procédure de calcul est indiquée dans les formules suivantes (où P désigne un Paramètre indicateur parmi les efficacités):

$$P(F) \in \{Eff_{S_{11}}(F), Eff_{TOT}(F), Eff_{RAD}(F)\} \quad (2-15)$$

$$P_{\Delta F}(F) = \frac{1}{\Delta F} \int_{F-\Delta F/2}^{F+\Delta F/2} P(F).df \quad (2-16)$$

$$P_{\Delta F,R}(F) = \frac{(P_{\Delta F,Perturbé}(F) - P_{\Delta F,Isolé}(F))}{P_{\Delta F,Isolé}(F)} \quad (2-17)$$

Pour ce qui est du diagramme de rayonnement, les principaux changements causés par la présence des perturbateurs sont la perte de l'omni-directionnalité avec un gain en directivité d'un côté et un effet de masquage de l'autre. Dans un premier temps, et d'un point de vue "Radio Cognitive", il serait intéressant de réaliser une série de comparaisons fréquentielles, afin de voir par exemple si un gain à une fréquence reste toujours un gain quand on passe à une autre fréquence.

Plusieurs indicateurs de performance seront étudiés dans le chapitre suivant dans les différentes configurations « Antenne – Perturbateurs » pour évaluer l'évolution des diagrammes : l'ouverture à -3 dB, le maximum de directivité ainsi que le rapport « Avant – Arrière » (« *Front to Back* » *Ratio*). L'accent sera particulièrement mis sur ce dernier, car il rend compte du déséquilibre introduit par le perturbateur dans le diagramme symétrique de départ de l'antenne en espace libre, l'objectif à terme étant de mettre en évidence les corrélations fréquentielles et angulaires.

Dans un premier temps, on s'intéressera aux diagrammes des antennes simples. Ainsi, les différentes bandes standards seront représentées par une série de dipôles simulés seuls puis en présence du modèle de tête COMOBIO dans plusieurs configurations. L'ensemble de ces dernières fera l'objet de l'étude statistique.

La deuxième partie concernera les mesures faites avec le modèle de tête SAM et les téléphones portables fournis par SAGEM (présentés dans la section 2.2.1.4). Les détails de cette étude sont présentés dans le chapitre 4.

2.5 Conclusion

Ce chapitre présente la méthodologie suivie pour aborder la problématique de modélisation des interactions entre les antennes et les perturbateurs. Il commence par introduire le contexte du Projet URC dans lequel est inscrite cette thèse afin de donner une idée sur les objectifs recherchés à court et à long terme.

La démarche globale est ensuite décrite, commençant par l'explicitation des domaines d'applications et scénarios visés dans cette étude, à savoir la téléphonie mobile d'une part et les communications ULB-HD (Ultra Large Bande - Haut Débit) d'autre part. Cette catégorisation a permis l'identification des types d'antennes et perturbateurs à considérer pour

chaque classe, et a conduit dans un premier temps à la réalisation de deux antennes (une multi-bande (MB) et une Ultra Large Bande (MDIS)) qui sont venues élargir le nombre d'antennes étudiées en simulation et/ou en mesure.

Différentes antennes ont alors été caractérisées d'abord seules – en espace libre –, puis en présence de perturbateurs dans quelques positions afin de voir les principaux effets produits. Ces derniers peuvent être résumés comme suit :

- Effet sur bande passante : Changement du niveau d'adaptation et décalages fréquentiels.
- Effet sur rendement : Chute du rendement en raison des pertes (absorption, désadaptation, etc).
- Effets sur les diagrammes : Pertes du caractère omnidirectionnel (ou quasi omnidirectionnel) donnant lieu à un diagramme asymétrique avec un gain en directivité d'un côté et un effet de masquage de l'autre.

Cette première étude révèle aussi que le degré d'interaction entre l'antenne et le perturbateur est très variable. Il dépend en effet de la configuration et du positionnement de l'antenne par rapport au perturbateur d'une part et de la fréquence considérée d'autre part.

Pour le cas de la téléphonie mobile, il en ressort que la tête a un effet plus fort en basse fréquence pour ce qui est du rendement. Ainsi, au fur et mesure que la fréquence augmente, l'effet de la tête est moindre et le rendement total en présence de la tête s'améliore. Ceci s'explique par un niveau d'absorption moindre pour les fréquences hautes du fait que les ondes pénètrent moins quand la longueur d'onde devient petite.

Ce même raisonnement conduit à un effet fréquentiel inverse pour ce qui est des diagrammes de rayonnement. En effet, plus la fréquence augmente, plus l'effet de la tête est fort avec une perte de l'omni-directionnalité et de la symétrie des diagrammes de plus en plus marquée. Autrement dit, l'effet réflecteur de la tête croît avec la fréquence, donnant lieu à plus de directivité d'un côté du terminal et beaucoup moins de l'autre.

Ces résultats montrent la nécessité d'avoir une approche statistique à ce problème, vu l'importante variabilité qui le caractérise. Ils permettent d'aborder la suite du travail et annoncent les méthodes à suivre pour l'étude statistique du comportement de l'antenne en

présence des perturbateurs proches. Ainsi, des indicateurs comme le rapport de bande BR et le décalage fréquentiel relatif RFS ont été introduits pour suivre le comportement du coefficient de réflexion et de la bande passante, et des indicateurs comme la variation relative du niveau du rendement total et le rapport « Avant – Arrière » -entre autres- ont été introduits pour suivre le comportement de l'antenne en rayonnement.

Références

- [1] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel", *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968.
- [2] V. Dasarathan, M. Muthukuma and K.N. Elankumaran, "Outdoor Channel Measurement, Pathloss Modelling and System Simulation of 2.4 GHz WLAN IEEE 802.11g in Indian Rural Environments", *Microwave Conference, APMC 2007, Asia-Pacific*, pp 1–4.
- [3] C. Roblin, "A Preliminary Approach of the Statistical Modelling of Antennas for the UWB Communications,", *ICEAA-EESC '05*, Turin, Italie, 2005, 12-16 Septembre
- [4] C. Roblin S. Bories and A. C. Lepage A. Sibille, "A Channel-Based Statistical Approach to Antenna Performance in UWB Communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 11, Novembre 2006, pp. 3207-3215.
- [5] A. Sibille, "Statistical antenna modelling", *29^{me} Assemblée Générale URSI*, Chicago, États-Unis, 2008, Août 10-16
- [6] A. Sibille, "A small signal analysis of statistical antenna modelling", *TD(08)635, COST 2100 MCM*, Lille, France, Octobre 6-8 2008
- [7] A. Sibille and M.A. Mellah, "A frequency wise statistical model incorporating terminals and local propagation variability of the effective gain", *TD(09)735, COST 2100 MCM*, Braunschweig, Allemagne, Février 16-18 2009.
- [8] A. Sibille, "'A statistical approach to account for terminal variability in radio access simulators", *TD(09)733, COST 2100 MCM*, Braunschweig, Allemagne, Février 16-18 2009.
- [9] *CST: Microwave Studio*. ed 2008.
- [10] P.-S.Kildal K. Rosengren, *Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chambers for characterization of antennas in multipath environment: Micr. Opt Letters*, vol. 30, no. 20, pp. 386-391, Septembre 2001.
- [11] P. Hallbjörner K. Madsén, "Reverberation chamber for mobile phone antenna tests", *Anechoic Chamber and OATS Users Meeting*, Seattle, États-Unis, Juin 4-6 2001.
- [12] P.-S.Kildal C. Carlsson J. Carlsson K. Rosengren, "Charaterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers: Improved accuracy by platform stirring", *Microwave abd Optical Technology Letters*, pp. Vol. 30, no. 20, pp. 391-397. Septembre 2001
- [13] C.Carlsson P-S. Kildal, "Detection of a polarization imbalance in reverberation chambers and how to remove it by polarization stirring when measuring antenna efficiencies", *Microwave abd Optical Technology Letters*, pp. vol. 34, no. 2, pp. 145-149, Juillet 2001
- [14] M. Pelosi, "Total efficiency dynamics of handheld devices influenced by human hand", *Student Paper, 2008 Annual IEEE Conference*, pp. 1–4.

- [15] D. Manteuffel, "Radio Link Characterization using Real Antenna Integration Scenarios for UWB Consumer Electronic Applications", *IET Seminar on UWB Systems, Technologies and Applications*, Avril 2006, pp. 123–130.
- [16] D. Manteuffel, "Modelling and Visualisation of the Communication Link for UWB Consumer Applications", *Conference Antenna and Propagation LAPC*, Loughborough, Avril 2007, pp. 33–38.
- [17] www.lpkf.fr. Paris: LPKF C60.
- [18] Kin-Lu Wong, Gwo-Yun Lee, and Tzung-Wern Chiou, "A low-profile planar monopole antenna for multiband operation of mobile handsets", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 121–125, Janvier 2003
- [19] Kin-Lu Wong, Chih-Hsien Wu, and Saou-Wen Su, "Ultrawide-band square planar metal-plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1262–1269, Avril 2005
- [20] M.A. Mellah, and T.A. Denidni, "Ultra-Wide Band Slot Antenna with Truncated Rectangular Patch", *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, The Institution of Engineering and Technology Seminar on*, pp. 231–234, Avril 2006
- [21] S.A. Hamzah, S.H. Dahlan, R.M. Talib, S.M. Shah, and A. Ubin, "Vertical UWB CDM antenna with integrated band notched filtering", *Applied Electromagnetics, 2007. APACE 2007. Asia-Pacific Conference on*, pp. 1–4.
- [22] T. Dissanayake, and K.P. Esselle, "Prediction of the Notch Frequency of Slot Loaded Printed UWB Antennas", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 11, pp. 3320–3325, NOVEMBRE 2007
- [23] Benoit Derat, Thèse : « *Contribution à l'amélioration des méthodologies de conception d'antennes de téléphones mobiles de deuxième et troisième génération* », Mars 2006.
- [24] D. Manteuffel, A. Bahr, D. Heberling, and I. Wolff, "Design considerations for integrated mobile phone antennas", *ICAP International Conference en Antenna and Propagation*, Manchester UK, 2001, pp. 252-256 vol.1.
- [25] Zhinong Ying, "Overview of some progress of mobile terminal antenna technology", *ICEcom Applied Electromagnetics and Communication*, Octobre 2005, pp. 1–3.
- [26] Satimo Datasheet Liquid,
http://www.satimo.fr/eng/index.php?categoryid=170&p2005_sectionid=14&p2005_fileid=44.
- [27] Hassan Ghannoum, Thèse : "*Etude Conjointe Antenne Canal pour les Communications ULB près du Corps Humain*". ENSTA/ENST, Paris, 11/12/2006.
- [28] N. Kuster and Q. Balzano, "Energy absorption mechanism by biological bodies in the near field of dipole antennas above 300 MHz", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 1, pp. 17–23, Novembre 1997
- [29] M.A. Jensen, and Y. Rahmat-Samii, "EM interaction of handset antennas and a human in personal communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 1, pp. 7–17, Janvier 1995.

- [30] J.O. Nielsen, G.F. Pedersen, K. Olesen, and I.Z. Kovacs, "Statistics of measured body loss for mobile phones", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 9, pp. 1351–1353, Septembre 2001.
- [31] J.O. Nielsen, and G.F. Pedersen, "Mobile handset performance evaluation using radiation pattern measurements", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 7, pp. 2154–2165, 2002
- [32] G.F. Pedersen, and J.O. Nielsen, "Radiation pattern measurements of mobile phones next to different head phantoms", *Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, vol. 4, pp. 2465-2469 vol.4.
- [33] A. Hadjem, D. Lautru, N. Gadi, I. Bloch, C. Dale, Man Fai Wong, V.F. Hanna, and J. Wiart, "Influence of the ear's morphology on specific absorption rate (SAR) induced in a child head using two source models", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transaction on, Vol 53. n° 1*, pp. 4 – 11, 2005.
- [34] D. Manteuffel, A. Bahr, P. Waldow, and I. Wolff, "Numerical analysis of absorption mechanisms for mobile phones with integrated multiband antennas", *Antenna and Propagation Society International Symposium IEEE*, 2001, pp. 82-85 vol.3.
- [35] M. N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press, 2000.
- [36] D. G. Swanson et Z. J. R. Hofer, *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*, Artech House, 2003.
- [37] R. Harrington, "Origin and development of the method of moments for field computation: Antennas and Propagation Magazine, IEEE", *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 32, no. 3, pp. 31–35.
- [38] Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", *Electronics and Communications*, pp. Vol. 31, pp. 116-120.
- [39] R. Marklein, "The Finite Integration Technique as a General Tool to Compute Acoustic, Electromagnetic, Elastodynamic and Coupled Wave Fields". W. R. Stone (ed.), *Review of Radio Science: 1999-2002 URSI, IEEE Press/John Wiley and Sons*, Piscataway/New York, pp. 201-244
- [40] www.satimo.fr.
- [41] C. Roblin, "Characterization Tools of Antennas in the Time Domain", *IWUWBS. Oulu, Finlande*, 2-4 Juin 2003.

Chapitre 3 : Interactions « Dipôles – Têtes »

Introduction

La grande ligne de l'approche générale suivie dans cette thèse était d'étudier les interactions « Antennes – Perturbateur » : premièrement sur des sous bandes séparément à travers plusieurs dipôles couvrant les principales normes des communications sans fils ; puis, dans un second temps, en considérant des antennes multi bandes et Ultra Large Bande ; et enfin de conclure en procédant à une comparaison entre les résultats obtenus pour les dipôles et ceux des antennes. Les raisons qui ont amené à ce choix sont résumées ci-dessous :

- Simplification :

C'est en effet une démarche naturelle de commencer toujours par le plus simple surtout quand il s'agit d'un problème aussi complexe que les interactions « Antennes-Corps » ou « Antennes- Perturbateurs » en général.

Les dipôles étant des antennes simples avec des caractéristiques connues, elles présentent moins de difficultés lors d'une interprétation des observations et/ou résultats comparativement à une antenne possédant une structure plus évoluée où il est plus délicat de dissocier ce qui provient de la présence du perturbateur de ce qui est propre à l'antenne elle-même.

- Corrélations fréquentielles :

La subdivision en plusieurs sous bandes permet l'étude de chaque sous bande séparément et donc de dresser par la suite des comparaisons et mettre en évidence les corrélations fréquentielles

L'idée à terme étant de voir s'il est possible de reproduire le comportement d'une antenne quelconque (multi-bandes ou Ultra Large Bande) à partir du comportement des dipôles (antennes de base) sur les différentes sous bandes séparément.

- Réduction du temps de simulation :

Un troisième avantage des antennes dipôles est que leur simplicité permet de réduire le temps de simulation par rapport à des antennes complexes. Ceci permet la constitution d'une base de données des réalisations plus riche et par conséquent donne une meilleure statistique.

3.1 Etude paramétrique en simulation

Soit un ensemble de cinq dipôles ayant leurs résonances aux fréquences suivantes : (900 MHz, 1800 MHz, 2300 MHz, 3500 MHz, 4000 MHz) couvrant ainsi les principales normes des communications sans fils comme le GSM, DCS, PCS, UMTS, WiFi, WiMax, etc. Chaque dipôle est simulé seul, puis en présence du fantôme de tête COMOBIO dans 75 positions différentes. Ces positions – appelées communément réalisations dans la suite du manuscrit - sont représentées par le jeu des trois paramètres (E, O, T) définis dans le chapitre précédent et prenant leurs valeurs comme suit:

l'Espacement E (mm) $\in \{0,2,4\}$, l'Orientation O (deg) $\in \{0,15,30,45,60\}$ et le « Tilt » T (deg) $\in \{0,5,10,15,20\}$.

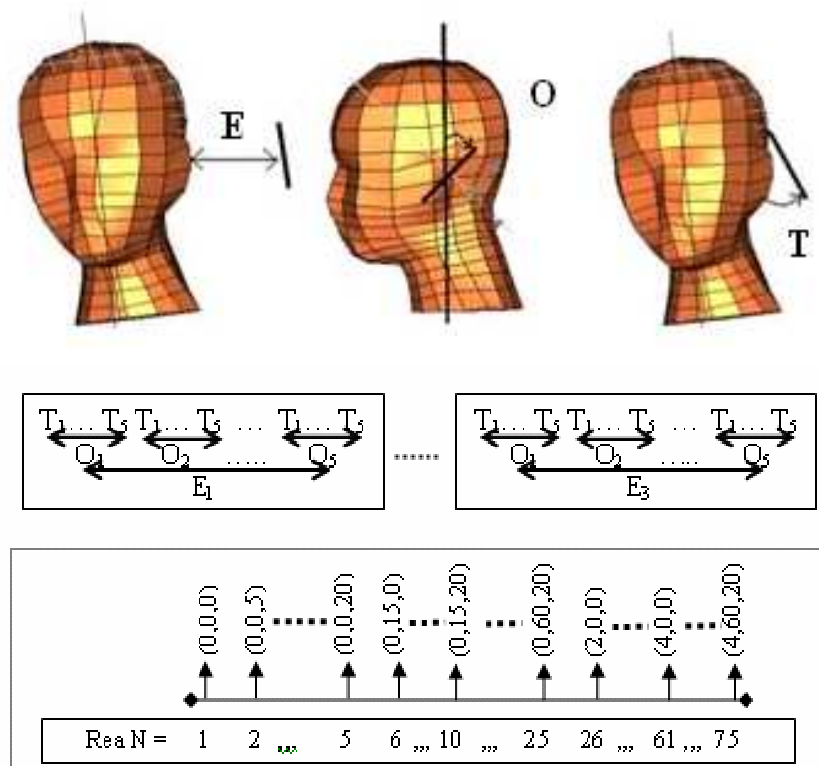


Figure 3-1 Positionnements des dipôles par rapport à la tête.

L'ordonnancement des triplets (E, O, T) est fait de telle sorte que le Tilt T varie en premier suivi de l'Orientation O puis l'Espacement E comme indiqué sur la Figure 3-1. Il est important de se rappeler de cet ordre notamment pour la compréhension des figures qui font

référence aux réalisations. De plus, en guise de référence, le cas isolé est indiqué dans les figures à la position (-1) dans l'axe des réalisations.

Les différentes configurations représentent la diversité des possibilités de positionnement des antennes au côté de la tête. En effet, le positionnement des terminaux par rapport à la tête varie d'une personne à une autre. En outre, chaque utilisateur est amené à changer la position du terminal pendant une communication.

Cette étude paramétrique vise d'une part à déterminer l'influence de chaque paramètre sur les performances de l'antenne et d'autre part, à constituer une population de réalisations pour une étude statistique par la suite.

3.1.1 Effets sur le coefficient de réflexion :

Dans le but de faciliter la reconnaissance des différents dipôles et leurs fréquences de résonances le code couleur suivant sera adopté tout au long de cette thèse (900 MHz – Bleu, 1800 MHz – Rouge, 2300 MHz – Vert, 3500 MHz – Violet et 4000 MHz – Cyan). Les résultats des 75 réalisations par dipôle – en simulation - sont regroupés dans la Figure 3-2.

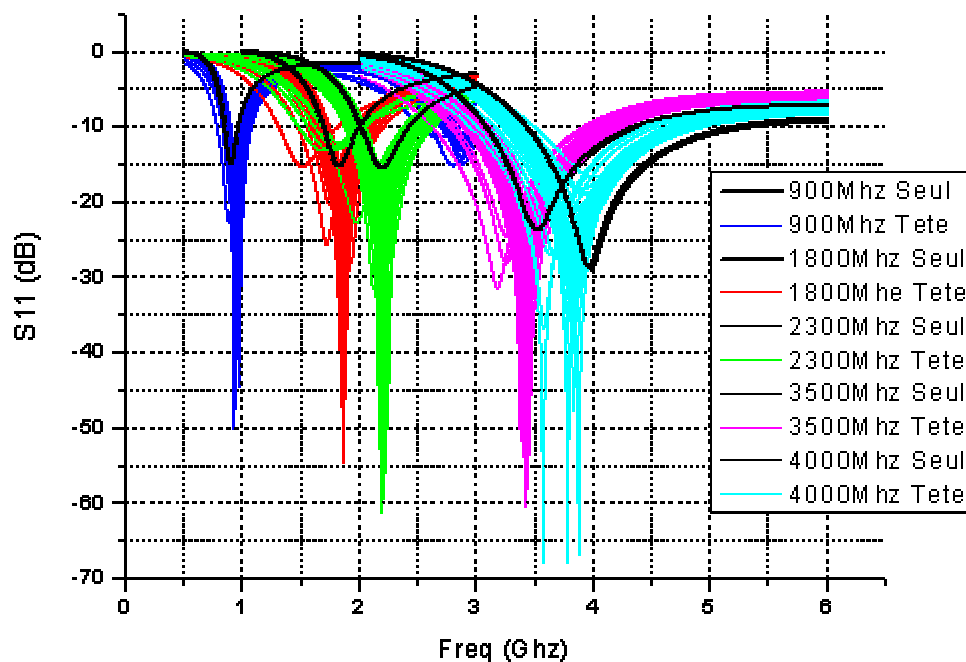


Figure 3-2 Coefficients de réflexion simulés des dipôles seuls et avec la tête.

Là aussi, l'effet de la présence de la tête aux côtés des dipôles se traduit sur les coefficients de réflexion à travers le changement du niveau d'adaptation et le décalage fréquentiel. Mais pour illustrer en détail ces phénomènes, et extraire des informations pertinentes sur les corrélations

fréquentielles, des études comparatives ont été menées impliquant les indicateurs relatifs introduits dans le chapitre 2, en l'occurrence « le rapport de bandes BR » et « le décalage relatif fréquentiel RSF ». Ce dernier indicateur est élargi dans cette étude aux deux fréquences de coupure de la bande passante F_{MIN} et F_{MAX} qui respectivement représentent la fréquence de la limite inférieure et supérieure de la bande passante à -10 dB.

La Figure 3-3 présente le rapport entre la bande passante à -10 dB en présence de la tête et la bande isolée pour chaque dipôle dans les 75 réalisations simulées. Les valeurs supérieures à 1 indiquent un élargissement de bande passante – et celles inférieures à 1 une réduction de la bande –. Les décalages fréquentiels absolus et relatifs des dipôles dans les différentes réalisations, sont quant à eux présentés dans les Figure 3-5 et Figure 3-6 respectivement.

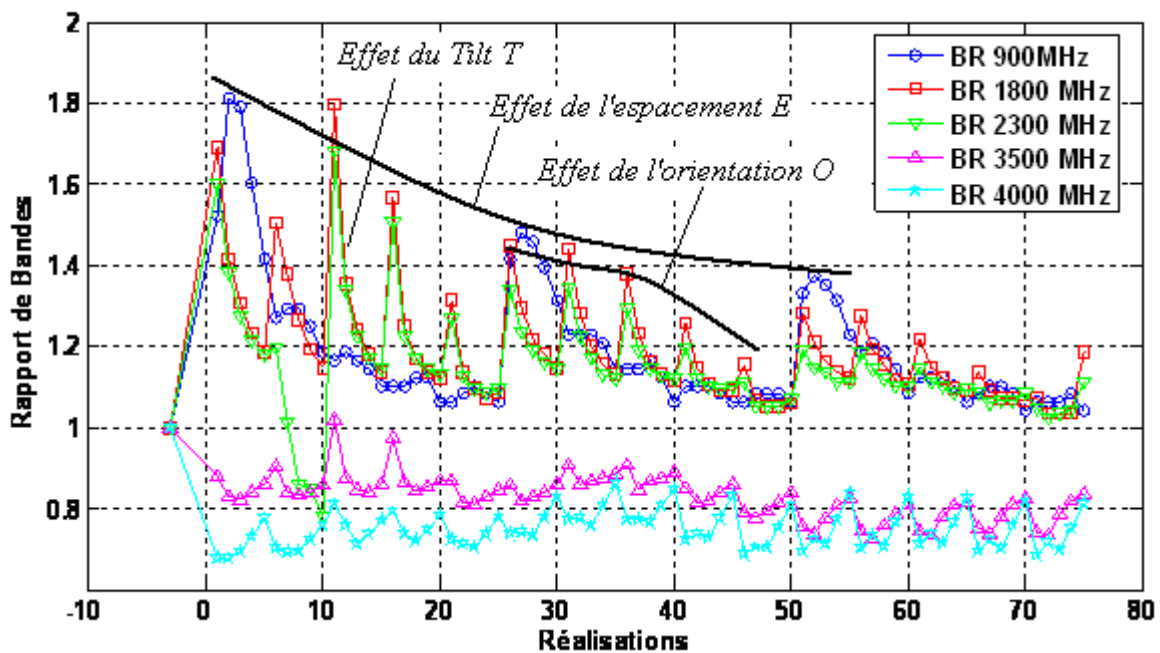


Figure 3-3 Rapports de Bandes pour les dipôles.

A la lecture des résultats, les remarques suivantes peuvent être faites :

- 1) Les BR des trois premiers dipôles (900 MHz, 1800 MHz et 2300 MHz) varient dans la même plage avec des valeurs supérieures à 1 dans l'ensemble (de 1 à 1.8 indiquant ainsi des élargissements de bande allant jusqu'à 80%) alors que pour les dipôles (3500 MHz et 4000 MHz), le BR décroît de 1 à 0.75 indiquant des réductions de bande allant jusqu'à 25%. La valeur moyenne du BR est de l'ordre de 1.2 à la fréquence

basse $F = 900 \text{ MHz}$, puis elle décroît quand la fréquence augmente pour atteindre une moyenne proche de 0.75 à 4 GHz comme indiqué sur la Figure 3-7.

Ce phénomène s'explique par le fait que l'absorption d'énergie par la tête s'atténue quand la fréquence augmente donnant lieu à moins de pertes et par conséquent, un élargissement de bande décroissant. De plus, pour le cas des dipôles à 3.5 GHz et 4 GHz, les variations du BR sont moindres car la bande passante isolée est assez large, ce qui réduit un peu l'influence de la tête en comparaison des autres dipôles.

- 2) Le Tilt T est le paramètre le plus influent sur le comportement de la bande passante. En effet, quand le *Tilt* passe de 5 à 20 degrés, le BR décroît (et tend vers 1) avec une tendance clairement marquée pour les trois premiers dipôles (900 MHz, 1800 MHz et 2300 MHz), alors qu'il est croissant (tendant vers 1 mais de manière moins marquée) pour les deux derniers (3.5 GHz et 4 GHz).

De manière générale, quand l'interaction « Antenne-Perturbateur » devient faible, la bande est peu perturbée et le BR tend vers 1 (Figure 3-4). L'influence de l'espacement E apparaît clairement aussi sur le comportement du BR dans la Figure 3-3, notamment en basse fréquence (dipôle 900MHz) où nous pouvons clairement voir la décroissance du BR sur les trois phases correspondant à l'augmentation de la distance entre l'antenne et la tête (Réalizations de 1 à 25 : $E = 0$, de 25 à 50 : $E = 2 \text{ mm}$, puis de 50 à 75 : $E = 4 \text{ mm}$).

- 3) Hormis les réalisations où l'interaction est très forte ($\{E = 0, T = 0\}$: soit la suite des réalisations $\{1, 6, 11, 16, 21\}$, et $\{E = 2 \text{ mm}, T = 0\}$: soit la suite des réalisations $\{26, 31, 36, 41, 46\}$) ; l'Orientation O ne semble pas avoir une très forte influence sur la bande passante et l'interaction « Antenne-Tête » en général.
- 4) Le décalage fréquentiel est lui aussi très important pour les premières réalisations principalement de 6 à 11 où l'interaction est très forte puis montre une certaine stabilité pour le reste des réalisations avec des décalages se situant vers les basses fréquences dans l'ensemble.

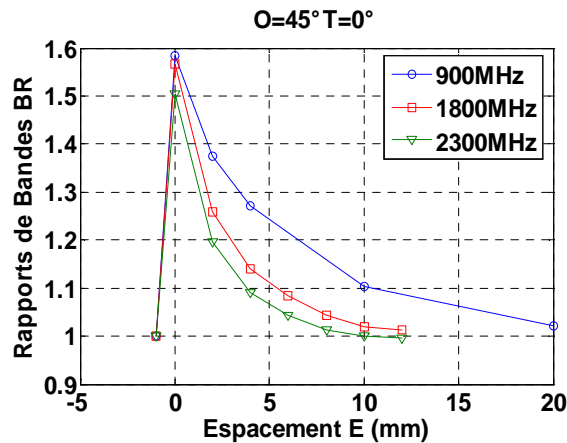


Figure 3-4 Effet de l'espacement E sur le BR .

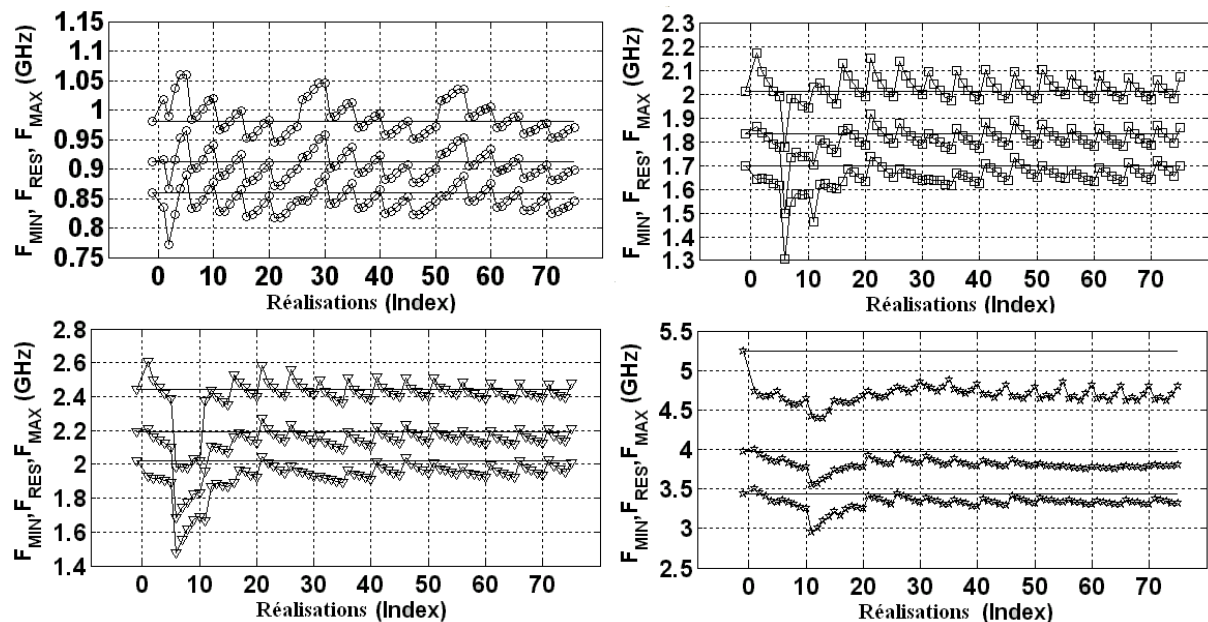


Figure 3-5 Décalages fréquentiels dans les 75 réalisations.

Ainsi, suivant le positionnement de l'antenne par rapport à la tête, le degré d'interaction est plus ou moins fort, donnant lieu à des changements dans le comportement du coefficient de réflexion de l'antenne, qui se manifestent par une combinaison entre un élargissement de la bande passante - dû aux pertes introduites par la tête - et un décalage fréquentiel vers les basses fréquences dû à la permittivité forte présentée par les tissus de la tête.

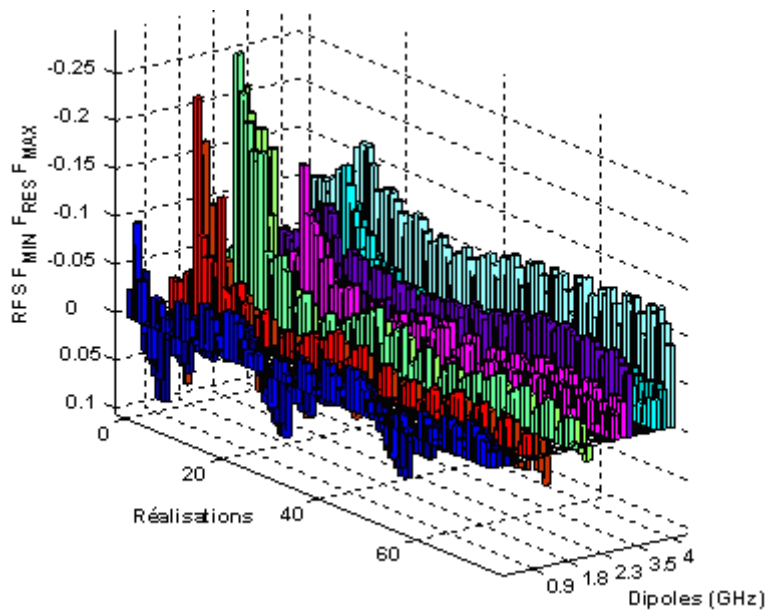


Figure 3-6 Décalages fréquentiels relatifs dans les 75 réalisations

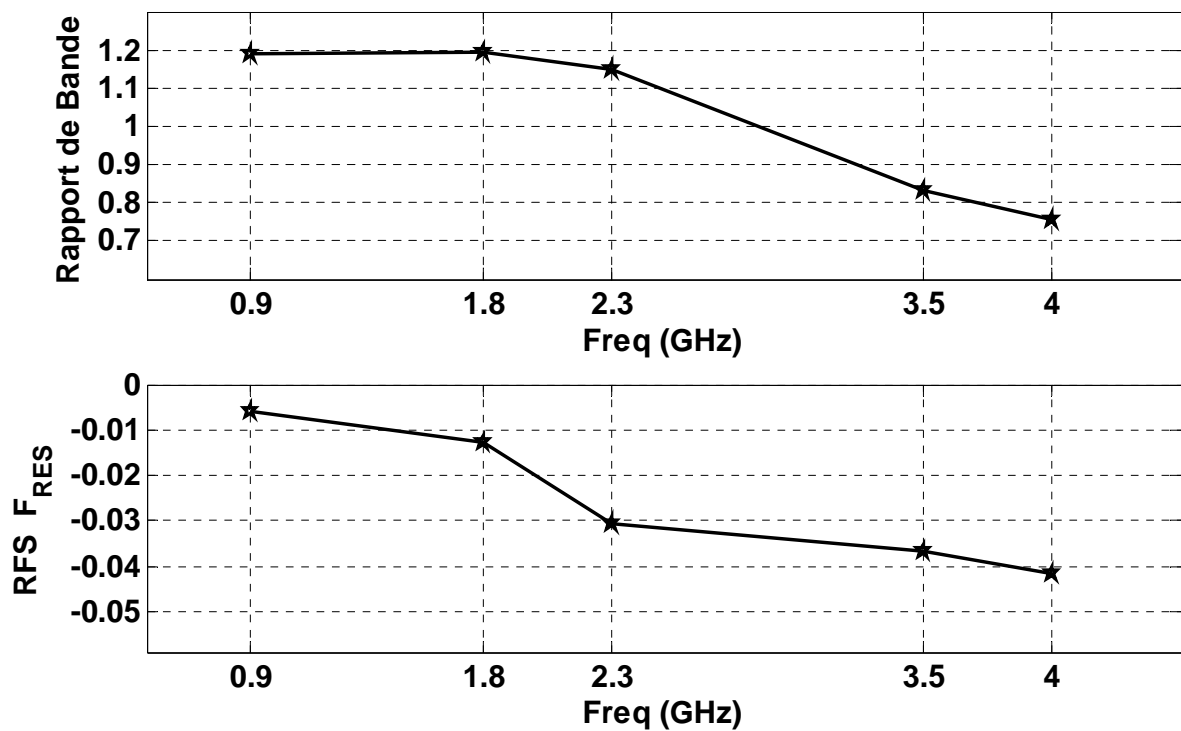


Figure 3-7 Valeurs moyennes BR et RFS aux différentes fréquences.

Sur la Figure 3-7 présentant l'évolution des valeurs moyennes du BR et du RFS en fonction de la fréquence, nous remarquons que le BR suit pratiquement la même courbe décroissante que le RFS mais sans indiquer le même effet pour autant. En effet, la décroissance de la valeur moyenne du RFS indique que le décalage fréquentiel - vers les basses fréquences - s'accroît

quand la fréquence augmente ; alors que la décroissance du BR indique un effet de la tête qui s'atténue avec la fréquence pour les fréquences allant jusqu'à 2300 MHz avant d'indiquer un effet de la tête qui s'accroît pour les fréquences 3500 MHz et 4000 MHz.

Quand la fréquence augmente, le taux de pénétration des ondes dans les tissus de la tête diminue réduisant ainsi les pertes d'absorption et par conséquent l'élargissement de la bande passante, ce qui explique la courbe décroissante du BR .

Par ailleurs, les variations du décalage fréquentiel sont moins évidentes à expliquer car elles sont liées à un effet de champs proche. Une forte interaction pouvant changer significativement la distribution des courants dans l'antenne et créer ainsi un décalage vers les basses fréquences ou vers les hautes fréquences.

3.1.2 Effets sur les rendements :

Pour chaque dipôle, nous calculons le rendement d'adaptation dans le cas isolé puis en présence de la tête dans les 75 réalisations suivant les formules précédemment présentées dans le chapitre 2 (cf. section 2.4.3).

Souvent, la bande allouée aux applications sans fils est divisée en deux parties bien distinctes. Une utilisée pour l'émission (liaison montante $UL - Up Link$) et l'autre pour la réception (liaison descendante $DL - Down Link$). Une bande de séparation existe entre elles de telle sorte qu'il n'y ait pas d'interférences. Les largeurs de ces trois bandes varient d'un standard à un autre. Ainsi, à titre d'exemple, la largeur spectrale totale allant de la fréquence basse extrême UL à la fréquence haute extrême DL est de 70 MHz pour le GSM 900 (UL [890 – 915] MHz et DL [935 -960] MHz), et de 170 MHz pour le DCS 1800 (UL [1710 – 1785] MHz et DL [1805 – 1880] MHz).

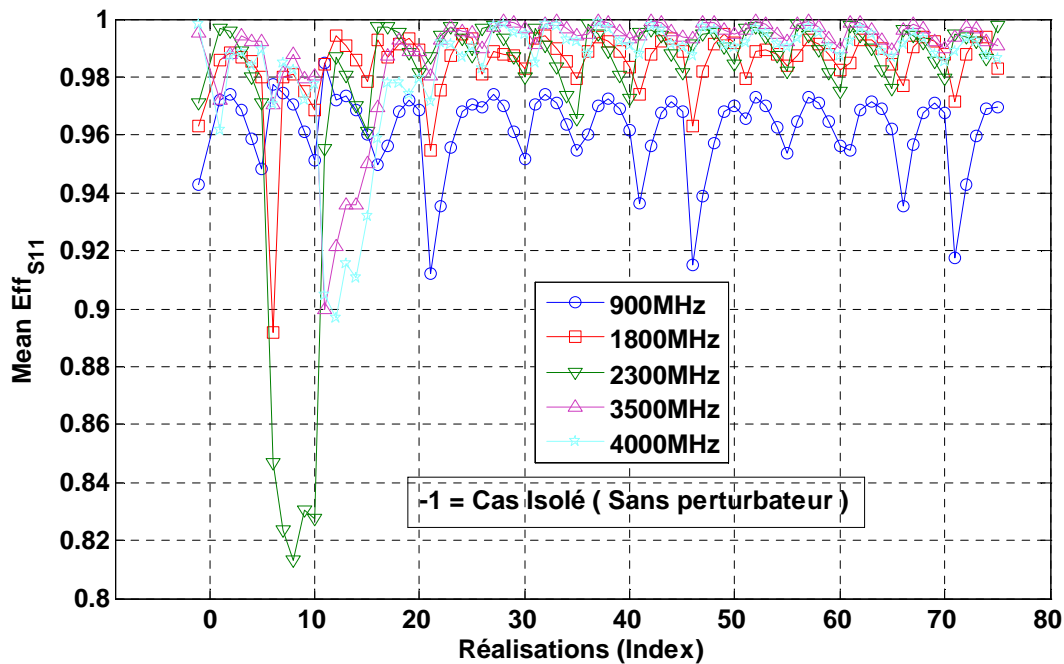


Figure 3-8 Rendement d'adaptation moyen ($\Delta F = 100$ MHz) des dipôles seuls et en présence de la tête.

Ces exemples sont des éléments qui permettent d'avoir un ordre de grandeur sur la largeur de bande à choisir pour moyennner les valeurs du rendement. L'autre paramètre pouvant aider dans ce choix est le *RFS*. En effet, la bande de fonctionnement de l'antenne étant sujette à un décalage fréquentiel, la bande de moyennage ne doit pas être trop petite – au risque de se retrouver rapidement en dehors de la bande de fonctionnement –, et ne doit pas non plus être trop grande sinon les variations causées par la présence de la tête seront masquées et noyées dans un comportement moyen. (A titre d'exemple, un décalage fréquentiel relatif de 5% équivaut à une variation de 45 MHz à 900 MHz, de 90 MHz à 1800 MHz, de 115 MHz à 2300 MHz, 175 MHz à 3500 MHz et de 200 MHz à 4000 MHz).

Ainsi, pour cette étude, une bande $\Delta F = 100$ MHz a été retenue pour le calcul des valeurs moyennes du rendement autour de la fréquence centrale de chaque dipôle. Les résultats des simulations sont présentés dans la Figure 3-8.

L'effet général d'adaptation annoncé précédemment comme étant l'une des conséquences de la présence de la tête dans l'environnement proche de l'antenne est confirmé à travers des valeurs du rendement d'adaptation variant dans l'ensemble entre 90% et un peu moins de 100% pour tous les dipôles sauf celui couvrant la bande autour de 2300MHz. Ce dernier présente des valeurs pouvant décroître jusqu'à 80% pour les réalisations à fort degré

d'interaction « dipôle-tête » (Indices de 6 à 11). Ceci est dû au fait que le décalage fréquentiel est très important à cette fréquence (avec un RFS allant jusqu'à -25% , la bande de fonctionnement se trouve ainsi décalée de plus de 500MHz vers les basses fréquences et moyenné autour de 2300 MHz revient à moyenné sur une bande mal adaptée).

Pour ce qui est du rendement total (Eff_{Tot}), l'influence de la tête est très claire, avec une réduction significative du rendement – quasiment de moitié en se référant aux valeurs moyennes présentées dans la Figure 3-10. Là aussi, l'effet de la tête dépend de la configuration et du degré d'interaction, avec une importante influence du Tilt T . Ainsi, quand ce dernier passe de 0 à 20 degrés, le rendement total croît d'environ 20% à un peu moins de 70%.

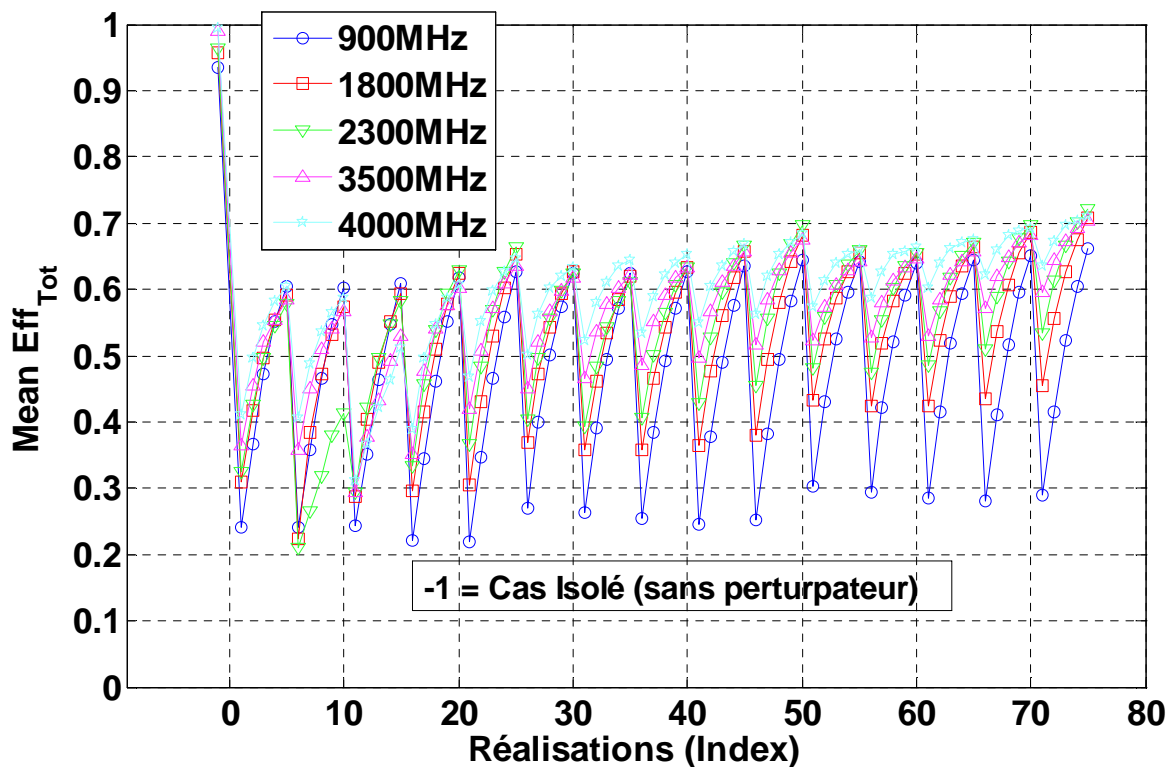


Figure 3-9 Rendement total moyen ($\Delta F = 100\text{ MHz}$) des dipôles seuls et en présence de la tête.

Un autre point à noter concerne l'évolution du rendement total en fonction de la fréquence. Nous remarquons que celui-ci s'améliore quand la fréquence augmente (Fig.3-10), ce qui se traduit aussi sur la variabilité introduite par les différentes réalisations qui se réduit quand la fréquence augmente (Fig. 3-9) la plage de variation du rendement quand le Tilt change est

réduite pour les hautes fréquences. Ce comportement fréquentiel va dans le sens de ce qui a été observé jusque là – en l'occurrence le comportement du BR – avec des pertes qui se réduisent quand la fréquence augmente, et par conséquent un meilleur niveau de rendement total et une variabilité réduite.

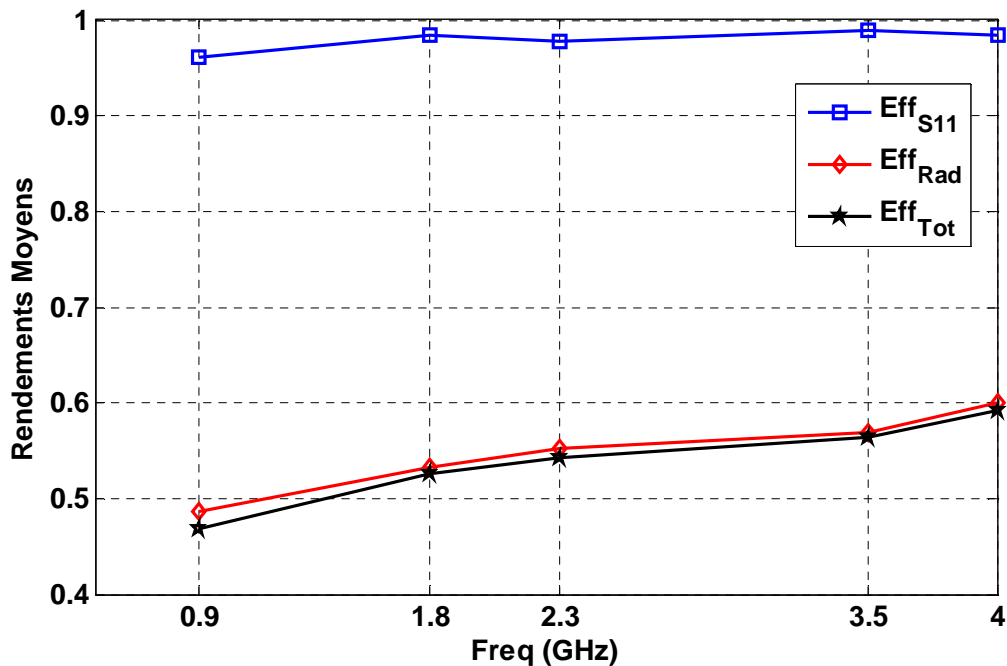


Figure 3-10 Valeurs moyennes (statistiques) des rendements en présence de la tête aux différentes fréquences.

3.1.3 Effets sur le diagramme de rayonnement

Pour cette partie, seuls les dipôles résonnant à 900 MHz et 1800 MHz sont pris en considération à travers l'étude des diagrammes de rayonnement dans 30 réalisations pour chacun des dipôles. Les réalisations correspondent aux différents triplets de paramètres (E, O, T) ayant les valeurs suivantes : Espacement $E = \{0,4\}$ mm, Orientation $O = \{0, 15, 30\}$ degrés et Tilt $T = \{0, 5, 10, 15, 20\}$ degrés. L'ordonnancement des différentes réalisations suit le même principe que précédemment, à savoir dans l'ordre variation du Tilt T , puis de l'Orientation O et enfin de l'Espacement E . Durant les diverses réalisations simulées, la tête reste fixe et le dipôle change de position à chaque fois.

La Figure 3-11 et la Figure 3-12 présentent les diagrammes 3D de la directivité totale³ à 900 MHz et 1800 MHz respectivement. Les deux réalisations présentées correspondent aux deux positions extrêmes du Tilt ($T = 0$ et $T = 20$ deg).

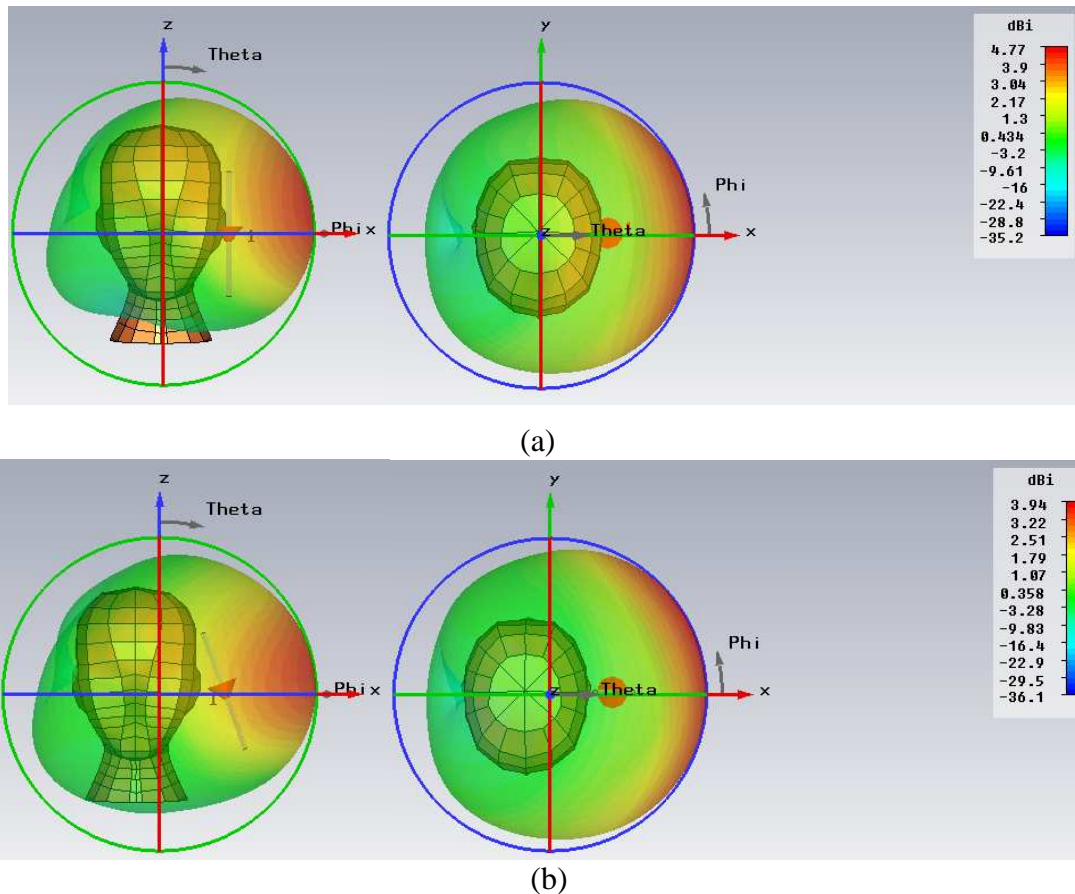


Figure 3-11 Directivité totale @ 900 MHz ($E = 0$, $O = 0$) : (a) $T = 0$, (b) $T = 20$ deg.

Nous retrouvons bien les effets annoncés dans l'étude du Chapitre 2 à savoir un gain important du côté de l'antenne et un effet de masquage du côté opposé. Ces effets ne restent pas inchangés quand le positionnement de l'antenne par rapport à la tête change. Au contraire, une différence quantitative quant à la valeur du maximum est remarquée, ainsi qu'une redirection de ce dernier. Les différences entre réalisations sont plus marquées à 1800 MHz qu'à 900 MHz.

³ C'est-à-dire prenant en compte le champ total (non projeté sur une polarisation particulière).

Pour illustrer plus en détail ces remarques, des coupes azimutales (dans le plan XOY) sont présentées dans les Figure 3-13, Figure 3-14 et Figure 3-15 montrant les effets de chaque paramètre sur les diagrammes.

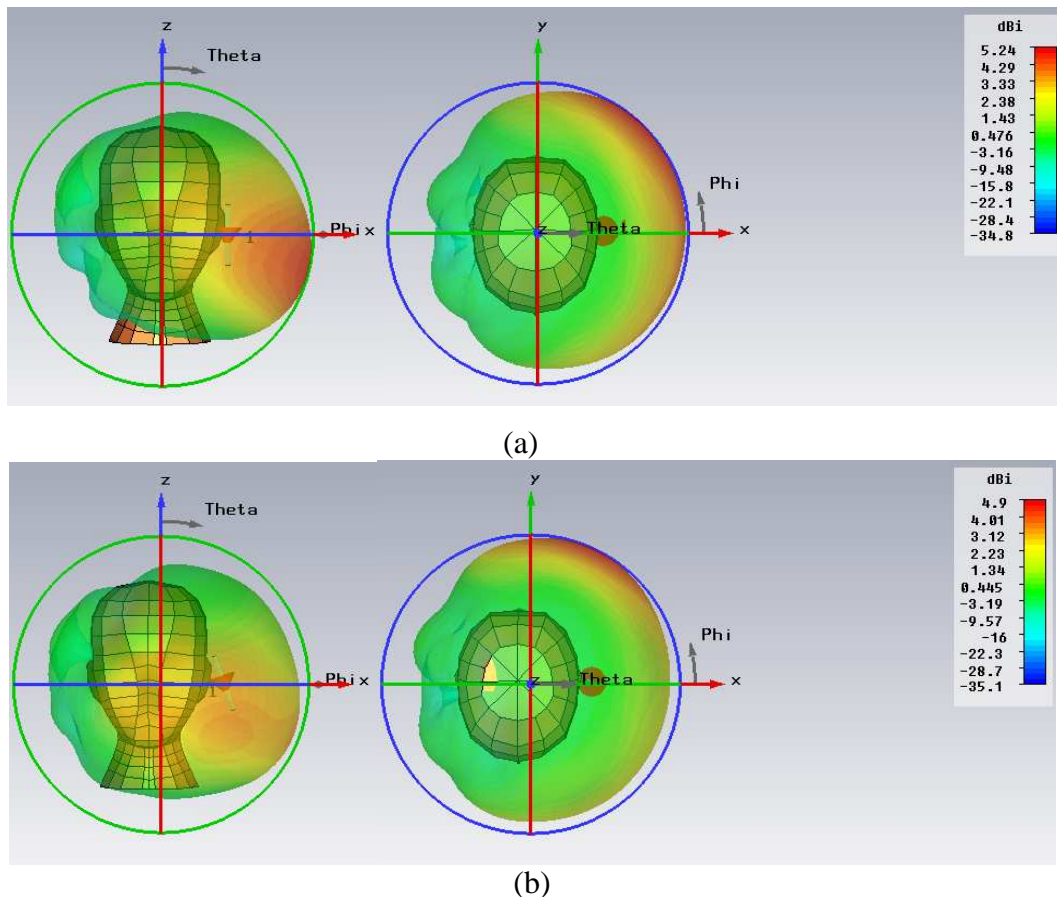


Figure 3-12 Directivité Totale @ 1800 MHz
($E = 0$, $O = 0$) : (a) $T = 0$ deg, (b) $T = 20$ deg.

L'analyse de ces figures nous révèle que la variation du Tilt T n'introduit quasiment aucune variabilité dans les diagrammes azimutaux de la directivité totale en basse fréquence. Pour les cinq réalisations du Tilt à 900 MHz, la tête produit un gain en directivité – du côté de l'antenne – sur une ouverture angulaire de plus de 120 deg centrée sur la direction $\varphi = 0$ (Axe \overline{OX}). Dans cet axe, les gains en directivité sont de 3 dB environ par rapport au cas isolé. Ils décroissent de manière quasi symétrique de part et d'autre de l'axe pour s'annuler au niveau des directions $\varphi = 65$ deg et $\varphi = -60$ deg (300 deg). Pour toutes les directions restantes, une perte en directivité est constatée (effet de masquage de la tête) avec un maximum de perte dans la direction $\varphi = 180$ deg (à l'opposée du positionnement de l'antenne) (cf Figure 3-13).

Pour la fréquence 1800 MHz, le gain s'étale sur une plus grande ouverture angulaire allant de $\varphi = -75$ deg (285 deg) à $\varphi = 90$ deg mais avec une influence du Tilt beaucoup plus importante qu'à la fréquence 900 MHz, notamment dans les directions autour de $\varphi = 0$ ou le passage de $T = 0$ deg à $T = 20$ deg fait décroître la marge de gain produite par la tête de 5 dB à 0 dB (soit une directivité égale au cas isolé à $T = 20$ deg). Cette variabilité croissante avec la fréquence peut s'expliquer par le fait que les dimensions de l'antenne et la longueur d'onde deviennent plus petites réduisant ainsi la zone d'interaction « Antenne – Tête » et augmentant par conséquent la sensibilité au positionnement de l'antenne.

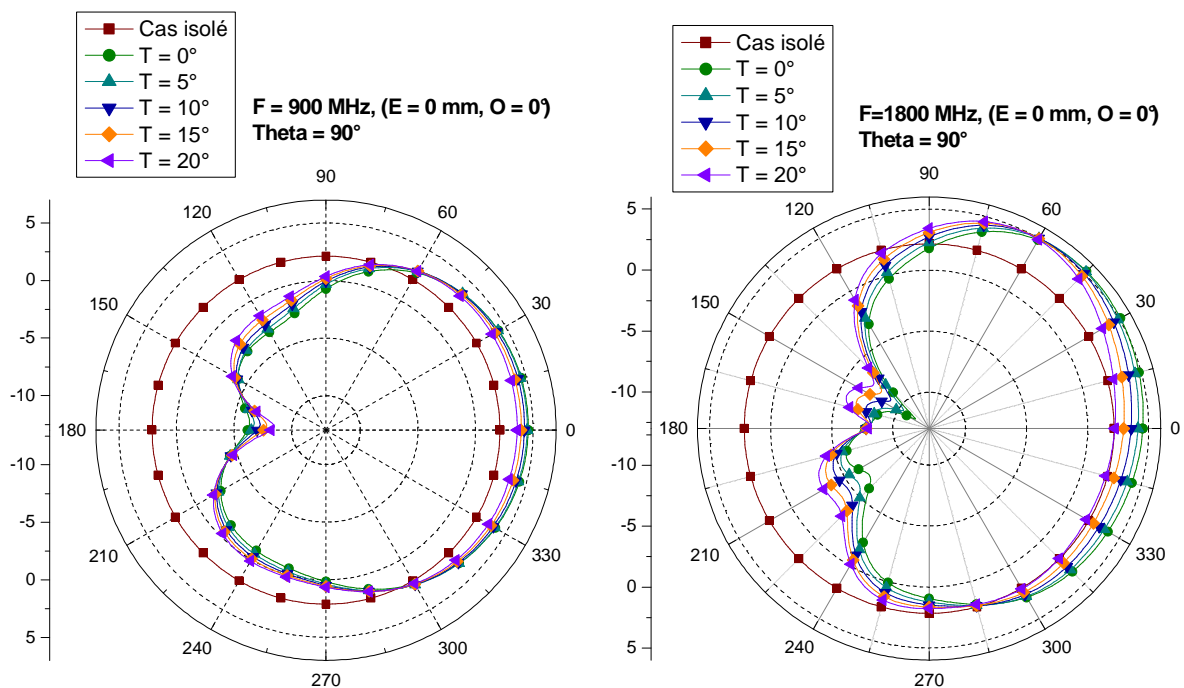


Figure 3-13 Directivité totale ; coupe azimutale (Plan XOY) {Effet du Tilt T }.

Ainsi, quand le Tilt augmente, l'antenne est orientée progressivement vers le haut et ne pointe plus vers la direction $\varphi = 0$, ce qui explique la perte en directivité dans cette direction. Par conséquent, un dépointage se produit et le maximum de directivité apparaît dans une autre direction – en l'occurrence $\varphi = 60$ deg. Concernant les autres paramètres (E et O), leurs effets sur les diagrammes sont aussi bien perceptibles à 900 MHz qu'à 1800 MHz (cf Figure 3-14 et Figure 3-15). Ainsi, quand l'Espacement E augmente, l'effet « Plan réflecteur » que produit la tête est amplifié avec un gain en directivité plus fort.

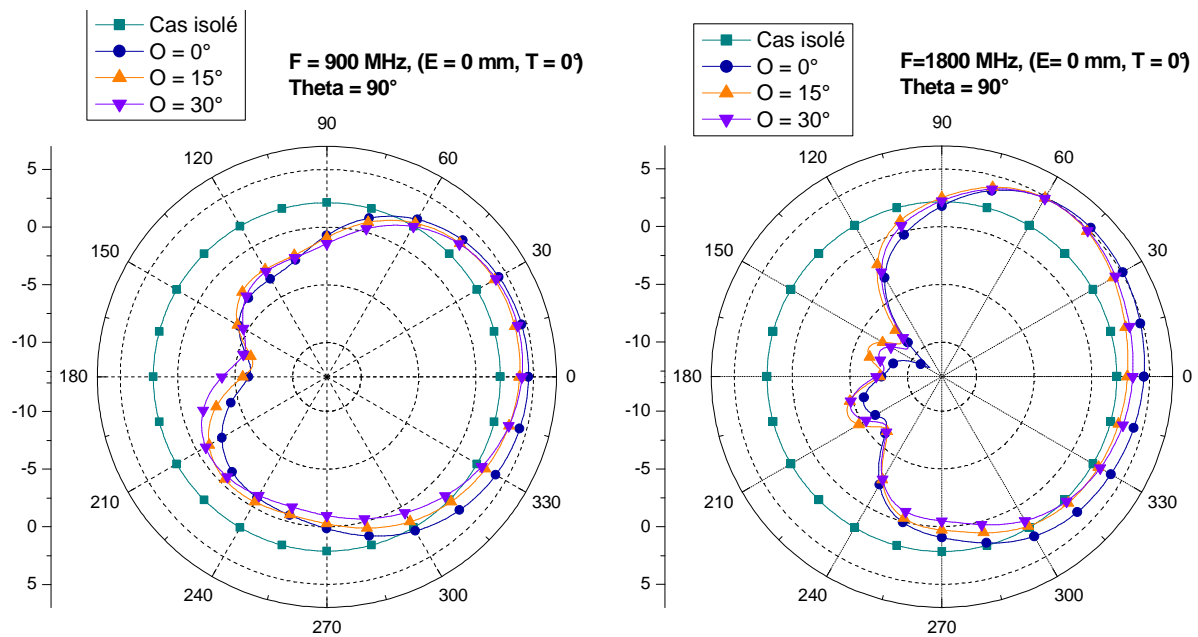


Figure 3-14 Directivité totale coupe azimutale (Plan XOY) {Effet de l'Orientation O }.

Concernant l'Orientation O , quand l'antenne devient inclinée (ie O augmente), une réduction de l'ouverture angulaire - sur laquelle un gain en directivité est produit - est constatée. Cette réduction concerne principalement les angles compris entre $\varphi = 0$ et $\varphi = -60$ deg; ce qui introduit un effet de dépointage et repositionne le maximum de directivité autour de la direction $\varphi = 60$ deg. De façon plus générale, la Figure 3-18 trace la répartition des angles correspondant au maxima et minima de directivité totale dans le plan azimutal aux deux fréquences pour les 30 réalisations. Nous remarquons que les directions donnant le maximum se trouvent dans la tranche $0 \leq \varphi \leq 30$ deg, pour la fréquence 900 MHz et $30 \text{ deg} \leq \varphi \leq 60$ deg, (à l'exception de trois cas) pour la fréquence 1800 MHz. Par ailleurs, les directions correspondant au minimum sont concentrés dans la plage $150 \text{ deg} \leq \varphi \leq 180$ deg, pour la fréquence 900 MHz et $130 \text{ deg} \leq \varphi \leq 150$ deg, à la fréquence 1800 MHz. La Figure 3-18 montre aussi l'importante influence de l'espacement E sur le dépointage. En effet, les 15 premières réalisations ($E = 0$) présentent une certaine stabilité quant à la direction des extrema pour les deux fréquences, mais pour les 15 dernières réalisations ($E = 4$ mm), une importante variabilité est constatée traduisant de plus forts changements entre les diagrammes des différentes réalisations.

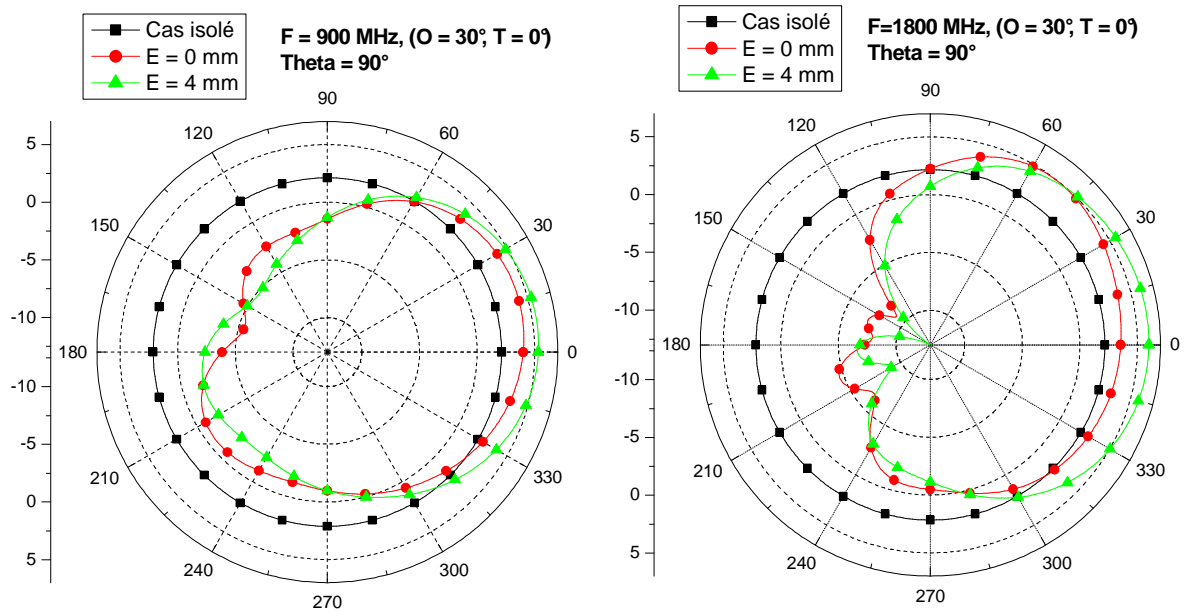


Figure 3-15 Directivité totale coupe azimutale (Plan XOY) {Effet de l’Espacement E}.

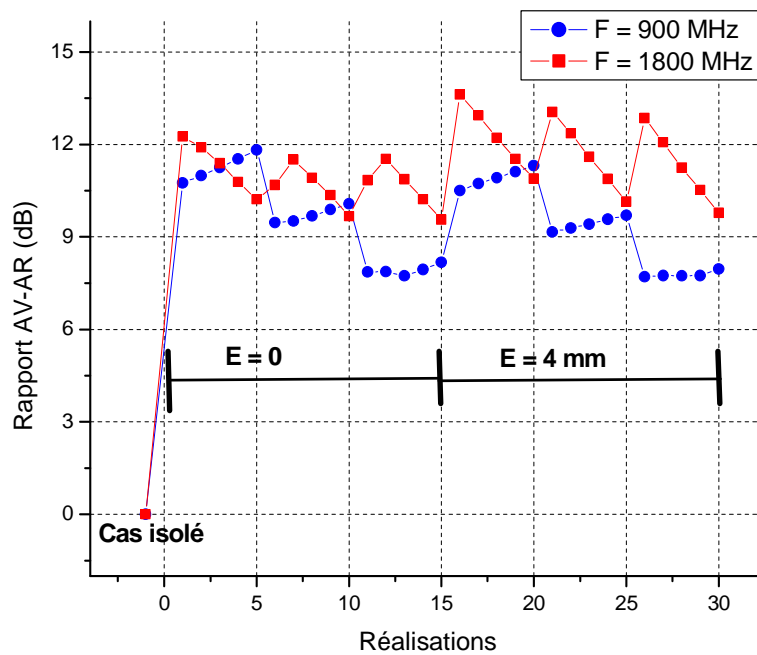


Figure 3-16 Comparaison Rapport AV-AR (Avant-Arrière) en dB à 900 MHz et 1800 MHz.

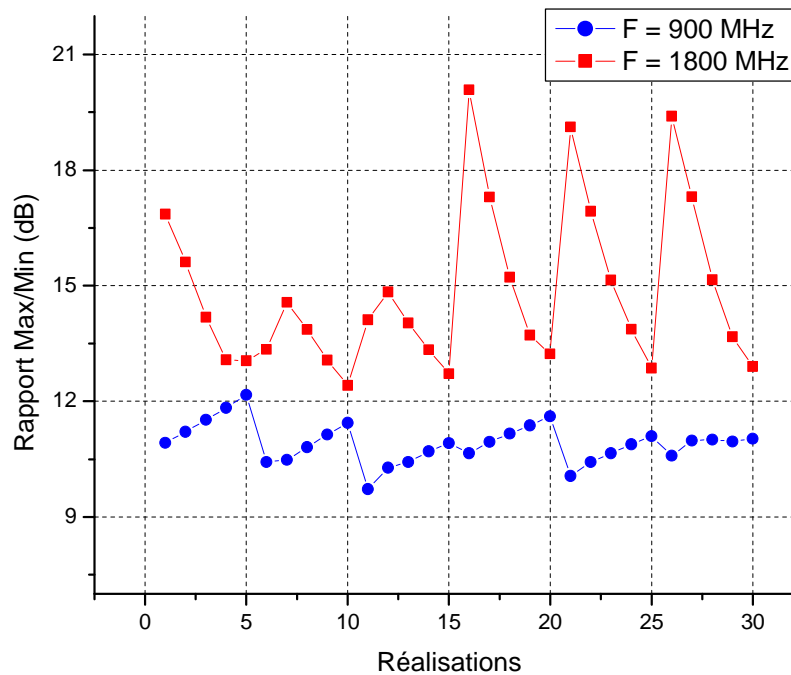


Figure 3-17 Comparaison Rapport Max-Min en dB à 900 MHz et 1800 MHz.

Pour quantifier les écarts constatés (entre gain et perte de directivité), deux rapports ont été calculés :

- Le rapport Avant-Arrière (AV-AR)⁴ qui □ exprimé en dB □ traduit l'écart entre la direction $\varphi = 0$ (côté antenne) et $\varphi = 180 \text{ deg}$ (côté opposé ou l'antenne est cachée par la tête).
- Le rapport (Max-Min) qui □ exprimé en dB □ traduit de manière plus générale l'écart entre le maximum et le minimum de directivité totale dans tous le plan azimutal ($\varphi \in [0 - 2\pi]$, $\theta = 90 \text{ deg}$).

Les Figure 3-16 et Figure 3-17 montrent respectivement l'évolution des Rapports AV-AR et Max-Min en dB à travers les différentes réalisations aux deux fréquences 900 MHz et 1800 MHz. Nous retrouvons bien évidemment une plus forte influence du Tilt T en haute fréquence avec des rapports qui décroissent significativement quand T augmente surtout pour les réalisations où l'Espacement E est grand. Cependant, même si les variations à 900 MHz sont moins importantes qu'à 1800 MHz ; ces dernières se font dans le sens inverse avec une légère progression des deux rapports AV-AR et Max-Min quand le Tilt augmente.

⁴ FTBR (Front To Back Ratio) en anglais.

En analysant les diagrammes du cas ($E = 0$, $O = 0$, T de 0 deg à 20 deg) présenté dans la Figure 3-13 - et qui correspond aux réalisations {1 à 5}- ; nous remarquons qu'à 900 MHz, le gain en directivité (produit par l'effet réflecteur de la tête dans les directions « côté antenne ») décroît de manière lente quand l'interaction « antenne – tête » diminue ; et s'accompagne d'un léger accroissement de l'effet de masquage dans les directions opposées, rendant ainsi les écarts AV-AR et Max-Min plus ou moins stables avec une légère progression quand le Tilt augmente.

Pour la fréquence haute $F = 1800$ MHz, la décroissance du gain en directivité quand l'interaction « antenne – tête » diminue se fait de manière plus rapide et s'accompagne contrairement au cas $F = 900$ MHz par une légère décroissance de l'effet de masquage du côté opposé, rendant ainsi les écarts AV-AR et Max-Min décroissant.

En résumé, s'agissant de la fréquence haute, le paramètre le plus influent sur le diagramme de directivité totale – sur le plan azimutal – est le Tilt T suivi de l'Espacement E , alors que pour la fréquence basse, leur influence est plus restreinte. Enfin, le Tableau 3-1 dresse une comparaison entre les données statistiques des deux rapports en dB aux deux fréquences.

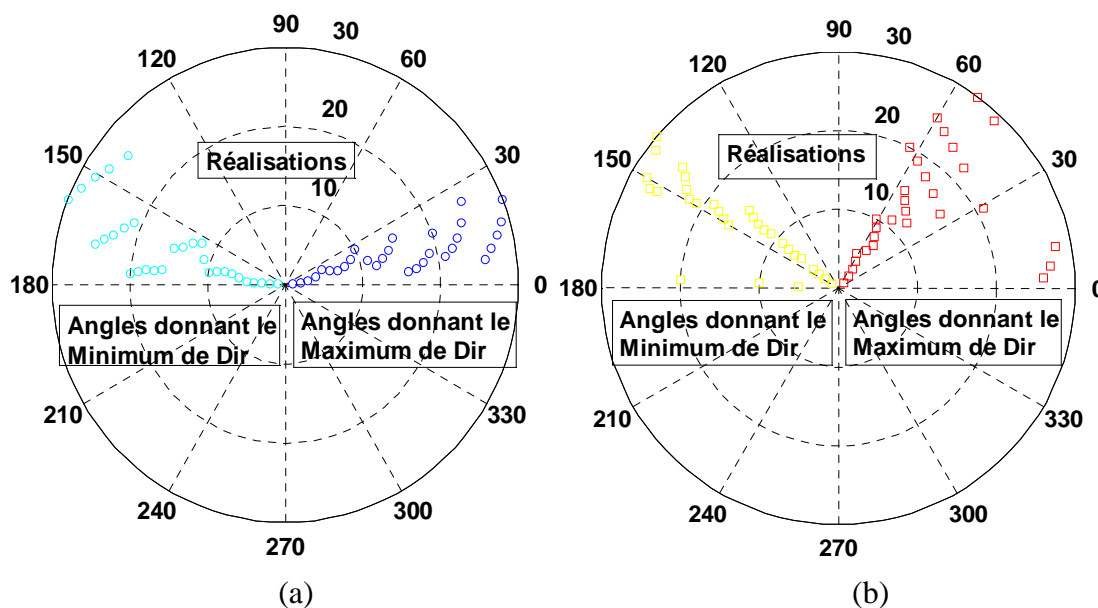


Figure 3-18 Angles des extrema de directivité totale sur le plan azimutal.
(a) 900 MHz, (b) 1800 MHz.

Table 3-1 Statistiques sur les rapports AV-AR et Max-Min (dB)

		Limite Inf.	Limite Sup.	Moyenne	Ecart- type
900 MHz	AV-AR	7.70	11.82	9.50	1.37
	Max-Min	9.71	12.16	10.91	0.51
1800 MHz	AV-AR	9.56	13.62	11.28	1.05
	Max-Min	12.41	20.08	14.83	2.10

3.2 Etude statistique et corrélations

Le choix de se diriger vers une approche statistique a été guidé par l'aspect très variable de l'interaction « Antenne–Perturbateur ». Tous les résultats exposés jusque là, montrent à quel point le positionnement de l'antenne peu influencer le degré d'interaction.

Le but de cette partie est d'utiliser les différentes configurations □ simulées sous CST[®] □ en tant qu'échantillon représentant la diversité des situations rencontrées lors d'une utilisation d'un terminal aux côtés de la tête et de trouver les modèles statistiques représentant les distributions des variables étudiées jusque là. Ces variables relatives⁵ sont calculées suivant la méthode introduite dans la Chapitre 2 (équations 2-17, 2-18 et 2-19).

3.2.1 Les rendements :

En considérant les cinq fréquences de résonance des cinq dipôles, nous obtenons la matrice $\mathbf{P}_{\Delta F,R}(\mathbf{F})$ suivante :

$$\mathbf{P}_{\Delta F,R}(\mathbf{F}) = \begin{bmatrix} P_{\Delta F,R}(F_1,1) & P_{\Delta F,R}(F_2,1) & \dots & P_{\Delta F,R}(F_5,1) \\ P_{\Delta F,R}(F_1,2) & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{\Delta F,R}(F_1,N) & \dots & \dots & P_{\Delta F,R}(F_5,N) \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

Chaque colonne représente une fréquence de résonance F_i d'un dipôle (classées par ordre croissant). $F_i \in \{900MHz, 1800MHz, 2300MHz, 3500MHz, 4000MHz\}$. Et chaque ligne représente une réalisation avec un nombre total de réalisations $N = 75$.

⁵ La notion de valeur relative sera notée plus brièvement RV dans les figures du manuscrit.

En se référant à l'équation (2-19), nous déduisons que les valeurs relatives négatives désignent une perte dans le niveau du rendement alors que les valeurs relatives positives désignent quant à elles un gain.

La Figure 3-19 présente les densités de probabilités du rendement total relatif ($RV_{Eff_{S11}}$) moyenné autour des fréquences de résonances des cinq dipôles dans les différentes configurations. Les valeurs s'étalent sur une plage allant de -17% à + 5% avec une concentration qui commence autour de +3% pour les basses fréquences (900 MHz, 1800 MHz et 2300 MHz) puis décroît progressivement vers les pourcentages négatifs quand la fréquence augmente.

Une analyse statistique a été menée dans le but de trouver le modèle de distribution statistique qui correspond le mieux aux données. Parmi une sélection de lois de distributions classiques (*loi Normale, Log-normale, T-scale, Nagakami, Rayleigh, Extreme Value (EV) et Generalized Extreme Value (GEV)*)⁶, et suivant le critère du maximum de vraisemblance, il apparaît que les lois des valeurs extrêmes EV et GEV sont celles qui correspondent le mieux – donnent le meilleur ajustement « *fit* » – aux distributions des valeurs des rendements relatifs d'adaptation et total respectivement. (Les courbes des fonctions de répartition empiriques ainsi que leurs modèles statistiques sont présentées avec les paramètres estimés dans les Figure 3-20 et Figure 3-21 respectivement).

⁶ Les descriptions et définitions de ces lois de distribution sont présentées en Annexe 2.

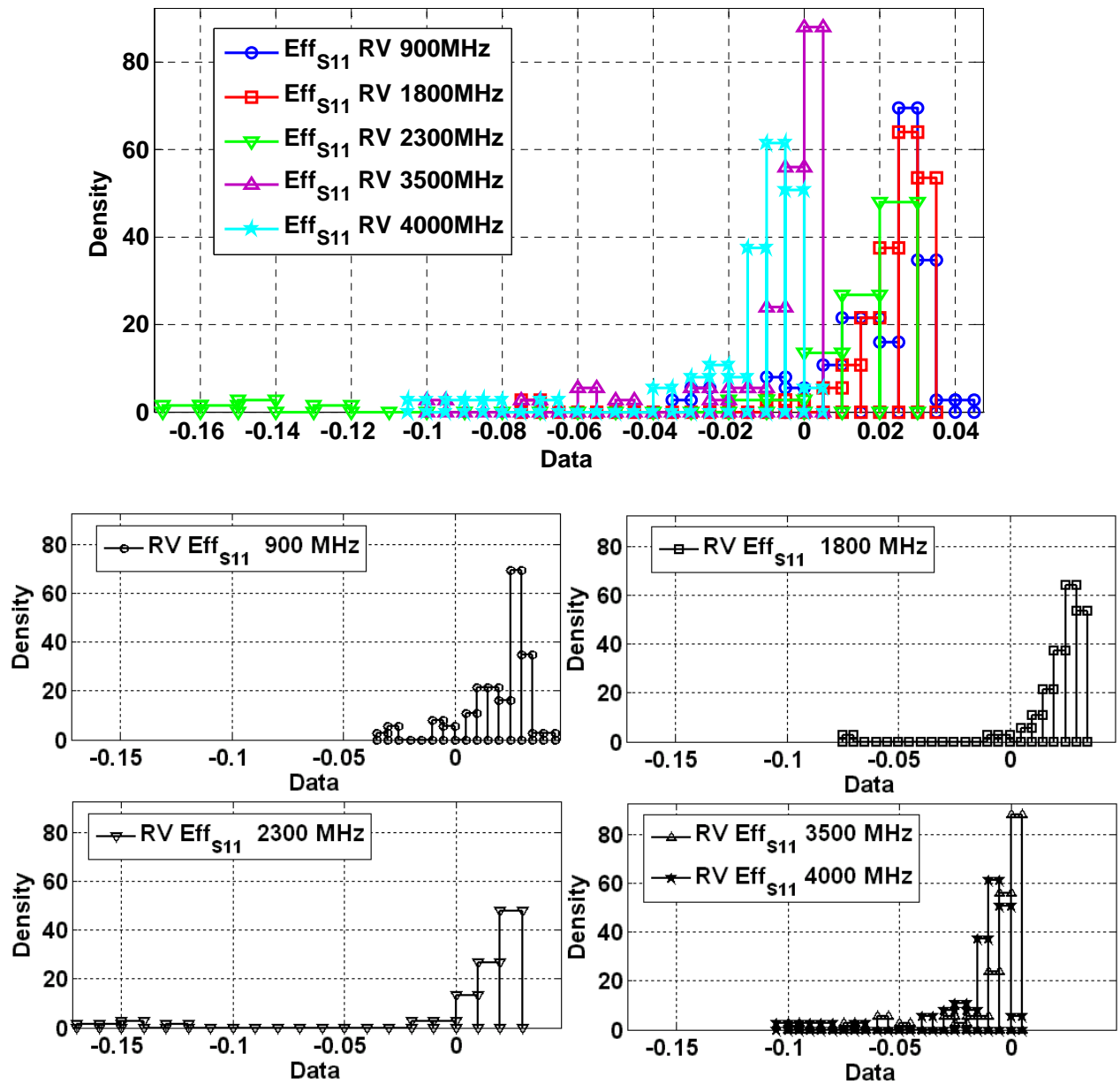


Figure 3-19 Densité de probabilité (PDF) du rendement d'adaptation relatif ($RV Eff_{s11}$) aux différentes fréquences.

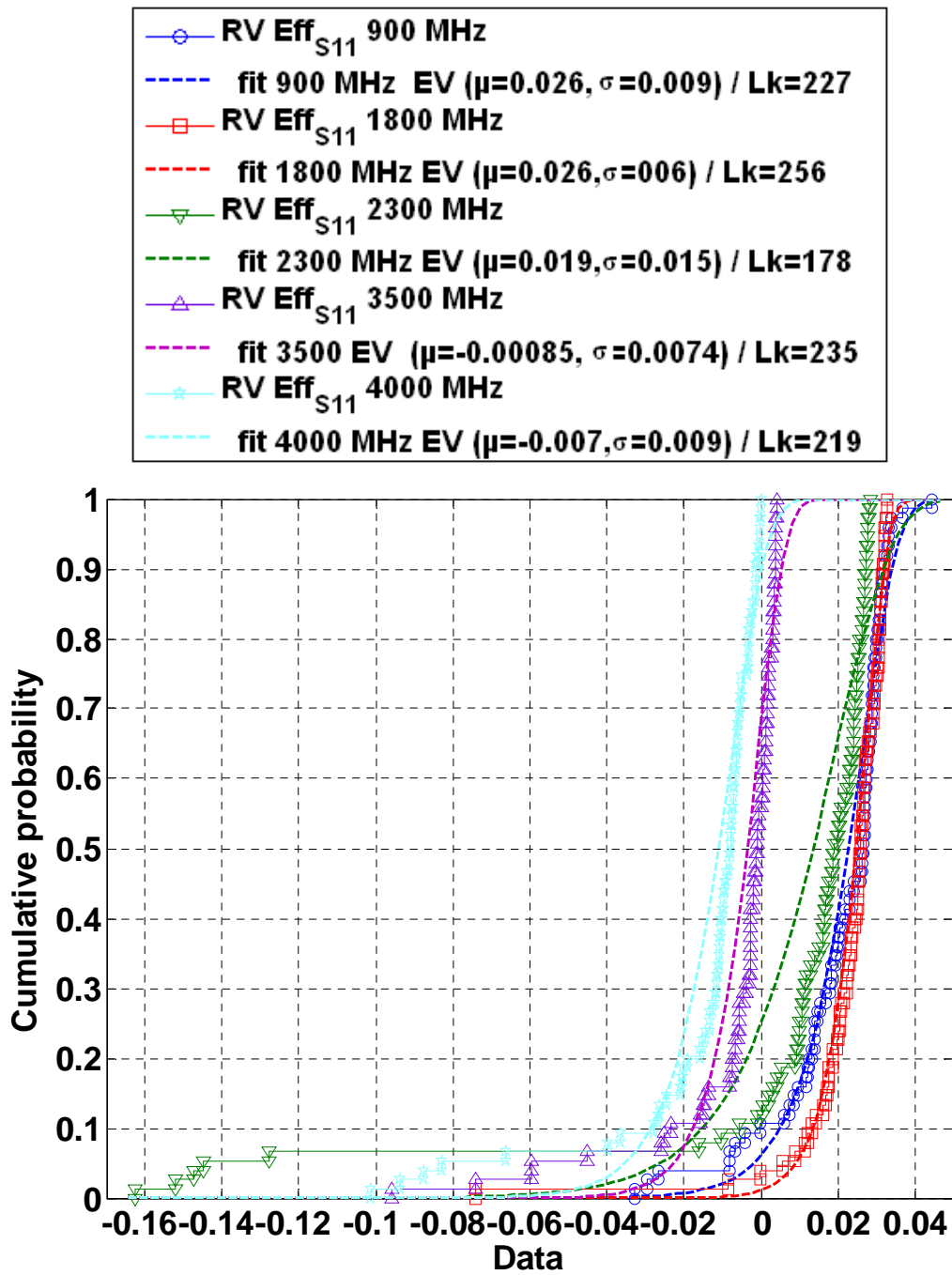


Figure 3-20 Fonction de répartition du rendement d'adaptation relatif ($RV Eff_{S11}$) aux différentes fréquences avec les modèles statistiques correspondants.

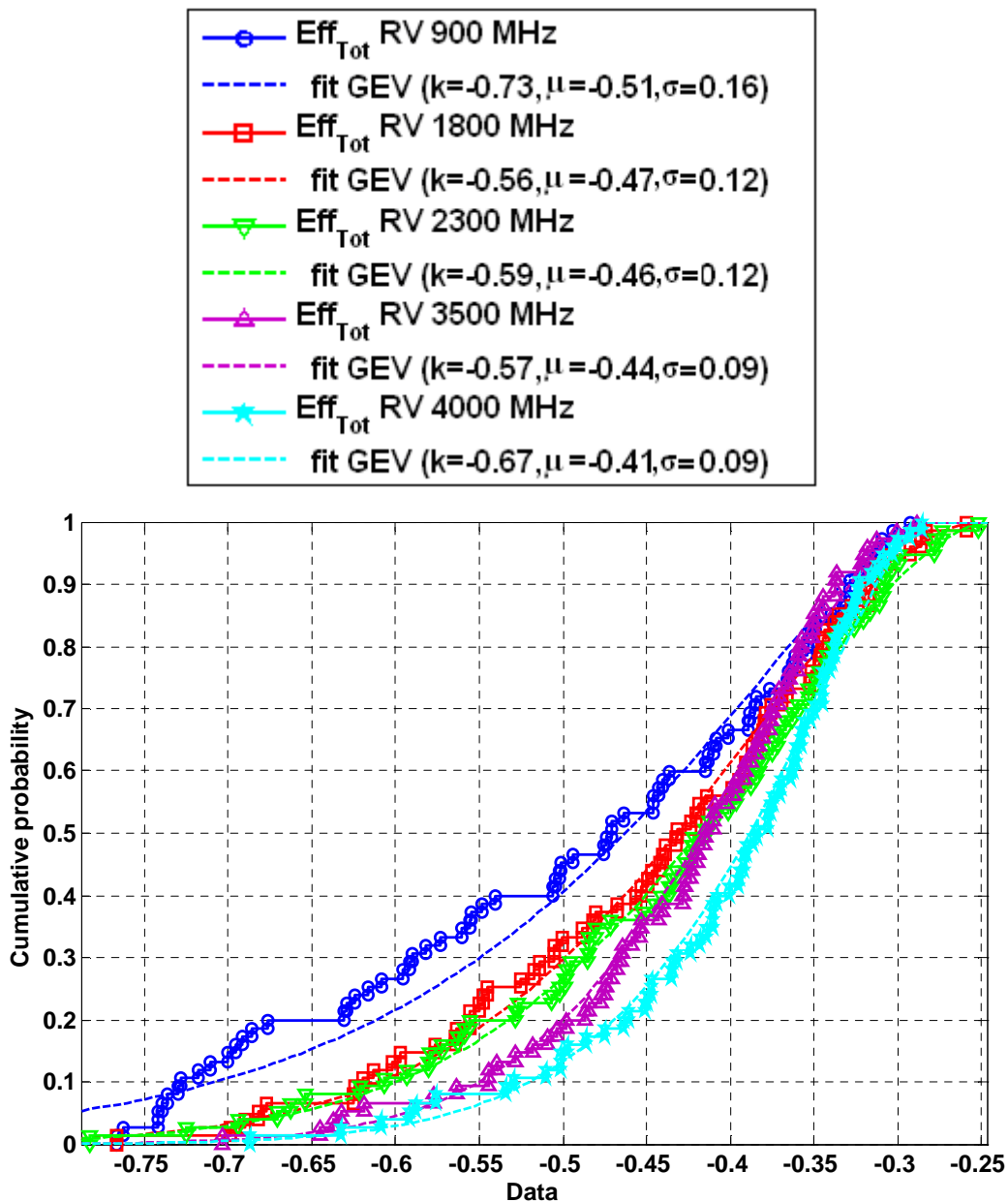


Figure 3-21 Fonction de répartition du rendement total relatif ($RV Eff_{Tot}$) aux différentes fréquences avec les modèles statistiques correspondants.

3.2.2 Rappels sur la loi GEV :

Les distributions EV et GEV sont souvent utilisées dans la modélisation de la plus petite ou la plus grande valeur parmi une large population de variables aléatoires indépendantes identiquement distribuées représentant des mesures ou des observations au sens large. La GEV combine trois distributions simples dans une seule formule complète permettant ainsi d'avoir une continuité entre les différentes formes. Les trois cas couverts par la GEV sont

connus sous les appellations : Type I, II et III ou aussi: Gumbel, Frechet et Weibull; mais ces dernières sont rarement utilisées car elles peuvent prêter à confusion.

Les distributions avec des courbes en forme de « queues » à décroissance exponentielle, comme celle de la loi Normale conduisent aux distributions de Type I. Les distributions avec des queues à décroissance polynomiale, comme celle de Student conduisent au Type II. Et finalement, les distributions avec une queue finie comme celle de la loi Beta conduisent au Type III.

La GEV utilise trois paramètres (k, μ, σ) ou k est le paramètre de forme (*shape parameter*), la moyenne μ est le paramètre de positionnement de la courbe (*location parameter*) et l'écart type σ est le paramètre d'étalement (*scale parameter*). La fonction qui décrit la densité de probabilité de la loi GEV quand $k \neq 0$ s'écrit comme suit:

$$y = f(x; k, \mu, \sigma) = \left(\frac{1}{\sigma}\right) \exp\left\{-\left(1 + k \frac{(x-\mu)}{\sigma}\right)^{\frac{1}{k}}\right\} \left(1 + k \frac{(x-\mu)}{\sigma}\right)^{-1-\frac{1}{k}} \quad (3-2)$$

$$\text{Pour } 1 + k \frac{(x-\mu)}{\sigma} > 0 \quad . \quad (3-3)$$

$k > 0$ correspond au Type II, alors que $k < 0$ correspond au Type III.

Le cas où k tend vers zéro ($k=0$), correspond au Type I, et l'expression de la densité devient comme suit:

$$y = f(x; 0, \mu, \sigma) = \left(\frac{1}{\sigma}\right) \exp\left\{-\exp\left(-\frac{(x-\mu)}{\sigma}\right) - \frac{(x-\mu)}{\sigma}\right\} \quad (3-4)$$

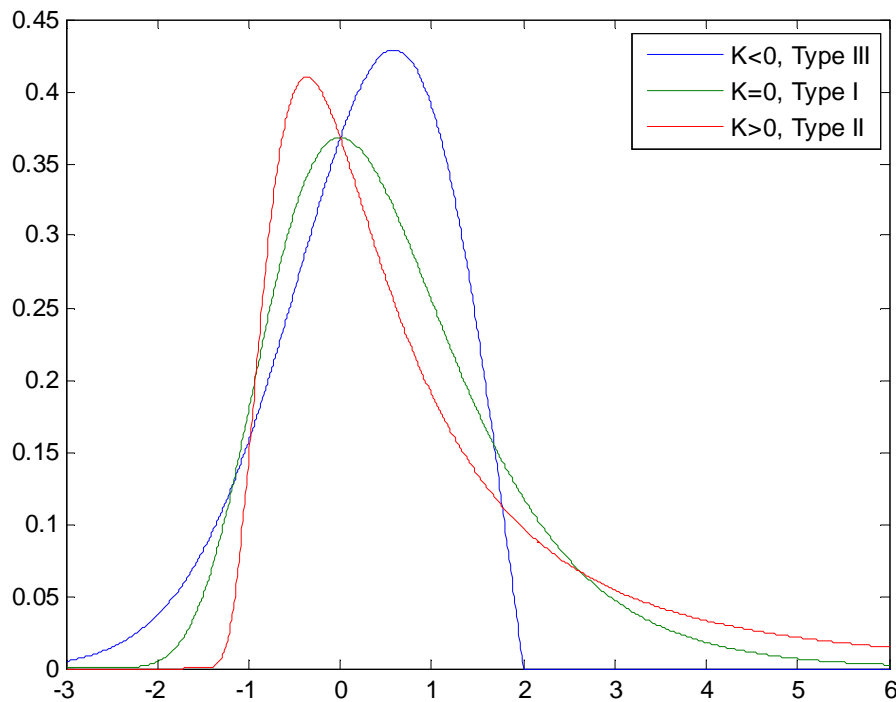


Figure 3-22 Densité de probabilité de la GEV.

S'agissant du rendement d'adaptation ou total, il est intéressant de noter que la distribution des valeurs suit pour chaque fréquence le même modèle statistique. Seuls les paramètres changent avec une faible variabilité entre les paramètres concernant le rendement total.

Dans le but de quantifier les corrélations fréquentielles, un calcul du coefficient de corrélation a été fait suivant la formule (3-5). Une comparaison entre les coefficients de corrélation des deux rendements est présentée dans la Figure 3-23.

$$R(F_I, F_J) = \frac{E[(P_{\Delta F}(F_I) - E(P_{\Delta F}(F_I)))(P_{\Delta F}(F_J) - E(P_{\Delta F}(F_J)))]}{\sqrt{E[(P_{\Delta F}(F_I) - E(P_{\Delta F}(F_I)))^2] E[(P_{\Delta F}(F_J) - E(P_{\Delta F}(F_J)))^2]}} \quad (3-5)$$

Il apparaît de manière très claire que la décorrélation fréquentielle est beaucoup plus rapide pour le rendement d'adaptation que pour le rendement total. Ceci est dû au simple fait que les fortes pertes d'absorption sont prises en compte dans le rendement total ce qui explique sa nature lente et peu variable par rapport au rendement d'adaptation.

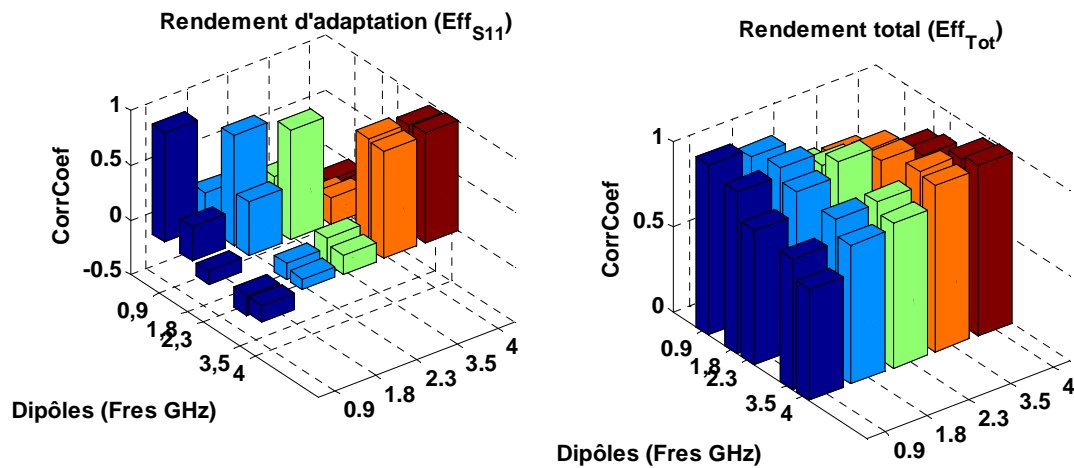


Figure 3-23 Coefficient de corrélation des rendements d'adaptation et total.

3.2.3 Diagrammes de rayonnement :

Pour ce qui est des diagrammes, plusieurs paramètres peuvent être étudiés statistiquement notamment les différents rapports AV-AR, Max-Min et autres rapport de polarisations. La démarche étant la même à chaque fois, nous présentons dans cette études les résultats concernant les distributions statistiques des rapports Max-Min exprimés en dB pour le gain réalisé de 30 réalisations dans la polarisation verticale (Polar 1).

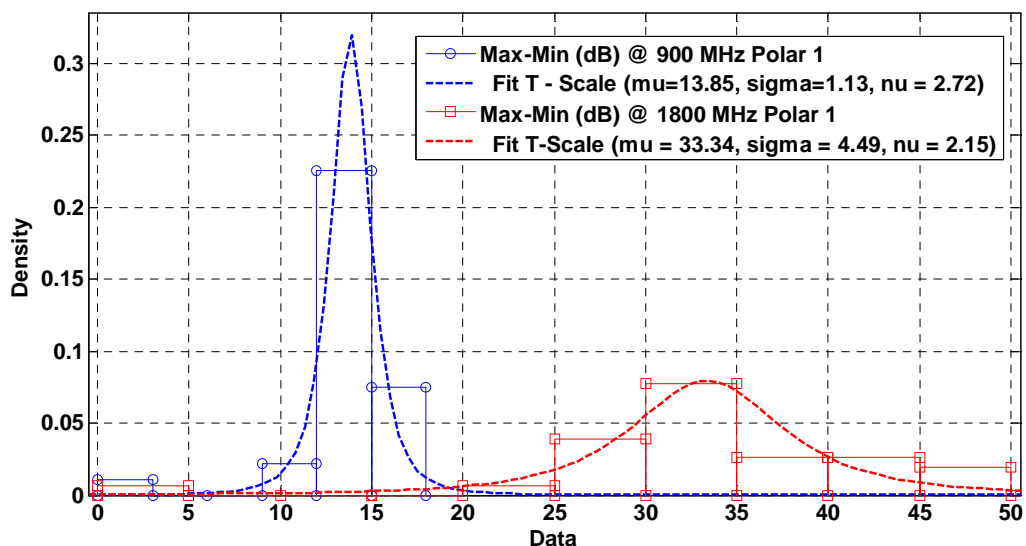


Figure 3-24 Densités de probabilité et ajustements du Rapport Max-Min @ 900 MHz et 1800MHz pour le gain réalisé dans la polarisation verticale.

Après avoir étudié séparément le comportement des rendements d'une part et celui de la directivité d'autre part, nous nous intéressons à la forme finale que représente le gain réalisé.

Ainsi, pour chaque réalisation, l'écart entre le gain réalisé maximum et minimum dans le plan azimutal ($\theta = 90$ deg) a été calculé dans la polarisation principale pour les deux fréquences. Les résultats sont présentés dans la Figure 3-24.

Les écarts Max-Min en dB suivent une distribution centrée autour de la moyenne 13,85 dB avec un écart type faible de 1,13 à la fréquence 900 MHz. A cause de la variabilité réduite à cette fréquence, la probabilité d'avoir une valeur proche de la moyenne est très forte ce qui se traduit par un pic important dans la fonction de densité de probabilité autour de cette valeur. Mais pour la fréquence haute 1800 MHz, la forte variabilité fait en sorte que la densité présente une courbe plus étalée avec un écart type quatre fois plus important. La valeur de la moyenne est de 33.34 dB traduisant un effet de la tête plus fort en fréquence haute.

Parmi les lois statistiques citées dans la section précédente et détaillées dans l'annexe 2, la loi T-Scale est celle qui représente le mieux les distributions des rapports Max-Min du gain réalisé aux deux fréquences suivant le critère du maximum de vraisemblance. Les paramètres des modèles de fit sont indiqués dans la Figure 3-24).

Finalement, dans le but de mettre en évidence les corrélations angulaires pour les diagrammes du gain réalisé dans le plan azimutal ($\theta = 90$ deg), la matrice $\mathbf{G}_R(\varphi)$ est introduite :

$$\mathbf{G}_R(\varphi) = \begin{bmatrix} G_R(\varphi_1,1) & G_R(\varphi_2,1) & \dots & G_R(\varphi_P,1) \\ G_R(\varphi_1,2) & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_R(\varphi_1,N) & \dots & \dots & G_R(\varphi_P,N) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

Où $G_R(\varphi_i,k)$ est le gain réalisé dans la direction φ_i du plan azimut pour la réalisation numéro k avec $1 \leq k \leq N$, et $N = 30$, nombre total de réalisations.

$\varphi_i \in [0 - 2\pi]$, $\Delta\varphi = \varphi_{i+1} - \varphi_i = \frac{2\pi}{(P-1)}$. (Dans cette étude $P = 25$, soit un pas $\nabla\varphi = 15$ deg).

La matrice $\mathbf{G}_R(\varphi)$ correspond à la fréquence pour laquelle le gain réalisé est calculé. Pour chaque fréquence étudiée, une nouvelle matrice est calculée.

Ainsi, l'expression du coefficient de corrélations devient comme suit:

$$R(\varphi_I, \varphi_J) = \frac{E[(G_R(\varphi_I) - E(G_R(\varphi_I)))(G_R(\varphi_J) - E(G_R(\varphi_J)))]}{\sqrt{E[(G_R(\varphi_I) - E(G_R(\varphi_I)))^2] E[(G_R(\varphi_J) - E(G_R(\varphi_J)))^2]}} \quad (3-7)$$

La Figure 3-25 trace les coefficients de corrélations calculés entre les différentes colonnes des matrices « gain réalisé - polarisation verticale - » $\mathbf{G}_R(\varphi)$ aux deux fréquences 900 MHz et 1800 Mhz. Il apparaît là aussi de manière très claire qu'en basse fréquence la corrélation entre les différentes directions φ est très forte avec une stabilité de la valeur du coefficient de corrélation à 1. Pour la fréquence haute, une importante décorrélation intervient autour de la direction $\varphi = 180$ deg ce qui correspond à la zone de masquage. Ainsi, les remarques relatives à la stabilité des diagrammes en basse fréquence et l'augmentation de la variabilité avec la fréquence constatées précédemment sont confirmées à travers ces résultats.

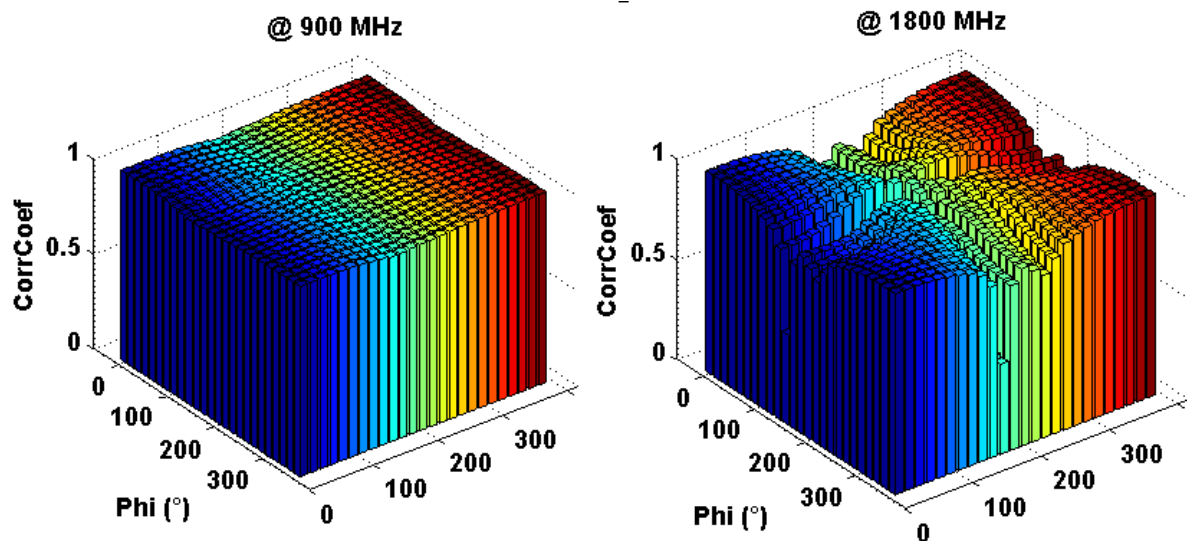


Figure 3-25 Coefficients de corrélation entre les gains réalisés (en polarisation verticale) des différentes directions φ (colonnes de $\mathbf{G}_R(\varphi)$) à 900 MHz et 1800 MHz.

3.3 Conclusion

Ce Chapitre introduit une nouvelle approche basée sur la subdivision du spectre fréquentiel en plusieurs sous bandes couverte par différents dipôles en vue d'étudier les comportements fréquentiels séparément sur les antennes simples que représentent les dipôles. L'analyse des rendements (d'adaptation et total) d'une part et les diagrammes de directivité (dans le plan azimutal) d'autre part à travers les différentes configurations « Dipôles – Tête » a permis de voir l'effet de chaque paramètre (E, O, T) sur l'interaction et de déterminer leurs degrés d'influence.

L'étude de l'influence de la tête sur les performances de l'antenne s'est faite suivant trois phases correspondant à trois critères :

D'abord, le coefficient de réflexion subit de fortes modifications avec une bande passante qui s'élargit de près de 20% à 900 MHz puis se réduit progressivement avec l'augmentation de la fréquence alors que le décalage fréquentiel - vers les basses fréquences - s'accroît.

Puis, l'étude s'est portée sur les rendements : d'adaptation et total. Si le niveau du premier est amélioré en présence du perturbateur, le second est considérablement réduit à cause des pertes d'absorption. Ces grandes pertes font en sorte que la corrélation entre les rendements totaux des différentes fréquences soit très forte contrairement au cas du rendement d'adaptation. Néanmoins, quand la fréquence augmente, le niveau du rendement total s'améliore et la variabilité due aux différentes configurations se réduit. D'autre part, le Tilt s'avère très influent sur le rendement total avec des pertes qui se réduisent considérablement quand le Tilt augmente. Cette remarque peut être exploitée dans un objectif de protection des utilisateurs et peut conduire à des recommandations pour les fabricants de téléphones portables afin de favoriser les téléphones qui s'utilisent dans une position « Tiltée » et non contre la joue directement (A titre d'exemple, les téléphones dits « Candybar » ont tendance à être utilisés en total contact avec la joue contrairement aux téléphones à clapet qui grâce à leur forme déployable s'utilisent naturellement de manière « Tiltée »).

La troisième et dernière partie concerne les diagrammes de directivité. Contrairement aux rendements, la variabilité entre les différentes configurations s'accroît quand la fréquence augmente. Ainsi, une certaine stabilité est remarquée à 900 MHz alors que les diagrammes changent significativement d'une réalisation à une autre à 1800 MHz ce qui se traduit par un

Rapport Max-Min moyen égal à 10.91 dB avec un écart type de 0.51 alors qu'il est de 14.83 dB avec un écart type de 2.1 à 1800 MHz.

En utilisant les différentes configurations comme échantillon statistique, une étude de modélisation a été menée permettant ainsi de trouver que les lois EV et GEV sont - parmi une liste de lois candidates et suivant le critère de maximum de vraisemblance - celles qui estiment le mieux et s'approchent le plus des distributions des rendements d'adaptation et total respectivement.

Finalement, le comportement du gain réalisé – qui intègre à la fois le rendement et la directivité - a été analysé à travers l'étude de la distribution des rapports Max-Min. Dans ce cas c'est la loi T-Scale qui représente le mieux la distribution des rapports à 900 MHz et 1800MHz avec une courbe plus étalée en haute fréquence à cause de la grande variabilité (écart type plus grand). Cette grande variabilité en haute fréquence se traduit aussi sur le coefficient de corrélation angulaire qui présente un creux de décorrélation vers les angles autour de $\varphi = 180$ deg qui correspondent à la zone masquée par la tête. .

Chapitre 4 : Interactions « Antennes – Têtes »

4.1 Introduction

Après avoir étudié l'influence de la tête sur les antennes élémentaires que représentent les dipôles, ce chapitre étend l'étude sur d'autres antennes plus complexes et plus réalistes – plus représentative des terminaux en vue de dresser des comparaisons et déterminer si les modèles statistiques appliqués aux antennes simples peuvent être généralisés.

Ce chapitre est scindé en deux parties : la première présente les résultats de l'étude statistique pour les deux antennes multi-bandes (DB et MB) et pour l'antenne Ultra Large Bande disque (MDIS) présentées au chapitre II, exploitant des simulations électromagnétiques pour des configurations multiples ; la deuxième est dédiée quant à elle aux résultats des mesures faites avec les deux téléphones portables câblés (Sg4c et Sg9c). Ces mesures se répartissent en deux catégories : une campagne de mesures qui concerne le coefficient de réflexion et le rendement d'adaptation et impliquant la participation d'une quinzaine de sujets dans dix scénarios différents ; une deuxième campagne qui concerne les mesures de diagrammes de rayonnement utilisant le modèle de tête SAM⁷ et un modèle de main [1]

4.2 Etude comparative « Antennes, Dipôles »

4.2.1 Résultats des simulations « Antennes – Tête »

Suivant une démarche identique à celle utilisée pour les dipôles, plusieurs réalisations ont été simulées sous CST[®] en utilisant les antennes DB, MB et MDIS. Chacune de ces antennes a été simulée dans 30 configurations différentes correspondant aux paramètres (E,O,T) ⁸ suivants : Espacement E (mm) $\in \{0,4\}$, Orientation O (deg) $\in \{0,15,30\}$ et Tilt T (deg) $\in \{0,5,10,15,20\}$.

Le coefficient de réflexion simulé des antennes seules et en présence du modèle de tête COMOBIO est tracé dans la Figure 4-1, Figure 4-3 et Figure 4-5 pour les antennes DB, MB et MDIS respectivement. A partir de ces coefficients de réflexion, le rendement d'adaptation a été calculé et moyenné pour chaque réalisation sur une bande $\Delta F = 100$ MHz, autour des

⁷ *Specific Anthropomorphic Mannequin*

⁸ Voir la définition au chapitre II

mêmes fréquences centrales que celles considérées pour les dipôles dans le chapitre précédent, soit $F_i \in \{900\text{MHz}, 1800\text{MHz}, 2300\text{MHz}, 3500\text{MHz}, 4000\text{MHz}\}$.

Bien évidemment, pour chaque antenne étudiée, seules les bandes couvertes seront considérées. De la même façon, le rendement total a été calculé et moyenné et les résultats des deux rendements (adaptation et total) sont présentés dans les Figure 4-2, Figure 4-4 et Figure 4-6 pour les antennes DB, MB et MDIS respectivement.

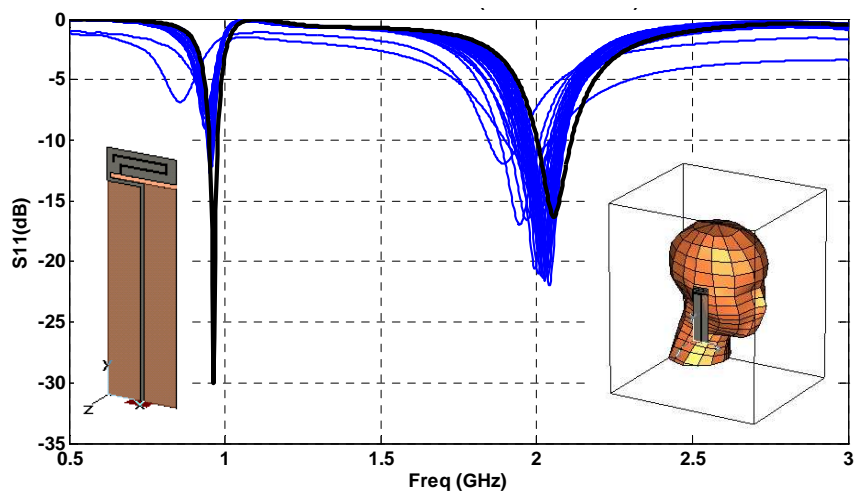


Figure 4-1 Coefficient de réflexion [DB seule (noir) / DB + Tête (bleu) « 30 réalisations »].

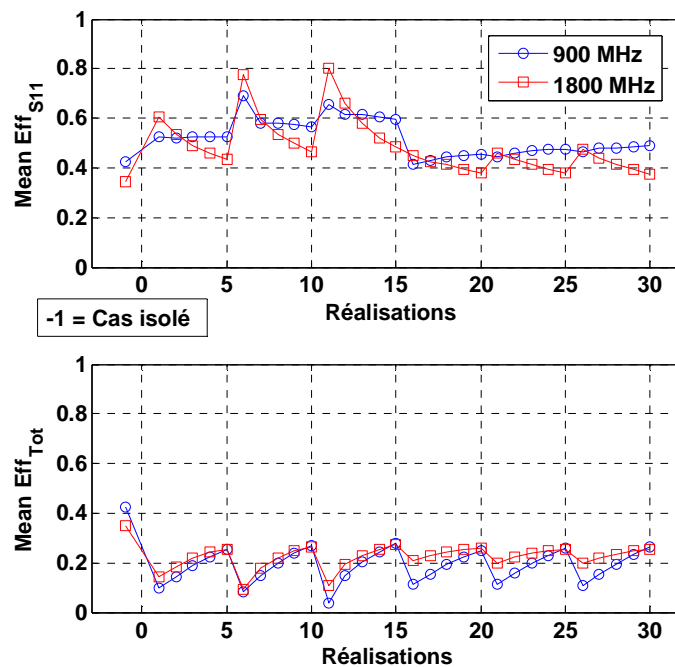


Figure 4-2 Rendement d'adaptation et rendement total pour l'antenne DB.

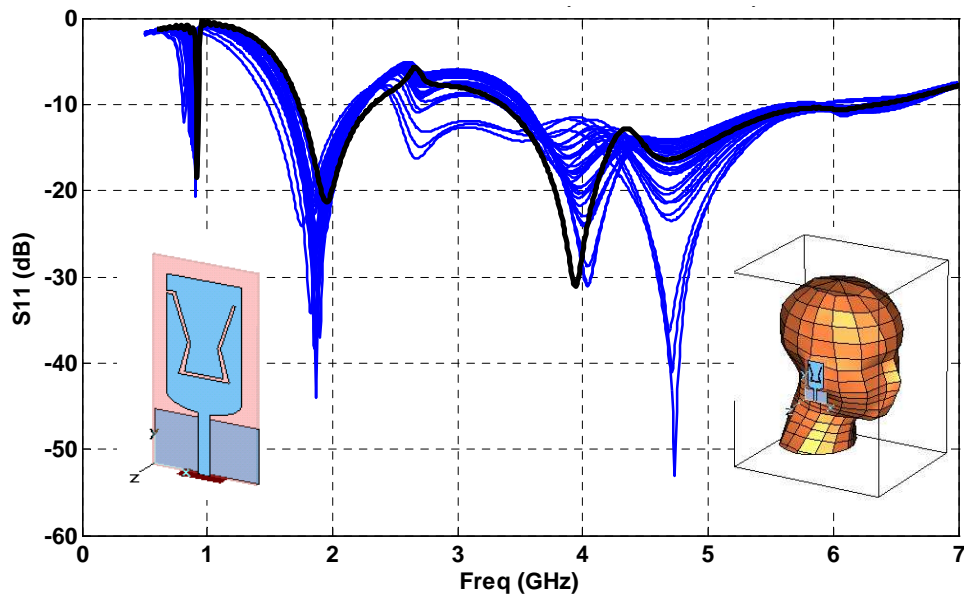


Figure 4-3 Coefficient de réflexion de l'antenne MB seule (noir) et en présence de la tête dans 30 réalisations (bleu).

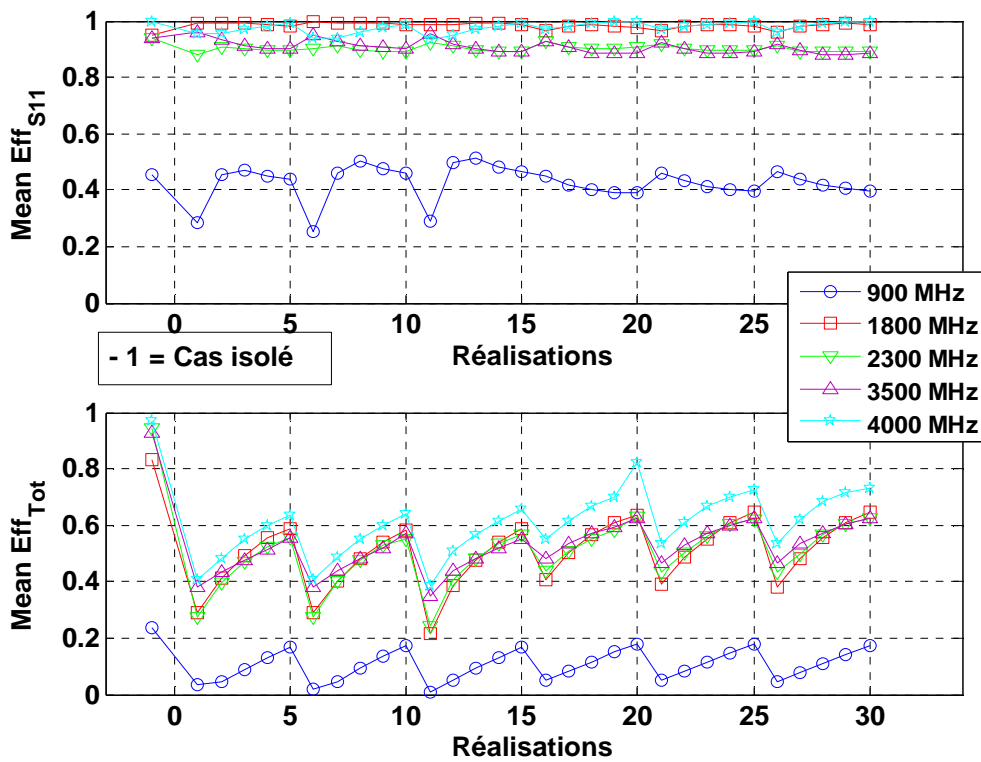


Figure 4-4 Rendements d'adaptation et total pour l'antenne MB.

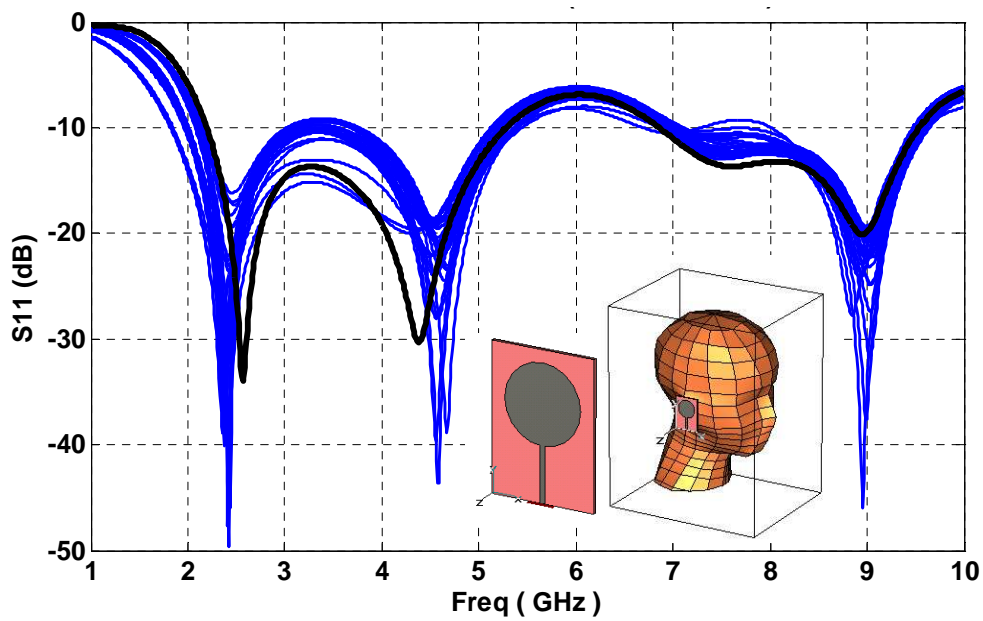


Figure 4-5 Coefficient de réflexion de l'antenne MDIS seule (noir) et en présence de la tête dans 30 réalisations (bleu).

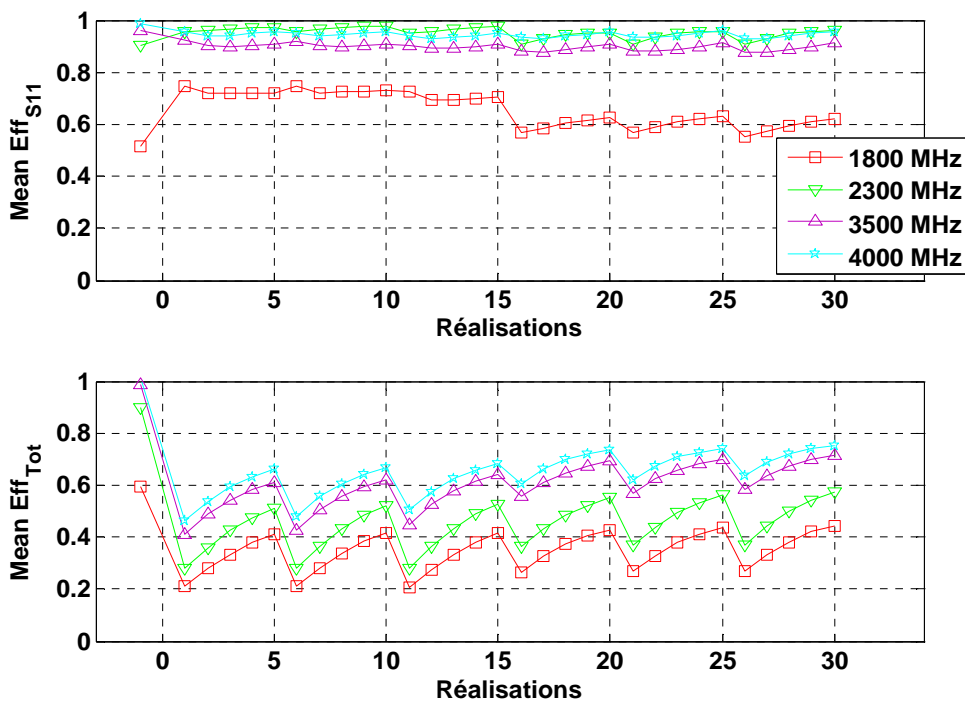


Figure 4-6 Rendements d'adaptation et total pour l'antenne MDIS.

Nous remarquons que de manière générale, quand les antennes présentent une bonne adaptation sur une bande donnée, les niveaux des rendements d'adaptation et total de ces antennes correspondent bien à ceux des dipôles. C'est le cas pour les fréquences 1800 MHz à 4GHz pour l'antenne MB et de 2300 MHz à 4 GHz pour l'ULB MDIS. En effet, nous

retrouvons pour ces cas là un rendement d'adaptation supérieur à 80% et un rendement total variant entre 20 % et un peu moins de 80 % avec une augmentation proportionnelle à la fréquence et au Tilt T .

4.2.2 Comparaison des modèles statistiques des rendements

Toujours dans l'optique d'une comparaison, la même démarche a été suivie pour ces antennes dans le but de déterminer les modèles statistiques correspondant aux distributions des rendements, parmi une liste de lois candidates. Pour assurer une certaine analogie et avoir la même taille d'échantillons dans les deux cas : dipôles et antennes, les comparaisons ont été faites en considérant les mêmes configurations (mêmes paramètres (E, θ, T)). Ainsi, les échantillons comprenaient les 30 réalisations décrites dans la section 4.2.1.

Afin d'illustrer ces comparaisons, une série de figures est présentée ci-dessous, montrant les fonctions de répartition empiriques du rendement d'adaptation, du rendement de rayonnement et du rendement total pour les dipôles et les antennes multi-bandes. L'étude porte sur des grandeurs relatives caractérisant la variation entre le cas perturbé et le cas isolé comme indiqué dans les formules (2-17), (2-18) et (2-19) du chapitre 2.

Il apparaît une grande similitude entre les courbes des fonctions de répartition des dipôles et des antennes multi-bandes (Figure 4-7, Figure 4-8 et Figure 4-9). Plus concrètement, la même loi GEV de type III est trouvée pour ces antennes aussi comme étant la meilleure loi candidate – parmi le même choix que les lois testées pour les dipôles (cf. chapitre 3) – pour représenter la distribution statistique du rendement total en présence de la tête dans différentes configurations⁹. Les paramètres estimés de la loi GEV donnés dans le Tableau 4-1 et le Table 4-2 pour les dipôles et les antennes (multi-bandes et ultra large bande) aux différentes fréquences renforcent cette similitude en affichant des valeurs assez proches.

De plus, le coefficient de corrélation (cf formule (3-5)) a été utilisé comme autre indicateur de comparaison entre les différentes antennes. Il apparaît clairement qu'à l'instar des dipôles, les corrélations fréquentielles sont ici plus fortes pour le rendement total que pour le rendement d'adaptation, comme le montrent les Figure 4-11, Figure 4-12, Figure 4-13 et Figure 4-14. Pour finir, les courbes des moyennes et des variances sont présentées Figure 4-15.

⁹ Il est assumé que ces configurations sont représentatives de la variété de cas rencontrés dans les situations d'utilisation. (Contexte de la téléphonie mobile).

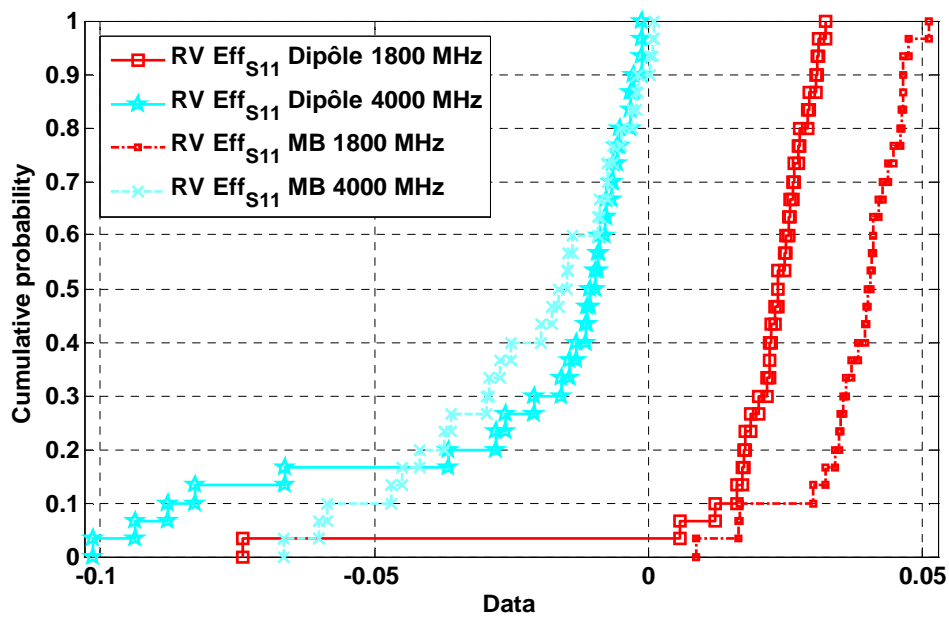


Figure 4-7 Fonction de répartition empiriques du rendement d’adaptation relatif pour les Dipôles et l’antenne MB à 1800 MHz et 4 GHz.

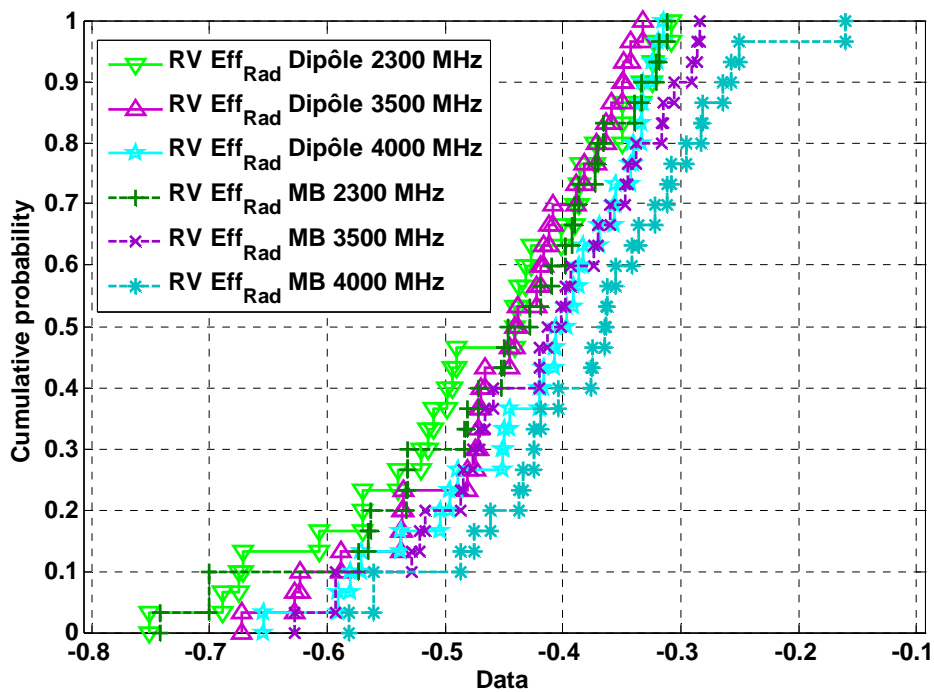


Figure 4-8 Fonction de répartition empiriques du rendement de rayonnement relatif (Dipôles et MB).

<ul style="list-style-type: none"> —○— RV Eff_{Tot} Dipôle 900 MHz fit GEV —□— RV Eff_{Tot} Dipôle 1800 MHz fit GEV —▽— RV Eff_{Tot} DB 900 MHz fit GEV —△— RV Eff_{Tot} DB 1800 MHz fit GEV —◀— RV Eff_{Tot} MB 900 MHz fit GEV —▶— RV Eff_{Tot} MB 1800 MHz fit GEV 	<p>Tableau 4-1 Paramètres de la loi GEV pour le rendement total (Eff_{Tot}) Dipôles – Antennes Multi-bandes</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>Fréq.</th> <th colspan="3">900 MHz</th> <th colspan="3">1800 MHz</th> </tr> <tr> <th>Param.</th> <th>k</th> <th>μ</th> <th>σ</th> <th>k</th> <th>μ</th> <th>σ</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Dipôles</td> <td>-0.88</td> <td>-0.5</td> <td>0.17</td> <td>-0.75</td> <td>-0.46</td> <td>0.13</td> </tr> <tr> <td>DB</td> <td>-0.65</td> <td>-0.58</td> <td>0.16</td> <td>-0.79</td> <td>-0.38</td> <td>0.12</td> </tr> <tr> <td>MB</td> <td>-0.72</td> <td>-0.59</td> <td>0.26</td> <td>-0.74</td> <td>-0.41</td> <td>0.15</td> </tr> </tbody> </table>	Fréq.	900 MHz			1800 MHz			Param.	k	μ	σ	k	μ	σ	Dipôles	-0.88	-0.5	0.17	-0.75	-0.46	0.13	DB	-0.65	-0.58	0.16	-0.79	-0.38	0.12	MB	-0.72	-0.59	0.26	-0.74	-0.41	0.15
Fréq.	900 MHz			1800 MHz																																
Param.	k	μ	σ	k	μ	σ																														
Dipôles	-0.88	-0.5	0.17	-0.75	-0.46	0.13																														
DB	-0.65	-0.58	0.16	-0.79	-0.38	0.12																														
MB	-0.72	-0.59	0.26	-0.74	-0.41	0.15																														

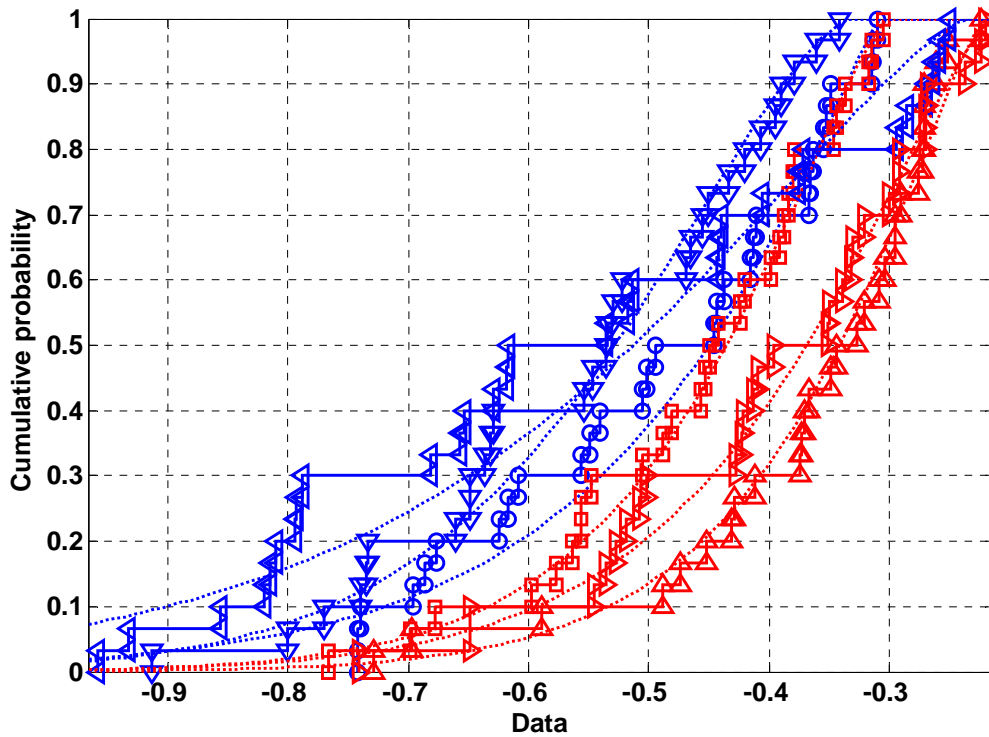


Figure 4-9 Fonction de répartition du rendement total relatif (Dipôles, DB et MB).

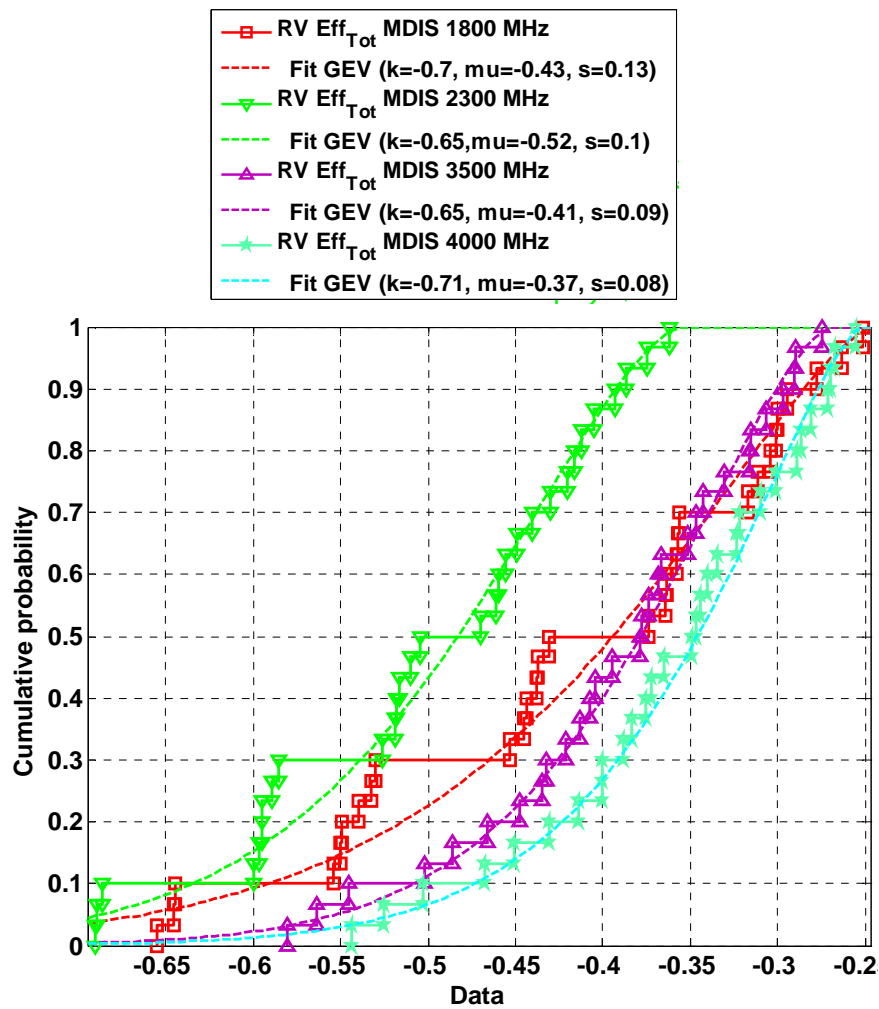


Figure 4-10 Probabilité du rendement total relatif pour la MDIS.

Table 4-2 Paramètres de la loi GEV pour le rendement total (Eff_{Tot}) “Dipôles – MB -MDIS”

Freq	1800 MHz			2300 MHz			3500 MHz			4000 MHz		
Param.	k	μ	σ	k	μ	σ	k	μ	σ	k	μ	σ
Dipôles	-0.75	-0.46	0.13	-0.82	-0.48	0.15	-0.82	-0.46	0.10	-1.02	-0.43	0.11
MB	-0.74	-0.41	0.15	-0.79	-0.48	0.12	-0.63	-0.45	0.09	-0.34	-0.41	0.10
MDIS	-0.70	-0.43	0.13	-0.65	-0.52	0.10	-0.65	-0.41	0.09	-0.71	-0.37	0.08

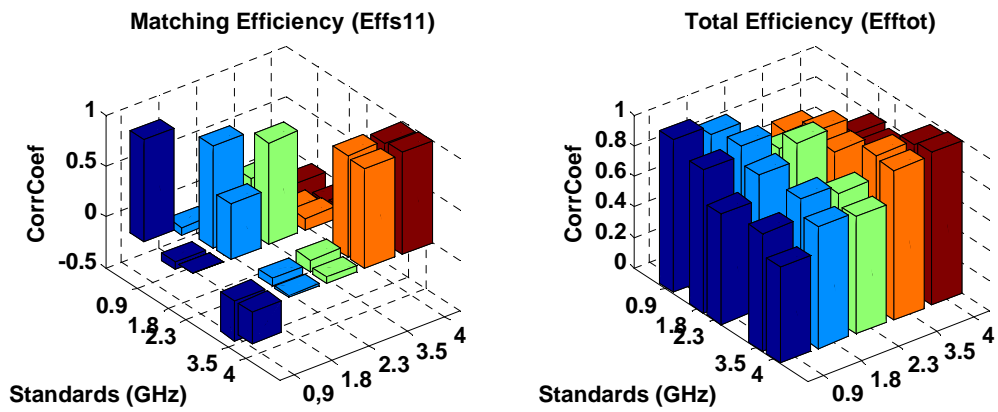


Figure 4-11 Coefficients de corrélation fréquentielle des rendements pour les dipôles.

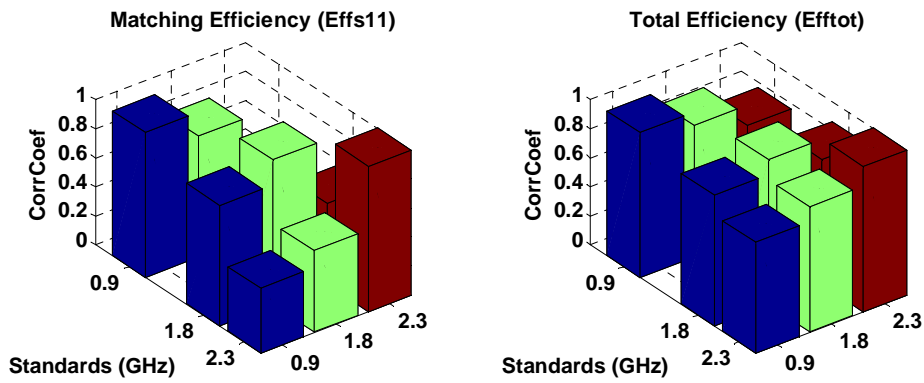


Figure 4-12 Coefficients de corrélation fréquentielle des rendements pour les DB.

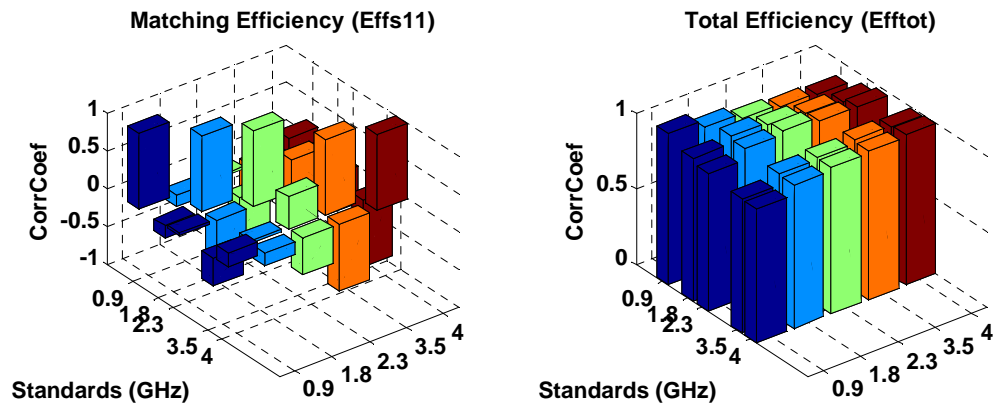


Figure 4-13 Coefficients de corrélation fréquentielle des rendements pour les MB.

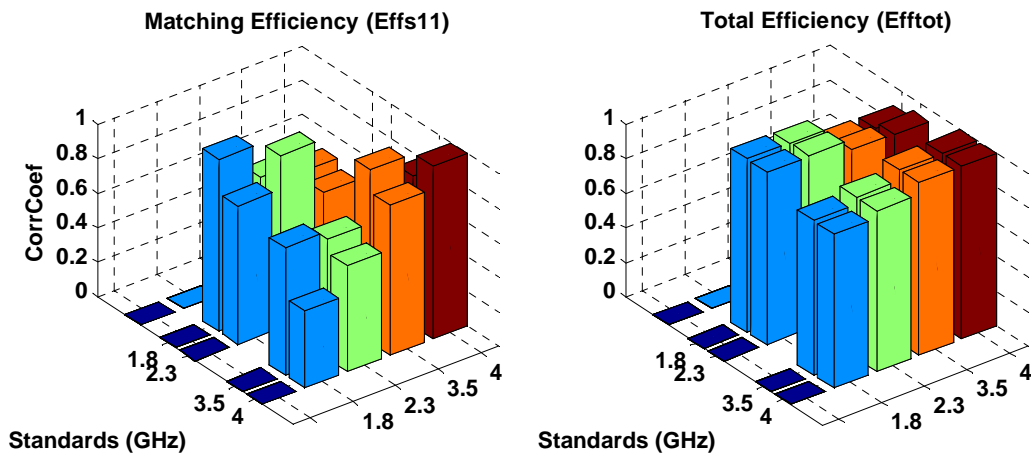


Figure 4-14 Coefficients de corrélation fréquentielle des rendements pour les MDIS.

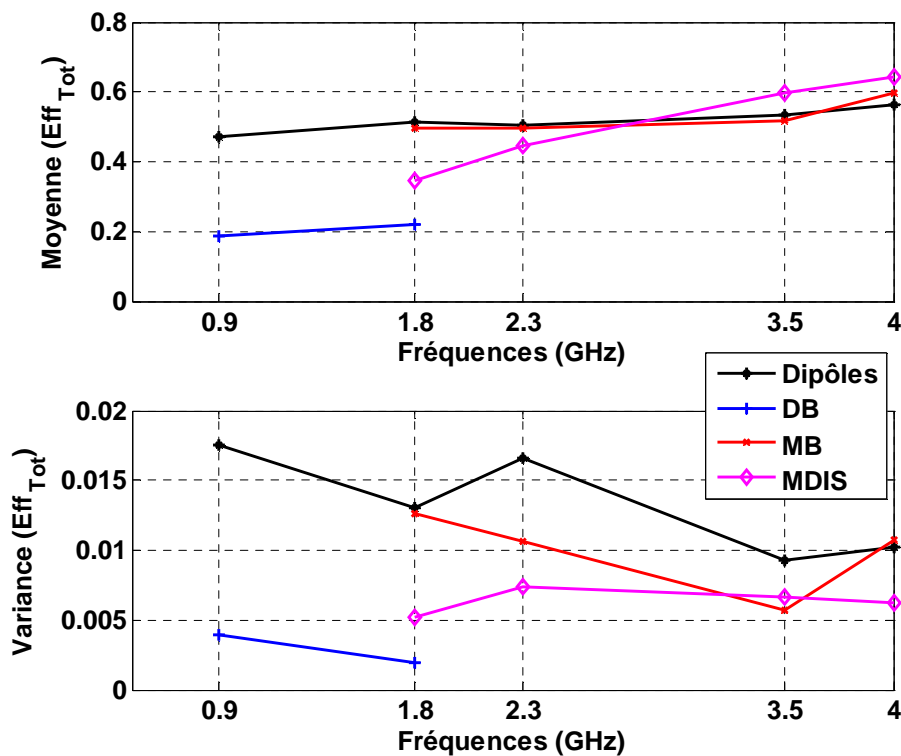


Figure 4-15 Moyenne et variance du rendement total pour 30 réalisations (Comparaison Dipôles vs Antennes)

Au vu de la concordance existante entre les résultats obtenus pour les dipôles et ceux obtenus pour les antennes, il devient plausible d'établir des modèles d'antennes en utilisant des antennes simples comme les dipôles.

Le comportement d'un dipôle en présence d'un perturbateur fort peut donc donner une bonne

estimation de celui d'une antenne si elle est mise dans les mêmes configurations. A titre d'exemple, les bandes passantes couvertes par l'antenne et les dipôles doivent être les mêmes. Cette simplification permet de réduire considérablement les temps de calcul nécessaires pour les simulations. Des bases de données beaucoup plus riches peuvent alors être élaborées afin de couvrir un maximum de scénarios possible. Les modèles établis pour les dipôles peuvent ainsi servir de référence pour représenter les autres types d'antennes, moyennant quelques éventuels ajustements comme l'introduction de facteurs correctifs.

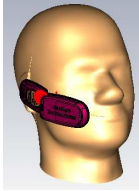
4.2.3 Diagrammes simulés

Pour une meilleure correspondance entre les simulations et les mesures, cette partie a été étudiée en utilisant un modèle de téléphone portable à clapet « Sony Ericsson[®] » comme terminal et le modèle de tête SAM comme perturbateur – ces composants sont disponibles dans la base d'exemples de CST[®] MS – . Le modèle SAM contient un liquide homogène aux propriétés diélectriques proches de celles des tissus humains ; il s'agit donc d'un modèle moyen, à la fois spatialement et statistiquement. Pour prendre en compte l'aspect dispersif du milieu diélectrique que représente la tête, un modèle polynomial du second ordre est utilisé. Ses paramètres sont ajustés automatiquement sur CST[®] à partir d'une liste de valeurs de références comme celle indiquée sur le Tableau 4-3.

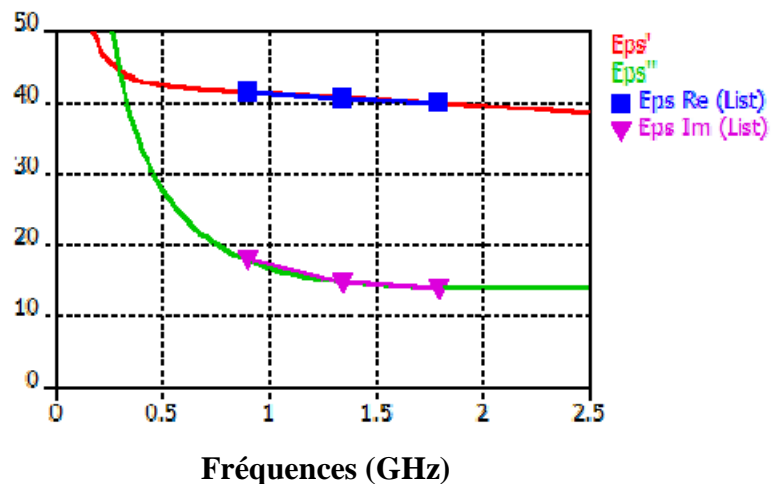
Dans le but de créer un échantillon statistique, plusieurs configurations « Terminal – SAM » ont été considérées en simulations (25 au total) en faisant varier les angles de Tilt entre le téléphone et le modèle de tête d'une part et en changeant l'orientation du téléphone d'autre part.

Les diagrammes du gain réalisé dans la polarisation principale (« Polar 1 », verticale) dans les 25 situations sont tracés dans la Figure 4-17 pour les fréquences 0.9, 1 et 1.8 GHz. En se référant à la Figure 2-28 donnant le coefficient de réflexion du terminal « Sony Ericsson » en présence du modèle SAM, nous constatons que la résonance à basse fréquence se trouve autour de 1 GHz. Ceci explique le faible gain affiché à 900 MHz qui ne dépasse pas les -10 dB pour l'ensemble des réalisations. Par ailleurs, les observations générales faites pour l'étude des dipôles s'appliquent également dans ce cas, avec un gain et un effet de masquage plus importants en haute fréquence qu'en basse fréquence.

Tableau 4-3 Propriétés diélectriques aux fréquences GSM.



	$Re(\epsilon_r)$	$Im(\epsilon_r)$
0.9 GHz	41.5	17.98 (= 0.9 S/m)
1.8 GHz	40.0	13.98 (= 1.4 S/m)

Figure 4-16 Dépendance fréquentielle : Modèle Dispersif du 2^{me} ordre (© CST)

Le rapport Max/Min du gain réalisé en azimut a été calculé pour l'ensemble des réalisations dans la Polar 1 (verticale) et de la même façon que pour l'étude sur les dipôles, il apparaît que la loi T-Scale est celle qui représente le mieux la distribution des rapport Max/Min aux fréquences 900 MHz et 1800 MHz (au sens du maximum de vraisemblance) comme présenté dans la Figure 4-18. Les résultats à la fréquence 1 GHz sont également présentés afin de d'observer le comportement à la résonance.

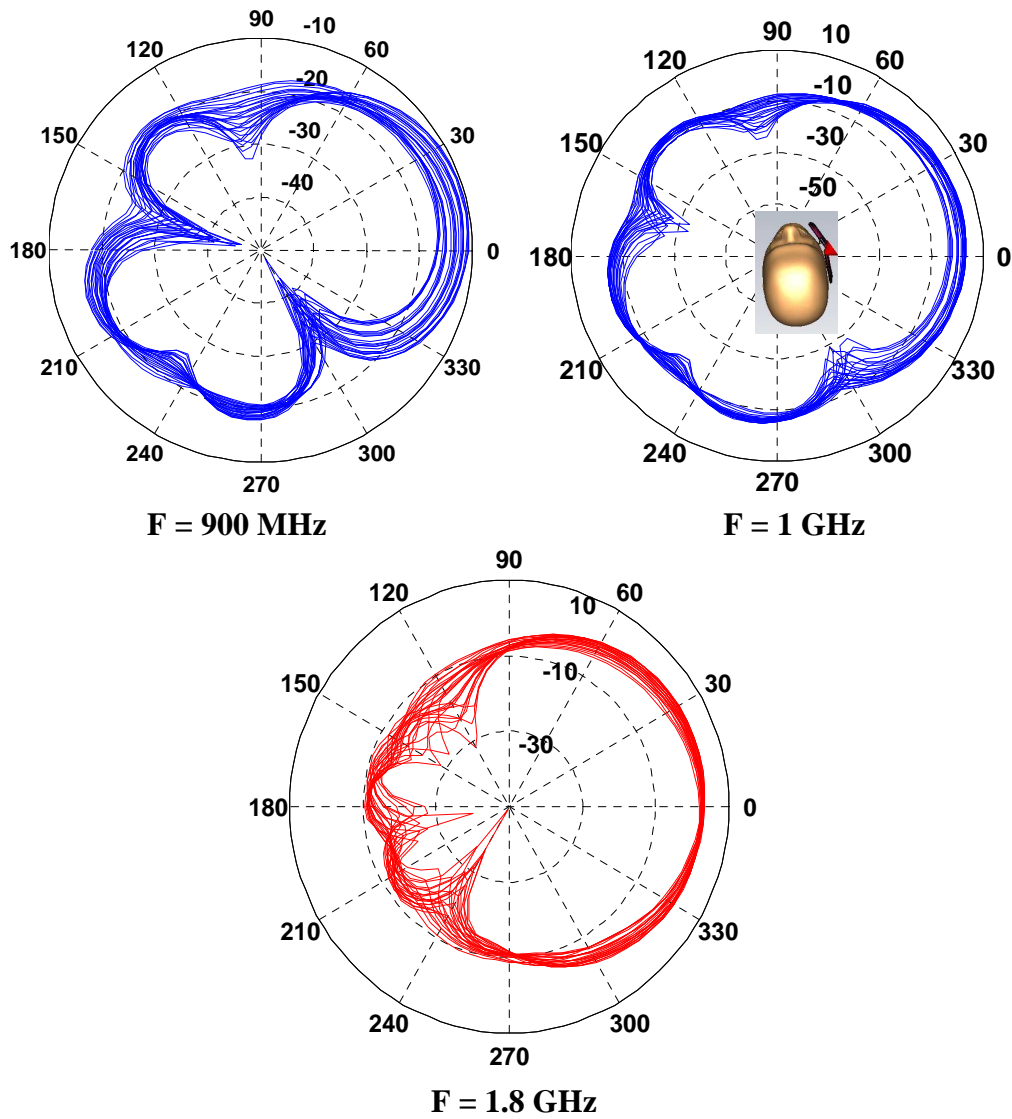


Figure 4-17 Gains réalisés dans le plan azimutal pour les fréquences 0,9, 1 et 1,8 GHz

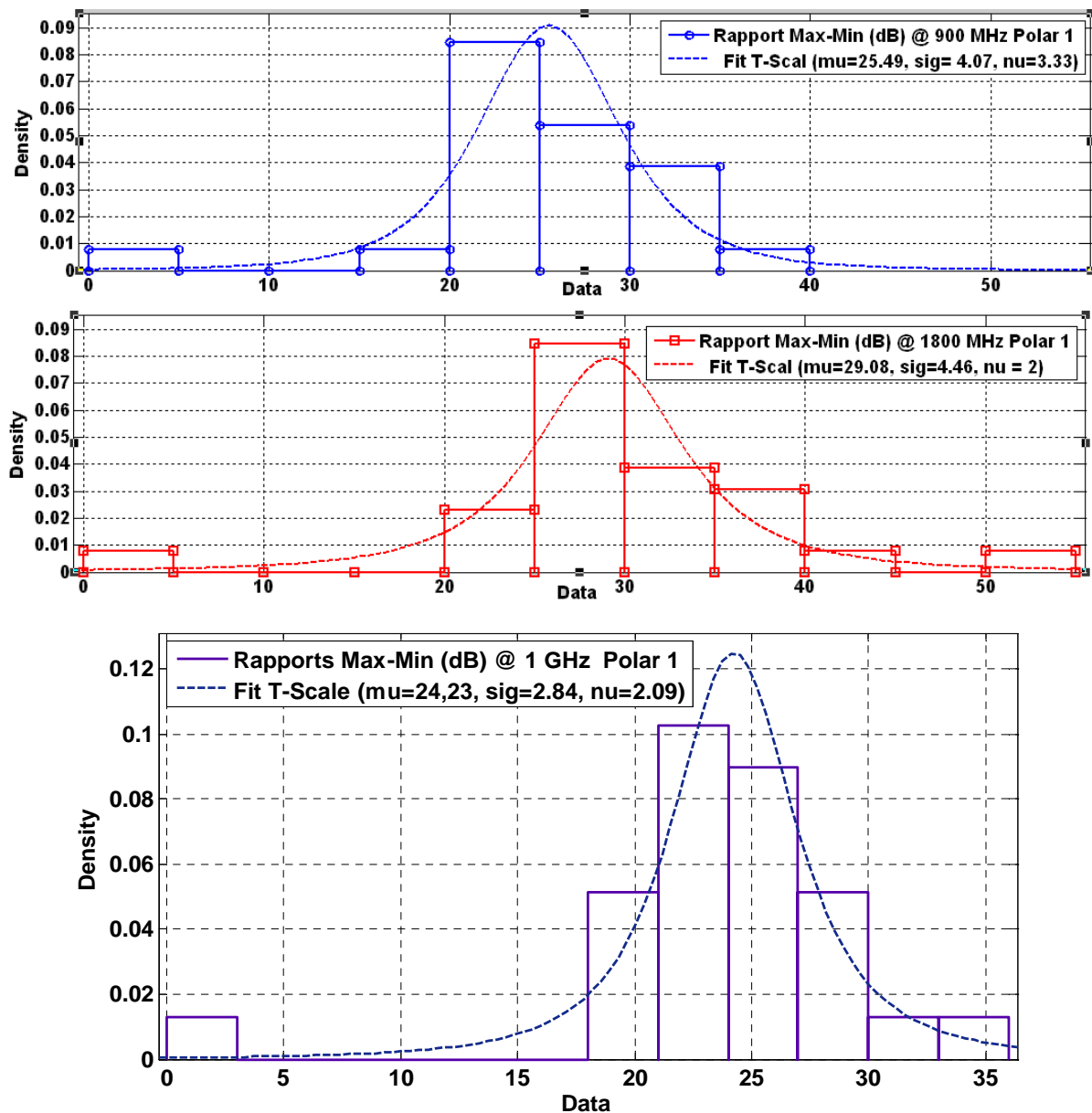


Figure 4-18 Rapport Max-Min en dB pour le gain réalisé en polar 1 (téléphone portable simulé) aux trois fréquences (0.9 GHz, 1GHz et 1800 GHz).

Le Tableau 4-4 compare les paramètres de la loi T-Scal du téléphone simulé dans cette étude à ceux du cas des dipôles. Nous remarquons une forte correspondance en haute fréquence (1.8 GHz), et un décalage à 900 MHz entre les valeurs des paramètres des dipôles et du téléphone à clapet. Ce décalage est clairement dû au fait que le téléphone ne présente pas un bon niveau d'adaptation à 900 MHz, il est donc logiquement réduit quand la fréquence 1 GHz est considérée. Ainsi, aux fréquences de résonance, une bonne correspondance existe entre les résultats des dipôles et du téléphone à clapet.

On rappelle que les paramètres μ , σ et ν représentent respectivement la moyenne, l'écart type et le degré de liberté (cf Annexe II).

Tableau 4-4 Comparaison des paramètres de la loi T-Scale

Type d'antennes	Fréquences (GHz)	μ « mu »	σ « sig »	ν « nu »
Dipôles	0.9	13.85	1.13	2.72
	1.8	33.34	4.49	2.15
Téléphone Clapet « Sony Ericsson »	0.9	25.49	4.07	3.33
	1	24.23	2.84	2.09
	1.8	29.08	4.46	2

Il est intéressant de noter que certaines lois plus familières que la T-Scale peuvent aussi constituer de bons modèles pour estimer la distribution des rapports Max-Min. D'ailleurs, si le cas isolé n'est pas considéré, la loi normale devient au sens du maximum de vraisemblance celle qui estime le mieux – parmi la liste de lois candidates de l'annexe 2 – les rapports Max-Min du gain réalisé en azimut en Polar 1 comme indiqué dans la Figure 4-19. Le Tableau 4-5 dresse une comparaison avec le cas des dipôles.

Tableau 4-5 Comparaison des paramètres de la loi Normale

Type d'antennes	Fréquences (GHz)	μ « mu »	σ « sig »
Dipôles	0.9	13.83	1.2
	1.8	34.75	6.19
Téléphone Clapet « Sony Ericsson »	0.9	25.97	4.33
	1	24.75	3.98
	1.8	31.07	6.81

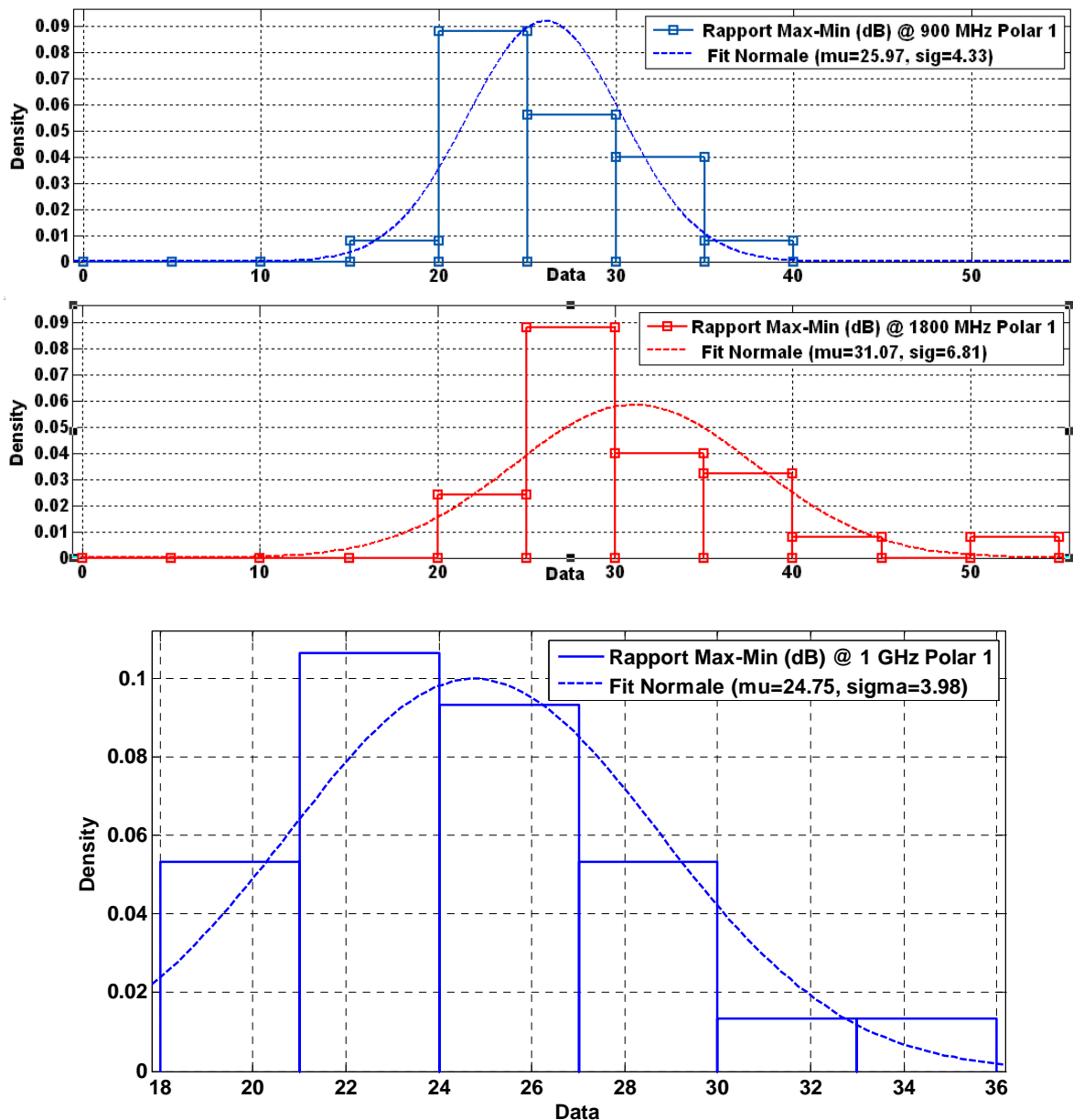


Figure 4-19 Densité de probabilité des rapports Max-Min en dB pour le gain réalisé en azimute en polar 1 sans le cas isolé.

Ces résultats montrent que les modèles statistiques obtenus lors de l'étude des interactions entre les antennes élémentaires (que sont les dipôles) et la tête peuvent dans une certaine mesure représenter d'autres types d'antennes sous réserve qu'il y ait des similitudes dans les caractéristiques des terminaux – notamment les bandes couvertes –, ainsi que dans les configurations réalisées (même type de scénarios).

4.3 Campagnes de mesures (Téléphones portables)

Même si les outils de simulations ont prouvé leur efficacité, il demeure toujours nécessaire de vérifier les résultats par la mesure, particulièrement dans notre cas, où l'étude des interactions « Antennes–Perturbateurs » se veut réaliste en s'appuyant sur des scénarios représentatif des situations d'usage. La mesure permet ainsi de reproduire un environnement très proche de la réalité que ce soit au niveau de l'antenne ou de l'utilisateur lui même.

Deux grandes campagnes de mesures ont été menées pour étudier l'influence des utilisateurs sur les performances des antennes. Le tableau suivant résume la nature de chaque campagne en indiquant le type des mesures faites, les antennes utilisées, l'environnement ainsi que la nature des perturbateurs étudiés.

Tableau 4-6 Campagnes de mesures

Type de mesures	Terminaux utilisés	Env.	Perturbateurs
<u>1^{re} Campagne :</u> Coefficient de réflexion (S_{11})	T1 : l'antenne MB T2 : téléphone portable Sg4c T3 : téléphone portable Sg9c	Intérieur	Tête et main 20 sujets (5 femmes et 15 hommes)
<u>2^{me} Campagne :</u> Rayonnement	T2 : téléphone portable Sg4c T3 : téléphone portable Sg9c	Chambre anéchoïde	Modèle de tête SAM Modèle de main







4.3.1 Mesure du coefficient de réflexion

Avant de mesurer le coefficient de réflexion des antennes en présence des sujets, quelques mesures anthropométriques appropriées (périmètre de la tête, longueur et largeur de la main etc.) ont été réalisées et sont indiquées dans le Tableau 4-7. Même si l'échantillon est faible, nous constatons que les différences entre personnes se révèlent minimes. Ceci contribue à faire accepter l'idée de recourir à des modèles de perturbateurs (de tête et de main, par exemple) établis en moyennant les données de plusieurs personnes.

Chaque sujet a fait l'objet de mesures de S_{11} dans dix scénarios différents qui représentent la diversité des situations rencontrées lors de l'usage d'un téléphone. Les positions étudiées peuvent se répartir en trois grandes classes : positions à forte interaction, positions à faible

interaction et positions libres. Les dix scénarios sont décrits en détail et illustrés avec des photos explicatives dans le Tableau 4-8.

Tableau 4-7 Données anthropométriques sur les sujets.

N	Nom	Taille Main (cm ²) Largeur X Longueur	Périmètre Tête V (cm)	Périmètre Tête H (cm)	Demi-Largeur Epaule	Ecart Oreille – Epaule	
							
Hommes							
1	Amine	10x19	65	59	24	11	
2	Yousuf	11x21	61	59	24	11	
3	Cédric	10,5x19	65	61	25	12	
4	Imran	9x18	63	61	22	10	
5	Raffaélé	10x19	68	60	24	11	
6	Gilles	10,5x19	62	55	20	10	
7	Christophe	10,5x19	67	52	24	11	
8	Xinyu	9,5x17,5	65	58	22	10,5	
9	Bilel	10x19	65	60	25	11	
10	Nicolas	10.5x19	65	60	26.5	9.5	
11	Guangye	11x19.5	72	60	24	10	
12	Hitach	10x17	68	60	22	9.5	
Femmes							
13	Alia	9x16,5	63	57	17	10	
14	Bhavna	9,5x18	62	55	19	10	
15	Viviane	9.5x18	62	58	21	10	

Avant d'aborder la section des résultats, il est important de noter que la réalisation de ces grandes campagnes de mesure a requis du temps, de l'organisation, et surtout la participation de plusieurs personnes à différents niveaux.

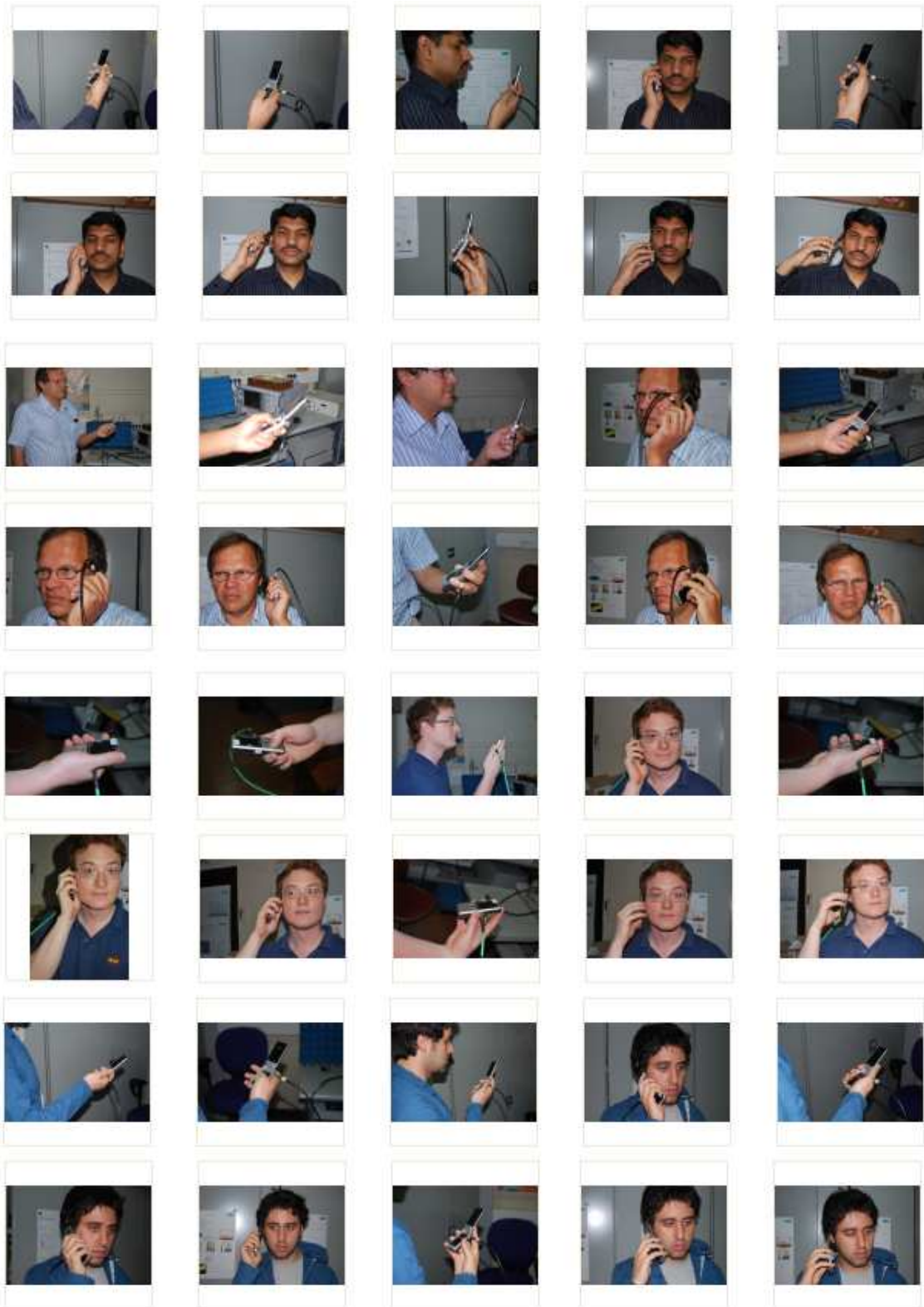
Pour donner un petit aperçu en image sur le contexte de ces mesures et montrer quelques exemples sur la diversité qui existe entre individus dans le positionnement des téléphones portables, des photos réalisées lors des mesures sont exposées ci-dessous. Elles concernent quelques participants seulement. Pour chaque sujet, les photos sont classées suivant l'ordre des positions établi dans le Tableau 4-8.

Les Figure 4-21 et Figure 4-22 présentent respectivement les coefficients de réflexion des terminaux T2 Sg4c et T3 Sg9c seuls (en noir) et en présence des sujets dans les deux positions

« Main libre » et « Main + Tête Libres » (1 et 4). Ces figures montrent bien les effets d'adaptation et de décalage fréquentiel causés par la tête et la main. Par ailleurs, certaines courbes montrent qu'une forte désadaptation est aussi possible. Le degré d'interaction et par conséquent l'influence des perturbateurs sur les terminaux varient en fonction des scénarios et des sujets.

Tableau 4-8 Scénarios de la campagne de mesures S₁₁.

N	Position	Description	Photo
1	Main libre	<i>Chaque sujet est libre de prendre le téléphone dans sa main comme il a l'habitude de le faire. (Cette position couvre aussi le cas d'une utilisation d'un Kit Main Libre)</i>	
2	Main SMS	<i>Le sujet prend son téléphone comme lors d'un envoi de SMS. (Cette position couvre aussi le cas d'une utilisation en mode recherche « Browsing mode »)</i>	
3	Main Visio	<i>Le téléphone est placé devant la tête dans une position de visionnage</i>	
4	Main + Tête libres	<i>Chaque sujet prend le téléphone à côté de sa tête dans sa position d'utilisation habituelle.</i>	
5	Main forte interaction	<i>Le téléphone est bien tenu dans la main avec un contact total sur tous ces côtés</i>	
6	Main forte interaction + Tête «Joue»	<i>Le téléphone est pris dans la position « Main forte interaction » et mis à côté de la tête en contact direct avec la joue.</i>	
7	Main forte interaction + Tête «Tilt»	<i>Le téléphone est pris dans la position « Main forte interaction » et mis à côté de la tête avec un Tilt.</i>	
8	Main faible interaction	<i>Le téléphone est tenu dans la main avec les doigts.</i>	
9	Main faible interaction + Tête «Joue»	<i>Le téléphone est pris dans la position « Main faible interaction » et mis à côté de la tête en contact direct avec la joue.</i>	
10	Main faible interaction + Tête «Tilt»	<i>Le téléphone est pris dans la position « Main faible interaction » et mis à côté de la tête avec un Tilt.</i>	



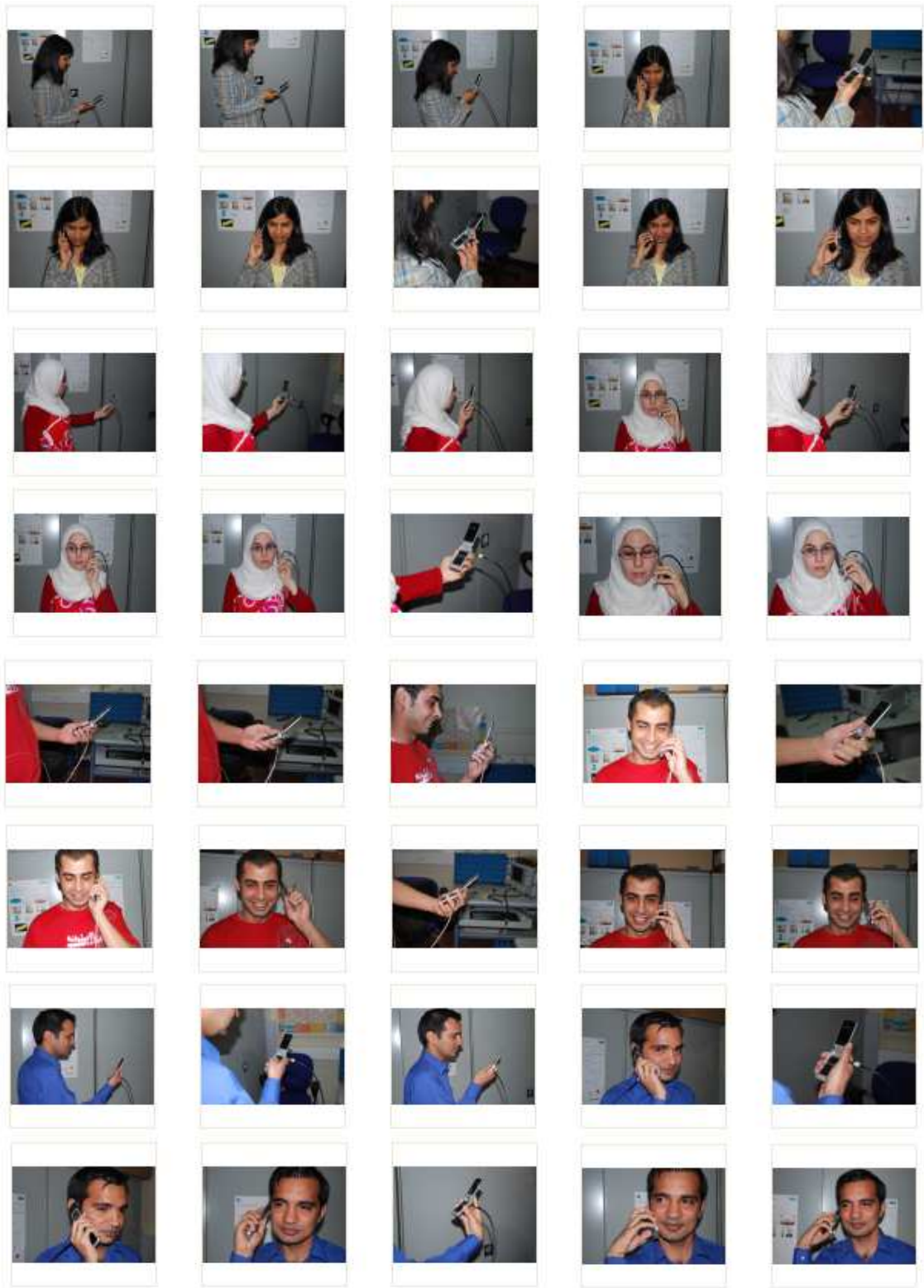


Figure 4-20 Photos de l'environnement des mesures sur sujets (quelques exemples)

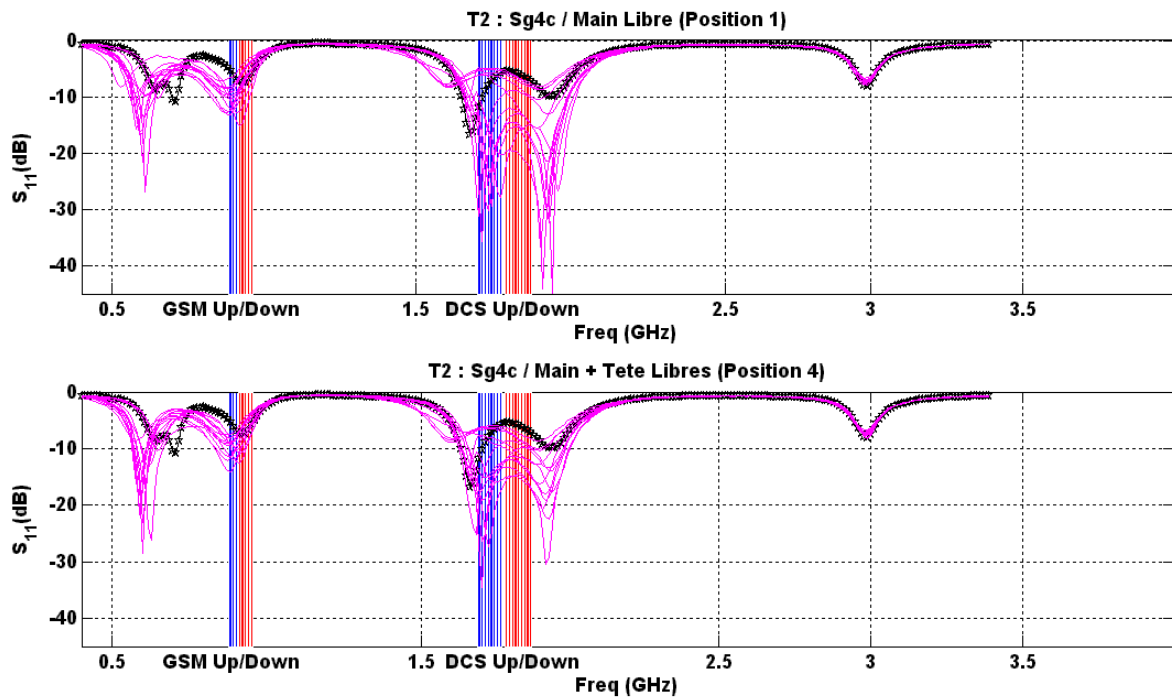


Figure 4-21 Coefficient de réflexion du Terminal Sg4c seul et dans les positions 1 et 4.

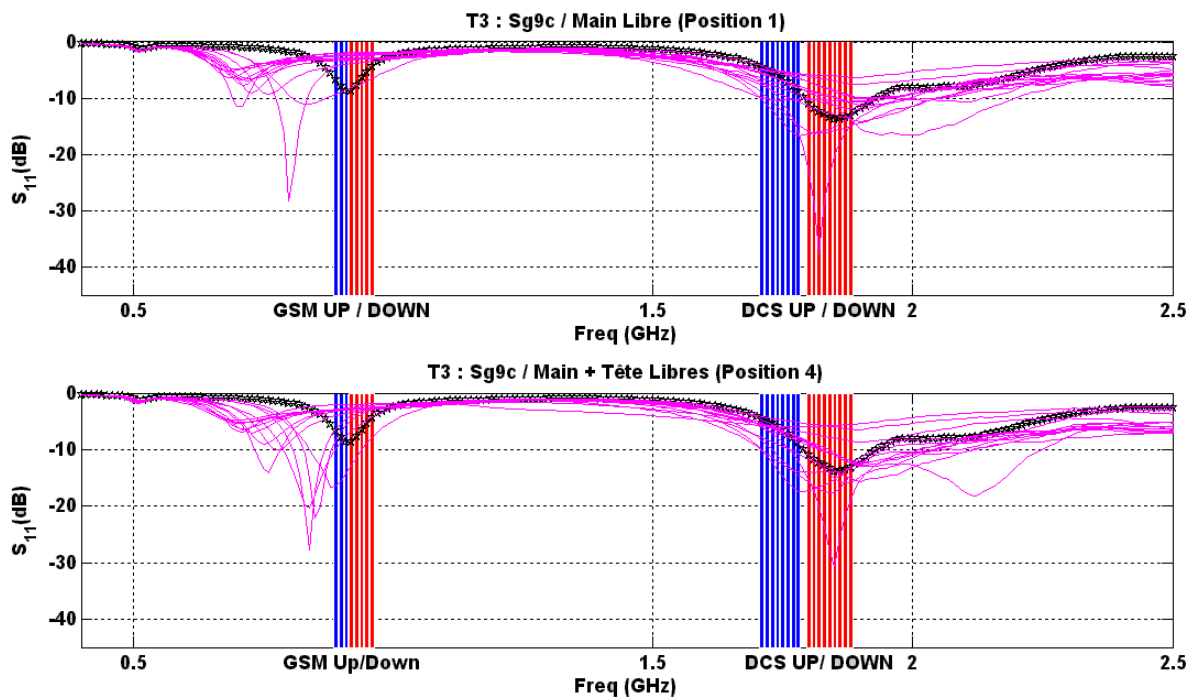


Figure 4-22 Coefficient de réflexion du Terminal Sg9c seul et dans les positions 1 et 4.

En se fondant sur les mesures de coefficients de réflexion réalisées, une analyse de l'ensemble des situations a été faite et le rendement d'adaptation a été calculé puis moyenné sur les deux

bandes de fréquences GSM (890 MHz – 960 MHz) et DCS (1710 MHz – 1880 MHz) pour les deux téléphones portables. La Figure 4-23 présente le rendement d'adaptation moyen pour 13 sujets dans les 10 scénarios. Pour chaque scénario la valeur moyenne du rendement est indiquée par un cercle correspondant à un sujet donné. L'étalement des valeurs est dû aux propriétés naturelles différenciant les sujets les uns des autres (propriétés diélectriques, épaisseurs des tissus, etc.). Néanmoins, la variabilité entre sujets est réduite pour les scénarios de faible interaction – typiquement les positions 8, 9 et 10 – quand le téléphone est pris avec les doigts. Ceci confirme encore une fois, l'influence importante de la main, et en conséquence, la nécessité d'élaborer des modèles par classes de scénarios où la position de la main est clairement définie. Il existe plusieurs façons de décrire les prises de mains [2,3], mais généralement, une classification en prises fortes (contact total) et prises faibles (contact au niveau des doigts) est adoptée.

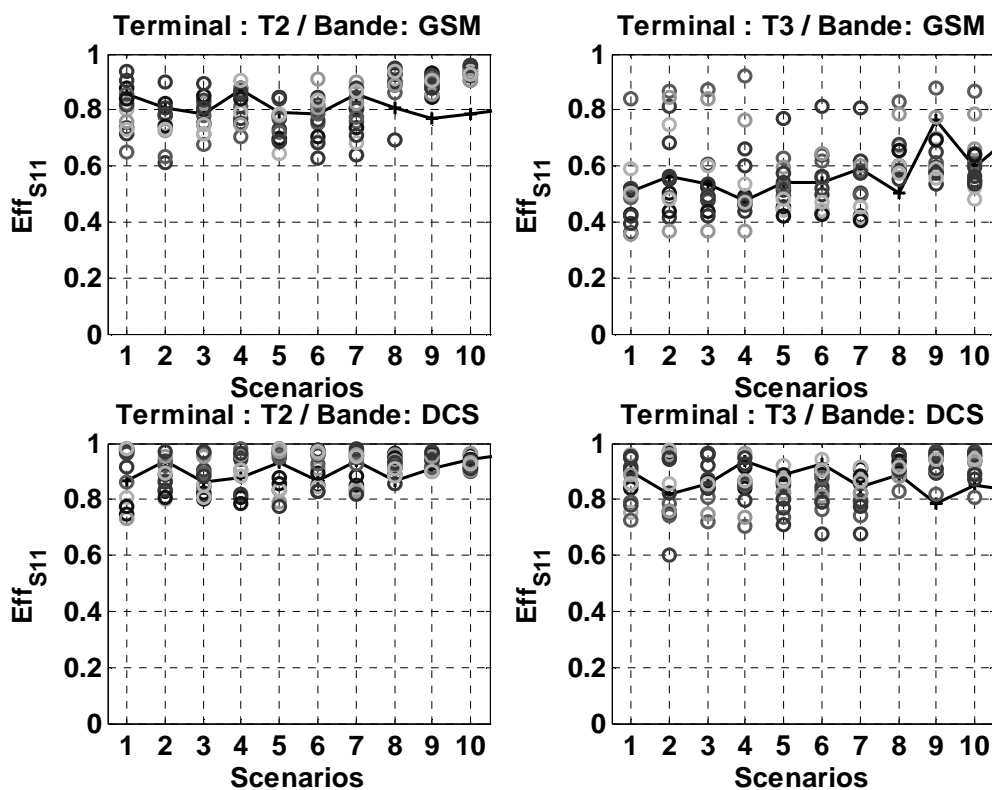


Figure 4-23 Rendement d'adaptation moyen par sujet en fonction des scénarios (NB : La nuance de couleur est utilisée pour une meilleure visibilité uniquement)

De façon similaire, la Figure 4-24 présente le rendement d'adaptation moyen pour les 10 scénarios en fonction des sujets. Pour chaque sujet, la valeur moyenne du rendement est

indiquée par un cercle qui correspond à un scénario donné. Dans ce cas, l'étalement des valeurs du rendement traduit la diversité de cas d'utilisations rencontrées par le sujet.

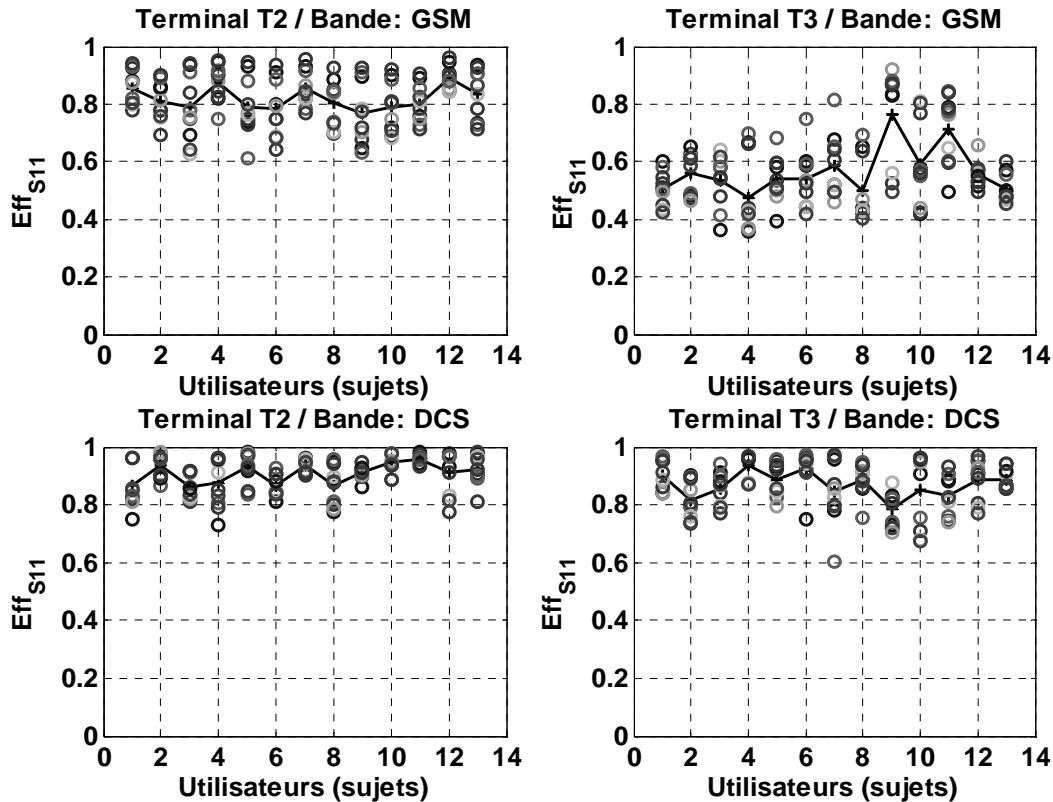


Figure 4-24 Rendement d'adaptation moyen par scénarios en fonction des sujets

Plus généralement, nous remarquons que le niveau du rendement d'adaptation s'améliore et la variabilité se réduit quand la fréquence augmente, ce qui est en accord avec les résultats de simulations de dipôles du chapitre 3.

4.3.2 Etude statistique du rendement d'adaptation

Utilisant ces valeurs de rendement d'adaptation mesurées et moyennées—sur les bandes GSM et DCS—comme une population statistique (10 scénarios pour 13 sujets soit un total de 130 valeurs par terminal et par bande de fréquence), une analyse statistique a été faite de la même façon que pour les dipôles et les antennes simulées. La Figure 4-25 montre les fonctions de répartition des rendements d'adaptation relatifs mesurés et moyennés sur les bandes GSM et DCS pour les terminaux T2 et T3. Ainsi, la loi statistique qui représente le mieux – au sens du maximum de vraisemblance – la distribution des rendements d'adaptation

relatifs mesurés est la GEV de type III. A titre de comparaison, nous avons recalculé le rendement d'adaptation des dipôles pour les 75 réalisations en le moyennant sur les bandes GSM (890– 960 MHz) et DCS (1710– 1880 MHz) comme ce fut le cas pour les mesures (initialement, les dipôles étaient moyennés sur 100 MHz autour des fréquences centrales 900 MHz et 1800 MHz). Les résultats sont tracés dans la Figure 4-26.

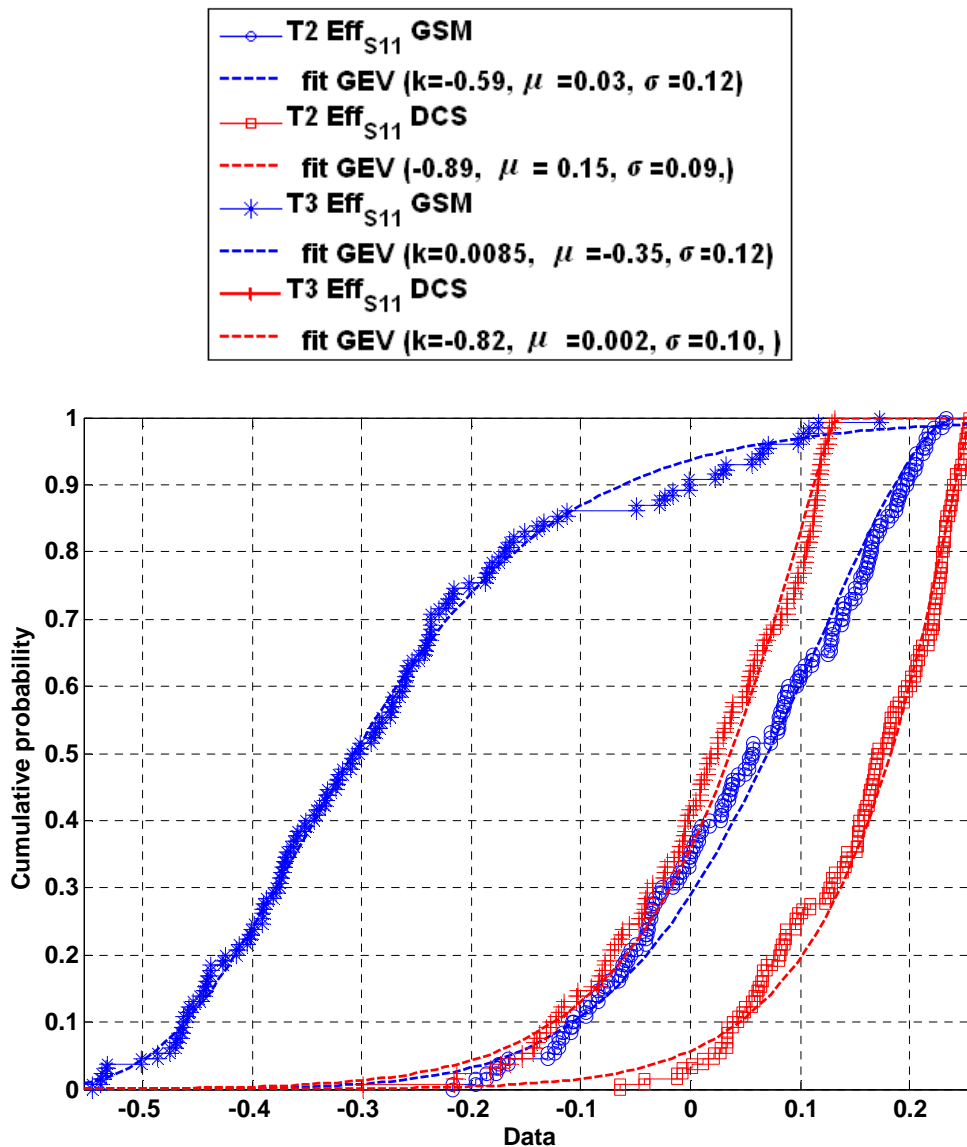


Figure 4-25 Probabilité cumulative des rendements d'adaptation relatifs mesurés et moyennés sur les bandes GSM et DCS pour les terminaux T2 et T3.

Hormis, le cas du terminal T3 dans la bande GSM, une grande similitude est remarquée entre les courbes de probabilité des mesures et des simulations, notamment dans la valeur du paramètre de forme k (*shape parameter*) qui détermine le type de la loi GEV (I, II ou III). Les

autres paramètres de la loi (la moyenne et l'écart type) présentent des différences, en l'occurrence un écart type plus important en mesure qu'en simulation. Ces différences sont en particulier dues au fait que la mesure concerne 13 sujets dans 10 scénarios incluant la main alors que la simulation concerne un seul type de perturbateur en l'occurrence le modèle de tête dans plusieurs scénarios (75) sans l'influence de la main.

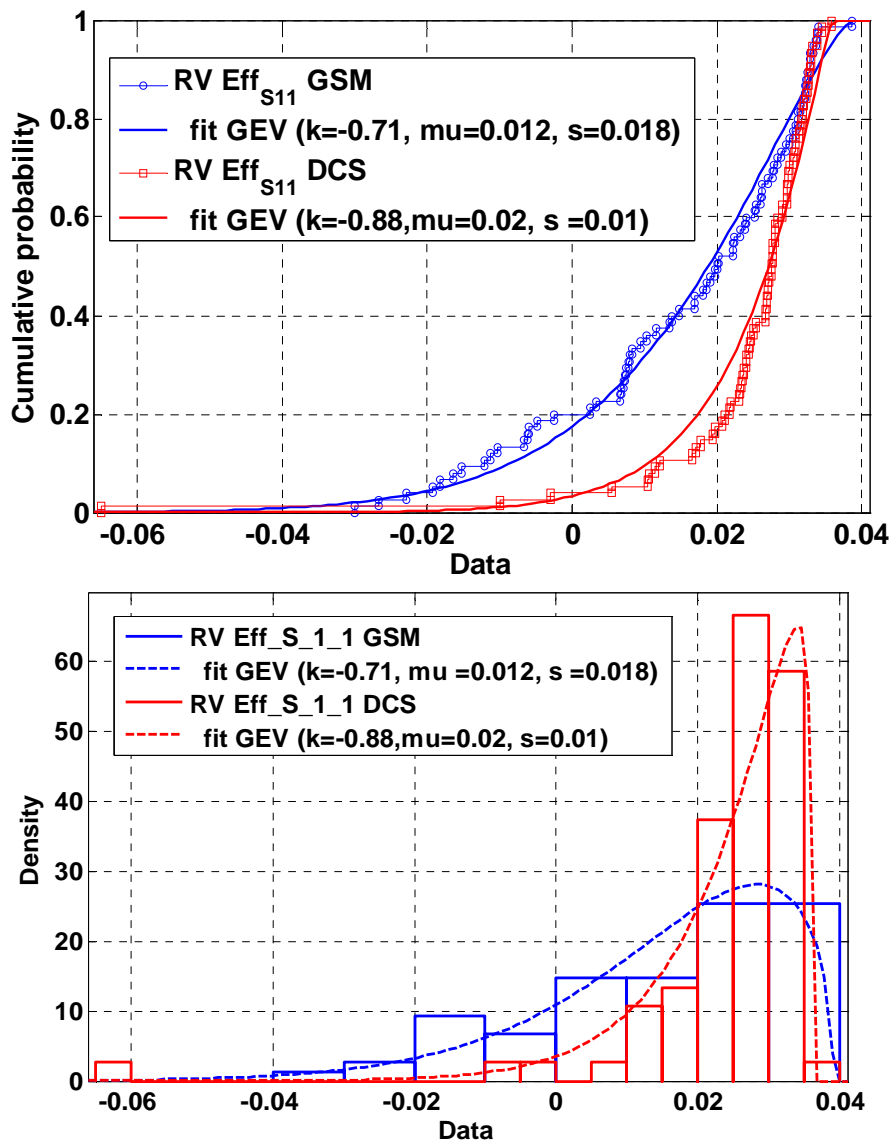


Figure 4-26 Probabilité cumulée (Haut) et densité (Bas) des rendements d'adaptation relatifs simulés et moyennés sur les bandes GSM et DCS pour les dipôles.

Le cas du T3 GSM se distingue des autres en présentant un niveau de rendement plus faible. L'effet de la main semble être plus fort dans ce cas, ce qui augmente encore plus l'écart entre les valeurs des rendements des scénarios « main forte interaction » et « main faible interaction », donnant par conséquent une distribution plus étalée avec un k qui tend vers 0

(GEV Type I). Pour illustrer ces remarques, une étude sur trois sujets utilisant les terminaux T1, T2 et T3 a été menée. Elle consiste à donner un poids plus fort aux scénarios où la main possède une faible influence dans le but de se rapprocher un peu plus des conditions du cas des dipôles, pour lesquels l'influence de la main n'était pas prise en compte. Pour ce faire, les positions 8, 9 et 10 ont été représentées dix fois plus que les autres; et les résultats sont indiqués dans la Figure 4-27.

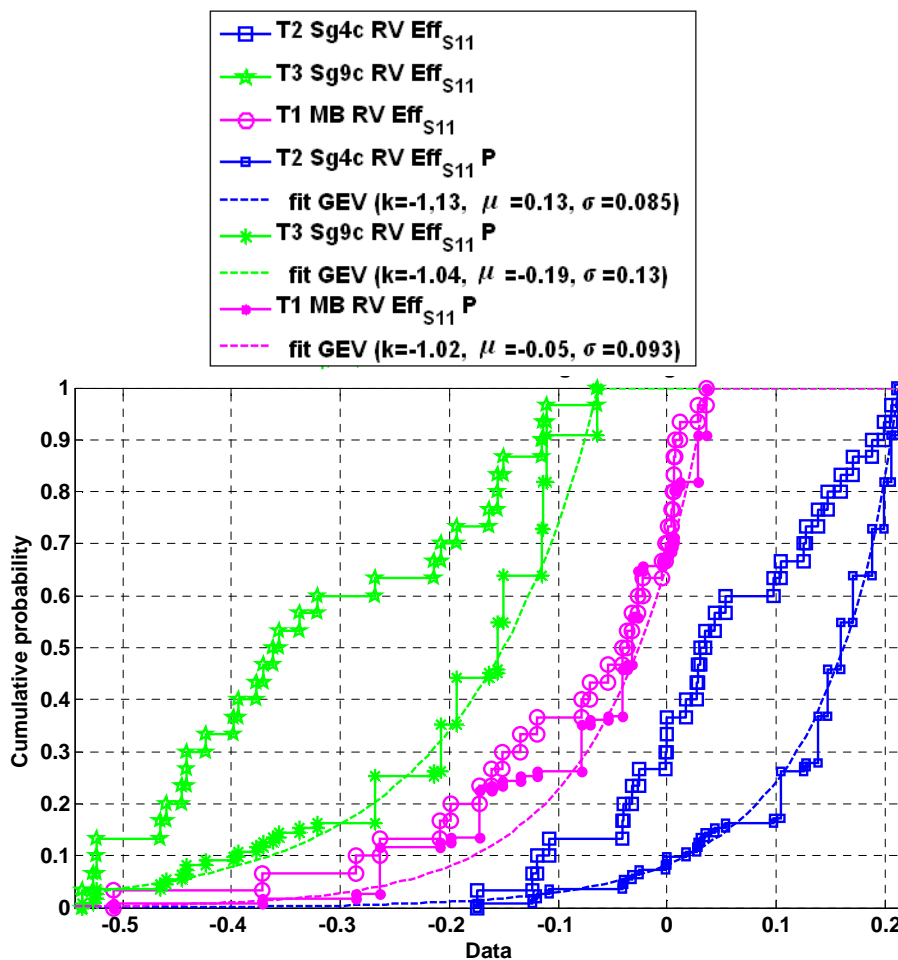


Figure 4-27 Probabilité des rendements d'adaptation relatifs pour les terminaux T1, T2 et T3 sur 3 sujets avec sans « vecteur poids P ».

Il apparaît clairement qu'une fois le vecteur « poids P » appliqué, la courbe de probabilité cumulée retrouve une forme similaire à celle des dipôles, avec un paramètre k qui décroît vers -1 retrouvant ainsi le type III de la loi GEV.

4.3.3 Interprétation des résultats

L'interprétation de tous ces résultats est liée à la nature même des variables que nous traitons dans cette étude. En effet, la loi GEV est associée généralement à l'estimation de maximums ou de minimums –soit une population de variables aléatoires indépendantes bornées. Trois cas sont couverts par cette loi. Le type I est obtenu si la concentration des valeurs est fortement centrée, le type II si c'est vers la limite basse et le type III si c'est vers la limite haute.

De manière similaire, nous retrouvons la loi GEV dans notre cas parce que les variables traitées sont bornées. Le rendement total par exemple est proche de la limite haute 1 quand le terminal est isolé – sans perturbateur –, mais quand le perturbateur est pris en considération, le rendement décroît de manière plus ou moins importante en fonction du degré d'interaction avec le perturbateur – rendant la plage sur laquelle s'étalent les valeurs plus ou moins grande –. Ainsi, dans le cas où les configurations à faible interaction sont majoritaires, la concentration des valeurs se situera vers la limite haute (proche de 1), ce qui correspondra à une GEV de type III. Par contre, dans le cas où les configurations à forte interaction sont majoritaires, la concentration de valeurs se situera vers la limite basse, ce qui correspondra à une GEV de type II. Enfin, dans le cas où il y a un équilibre dans la représentation des configurations, la concentration des valeurs se situe vers le milieu, ce qui correspond à une GEV de type I.

4.3.4 Diagrammes mesurés

Pour cette partie, le modèle de tête SAM [4] et un modèle de main¹⁰ [1] ont été utilisés, ainsi que les deux téléphones portables Sagem T2 Sg4c et T3 Sg9c (présentés dans la section 2.2). Le modèle SAM a été rempli d'un liquide de référence¹¹ ayant les propriétés diélectriques des tissus humains aux fréquences GSM et DCS. Ces propriétés sont résumées dans le tableau suivant extrait des documents de références de la société SATIMO.

¹⁰ cf Annexe III pour les propriétés nominales.

¹¹ Dit CTIA large bande (800-1900 MHz) [5]

Table 4-9 Description de modèle Coque

Composition du Phantom	Permittivité relative	Pertes ($Tan(\delta)$)
Polyuréthane renforcé de fibre de verre	3.2	0.026

Table 4-10 Paramètres diélectriques mesurés

Fréquence (MHz)	Paramètres	Temp. du liquide (° C)	Valeurs référence (ECC/FCC)	Valeurs mesurées	Déviations (%)	Limites (%)
835	ϵ_r	21	48	48.74	+1.54	+/- 10
	σ (S/m)	21	0.70	0.67	-4.37	+/- 10
1900	ϵ_r	21	41	39.43	-3.83	+/- 10
	σ (S/m)	21	1.70	1.81	6.55	+/- 10

Les deux terminaux ont été mesurés dans deux scénarios : en présence du SAM seulement et en présence du SAM et de la main. Pour chaque scénario, trois configurations ont été mesurées : Tilt $T = 0$; $T = 10$ deg et $T = 20$ deg. Pour mettre en œuvre ces positionnements, des blocs de mousse ont été spécialement taillés pour fixer les terminaux et la main suivant les inclinaisons voulues comme indiqué dans la Figure 4-28 et dans les photos associées aux Figure 4-29, Figure 4-30, Figure 4-31 et Figure 4-32. Dans tous les cas, la mesure a été effectuée dans le plan azimutal de la tête et les deux polarisations ont été mesurées (Verticale « Polar V » et Horizontale « Polar H »).

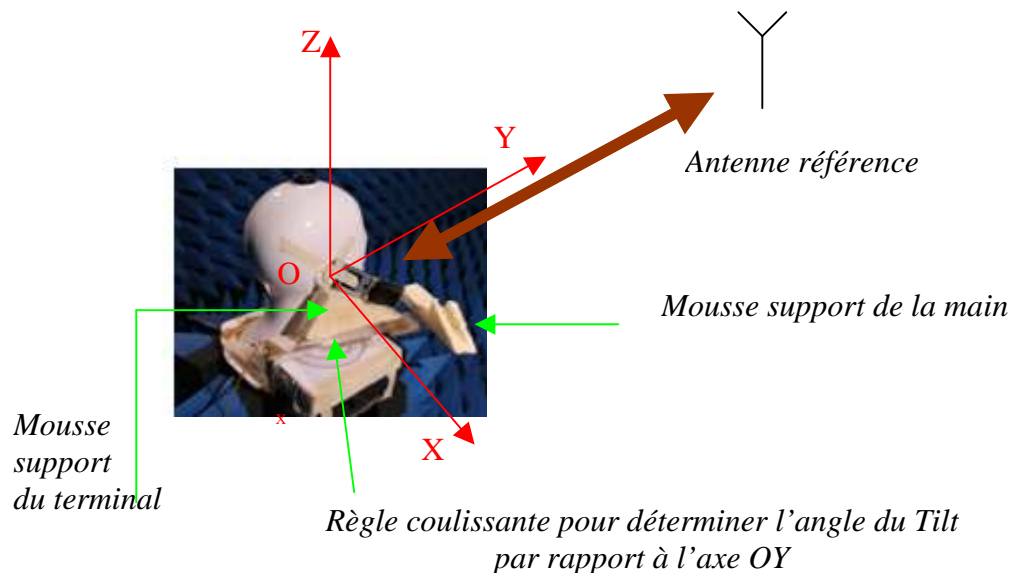
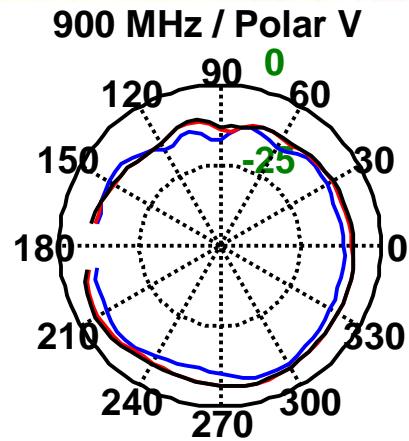
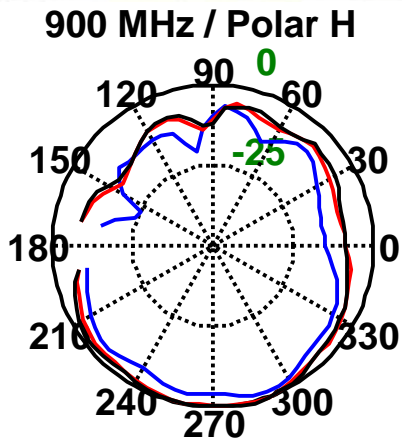
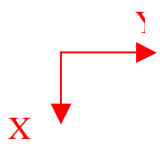


Figure 4-28 Schéma explicatif de l'environnement de mesures.

Les gains mesurés dans les différentes configurations sont tracés dans les figures ci-dessous.



Sg4c + SAM

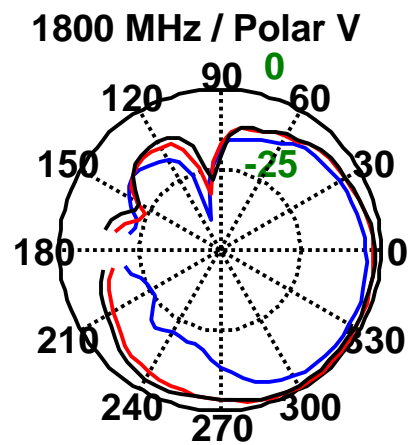
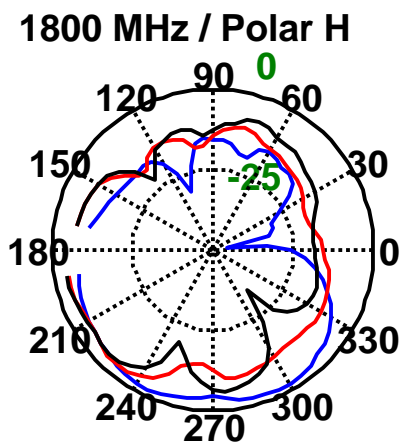


Figure 4-29 Gain réalisé mesuré du Sg4c (SAM) à 900 Mhz et 1800 Mhz (3 positions Tilt : Bleu: $T = 0$ / Rouge: $T = 10$ deg / Noir: $T = 20$ deg).

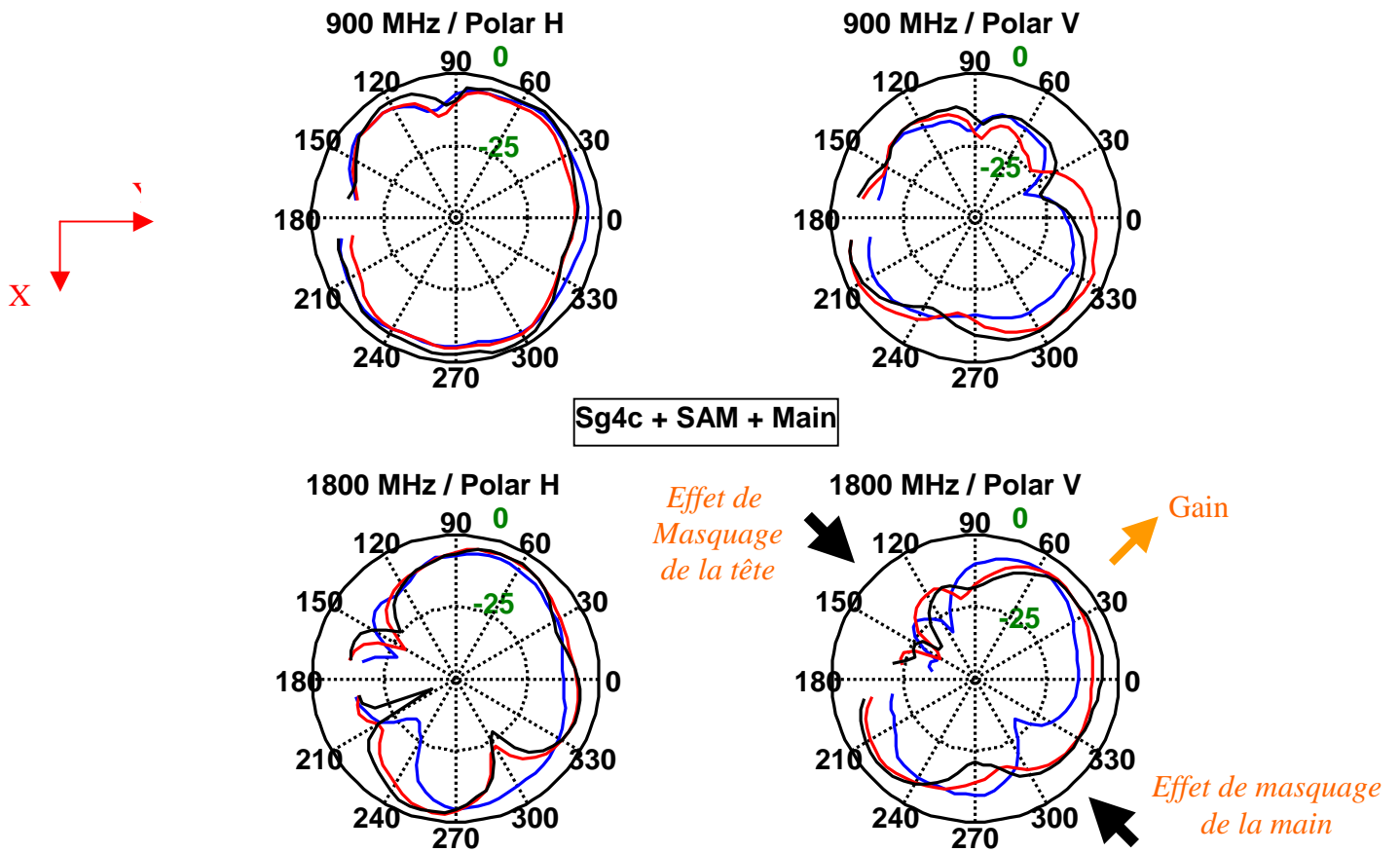


Figure 4-30 Gain réalisé mesuré du Sg4c (SAM + Main) à 900 MHz et 1800 MHz
 (3 positions Tilt : Bleu: $T = 0$ / Rouge: $T = 10$ deg / Noir: $T = 20$ deg)

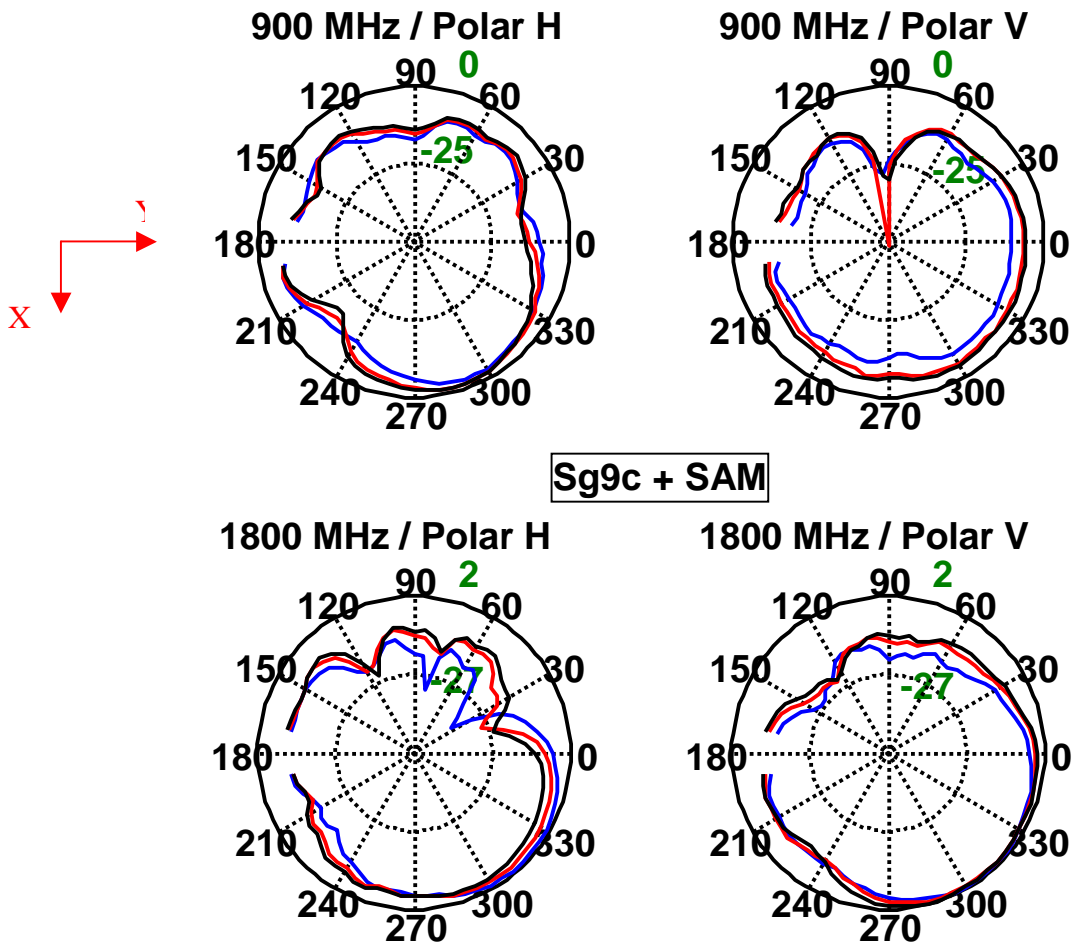


Figure 4-31 Gain réalisé mesuré du Sg9c (SAM) à 900Mhz et 1800Mhz (3 positions Tilt : Bleu: $T = 0$ / Rouge: $T = 10$ deg / Noir: $T = 20$ deg)

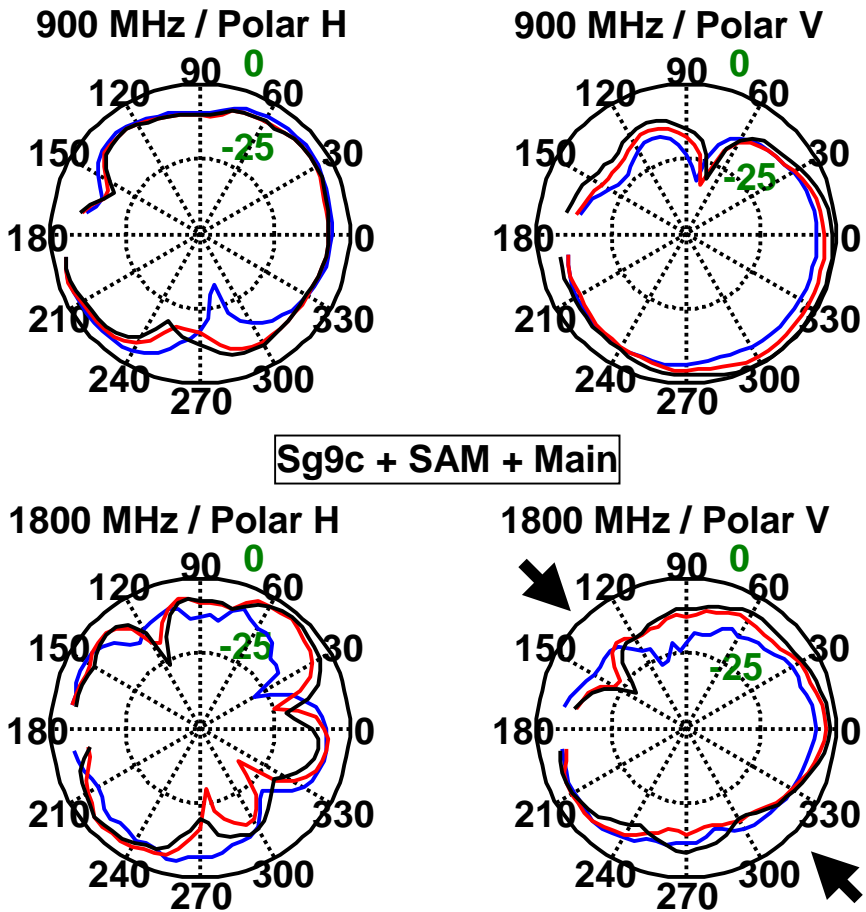
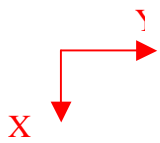


Figure 4-32 Gain réalisé mesuré du Sg9c (SAM + Main) à 900MHz et 1800MHz (3 positions Tilt : Bleu: $T = 0$ / Rouge: $T = 10$ deg / Noir: $T = 20$ deg)

Les deux principales remarques qui peuvent être faites au regard de ces différentes courbes de diagrammes de rayonnement concernent d'une part l'effet du Tilt qui est plus fort à 1800 MHz qu'à 900 MHz ; et d'autre part, l'effet de la main sur les diagrammes. Celle-ci, ajoute un deuxième effet de masquage du côté du téléphone – entre les directions $[-60 \text{ deg}, -30 \text{ deg}]$ – en plus de celui exercé par la tête ce qui laisse au final une ouverture entre 0 et 60 deg où le gain augmente donnant une impression d'écrasement des diagrammes comme illustré sur la Figure 4-30 et la Figure 4-32. L'effet de la main est aussi plus important à 1800 MHz qu'à 900 MHz. Ces résultats s'accordent avec ceux des chapitres précédents.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs types de comparaisons ont été établis, entre les résultats obtenus avec les dipôles et ceux des antennes multi-bandes et Ultra Large Bande d'une part, et entre les résultats des simulations et ceux de la mesure d'autre part.

Le but était de valider la démarche suivie dans cette thèse, qui se fonde sur une étude des interactions « Terminaux – Perturbateurs » sur plusieurs sous bandes couvertes par des antennes simples et élémentaires que représentent les dipôles, afin de pouvoir extrapoler et généraliser par la suite à un ensemble de terminaux couvrant les mêmes bandes.

La pertinence de cette approche est confirmée par les fortes similitudes présentées par les résultats obtenus pour les dipôles et les autres antennes, multi-bandes comme Ultra Large Bande. Ainsi, les distributions des rendements totaux de ces antennes suivent des lois GEV de type III comme pour le cas des dipôles; avec de fortes corrélations fréquentielles pour le rendement total et une rapide décorrélation pour le rendement d'adaptation.

De plus, malgré quelques différences dans les configurations, les résultats de mesure viennent consolider et valider ceux des simulations, tant au niveau des rendements que des diagrammes. En effet, la loi GEV apparaît comme le meilleur modèle estimant les distributions empiriques des rendements d'adaptation, quand un ensemble représentatif de la diversité des situations est considéré. Le type de cette loi (I, II ou III) dépend de la nature des situations composant l'échantillon. Une forte concentration de scénarios de faible influence donne lieu au type III, alors qu'une forte concentration des scénarios de forte interaction donne lieu au type II. Finalement, le type I est obtenu si les scénarios forte et faible interaction sont équitablement représentés.

Pour ce qui est des diagrammes en présence de la tête, la loi T-Scale est celle qui estime le mieux la distribution des rapports Max-Min du gain réalisé en azimut. La moyenne et l'écart type augmentent avec la fréquence, ce qui traduit une forte influence de la tête sur les diagrammes en haute fréquence.

Pour conclure, ces résultats montrent que les modèles statistiques obtenus en étudiant des antennes élémentaires (que représentent les dipôles) peuvent dans une certaine mesure représenter d'autres types d'antennes, sous réserve qu'il y ait des similitudes dans les caractéristiques des terminaux notamment les bandes couvertes, ainsi que dans les configurations réalisées (mêmes types de scénarios).

Références

- [1] Société britannique MCLUK, www.mcluk.org/mclthands.php
- [2] M. Pelosi, O. Franek, M.B. Knudsen, M. Christensen, and G.F. Pedersen, "A Grip Study for Talk and Data Modes in Mobile Phones: Antennas and Propagation, IEEE Transactions on", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 4, pp. 856–865, 2009.
- [3] Chung-Huan Li, E. Ofli, N. Chavannes, and N. Kuster, "The influence of the user hand on mobile phone antenna performance in data mode: Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on", *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, pp. 449–452.
- [4] Société SATIMO, www.satimo.fr.
- [5] Satimo Datasheet Liquid,
http://www.satimo.fr/eng/index.php?categoryid=170&p2005_sectionid=14&p2005_fileid=44.

Chapitre 5 : ULB et communications haut débit

5.1 Introduction, état de l'art et applications visées

5.1.1 Rappels sur l'ULB

5.1.1.1 Définition :

L'Ultra Large Bande (ULB) - ou Ultra Wide Band (UWB) – est un terme générique désignant une technologie radio utilisant une bande passante instantanée bien au dessus de celles utilisées par les autres normes de communications sans fils. Les signaux ULB sont généralement définis par une largeur de bande passante relative (à -3 dB) de 25 % ou plus [1] ; la bande passante relative étant définie comme suit :

$$B_{3dB} = 2 \cdot \frac{F_{MAX} - F_{MIN}}{F_{MAX} + F_{MIN}} \quad (5-1)$$

Où F_{MAX} et F_{MIN} représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure de la bande passante (à -3 dB). Cette définition a été élargie par l'autorité de réglementation américaine FCC (*Federal Communications Commission*) à tous les signaux ayant une bande relative (à -10 dB) supérieure à 20% ; ou possédant une largeur de bande de fréquence de plus de 500 MHz.

Tableau 5-1 Limitations sur le rayonnement pour les applications ULB.

Fréquence (GHz)	PIRE ¹² (dBm/MHz) (Intérieur / Indoor)	PIRE (dBm/MHz) (Extérieur / Outdoor)
[0.96 - 1.61]	-75.3	-75.3
[1.61 - 1.99]	-53.3	-63.3
[1.99 - 3.1]	-51.3	-61.3
[3.1 - 10.6]	-41.3	-41.3
> 10.6	-51.3	-61.3

En février 2002, la FCC a publié les règles générales de la technologie ULB qui ont fixé les limitations sur le rayonnement en ULB et a aussi autorisé la commercialisation de la technologie aux Etats-Unis [2,3]. Quatre catégories différentes d'applications ULB ont été

¹² PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente / EIRP : Equivalent Isotropic Radiated Power

autorisées suivant des masques de puissance légèrement différents. Le Tableau 5-1 résume les limitations en rayonnement pour ces applications

5.1.1.2 Caractéristiques de l'ULB :

La principale caractéristique des systèmes ULB est naturellement la largeur de bande qui peut aller de 500 MHz à plusieurs GHz. La technologie ULB est donc plus à même de répondre aux demandes croissantes en débit des systèmes de communications sans fils [4].

Outre les hauts débits permis, les systèmes ULB permettent d'avoir une grande résolution temporelle, typiquement de l'ordre de la nanoseconde. Ainsi, les systèmes de localisation peuvent prétendre à des précisions de l'ordre de quelques centimètres. D'autre part, le fait d'avoir des impulsions de courte durée en ULB permet de détecter séparément les trajets multiples du canal de propagation évitant ainsi les recombinaisons destructives au niveau du récepteur et rendant le système plus robuste face aux évanouissements rapides du canal.

Les systèmes ULB sont principalement connus sous deux formes, en mono-bande et en multi-bande. La première est fondée sur l'émission d'impulsions de très courte durée ; alors que la deuxième est fondée sur l'utilisation simultanée de plusieurs porteuses [5] en subdivisant la bande de fréquences en plusieurs sous-bandes. Cette approche fait appel à la modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) pour les différentes sous-bandes. En faisant le bon choix des fréquences porteuses, les interférences avec d'autres systèmes – ceux à bande étroite, notamment les bandes WIFI (802.11a) – peuvent être évitées.

5.1.1.3 Réglementation de l'ULB :

Avant que la technologie ULB puisse être déployée, un bon nombre de garanties doit être fourni notamment une preuve non perturbation des services déjà existants. Les organismes de réglementation et de normalisation ont fort à faire sur ce sujet car il faut qu'ils arrivent à mettre d'accord l'ensemble des fournisseurs de solutions sans fils en leur proposant une répartition qui garantisse la coexistence de toutes les applications [6]. Cela dit, il n'existe pas qu'un seul organisme de réglementation. Les normes peuvent donc changer d'un pays à l'autre. Ainsi, aux Etats-Unis, la FCC a commencé ces travaux de réglementation en 1998 [7,8] ; après une première proposition de réglementations en 2000, un rapport « Report and Order » a été publié en février 2002 [2] définissant les principales recommandations

d'utilisation de la technologie ULB en imposant des limitations sur les puissances d'émission à travers un masque comme indiqué sur la Figure 5-1.

En Europe, la CEPT (*Conférence Européenne des Postes et Télécommunication*), l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) et l'ECC (*European Communication Committee*) représentent les principales entités chargées de la réglementation. Elles s'organisent en différents groupes de travail autour d'une technologie comme l'ULB ou une famille de technologies comme les normes de communications sans fils en général. En 2005, le groupe TG3 – établi par l'ECC en Mars 2004 – publie les premières recommandations sur l'ULB : Le niveau d'émission non intentionnelle maximal fixé par la FCC à -41.3 dBm/MHz a été maintenu par l'ECC mais avec un masque différent comme indiqué dans la Figure 5-1. Le masque européen est nettement plus restrictif que celui des Etats-Unis. En effet, le niveau d'émission à -41.3 dBm/MHz a été spécifié sur toute la bande ULB [3.1 GHz – 10 GHz] par la FCC et seulement entre [6 GHz – 9 GHz] par l'ETSI qui recommande des niveaux plus bas dans le reste de la bande ULB. Cependant, si des preuves de non perturbation des systèmes existants peuvent être apportées, les dispositifs ULB pourraient éventuellement émettre au niveau de PIRE maximal de $-41,3$ dBm/MHz. Typiquement, les fournisseurs de solutions ULB sont invités à développer des techniques d'évitement de type *Detect and Avoid* (DAA) qui restent à définir et à tester. Temporairement la réglementation européenne permet toutefois des émissions avec un niveau de PIRE de $-41,3$ dBm/MHz sans systèmes d'évitement dans la bande [4.2 GHz – 4.8 GHz], en principe jusqu'en juin 2010.

Ces recommandation – notamment l'incorporation de technique de DAA – représentent une grande contrainte pour les systèmes ULB qui visent des applications haut débit et à faible coût.

En Juillet 2007, un nouveau masque a été agréé par l'ECC suite à l'amendement de la décision ECC/DEC/(06)04 [10]. Ce dernier est présenté dans la Figure 5-3.

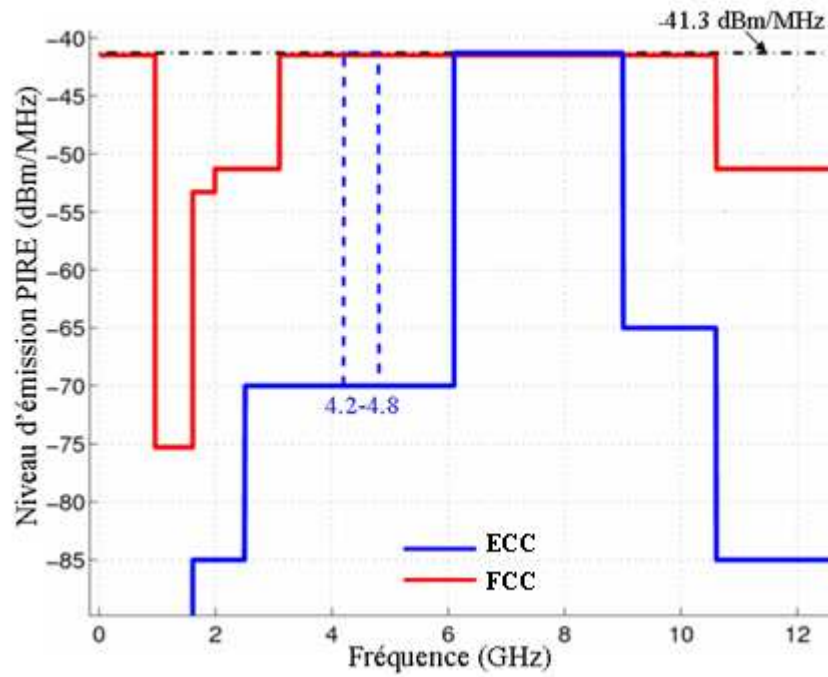


Figure 5-1 Maques de réglementation pour les applications ULB.

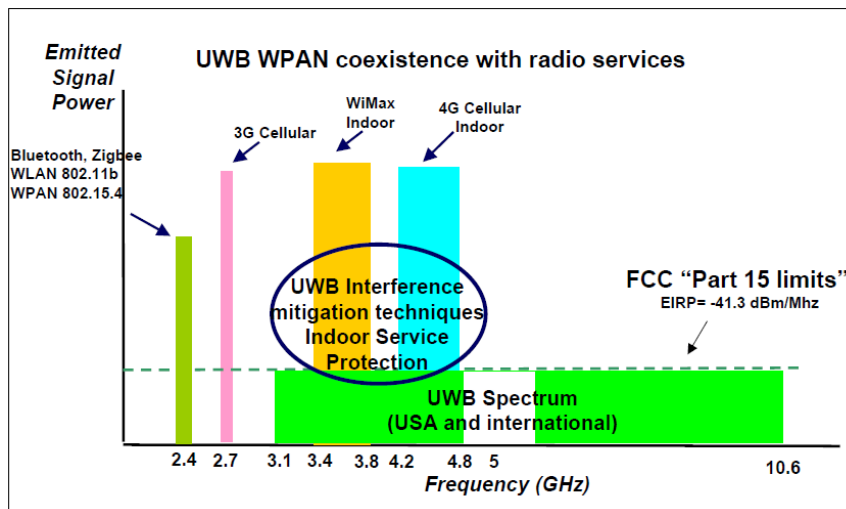


Figure 5-2 Réglementation pour systèmes ULB (Source: [9])

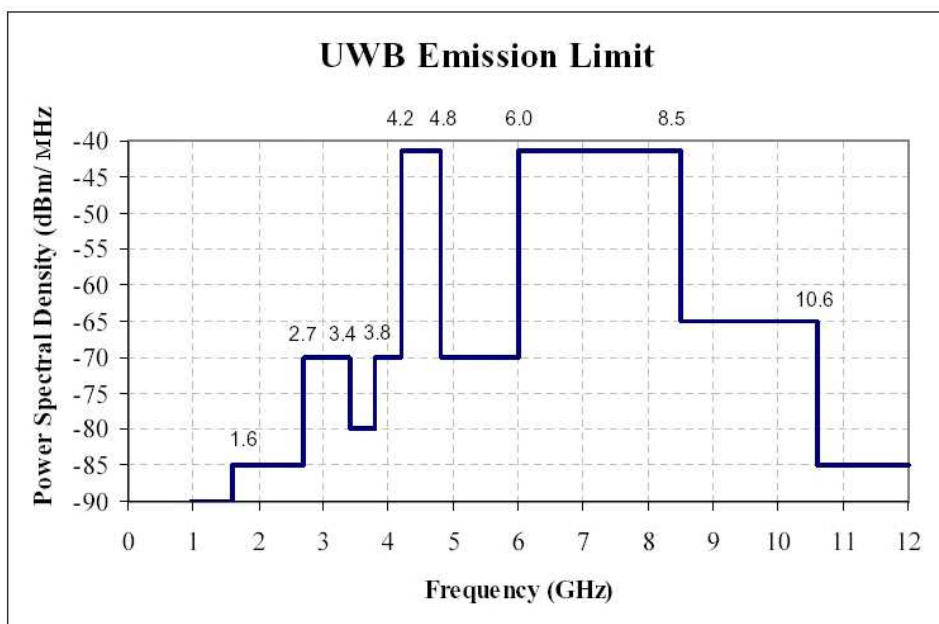


Figure 5-3 Masque ECC limitant les puissances d'émission en ULB (Juillet 2007).

Les masques proposés représentent des solutions transitoires, le temps de trouver une meilleure répartition du spectre fréquentiel qui puisse satisfaire l'ensemble des acteurs du marché des applications sans fils.

La faible puissance autorisée par les organismes de réglementation limite l'ULB à des applications haut débit et à très courte portée, ou à des applications très faible débit à une portée modérée. La Figure 5-4 montre le positionnement de la technologie ULB par rapport aux principales normes des réseaux WLAN et WPAN en termes de portée et de débit théoriques maximum. Clairement, la technologie ULB possède les atouts nécessaires pour faire évoluer les systèmes sans fils pour les applications de courte portée, garantissant de hauts débits et une faible consommation.

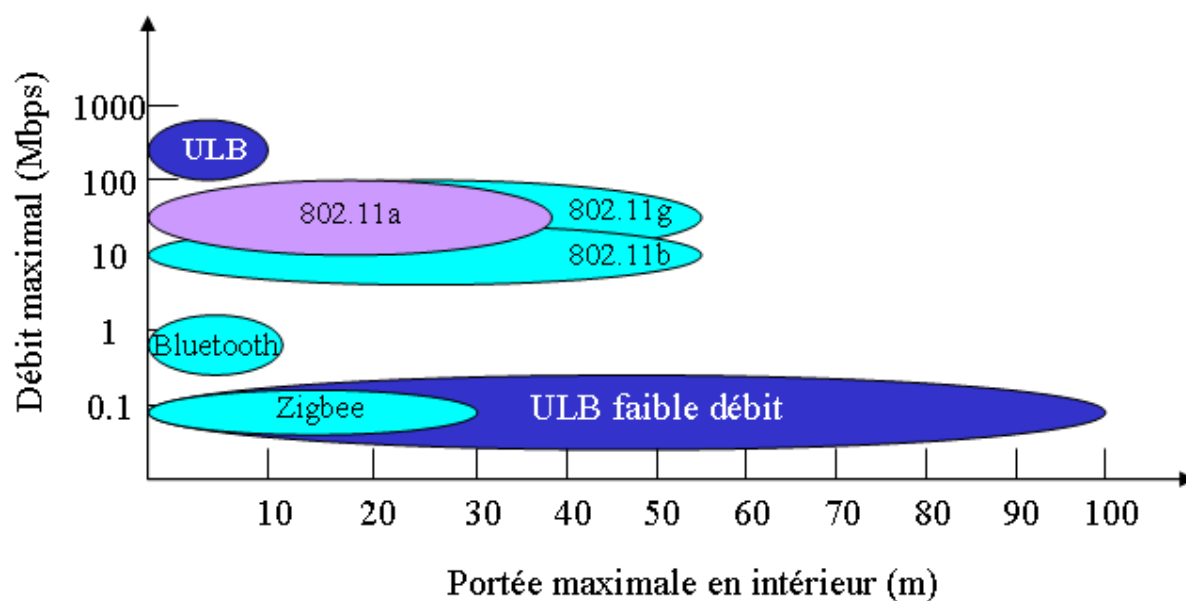


Figure 5-4 Positionnement de l'ULB par rapports aux autres normes (Source : [11])

5.1.2 Communications haut débit

Dans un contexte de radio cognitive et de nouvelles technologies, le terminal doit être « conscient » de son environnement et capable d'interagir et de communiquer avec les autres terminaux à proximité. Cette communication entre terminaux devrait se faire de manière fluide et rapide, ce qui se traduit par un besoin important en bande passante. De ce fait, la technologie Ultra Large Bande a ressurgi comme étant l'une des solutions adaptée à ce genre d'applications après être restée longtemps réservée aux applications militaires.

Parmi les principales applications « grand public » visées, nous retrouvons les systèmes de détection de mouvements et de localisation – courte portée –, utiles par exemple dans les opérations de secours sur une zone limitée (personne sous la neige suite à une avalanche [12], etc) ; et les systèmes de communications haut débit entre plusieurs terminaux se trouvant dans un même environnement (bureau, maison, etc.) comme indiqué dans la Figure 5-5. Nous pouvons aussi citer l'exemple des systèmes de supervision de l'état de santé des patients à travers une multitude de capteurs placés sur le corps du malade afin de relever puis transmettre des informations à une centrale de contrôle, ou tout simplement détecter un mouvement de sa part.

La vision des applications futures permet de définir les scénarios d'usage et fixer le type de perturbateurs à étudier. Dans ce chapitre, la principale application visée concerne les communications haut débit entre des terminaux dans un même environnement.

Les solutions prometteuses de la technologie ULB et le succès grandissant des applications sans fils ont créé une grande impulsion dans le domaine de la recherche. Ainsi, plusieurs projets ULB ont vu le jour ces dernières années un peu partout dans le monde, surtout après que la FCC ait autorisé les émissions sur la bande [3.1 GHz – 10.6 GHz] [3]. A titre d'exemple, nous pouvons citer les projets européens Pulsers et Ultrawaves, auxquels ENSTA-ParisTech a grandement participé [13–17].

Les projets ULB ont couvert un large panel de sujets traitant de problématiques très variées. Sans exhaustivité, on peut citer quelques thèmes en exemple comme les études sur les terminaux, le canal de propagation, les techniques de mise en réseau, les problématique de coexistence entre plusieurs systèmes etc.

S'agissant des terminaux, différents types d'antennes ont été conçues et caractérisées ces dernières années. Dans un premier temps, les antennes étaient étudiées isolément – en espace libre seulement – [18, 19], puis, certaines études ont commencé à prendre en compte l'influence de l'environnement proche dans des scénarios bien définis [20].

Tous les résultats ont montré que les caractéristiques des antennes pouvaient être grandement dégradées par les perturbateurs proches. Malheureusement devant la multitude de scénarios possibles, il est difficile de trouver une analyse qui puisse être généralisée à l'ensemble des situations. Pour résoudre ce problème, l'approche statistique s'avère être une solution efficace, à l'image de ce qui a été fait dans la modélisation du canal ULB [21, 22, 16]. Le but de cette partie est de vérifier si l'approche de modélisation peut s'appliquer aux antennes ULB; de voir s'il existe des similitudes dans le comportement d'un échantillon d'antennes ULB quand elles sont placées à côté des perturbateurs. L'idée à terme est de s'appuyer sur de grandes campagnes de mesures pour établir des modèles empiriques ou semi-empiriques suivant des classes de scénarios spécifiques.

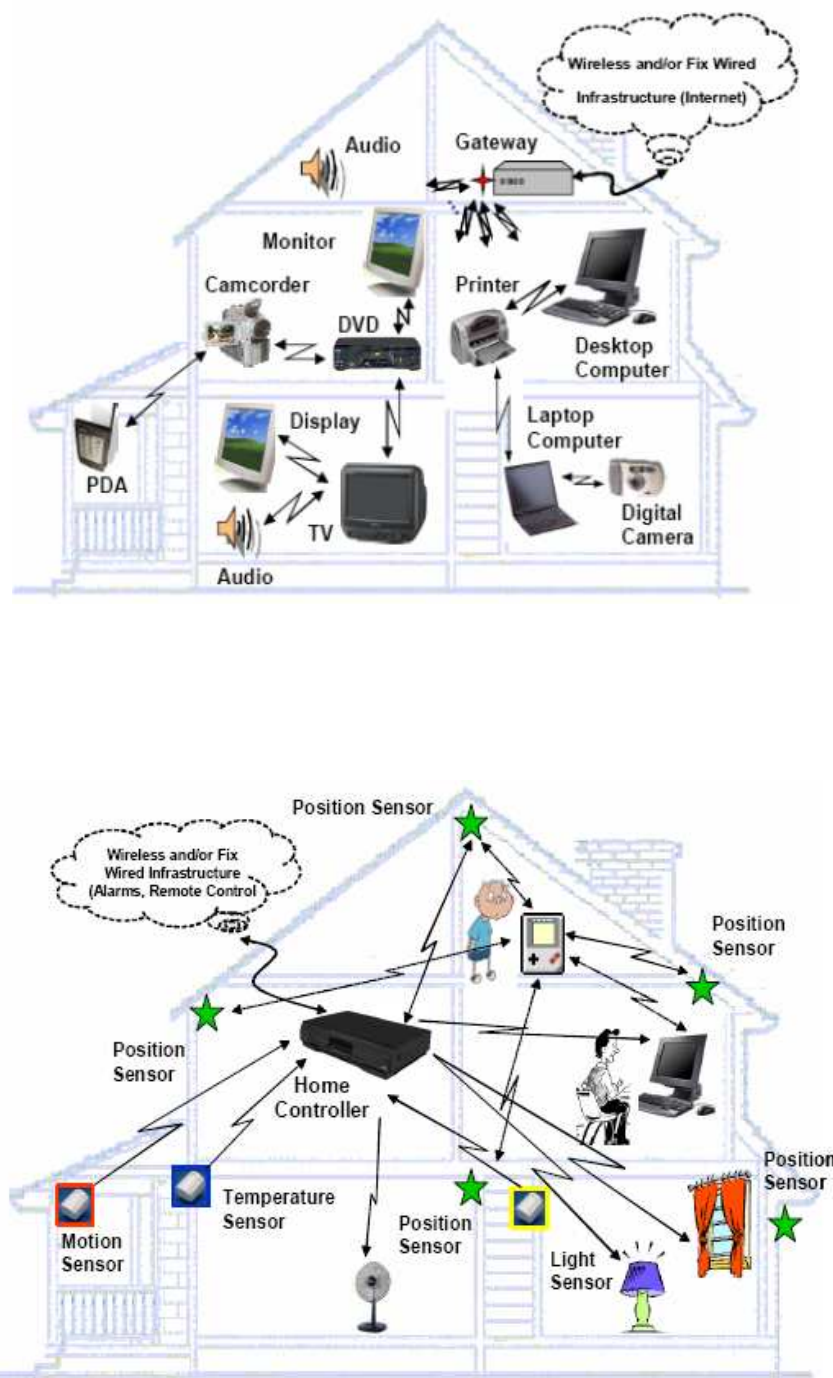


Figure 5-5 Exemples d'applications ULB Haut Débit.
(Source: [17])

5.2 Antennes ULB

Différents types d'antennes ULB ont donc été étudiées dans le contexte des communications ULB haut débit, comprenant des antennes commerciales (Skycross et Fractus) et des antennes développées directement au laboratoire UEI¹³ de l'ENSTA-ParisTech. Celles-ci ont soit été conçues dans le cadre des travaux de cette thèse comme l'antenne MDIS et Trident, soit lors des travaux antérieurs, en l'occurrence ceux de Serge Bories et Hassan Ghannoum pour les antennes MSS et DFMM [23, 13].

Chaque antenne possède ses propres caractéristiques (dimensions, bande couverte, etc.). L'ensemble des caractéristiques de chaque antenne est regroupé dans le Tableau 5-2 et les coefficients de réflexion des antennes mesurées en espace libre sont tracés dans la Figure 5-6.

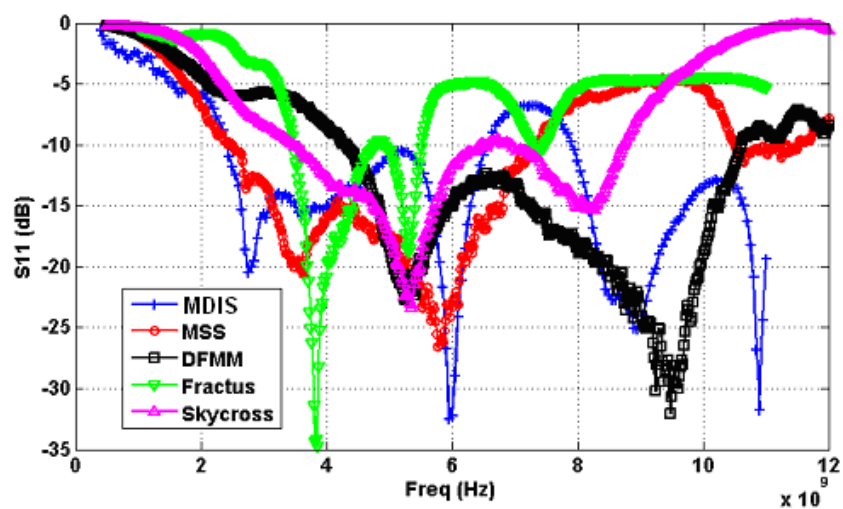

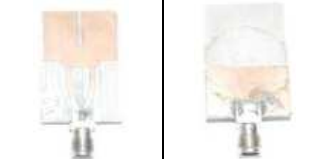






Figure 5-6 Coefficients de réflexion mesurés des antennes ULB isolées (Sans perturbateur).

¹³ UEI : Unité d'Électronique et d'Informatique.

Tableau 5-2 Présentation des antennes ULB

Antennes	Dimensions (mm)	Substrat (ϵ_r , h (mm))	Bande passante (GHz)	Références	
MSS		40x24	$\epsilon_r = 2.33$ h=3.05	[2.9 – 8]	[24]
DFMM					
	33x20	$\epsilon_r = 2.33$ h=1.5	[4.1 – 11.5]	[25]	
MDIS		48x36	$\epsilon_r = 6.15$ h=1.27	[2.3 - 6.6] + [8 – 11.6]	[26]
Trident					
	60x50	$\epsilon_r = 3.38$ h=0.813	[2.3 – 11.9]	[27]	
Fractus		36x20	Référence UM_FR05- S1-P-0-107	[3.5 – 5.5]	[28]
Skycross					
	30x25	Référence SMT- 3TO10M-A	[3.5 – 9]	[29]	

5.3 Scénarios et Campagne de mesure

Comme dans l'étude précédente dédiée aux applications de téléphonie mobile, les expérimentations de cette étude ULB sont classées suivant deux catégories : la première pour la mesure des coefficients de réflexion et la seconde pour la mesure des diagrammes de rayonnement. Les détails de chaque campagne sont résumés dans le Tableau 5-.

Tableau 5-3 Campagnes de mesures ULB

	Antennes utilisées	Perturbateurs	Variables étudiées
1^{re} Campagne	MSS, DFMM, MDIS, Fractus Skycross	1 Ecran 1 Clavier, 1 Boîtier « Internet box » 2 Ordinateurs portables	Coefficient de réflexion. Bande passante à -10 dB. Rendement d'adaptation.
2^{me} Campagne	MSS, DFMM, MDIS, Fractus Trident	2 Ecrans 2 Ordinateurs portables	Diagrammes de rayonnement. Rapports <i>Max-Min</i> , <i>Av-Ar</i> .

5.3.1 Scénarios des mesures de coefficients de réflexion

Ces mesures réalisées dans un environnement « Intérieur » (au sein du laboratoire) ont été faites en deux étapes. Elles ont d'abord concerné les antennes dans une configuration isolée sans perturbateurs, puis des antennes placées dans différentes positions par rapport aux perturbateurs mentionnés dans le Tableau 5-3. Ces positions représentent les emplacements potentiels où l'antenne pourrait être intégrée, comme indiqué dans les Figure 5-7 et Figure 5-8. Chacune de ces positions constitue une réalisation dans l'échantillon qui sera étudié statistiquement par la suite. Un total de 108 mesures a été réalisé pour l'ensemble des antennes et des perturbateurs considérés. Le nombre de mesures faites pour chaque antenne et pour chaque perturbateur est spécifié dans le Tableau 5-4.

Ces mesures ont permis d'évaluer le comportement du coefficient de réflexion en présence de perturbateurs proches. La perturbation se traduit directement par des changements dans la bande passante et dans le niveau de rendement d'adaptation, en comparaison du cas isolé.

Tableau 5-4 Nombre de mesures réalisées par antenne et par perturbateurs

	Ecran	Clavier	Laptop1	Laptop2	Boîtier	Total
MDIS	10	12	8	8	4	42
MSS	6	4	-	8	4	22
DFMM	6	4	-	8	4	22
Fractus	-	-	8	-	-	8
Skycross	6	4	-	-	4	14
<i>Total</i>	<i>28</i>	<i>24</i>	<i>16</i>	<i>24</i>	<i>16</i>	<i>108</i>



Figure 5-7 Positionnement de l'antenne MSS pour les configurations (Ecran, Clavier, Boîtier).

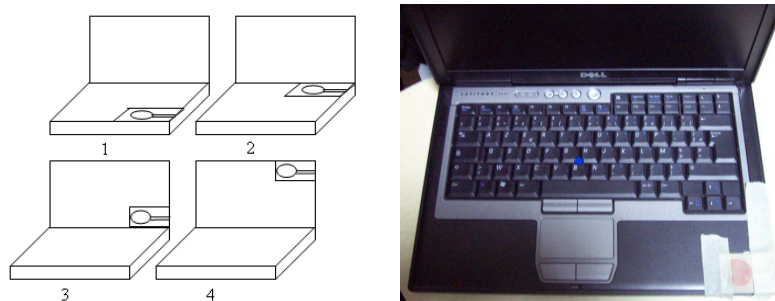


Figure 5-8 Exemple de positionnement de l'antenne MDIS sur l'ordinateur portable.

5.3.2 Scénarios des mesures de rayonnement

Les mesures de diagrammes de rayonnement ont également été réalisées en deux étapes : d'abord des mesures d'antennes seules pour constituer une référence, puis des mesures avec les antennes montées sur les terminaux perturbateurs. L'ensemble des mesures a été réalisé dans la chambre anéchoïde du laboratoire Micro-Ondes de l'INRS-Montréal. Les mesures en co-polarisation (Co) et polarisation croisée (Cx) ont été faites suivant une coupe horizontale (plan H) et une coupe verticale (plan E).

La Figure 5-9 montre une configuration de mesures d'un ensemble « antenne et perturbateur » sous test posé sur un support tournant avec une antenne cornet modèle AH-118 [10] utilisée comme antenne de référence. Des exemples d'antennes ULB montées sur les terminaux perturbateurs sont présentés dans la Figure 5-10.

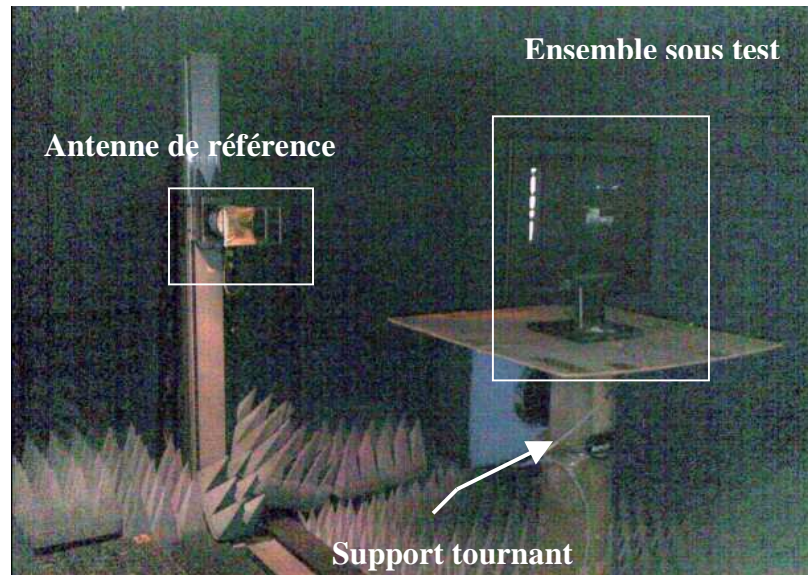


Figure 5-9 Configuration des mesures en chambre anéchoïde.

Note : Il est à signaler que le positionnement des ordinateurs portables pour les mesures en plan E n'est pas identique à celui des écrans. Cette différence est due à une contrainte rencontrée en pratique pour équilibrer les objets sous test sur le plateau tournant. Par conséquent, un décalage angulaire de 90 deg existe entre les mesures des écrans et celles des ordinateurs portables pour la coupe verticale. Ce point est à prendre en compte lors de l'analyse des résultats.



Figure 5-10 Exemples d'antennes ULB montées sur les terminaux perturbateurs

5.4 Effets de l'intégration et Approche de la modélisation

5.4.1 Effets sur la bande et sur le rendement d'adaptation

La méthodologie suivie dans cette partie était d'étudier dans un premier temps l'effet de l'intégration d'une antenne sur l'ensemble des perturbateurs sous test, en l'occurrence l'antenne MDIS sur clavier, écran, boîtier et les deux ordinateurs portables, puis de comparer dans un second temps les comportements de plusieurs antennes montées sur les mêmes perturbateurs dans les mêmes positions.

5.4.1.1 MDIS sur l'ensemble des perturbateurs :

Bien qu'il existe une multitude de possibilités pour placer l'antenne sur les terminaux (écran, clavier, etc), seules quelques positions peuvent se révéler réalistes et pratiques lorsqu'on se met en situation d'utilisation.

Pour chaque perturbateur, l'antenne MDIS a été testée dans plusieurs configurations. Chacune d'entre elles correspond à un positionnement de l'antenne sur le perturbateur soit en contact

total avec la structure « position sur objet », soit en contact partiel « position à côté » à l'instar des clés USB et des cartes externes.

L'intégration d'une antenne dans un terminal altère ses performances. Les changements introduits peuvent varier en fonction du terminal et de la position de l'antenne comme indiqué dans la Figure 5-11 et Figure 5-12 montrant les coefficients de réflexion mesurés pour l'antenne MDIS sur l'ordinateur portable « Laptop 2 » et sur le clavier respectivement.

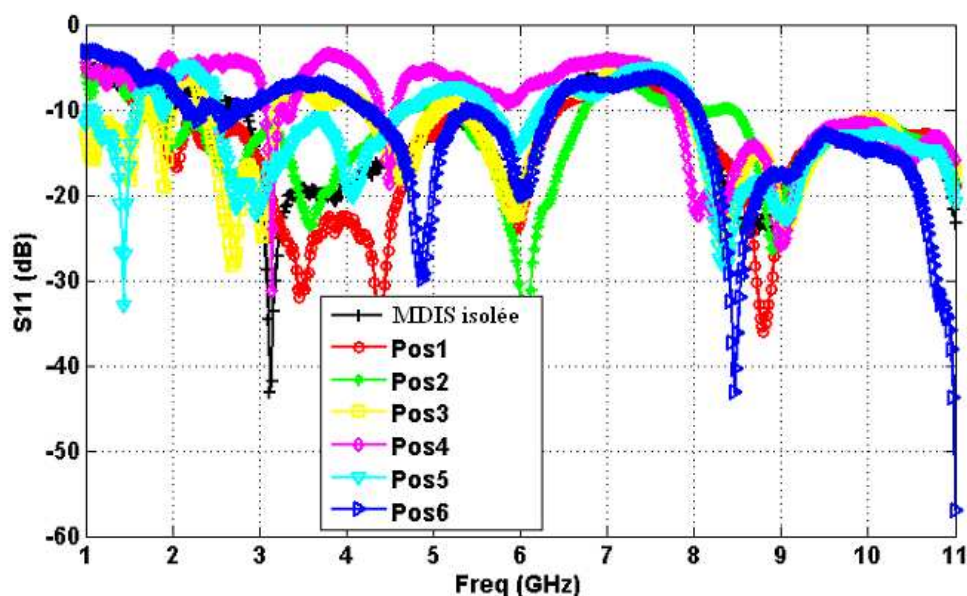


Figure 5-11 Coefficient de réflexion : Antenne MDIS sur Laptop 2.

Pour une meilleure illustration des résultats, la bande passante de l'antenne MDIS placée sur les différents terminaux perturbateurs a été extraite et tracée sous forme de barres couvrant les fréquences qui satisfont la condition $|S_{11}| \leq -10$ dB comme indiqué dans la Figure 5-13. Cette représentation permet de voir les changements subis par la bande passante de manière plus claire. En prenant le cas isolé comme référence, nous remarquons un décalage fréquentiel vers les basses fréquences dans la plupart des configurations où l'antenne est intégrée au terminal. Ceci est dû au fait que les terminaux présentent une permittivité supérieure à celle de l'espace libre. Nous remarquons aussi que l'influence des terminaux sur la bande dépend beaucoup de la nature du terminal. En effet, l'influence d'un ordinateur portable est nettement plus forte que celle d'un clavier ou d'un écran. Ces différences résultent du fait que chaque terminal possède ses propres caractéristiques, en l'occurrence une forme particulière et surtout des matériaux composant sa structure qui lui sont propres. Ainsi, les parties métalliques du

« laptop » telles que les ports USB et les circuits imprimés perturbent significativement la distribution des courants dans l'antenne et conduisent à une plus forte désadaptation que pour un clavier n'incluant aucun élément métallique dans sa composition. Par conséquent, la bande passante de l'antenne MDIS est dans le 1^{er} cas plus fortement affectée que le second à proximité du « laptop » et se trouve divisée en plusieurs sous bandes comme le montre la Figure 5-13.

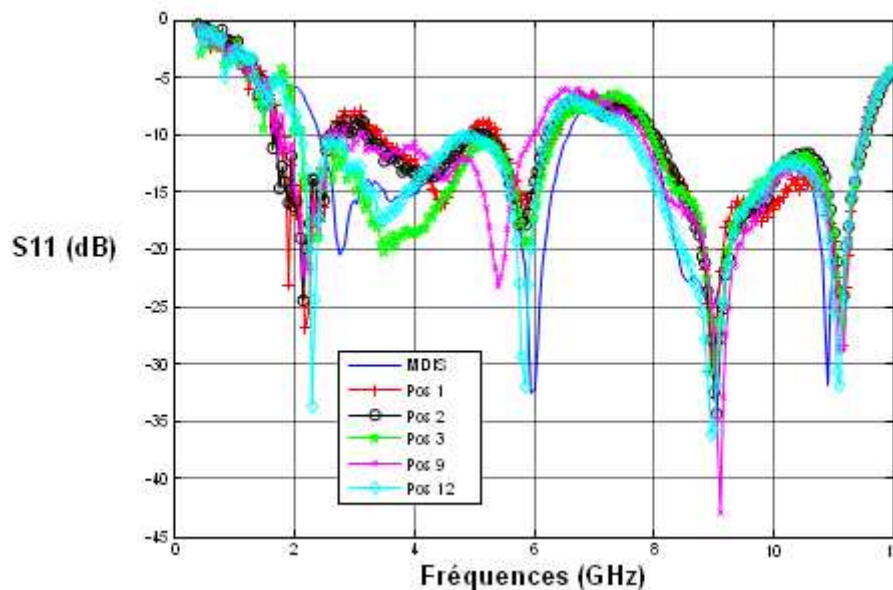


Figure 5-12 Coefficient de réflexion : MDIS sur le clavier (en position « sur objet »).
(Bleu : Cas isolé)

De la même façon, le rendement d'adaptation Eff_{S11} (cf Tableau 2-2 pour la définition) est plus fortement affecté quand l'antenne est intégrée au « laptop », avec une décroissance du rendement allant jusqu'à 60% alors qu'elle ne descend pas en dessous de 90% pour les autres terminaux. Cela est illustré dans la Figure 5-14 qui présente le rendement d'adaptation moyenné sur une bande de 100 MHz autour de la fréquence 3.5 GHz, pour chacun des perturbateurs dans différentes positions. De plus, le rendement dans le cas des deux ordinateurs portables présente une variance supérieure aux cas du clavier et de l'écran, ce qui traduit l'importance majeure du positionnement de l'antenne pour les terminaux de type « laptop » : les meilleures positions sont naturellement celles qui permettent d'éviter les éléments métalliques.

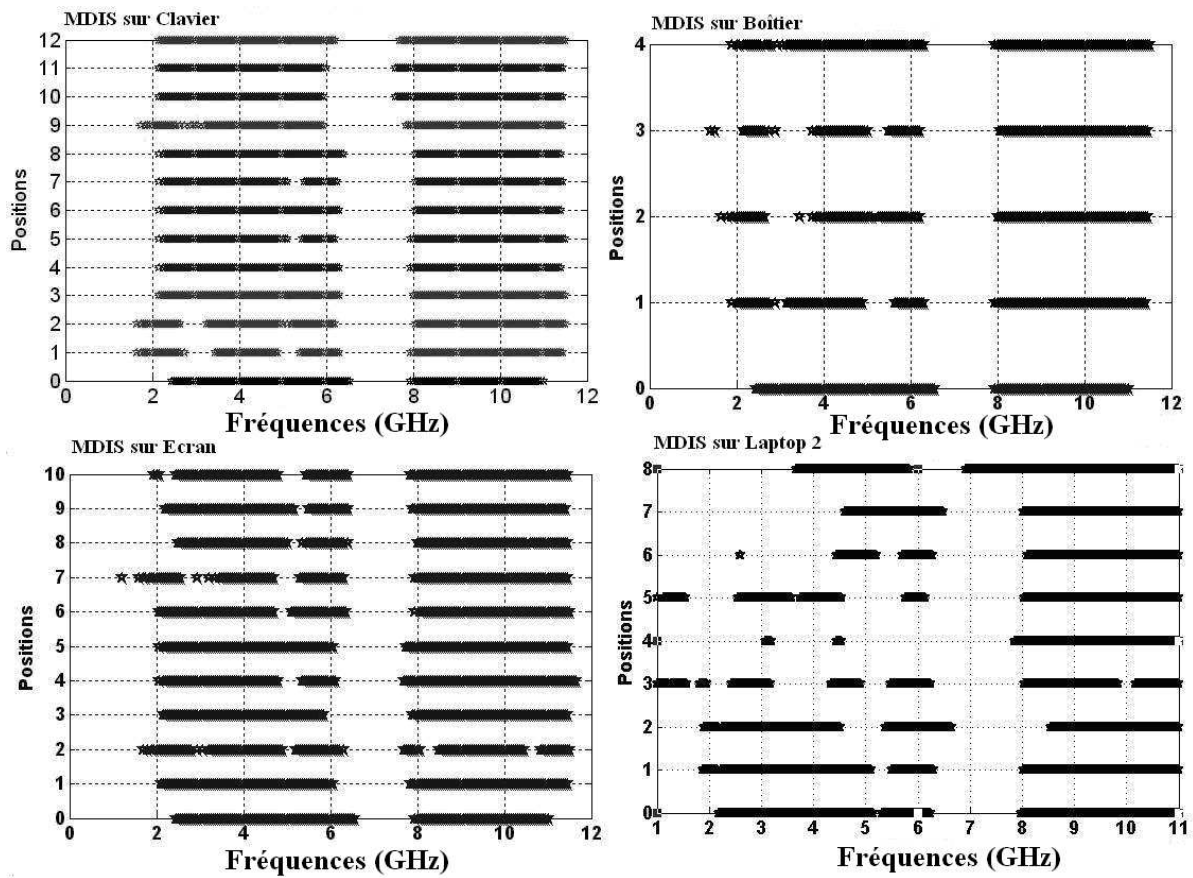


Figure 5-13 Bandes d'adaptation de l'antenne MDIS sur terminaux perturbateurs (la position 0 désigne le cas isolé)

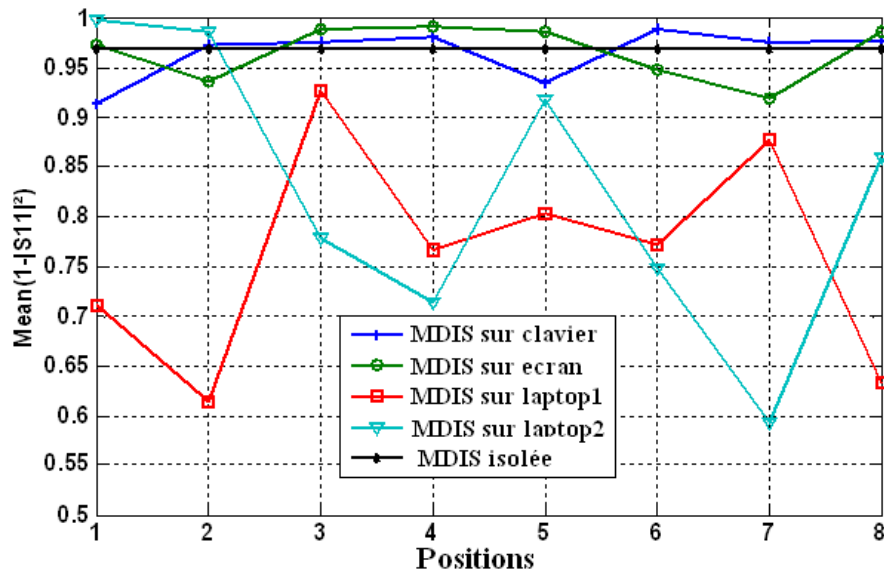


Figure 5-14 Rendement d'adaptation de MDIS sur terminaux perturbateurs.

5.4.1.2 Comparaisons entre antennes et approche statistique :

Il n'est pas évident d'établir des comparaisons entre antennes. Même si deux antennes sont conçues de manières identiques, elles n'auront pas exactement les mêmes performances. De plus, le choix des indicateurs de performances à comparer n'est pas évident car les antennes peuvent être caractérisées par plusieurs paramètres, surtout dans un contexte comme l'ULB.

Afin d'illustrer l'effet de l'intégration sur la bande passante, un rapport de bande BR a été introduit à l'image de la définition citée en section 2.4.1. La formule appliquée dans ce contexte est la suivante :

$$BR(A,T,I) = \frac{\{\text{Bande cumulée de l'antenne A sur le terminal perturbateur T dans la position I}\}}{\{\text{Bande cumulée de l'antenne A isolée}\}}$$

(5-2)

En fonction du terminal perturbateur et de la position de l'antenne, il y aura soit un élargissement ($BR > 1$), soit une réduction de la bande passante ($BR < 1$) par rapport au cas isolé.

En considérant l'ensemble des valeurs de BR obtenues pour l'antenne MDIS dans les différentes configurations comme constituant un échantillon statistique, nous obtenons une distribution s'étalant de 0.3 à 1.1 avec une concentration des valeurs autour de la borne supérieure. Parmi l'ensemble des lois statistiques testées – citées en annexe –, la loi GEV de type III est celle qui représente le mieux la densité de probabilité des valeurs de BR mesurées en utilisant le critère du maximum de vraisemblance. Les paramètres estimés de la loi GEV sont indiqués dans la Figure 5-15.

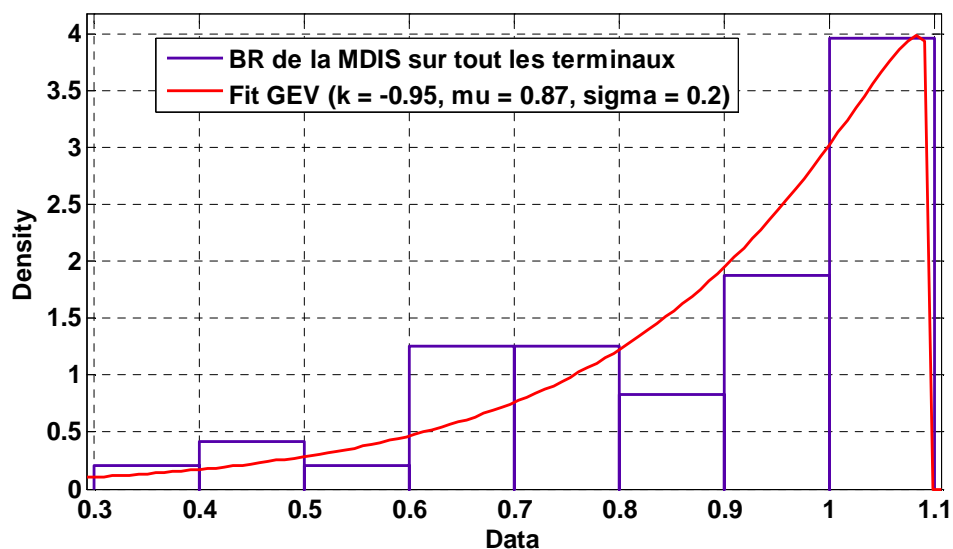


Figure 5-15 Densité de probabilité : BR de l’antenne MDIS dans tous les scénarios.

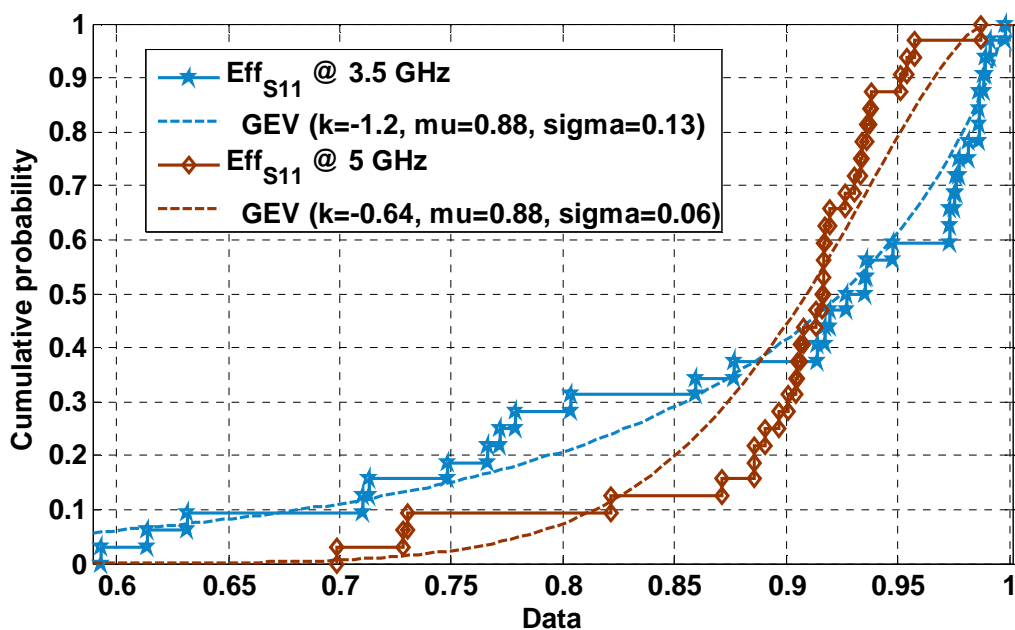


Figure 5-16 Fonctions de répartition empiriques du rendement d’adaptation pour l’antenne MDIS à 3.5 GHz et 5 GHz

De la même façon, une étude statistique a été menée pour trouver la meilleure loi représentant la distribution des valeurs du rendement d’adaptation mesurées pour l’antenne MDIS dans les différents scénarios. Ainsi, pour chaque configuration, le rendement d’adaptation a été mesuré puis moyenné sur une bande $\Delta f = 100$ MHz autour des fréquences 3.5 GHz et 5 GHz. La

Figure 5-16 présente les fonctions de répartition empiriques du rendement d'adaptation ainsi que leurs meilleurs ajustements aux fréquences mentionnées ci-dessus.

La loi GEV de type III est là encore trouvée comme étant celle qui représente le mieux la distribution des valeurs du rendement d'adaptation.

En complément de cette étude sur l'antenne MDIS, des comparaisons ont été réalisées entre les différentes antennes ULB prises dans les mêmes positions sur les mêmes terminaux. A titre d'exemple, la Figure 5-17 présente les courbes d'évolution du rendement d'adaptation mesuré pour les antennes MSS, DFMM et Skycross sur un même écran dans 6 positions. La valeur affichée pour chaque position est une moyenne sur une bande $\Delta f = 100$ MHz autour de la fréquence 5 GHz. La Figure 5-18 et la Figure 5-19 présentent quant à elles les valeurs de BR de quelques antennes ULB placées sur deux types de terminaux : un écran et deux ordinateurs portables. Au regard de ces figures comparatives, il apparaît de manière assez claire que les mêmes types de comportement sont retrouvées pour les différentes antennes ULB quand elles sont soumises aux mêmes perturbations.

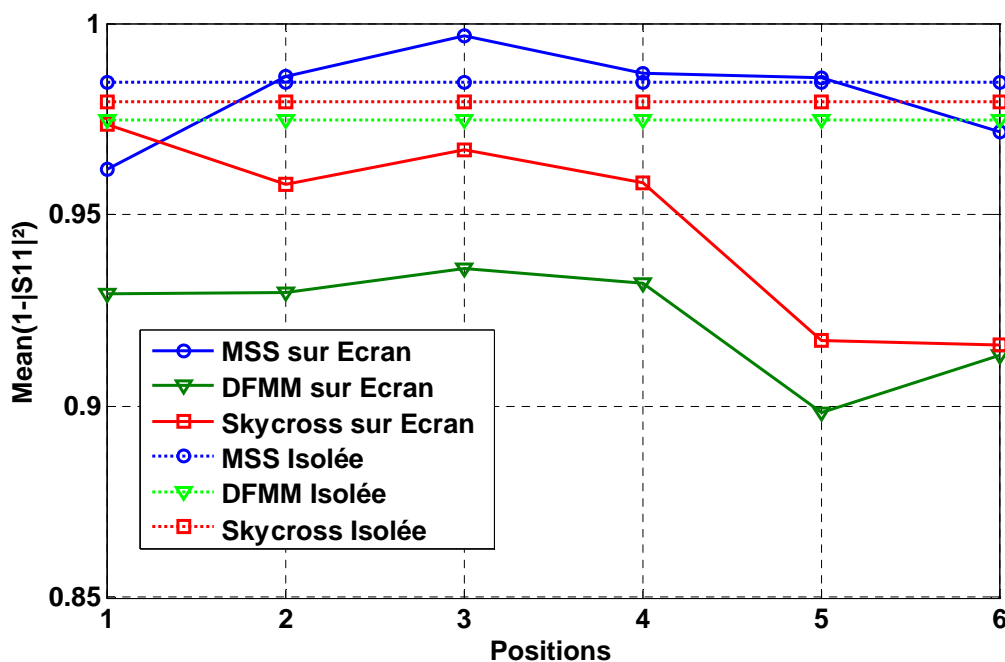


Figure 5-17 Rendement d'adaptation d'antennes ULB seules et sur Ecran ($f = 5$ GHz).

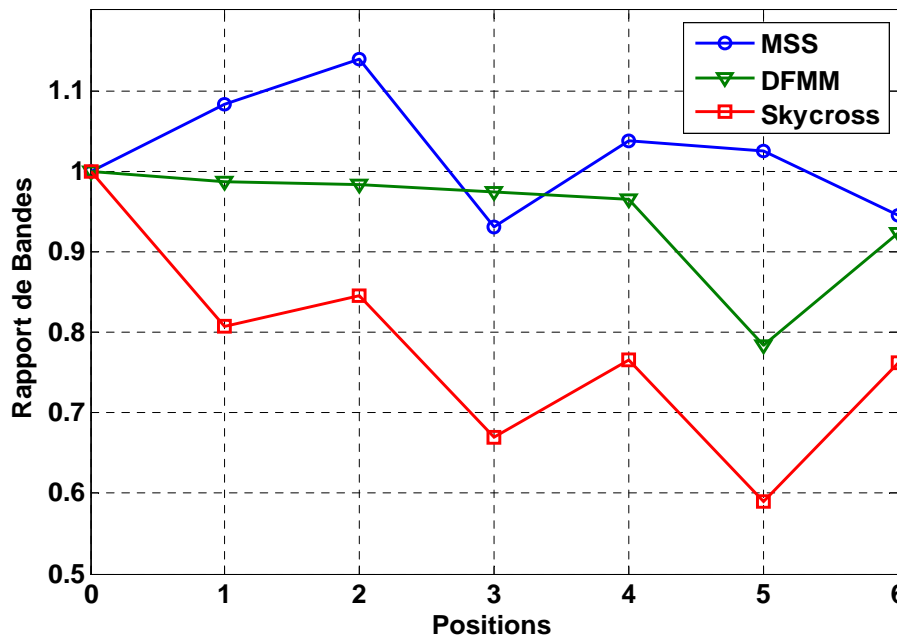


Figure 5-18 Comparaison des Rapports de Bandes *BR* d’antennes ULB sur Ecran ($f = 5$ GHz).

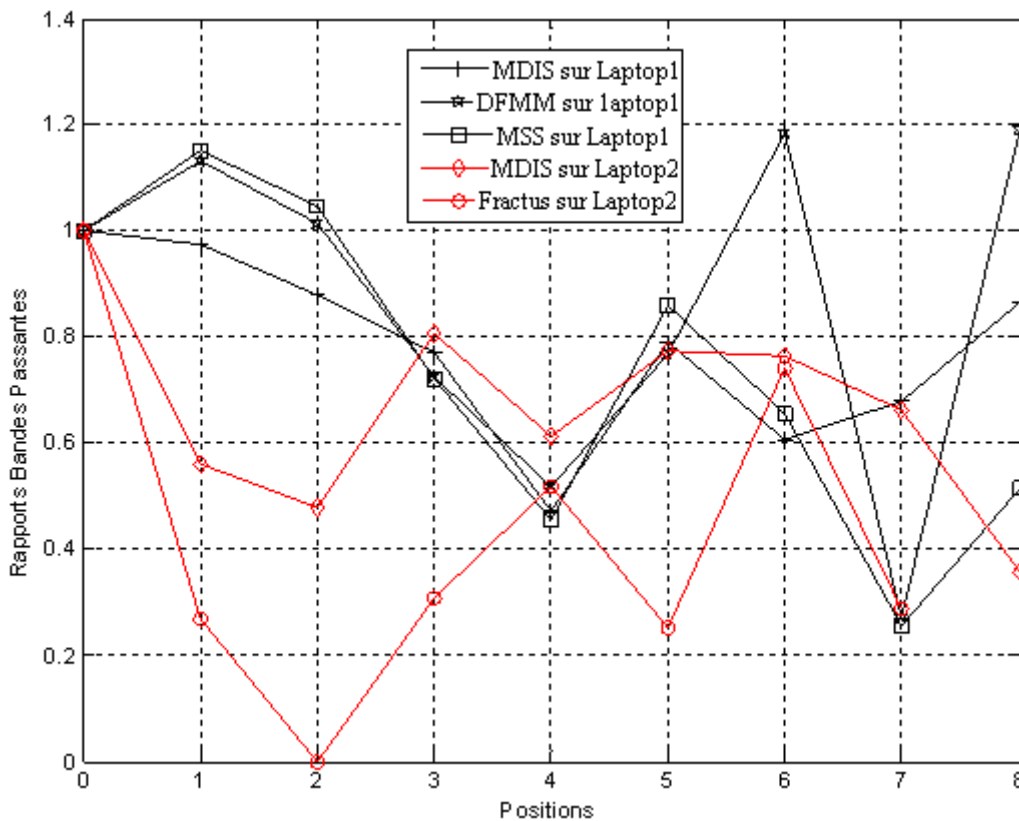


Figure 5-19 Comparaison des Rapports de Bandes *BR* d’antennes ULB sur ordinateurs portables (Laptop1 et Laptop2)

Concrètement, cette étude nous révèle d'une part que les indicateurs de performances des antennes ULB tels que le rendement d'adaptation et le *BR* suivent une loi GEV de type III quand la perturbation de l'environnement proche est prise en compte, et d'autre part que malgré les différences qui existent entre les antennes ULB (taille, substrat, bande passante, etc.), de fortes similitudes sont constatées dans leurs comportements quand elles subissent les mêmes types de perturbations.

Il est donc possible de modéliser le comportement d'un certain nombre d'antennes appartenant à la même « classe »¹⁴ sachant qu'elles peuvent présenter des différences au niveau de leurs propriétés. Pour ce faire, l'une des méthodes les plus appropriées est d'adopter un modèle par type de scénarios. Ces derniers seraient liés au niveau de perturbations qu'exercera le terminal, typiquement, un scénario « forte perturbation » pourrait regrouper les terminaux possédant des parties métalliques (ordinateur portable, unité centrale d'un ordinateur de bureau, etc.), et un scénario « faible perturbation » pourrait regrouper les terminaux composés de matériaux non influent sur les courants (clavier, boîtiers, couvercle ou protection en plastique, etc.). Une telle conclusion gagnera toutefois à être confirmée, car avant de pouvoir généraliser et de déterminer des classes globales, il sera utile d'enrichir la base d'antennes étudiées afin que les résultats soient plus incontestablement représentatifs.

5.4.2 Effets sur le diagramme

L'étude des diagrammes de rayonnement présente une difficulté relative au nombre de paramètres nécessaires pour caractériser les performances des antennes suite à leur intégration dans les terminaux, surtout dans un contexte comme celui de l'ULB où les performances de l'antenne doivent – par définition – couvrir soit une large bande passante soit plusieurs bandes.

L'approche suivie dans cette partie se base sur une série de comparaisons avec deux principaux objectifs : observer l'influence de chaque objet perturbateur sur les antennes d'une part et extraire les similitudes dans les comportements des antennes d'autre part. Ce deuxième point a pour but de vérifier la validité de l'approche de modélisation dans ce contexte d'intégration d'antennes pour communication ULB.

¹⁴ Dans le cadre de cette étude, on peut parler de « Classe des antennes microruban pour applications ULB-HD »

Deux cas de figures se présentent : soit les comportements des antennes au contact des mêmes perturbateurs sont complètement différents les uns des autres, ce qui remettrait en cause l'approche de modélisation car il faudrait pratiquement un modèle propre à chaque antenne ; soit une certaine similitude est observée dans les comportements des différentes antennes aux contacts des mêmes perturbateurs, ce qui renforcerait l'idée d'avoir des modèles par « classe » d'antennes. Ces antennes peuvent présenter quelques différences dans leurs propriétés mais elles devront tout de même présenter suffisamment de points en communs pour qu'on puisse parler de classes d'antennes destinées aux mêmes types d'applications.

Les comparaisons prennent en compte plusieurs paramètres tels que la forme du diagramme, les niveaux de gains réalisés affichés ou l'évolution des performances avec la fréquence. Par ailleurs, le cas de l'antenne isolée est pris comme référence afin de bien illustrer l'effet des terminaux perturbateurs sur ces performances. Ainsi, à titre d'exemple, les Figure 5-20, Figure 5-21 et Figure 5-22 présentent les diagrammes de gains réalisés à la fréquence $f = 5$ GHz pour les antennes MSS, MDIS et Trident respectivement. Pour l'ensemble des diagrammes de rayonnement présentés dans ce paragraphe, le code indiqué dans le Tableau 5-5 a été respecté.

Tableau 5-5 Code d'affichage des diagrammes de rayonnement

Coupe	Polarisation	Couleur	Trait
Plan E	Co	Bleue	Continu
(Coupe verticale)	Cx	Bleue	Pointillé
Plan H	Co	Rouge	Continu
(Coupe horizontale)	Cx	Rouge	Pointillé

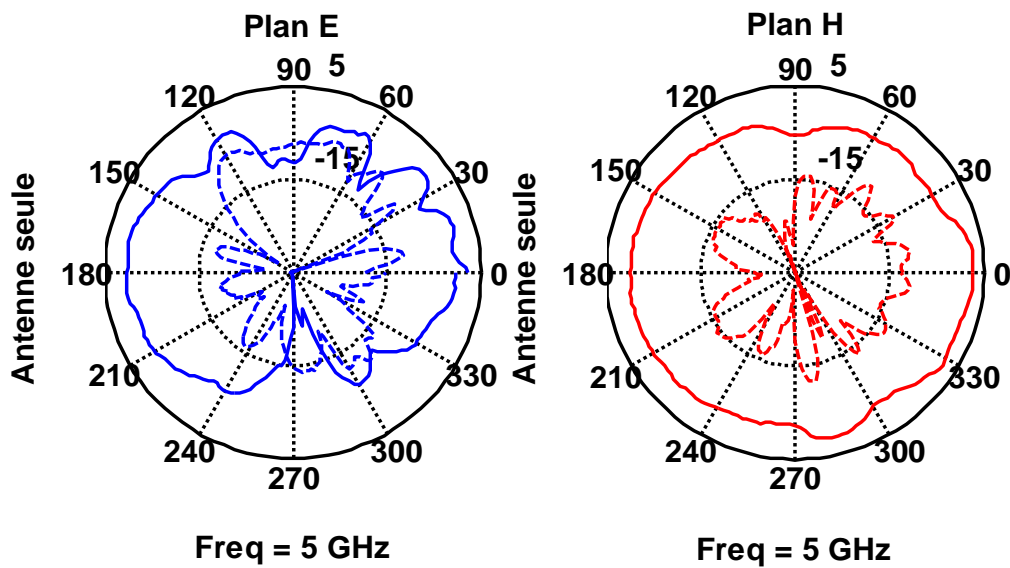


Figure 5-20 Diagramme gain réalisé : MSS seule.

Un rayonnement quasi-omnidirectionnel est constaté pour ces trois antennes quand elles sont mesurées en espace libre ; en revanche, en présence des perturbateurs proche, une claire dissymétrie apparaît.

Des exemples montrant les diagrammes d'antennes montées sur les terminaux sont présentés dans les figures qui suivent (Figure 5-23 à Figure 5-26).

En prenant les cas des antennes isolés comme références, nous remarquons que les principaux changements dus à l'intégration se résument d'une part dans un important effet de masquage du « rayonnement arrière » (plus important que dans les scénarios « Antenne – Tête »), accompagné d'une légère augmentation du gain en « rayonnement avant » de l'antenne et d'autre part, dans une augmentation de la polarisation croisée, notamment pour les scénarios où l'objet perturbateur est l'ordinateur portable. Ce phénomène s'explique par une forte perturbation et une altération de la distribution des courants dans les antennes dues à la présence de composants métalliques dans la structure des ordinateurs portables.

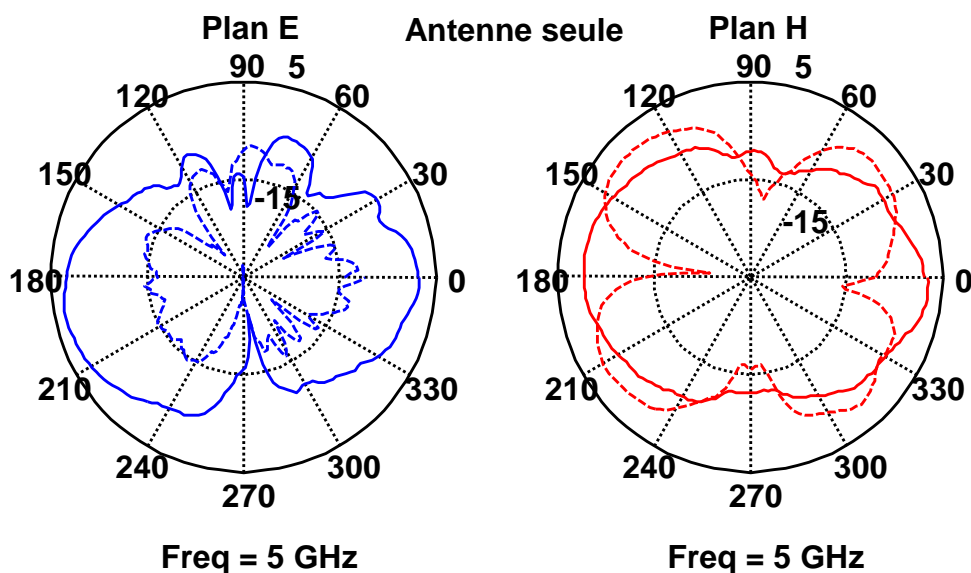
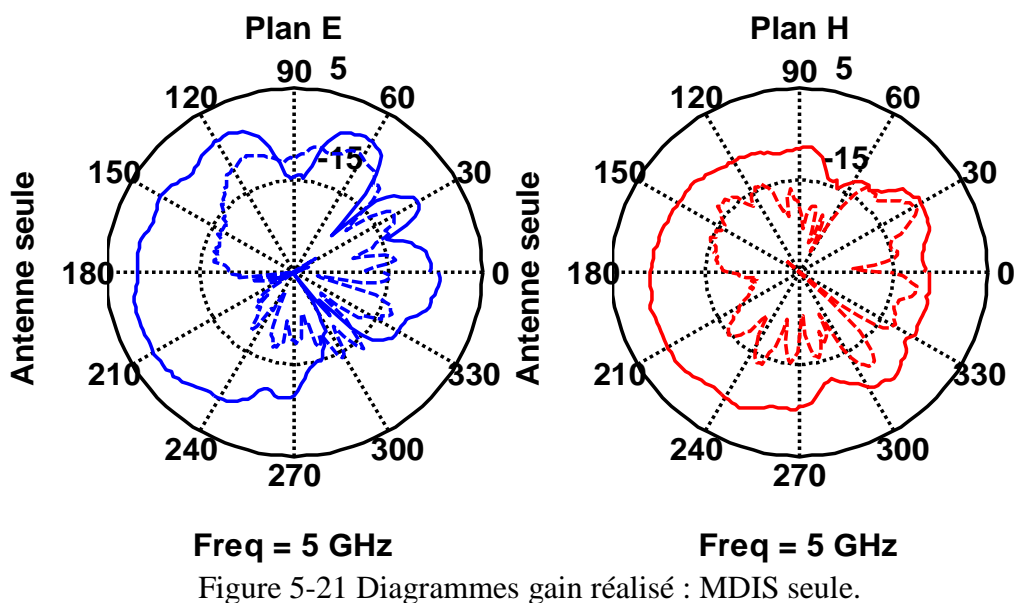


Figure 5-22 Diagramme gain réalisé : antenne trident seule.

La Figure 5-23 qui montre les gains réalisés mesurés à la fréquence 5 GHz pour l'antenne MSS montée sur deux terminaux (un ordinateur portable et un écran) dans les plans E et H illustre bien cette augmentation du niveau de la polarisation croisée et le fait qu'elle est plus marquée pour le cas de l'ordinateur portable.

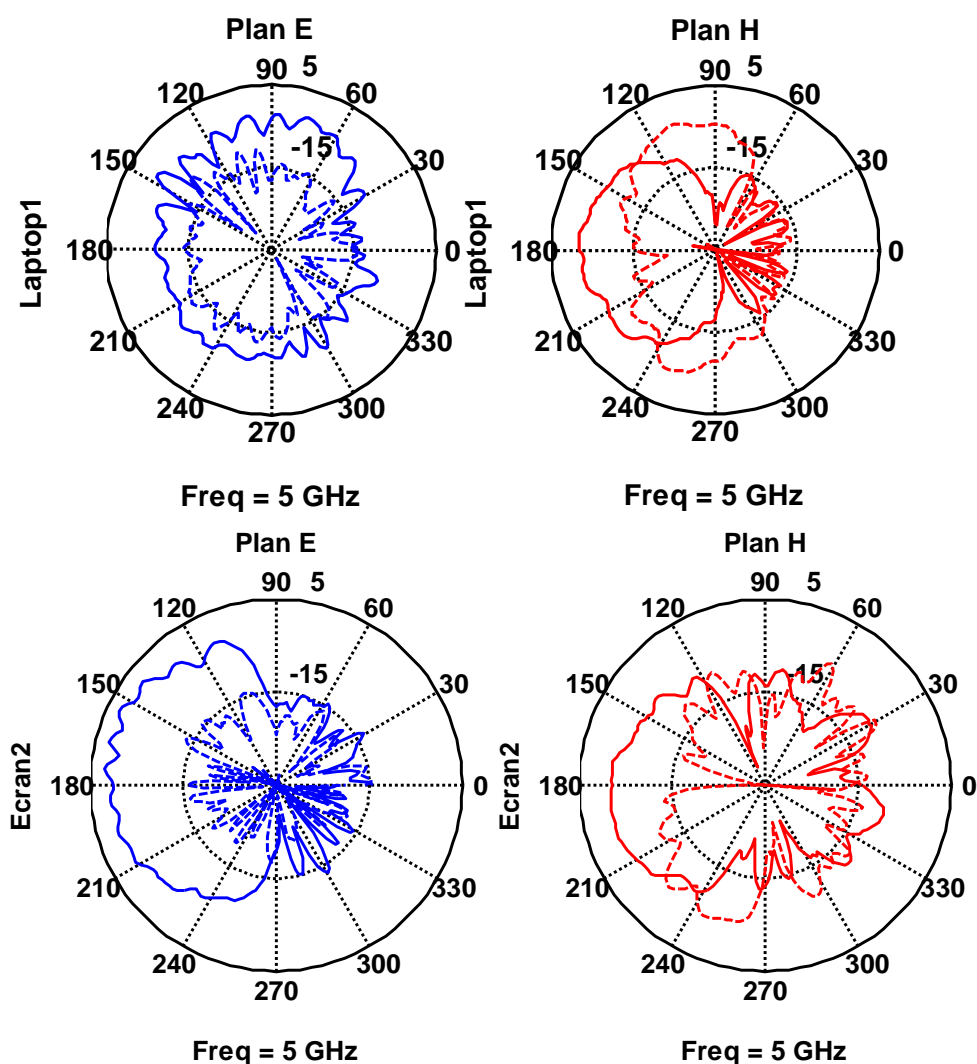


Figure 5-23 Diagrammes gain réalisé : MSS sur « Laptop1 » et « Ecran 2 ».

La Figure 5-24 présente les diagrammes de gain réalisé mesurés à 5 GHz pour l'antenne MDIS sur les deux écrans. Peu de différences sont notées entre les résultats de ces deux écrans au regard des courbes de diagrammes, surtout pour le plan H. Cette similitude dans le comportement d'une antenne quand elle est montée sur le même type de terminal est globalement retrouvée dans les courbes traçant l'évolution du rapport entre le maximum et le minimum de gain « Rapport Max-Min » en fonction de la fréquence (Figure 5-27 à Figure 5-31).

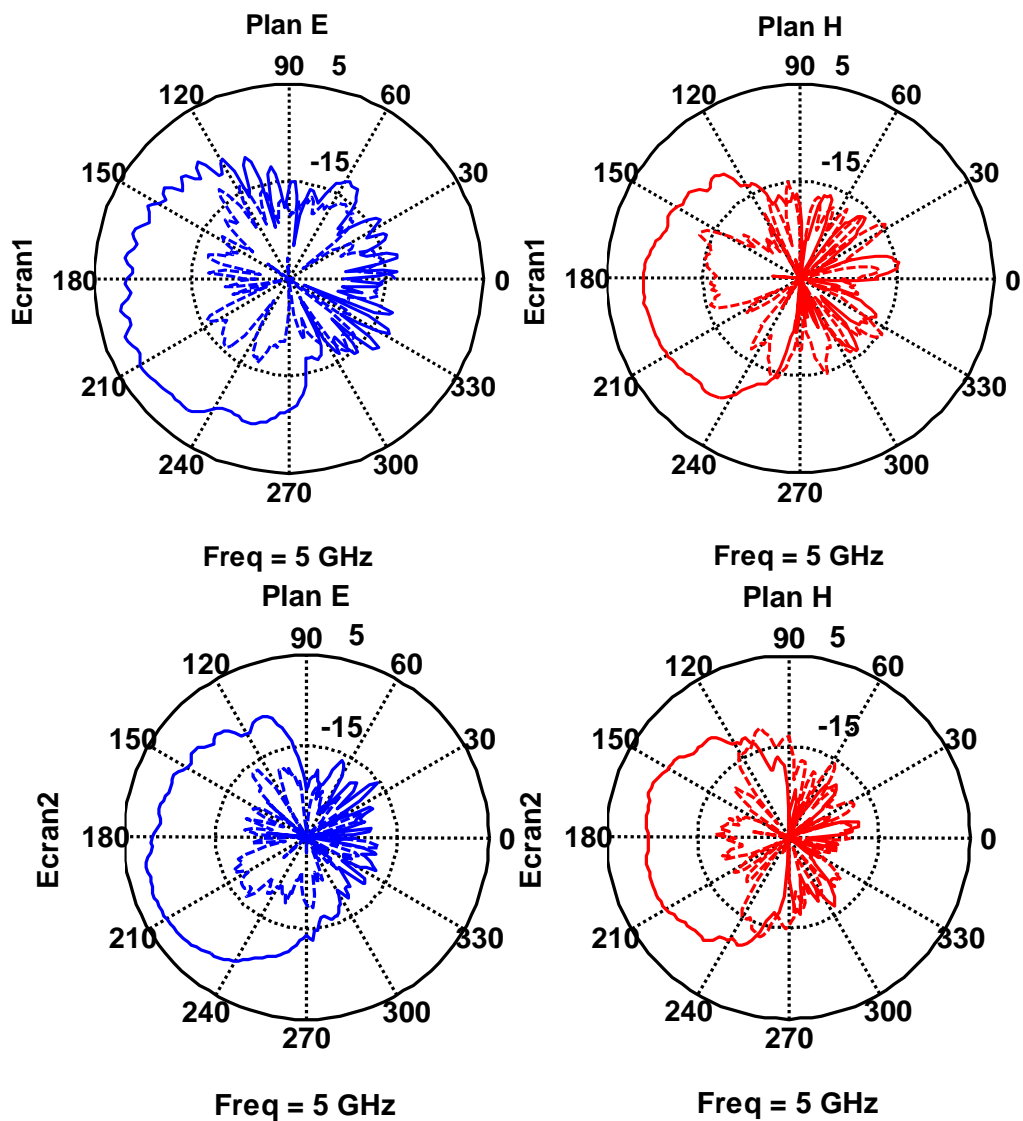


Figure 5-24 Diagrammes gain réalisé : antenne MDIS sur les deux écrans.

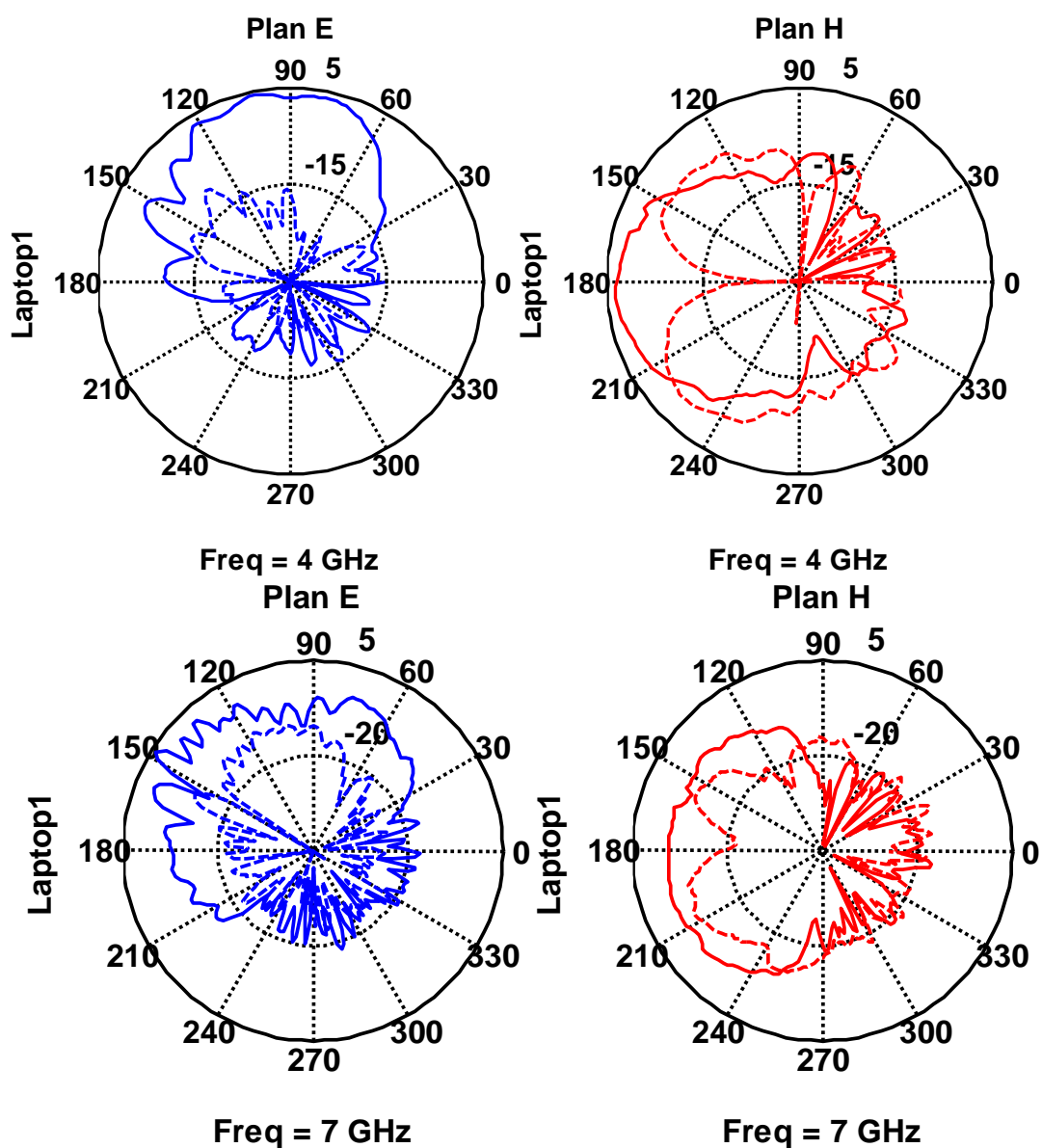


Figure 5-25 Diagrammes de gain réalisé : antenne trident sur Laptop1.

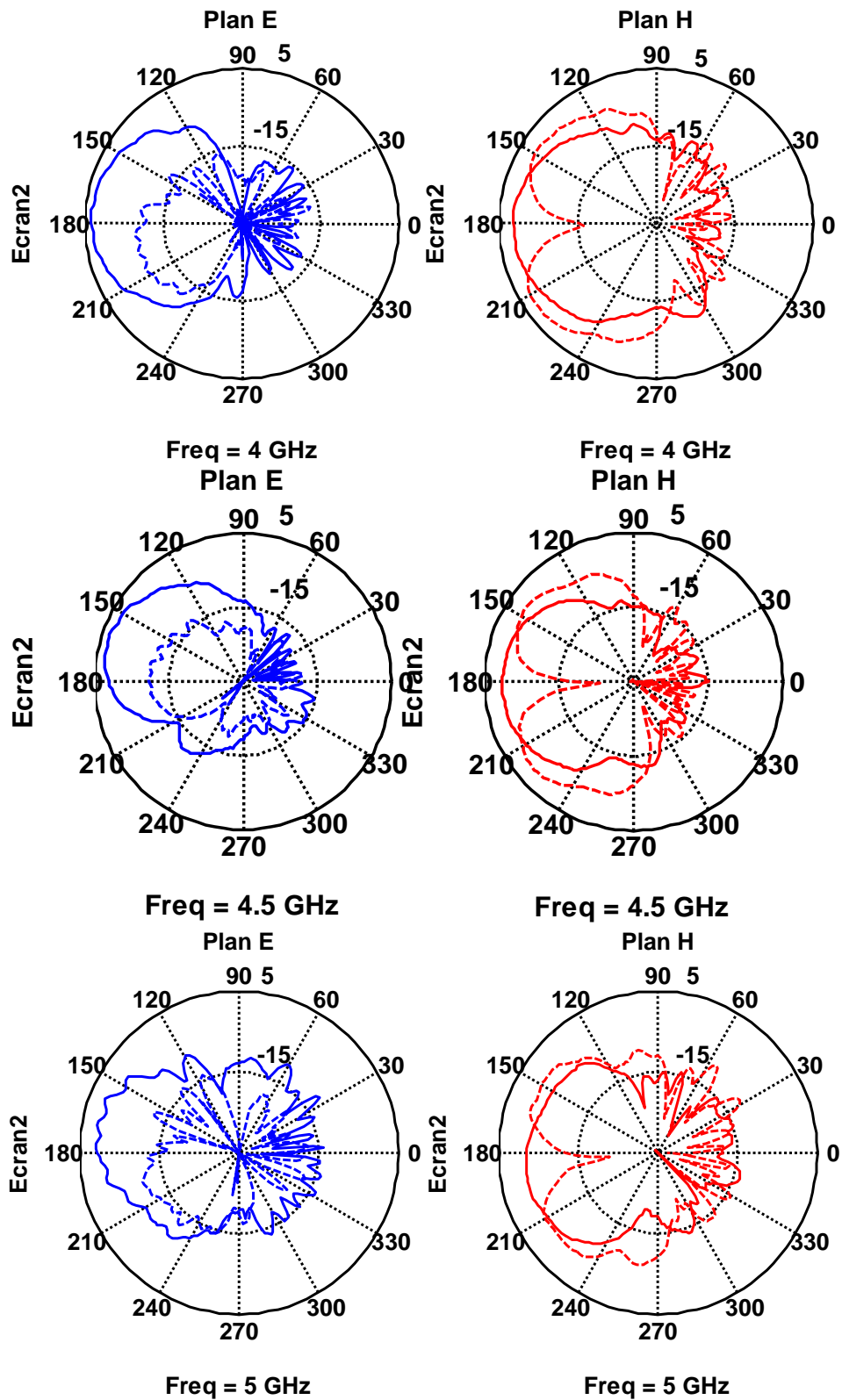


Figure 5-26 Diagrammes de gain réalisé : antenne trident sur écran 2.

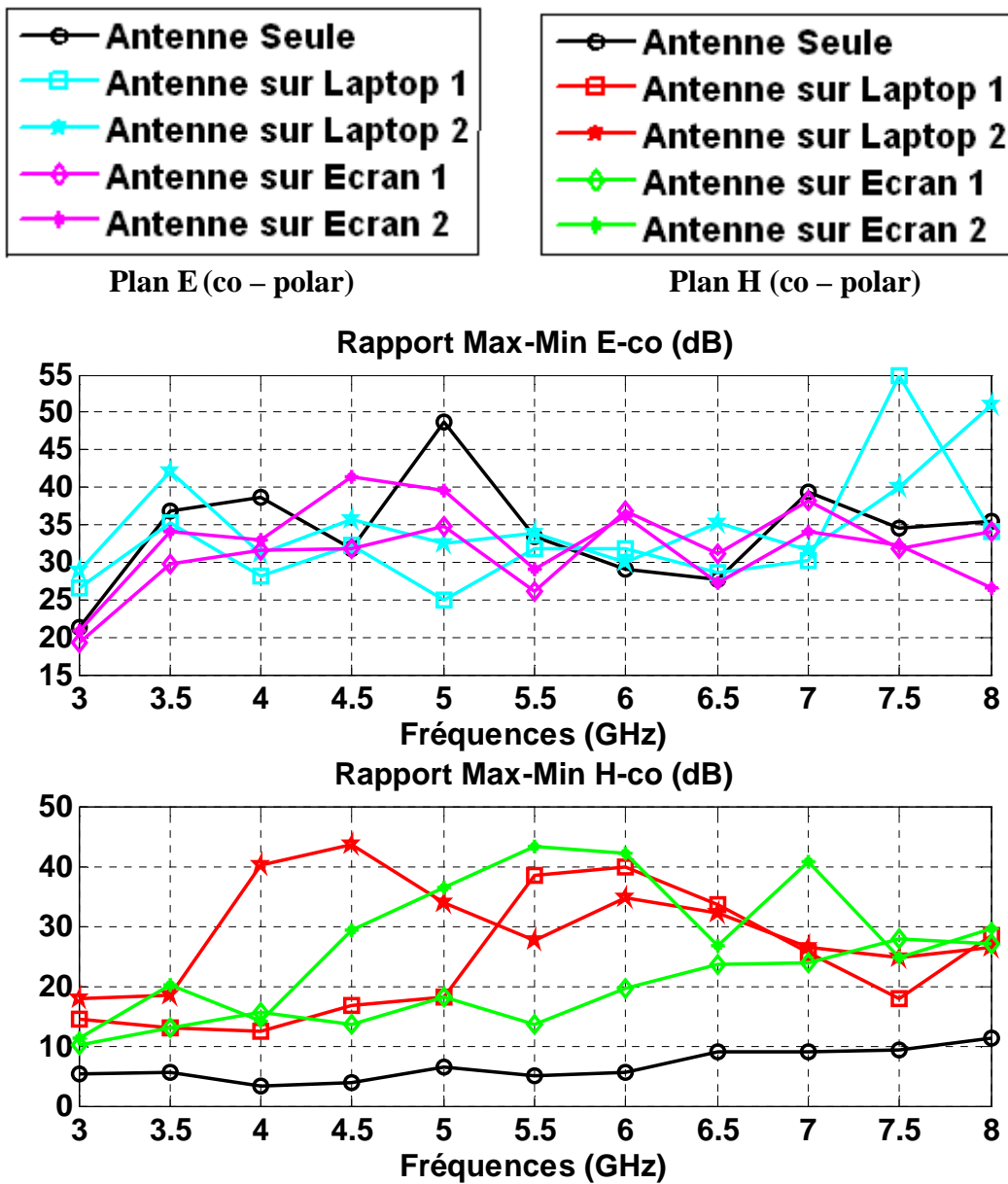


Figure 5-27 Rapports Max-Min en dB pour l'antenne Fractus.

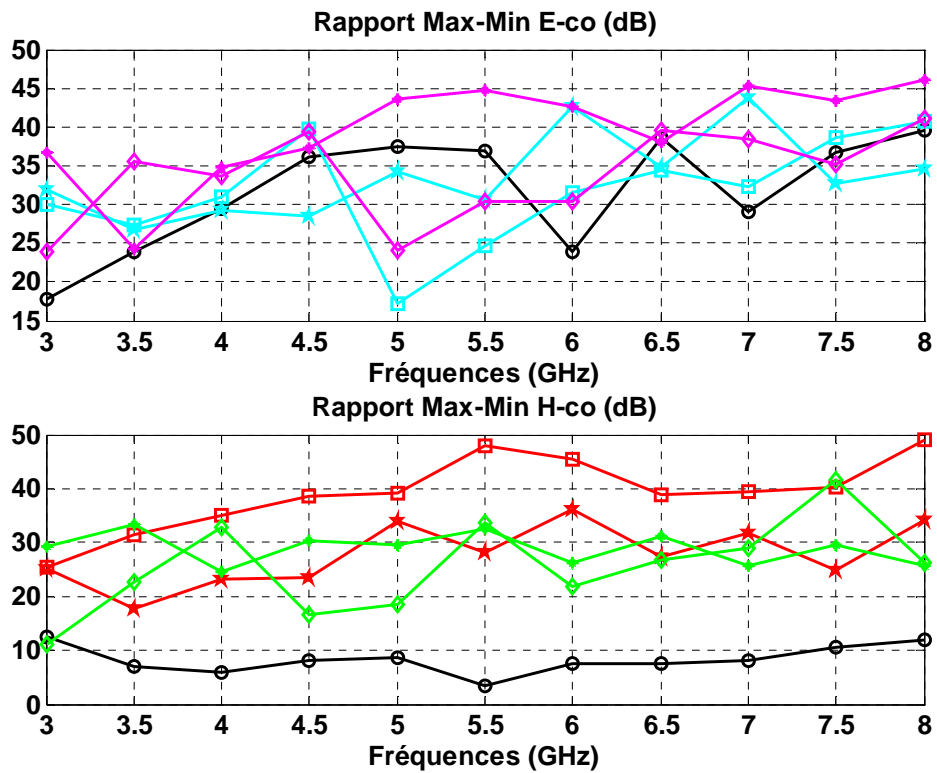


Figure 5-28 Rapports Max-Min en dB pour l'antenne MSS.

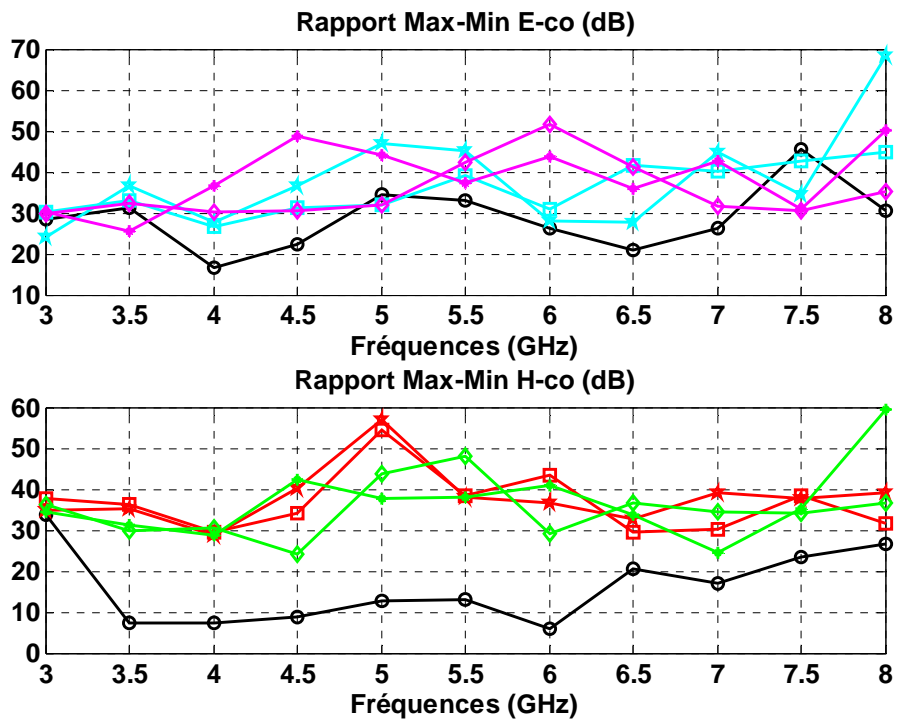


Figure 5-29 Rapports Max-Min gain réalisé en dB pour l'antenne MDIS.

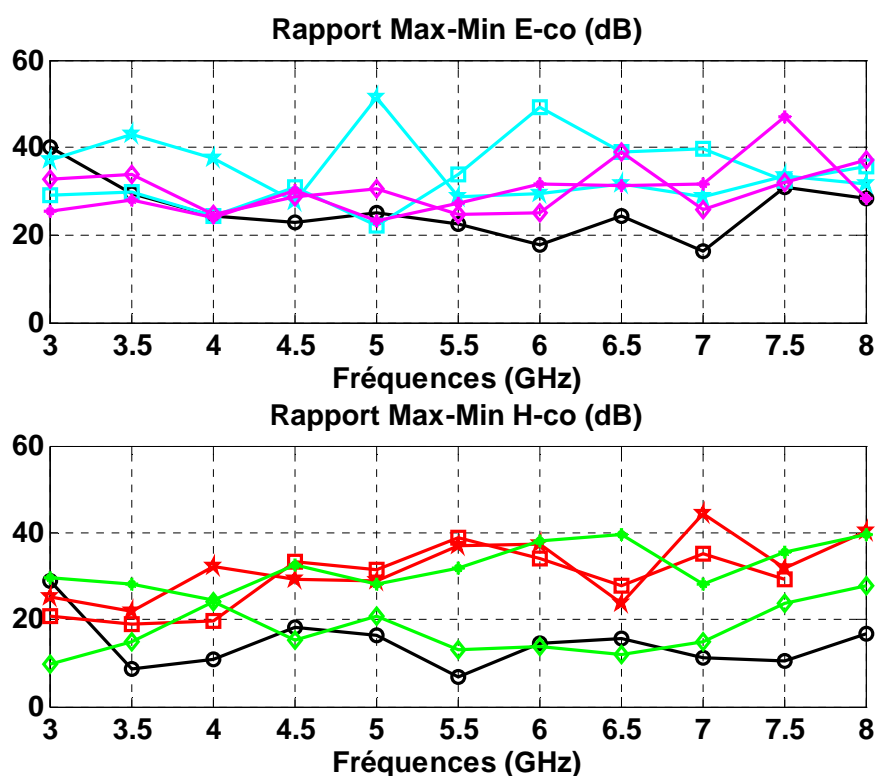


Figure 5-30 Rapports Max-Min du gain réalisés en dB pour l’antenne DFMM.

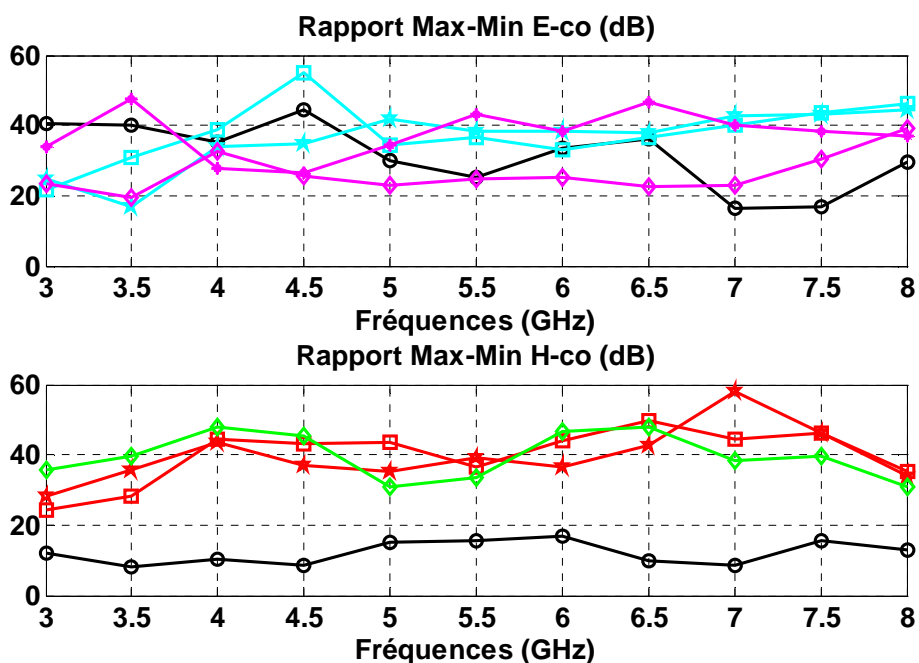


Figure 5-31 Rapports Max-Min du gain réalisés en dB pour l’antenne Trident.

Si nous faisons une analyse des courbes des rapports « Max-Min » du gain mesurés dans le plan H en co-polarisation, nous remarquons dans le cas isolé (courbe noire) le niveau du

rapport « Max-Min » est bas ce qui correspond bien aux diagrammes quasi-omnidirectionnel des antennes isolées. En positionnant l'antenne sur un perturbateur en l'occurrence : un écran ou un ordinateur portable, le rapport « Max-Min » augmente indiquant l'importance de l'effet de masquage subit.

Par ailleurs, il est intéressant de noter la forte similitude existante entre les courbes de même couleur dans chacune des figures montrant l'évolution des rapports « Max-Min » en fonction de la fréquence. Sachant que la couleur indique le type de perturbateur, cette remarque indique que les antennes ont le même comportement quand elles sont placées sur les mêmes types de terminaux perturbateurs.

Ces résultats permettent de valider encore une fois l'hypothèse d'avoir des modèles statistiques pour décrire le comportement des antennes ULB quand elles sont perturbées dans leur proche environnement.

Suivant le critère de performance que l'on cherche à modéliser, il est possible de définir des variables ou des indicateurs comme le rapport de bande passante ou le rapport « Min-Max » présentés dans cette étude. Plusieurs autres types d'indicateurs peuvent être définis : bande relative, ouverture à -3 dB, rapport « Avant-Arrière », etc.

La deuxième étape à suivre après le choix des indicateurs est la constitution d'une base de données englobant différents types de configurations. Cette dernière peut être constituée de plusieurs sous bases : une pour chaque classe de perturbateur (clavier, écran, ordinateur, etc).

Enfin, l'étude statistique peut être effectuée sur un ensemble de réalisations représentant la diversité des situations d'usage pour définir les modèles décrivant au mieux leur distribution.

5.5 Conclusion

Toujours dans la perspective d'étudier puis de modéliser l'influence de l'environnement proche sur le comportement des antennes, ce chapitre a été consacré à l'intégration des antennes au sein de terminaux d'utilisation quotidienne, dans un contexte de communications haut débit utilisant la technologie ULB. Il vient compléter les chapitres 3 et 4 qui ont traité de l'influence des perturbateurs sur les antennes dans le contexte de la téléphonie mobile.

Cette partie est purement expérimentale, elle s'appuie sur deux grandes campagnes de mesures réalisées avec un ensemble d'antenne ULB, comprenant des antennes commerciale et

des antennes fabriquées à l'ENSTA-ParisTech. La première campagne visant l'étude du comportement de la bande passante et du rendement d'adaptation a permis de montrer que la loi GEV de type III fournissait un bon modèle statistique de la distribution des valeurs du rapport de bande BR et du rendement d'adaptation. Quant à la deuxième campagne de mesure visant l'étude des diagrammes de rayonnement, elle a permis de constater l'importance du masquage du rayonnement arrière des antennes suite à leur intégration dans les terminaux, et l'augmentation du niveau de la polarisation croisée. Si le premier point est un handicap qui réduit fortement le champ de vision de l'antenne, le deuxième point constitue un avantage intéressant compte tenu que dans le contexte des communications sans fils, la polarisation des ondes reçues est souvent très variable.

Enfin les deux campagnes de mesures ont montré qu'il était possible de modéliser le comportement d'un ensemble d'antennes présentant des différences au niveau de leurs caractéristiques, pour autant que leurs propriétés principales soient semblables. Pour ce faire, nous avons assigné un modèle à chaque type de scénarios. Cette répartition des scénarios peut être liée au niveau de perturbations attendu par le terminal, typiquement, un scénario « forte perturbation » pourrait regrouper les terminaux possédant des parties métalliques (ordinateur portable, unité central d'un ordinateur de bureau, etc.), et un scénario « faible perturbation » pourrait regrouper les terminaux composés de matériaux non influent sur les courants (clavier, boîtiers, couvercle ou protection en plastique, etc.). Naturellement, pour que les modèles soit le plus représentatif possible, un large choix d'antenne devrait alimenter les bases de données utilisées pour faire l'étude statistique. Le travail n'est donc pas terminé à ce stade, et il devra être affiné par des études complémentaires.

Références

- [1] J.D Taylor, "Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems", *Boca Raton: CRC Press 1995*.
- [2] FCC, "First Report and Order, Revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems: Docket 98-153", vol. Avril 2002.
- [3] FCC, "New release UWB".
- [4] E.Green S. Somayazulu et al J. Foerster, "Ultra-wideband Technology for Short or Medium-Range Wireless Communications", *Intel Technoogy Journal, Q2 2001*.
- [5] Jefferey H. Reed, "An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems", *Prentice Hall, 2005*.
- [6] T.Kaiser Andreas F. Molisch Ian Oppermann Christian Politano et Domenico Porcino Di Benedetto Maria.G., "UWB Communication Systems, A Comprehensive Overview", *EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications Volume 5, Hindawi Publishing Corporation, 2006*.
- [7] D. Porcino, "UWB Regulations and Coexistence : from the FCC first report and order to the path to approval in Europe", *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, no. Oulu, Finland.
- [8] D. Morche et D. Helal, "RF front-ends implementation aspects and regulation status", *The Ultra Wide Band Summit*, no. Paris, France.
- [9] ST Microelectronics, "Ecole ULB"
<http://gdr-ondes.iss.supelec.fr/actu/271006Politano.pdf>
- [10] Emmanuel Faussurier, "Spectrum Management and Ultra-Wideband (UWB): ECC TG3", Available at :
http://www.icuwb2008.org/files/files/pdf/Article-IEUWB_EFA-12sept2008.pdf.
- [11] Pascal Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande", *Thèse INSA Rennes*.
- [12] B. Denis, J.K. Keignart, and N. Daniele, "UWB measurements and propagation models for snowy environments", *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pp. 6 pp.
- [13] Hassan Ghannoum, *Thèse : "Etude Conjointe Antenne Canal pour les Communications ULB prés du Corps Humain"*. Paris, 11/12/2006.
- [14] H. Ghannoum, S. Bories, C. Roblin, and A. Sibille, "Biconical antennas for intrinsic characterization of the UWB channel", *Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*, pp. 101–104.
- [15] H. Ghannoum, S. Bories, and C. Roblin, "Probe fed stacked patch antenna for UWB", *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pp. 97–102.
- [16] A. Sibille, "Modulation scheme and channel dependence of ultra-wideband antenna performance", *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 4, no. 1, pp. 478–481.

- [17] PULSERS White Paper, <http://www.pulsers.net>
- [18] Wei Tong, and Z.R. Hu, "A CWP fed circular monopole antenna for ultra wideband wireless communications", *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol. 3A, pp. 528-531.
- [19] T.A. Denidni, Hyeonjin Lee, Yeongseog Lim, and Qinjiang Rao, "Wide-band high-efficiency printed loop antenna design for wireless communication systems", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 873–878.
- [20] G.H. Huff, J. Feng, Shenghui Zhang, G. Cung, and J.T. Bernhard, "Directional reconfigurable antennas on laptop computers: Simulation, measurement and evaluation of candidate integration positions", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 12, pp. 3220–3227.
- [21] A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, and A.C. Lepage, "A Channel-Based Statistical Approach to Antenna Performance in UWB Communications", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 11, pp. 3207–3215.
- [22] C. Roblin, "Ultra compressed parametric modeling for symmetric or pseudo-symmetric UWB Antenna", *Ultra-Wideband, 2008. ICUWB 2008. IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 109–112.
- [23] Serge Bories, *Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications Ultra Large Bande*, 11 Août 2006.
- [24] S. Bories, H. Ghannoum, and C. Roblin, "Robust planar stripline monopole for UWB terminal applications", *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pp. 80–84.
- [25] H. Ghannoum, S. Bories, and R. D'Errico, "Small-Size UWB Planar Antenna and its Behaviour in WBAN/WPAN Applications", *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, 2006. The Institution of Engineering and Technology Seminar on*, pp. 221–225.
- [26] M.A. Mellah, C. Roblin, and A. Sibille, "Body Loss Modeling for Wireless Communications Standards Bands", *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, 2007 IET Seminar on*, pp. 75-75.
- [27] M.A. Mellah, and T.A. Denidni, "Ultra-Wide Band Slot Antenna with Truncated Rectangular Patch", *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, 2006. The Institution of Engineering and Technology Seminar on*, pp. 231–234.
- [28] Fractus, "UM_FR05-S1-P-0-107", www.fractus.com.
- [29] Skycross, "SMT-3TO10M-A", www.skycross.com.

Conclusion générale et perspectives

Avec l'émergence des nouvelles technologies sans fils, la ressource spectrale est plus que jamais en voie de saturation. De nouvelles approches d'allocation fréquentielle s'imposent afin de mieux gérer la répartition du spectre.

Le concept de la radio cognitive constitue une solution d'avenir pour relever ces défis, s'appuyant sur des terminaux conscients de leur environnement afin de pouvoir analyser ce dernier et s'y adapter de manière dynamique. Pour ce faire, il est nécessaire de bien identifier les mécanismes liés à la propagation et au comportement du terminal, qui peuvent impacter la mise en œuvre et les performances de techniques de radio cognitive. A plus brève échéance, la disponibilité d'outils informatiques apportera une aide à la gestion efficace et dynamique du spectre. Ces outils implémenteront des algorithmes permettant de simuler le fonctionnement des réseaux sans fil dotés des techniques d'allocation dynamique du spectre puis de radio cognitive. Leur développement passe par la mise au point préalable de modèles simplifiés des blocs de base du simulateur, tels que le trafic, la propagation, et les terminaux.

Le travail contenu dans le présent manuscrit s'est concentré sur l'étude des interactions entre les antennes et leurs perturbateurs proches dans une perspective de développement de tels modèles. Nous avons d'abord établi un état des normes des systèmes de communications sans fil et de leurs principales étapes d'évolution. Ce tour d'horizon nous a permis d'identifier les différentes bandes de fréquences à considérer dans la suite du travail. Nous nous sommes ensuite intéressés aux antennes utilisables dans les terminaux destinés à ces systèmes, ainsi qu'aux méthodes de leur mesure et caractérisation.

Dans un second temps, nous nous sommes efforcés de bien expliciter les domaines d'applications et scénarios visés dans le cadre de ce travail, à savoir la téléphonie mobile d'une part et les communications ULB-HD (Ultra Large Bande Haut Débit) d'autre part. Cette catégorisation a permis l'identification des types d'antennes et perturbateurs à

considérer pour chaque classe, et a conduit à la réalisation de deux antennes (une multi-bande (MB) et une Ultra Large Bande (MDIS)) qui sont venues élargir le nombre d'antennes étudiées en simulation et en mesure.

Une fois ces antennes mesurées dans l'espace libre et leurs performances caractérisées isolément, une étude préliminaire sur l'interaction de ces antennes avec des perturbateurs proches a été réalisée dans le but de déterminer les principaux effets produits. Les premiers résultats ont montré que ces perturbations portaient effectivement sur 3 paramètres importants : l'adaptation d'impédance et la bande passante utile, le rendement d'antenne en raison des pertes additionnelles (absorption du rayonnement) et les diagrammes de rayonnement qui perdent leur caractère quasi omnidirectionnel avec un gain en directivité et un effet de masquage.

Nous avons observé que dans le cas de la téléphonie mobile, la tête avait un effet plus fort en basse qu'en haute fréquence pour ce qui est du rendement et qu'au fur et à mesure que la fréquence augmentait, l'effet de la tête devenait plus faible avec une amélioration du rendement total. Ceci s'explique par un niveau d'absorption moindre pour les fréquences hautes, du fait que les ondes pénètrent moins quand la longueur d'onde devient petite. En contrepartie, la dépendance fréquentielle est inversée pour les performances en rayonnement car l'effet réflecteur de la tête croît avec la fréquence, donnant lieu à plus de directivité d'un côté du terminal et beaucoup moins de l'autre.

Outre les dépendances fréquentielles, cette première étude a également mis en évidence la variabilité du niveau d'interaction entre l'antenne et le perturbateur et sa dépendance avec le type de configuration considéré. Cette grande variabilité nous a confortés quant à la pertinence du choix de l'approche statistique dans l'étude des perturbateurs.

Une fois les principaux effets connus, nous nous sommes intéressés au choix de l'indicateur de performance à considérer lors de l'étude statistique. Ainsi, des indicateurs comme le rapport de bande BR et le décalage fréquentiel relatif RFS ont été introduits pour évaluer le comportement du coefficient de réflexion et de la bande passante, et des indicateurs comme la variation relative du niveau du rendement total et le rapport « Avant – Arrière » entre autres ont été introduits pour suivre le comportement de

l'antenne en rayonnement. Ces indicateurs ne sont pas exclusifs, ils sont ici utilisés comme exemple pour illustrer la démarche suivie dans ces travaux.

Dans le chapitre 3, nous avons introduit une nouvelle approche fondée sur la subdivision du spectre fréquentiel en plusieurs sous bandes couvertes par différents dipôles, en vue d'étudier les comportements fréquents séparément sur les antennes simples que représentent les dipôles. L'étude a montré que l'influence de la tête sur les performances de l'antenne se manifestait par un élargissement de la bande passante et un décalage fréquentiel vers les basses fréquences. Un élargissement typique de près de 20% à 900 MHz, qui se réduit progressivement avec l'augmentation de la fréquence, a été constaté alors que le décalage fréquentiel s'accroît quand la fréquence augmente. La présence de la tête dans le voisinage de l'antenne affecte également le rendement d'adaptation et le rendement total. Le niveau du premier est amélioré alors que le second est considérablement réduit du fait de pertes d'absorptions importantes. L'analyse des différentes sous-bandes a révélé que le rendement total était sujet à des fluctuations statistiques, mais qu'il présentait une forte corrélation fréquentielle avec une tendance à l'amélioration (rendement plus élevé) vers les hautes fréquences. Par ailleurs, l'analyse des différentes configurations d'usage a permis de mettre en évidence l'importante influence du paramètre de « Tilt », qui pour ses valeurs les plus élevées fait chuter les pertes de manière considérable. Ce constat peut être reformulé sous forme d'une recommandation d'utilisation des téléphones portables, favorisant les terminaux qui s'utilisent dans une position « Tiltée » et non contre la joue directement.

Nous nous sommes servis des différentes configurations simulées pour constituer un échantillon statistique dans le but de trouver les modèles qui ajustent au mieux les critères de performances considérés. Ainsi, à titre d'exemple, il a été conclu que les lois « EV » et « GEV » constituaient les meilleurs approximations au sens du maximum de vraisemblance des distributions empiriques du rendement d'adaptation et du rendement total, respectivement.

Avant de valider les résultats obtenus avec les dipôles, une série de comparaisons a été réalisée. Nous avons ainsi étudié le comportement de quelques antennes multi bandes et

ULB en simulation et en mesure, en appliquant la même démarche que pour les dipôles. La pertinence de cette approche a été confirmée par les fortes similitudes constatées entre les résultats des dipôles et ceux de ces antennes. La loi GEV est apparue comme fournissant le meilleur ajustement avec les distributions expérimentales des rendements d'adaptation, quand un ensemble représentatif de la diversité des situations est considéré. Le type de cette loi (I, II ou III) dépend en outre de la nature des situations composant l'échantillon statistique. Une forte concentration de scénarios de faible influence donne lieu au type III, alors qu'une forte concentration des scénarios de forte interaction donne lieu au type II. Finalement, le type I est obtenu si les scénarios de forte et de faible interaction sont équitablement représentés. Pour ce qui est des diagrammes en présence de la tête, la loi « T-Scale » est ressortie comme celle approchant au mieux la distribution des rapports Max-Min du gain réalisé en azimut. La moyenne et l'écart type augmentant avec la fréquence, on en déduit que cela confirme une forte influence de la tête sur les diagrammes de rayonnement en haute fréquence.

La conclusion à laquelle nous sommes arrivés est que ces les modèles statistiques obtenus en étudiant des antennes élémentaires (que représentent les dipôles) pouvaient dans une certaine mesure représenter d'autres types d'antennes, sous réserve qu'il y ait des similitudes dans les caractéristiques des terminaux, notamment les bandes couvertes, ainsi que dans les configurations réalisées (mêmes types de scénarios). Naturellement, pour que les modèles soient le plus représentatif, un large choix d'antennes devrait alimenter les bases de données utilisées pour effectuer une étude statistique. Le travail n'est donc pas terminé à ce stade, et il devra être affiné par des études complémentaires.

Pour des raisons pratiques (et visant dans un premier temps la *faisabilité*), l'étude des interactions « antennes – perturbateurs » a été entreprise ici en se restreignant à certaines configurations et à certains critères de performance. En termes de perspectives il nous paraîtrait donc très souhaitable par la suite d'étendre ces travaux à d'autres sortes de scénarios. Par ailleurs pour que l'échantillon soit le plus réaliste possible, il serait très intéressant d'analyser comment les personnes utilisent leurs terminaux afin de connaître les poids à donner à chaque type de scénarios dans l'analyse des données statistiques. Enfin, il nous semble judicieux que l'analyse fréquentielle soit élargie à d'autres bandes

et que l'analyse angulaire puissent être réalisée dans toutes les directions possibles du rayonnement, afin de mieux représenter les performances importantes des terminaux dans leur contexte d'emploi. Ainsi, dans un contexte MB OFDM UWB par exemple, il serait pertinent d'intégrer les valeurs du gain des antennes sur des sous bandes de 500 MHz (ou en radio impulsionnelle sur des bandes réglementaires Européennes - [3.1, 4.8] ou [6, 8.5] GHz - ou Américaines - [3.1, 10.6] GHz) en considérant une certaine ouverture angulaire en élévation et toutes les directions en azimut. L'approche présentée ici peut être appliquée à d'autres types de critères de performance d'antenne selon ce qu'on cherche à modéliser.

A terme, une fois que les terminaux et leurs environnements proches seront caractérisés et classés, que les environnements locaux seront eux aussi classés suivant des scénarios types, il serait possible de simuler le mécanisme de propagation dans son ensemble en associant aux pertes déterministes issues des modèles de canal conventionnels, des pertes stochastiques issues des modèles de terminaux prenant en compte l'influence de leur environnement. De plus, la connaissance des corrélations fréquentielles permettra d'estimer à posteriori les nouvelles pertes de propagation avant une transition d'une bande à une autre (connaissant celles de la première).

Publications personnelles

- [1] M.A Mellah, C. Roblin and A. Sibille, "Monostatic Absolute Characterization of UWB Antennas", *AMTA Antenna Measurement Techniques Association*, Mai 2006, Munich, Allemagne

- [2] M.A. Mellah, and T.A. Denidni, "Ultra-Wide Band Slot Antenna with Truncated Rectangular Patch", *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications. The Institution of Engineering and Technology Seminar on*, pp. 231–234, Avril 2007, Londres, UK

- [3] M.A. Mellah, C. Roblin, and A. Sibille, "Body Loss Modeling for Wireless Communications Standards Bands", *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, IET Seminar on*, pp. 75-75, Avril 2007, Londres, UK

- [4] M.A. Mellah, "A New Generation Mobile Phone Antenna and its Interaction with the Human Body", *International Association of Science and Technology for Development, IASTED*, Mai 2007, Montréal, Canada.

- [5] M.A. Mellah, C. Roblin and A. Sibille "UWB Antennas Integration Effects for Wireless Communications Applications", *European Electro Magnetic EuroEM 2008, Juillet 2008, Lausanne, Suisse.*
(Article sélectionné pour parution dans le livre UWB Book 2008)

- [6] A. Sibille and M.A. Mellah, "A frequency wise statistical model incorporating terminals and local propagation variability of the effective gain", *TD(09)735, COST 2100 MCM*, , Février 16-18 2009, Braunschweig, Allemagne.

- [7] M.A. Mellah, A. Sibille, C. Roblin, M. Nedil and T.A Denidni, "Statistical Modeling of Antennas Disturbed in their Close Environment", *Journal paper under submission*

Annexe I

Liste des méthodes de calculs

1. Méthode des moments

La méthode des moments consiste à transformé en un problème algébrique (matriciel) de dimensions finies tout problème s'écrivant sous la forme :

$$L\phi = g \quad (1)$$

où L est un opérateur linéaire dans un espace de fonctions de dimension infinie avec des conditions aux limites Elle a été introduite dans le domaine électromagnétique par les travaux de Richmond en 1965 et Harrington en 1967. Il est en effet possible d'écrire les équations de Maxwell sous une forme intégrale afin de correspondre à l'équation (1).

La méthode des moments est une méthode fréquentielle principalement 2D. Toutefois, elle est étendue à tout ce qui environnement 2.5D. Ceci correspond aux structures planaires en prenant en considération l'épaisseur du substrat et les connexions par via ou autre. Cette méthode peut traiter plusieurs types de problèmes, tels que les problèmes d'électrostatique, les antennes filaires, planaires, antennes à ouverture, les réflecteurs, les lignes de transmission et les circuits planaires etc. Parmi les logiciels les plus connus utilisant cette méthode se trouvent IE3D et Momentum.

2. Les éléments finis

La méthode des éléments finis a été introduite sous une forme simplifiée dès 1922 par R. Courant. Elle fut adaptée au domaine électromagnétique par Silvester dans les années 1970. Étant orientée vers la modélisation des contraintes dans les structures mécaniques, elle offre, en électromagnétisme, la possibilité de gérer des structures à géométrie

complexe (milieux inhomogènes par ex.). Elle couvre ainsi un large éventail de problèmes.

Cette méthode limite l'espace de calcul du champ électromagnétique. De ce fait, la structure étudiée et l'espace environnant sont observés dans une région d'étude limitée appelée région de solution.

Les étapes de base pour le déroulement de cette méthode se présentent comme suit:

- Discrétisation de la région de solution dans une série finie de sous régions ou éléments.
- Développer les expressions décrivant un élément de base.
- Réunir tous les éléments dans un ensemble dans un système décrivant toute la région étudiée.
- Résoudre le système d'équations global.

La discrétisation, dans le cas de cette méthode, concerne toute la région supposée, par opposition à la méthode des moments qui ne requiert que celle des sources

Les éléments sont choisis pour être les plus simples possibles. Dans le cas unidimensionnel, ces éléments sont des portions de droites ; dans le cas 2D, ces éléments sont des triangles ou des rectangles ; pour ce qui est d'un espace tridimensionnel, les éléments peuvent être des volumes tétraédriques ou hexaédriques. Les structures doivent offrir le maximum de flexibilité pour reproduire le plus fidèlement possible la région considérée.

La méthode des éléments finis est une méthode souple, flexible, capable d'être appliquée à toutes les structures. Elle est traditionnellement fréquentielle, bien qu'une formulation temporelle reste possible. Elle est souvent appliquée pour étudier les structures tridimensionnelles. Néanmoins, la région d'étude doit être supposée finie. Afin de contourner cette limite, il existe des éléments dits infinis qui sont développés. Parmi les problèmes les plus fréquemment traités à l'aide de cette méthode, il est possible de citer les lignes de transmission, les problèmes de guide d'ondes optiques et micro-ondes, les machines électrique, etc. Concernant les logiciels commerciaux exploitant la méthode des éléments finis, on peut notamment citer les deux codes commerciaux (de même nom) HFSS des sociétés *Agilent* et *Ansoft*.

3. Les différences finies

La méthode des différences finies est initialement introduite par A. Thon dans les années 1920. Cette méthode permettait de résoudre les problèmes non linéaires en hydrodynamique. Elle a été par la suite adaptée pour la résolution des problèmes électromagnétiques. Elle se résume globalement aux étapes suivantes

- Subdivision de la région d'étude en mailles.
- Approximation des équations différentielles par une série de différences finies équivalentes décrivant la dépendance d'un point de la région d'étude par rapport aux points avoisinants.
- Résolution du système d'équations en fonction des conditions initiales et des conditions aux limites.

L'approximation des dérivées premières et secondes s'exprime, par un développement en série de Taylor, en différences.

Cette méthode reste, comme pour les méthodes précédentes, une méthode fréquentielle. Et comme pour la méthode des éléments finis, il est possible de modéliser des structures tridimensionnelles par le biais de cette technique.

4. La FDTD

Pour *Finite-Difference Time Domain* est comme son nom l'indique une méthode qui reprend l'approche conceptuelle de la méthode des différences finies en prenant en considération la dimension temporelle. De par la nature des équations de Maxwell, la dimension temporelle est de même nature que les dimensions spatiales. De ce fait, l'approximation de la dérivée seconde temporelle peut s'écrire

$$\frac{d^2 E_z}{dx^2} \approx \frac{{}_k E_z(l, m, n) - 2{}_k E_z(l, m, n) + {}_{k-1} E_z(l, m, n)}{(\Delta t)^2} \quad (2)$$

${}_k E_z(l, m, n)$ désigne la composante suivant z du champ au point défini par les coordonnées discrètes (l, m, n) à l'instant discret k . Le pas temporel est donné par Δt . Ce terme peut ainsi être incorporé à l'équation d'onde.

Néanmoins, une procédure différente est utilisée afin de considérer la grandeur temporelle. En effet, Yee a proposé en 1966 une technique qui a été améliorée par Taflove et Brodwin. Yee propose, par le biais des approximations en différences finies, de résoudre les équations en rotationnel de Maxwell et non pas l'équation d'ondes.

La Figure illustre la cellule de base d'un maillage FDTD. Il est à noter que les champs électrique et magnétique sont intercalés par un demi pas l'un de l'autre. Il en est de même pour l'instant d'observation, le champ électrique est observé un demi-instant en décalage par rapport au champ magnétique.

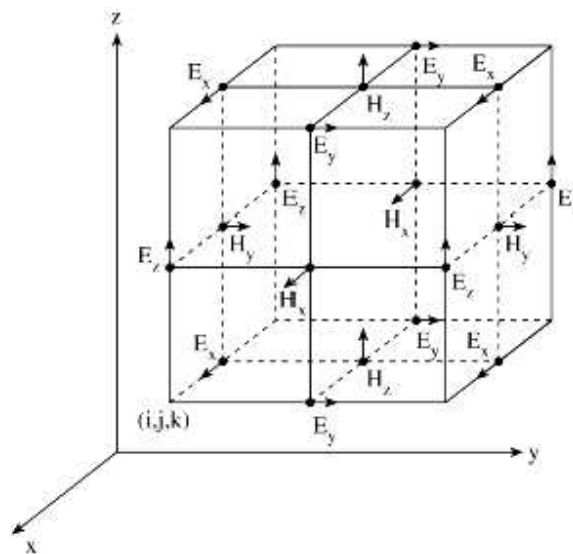


Figure 1: Cellule de base de la FDTD

La FDTD est une méthode temporelle souple, flexible et s'adapte à toute sorte de structure. De plus, beaucoup de travaux abondent dans cette technique afin d'optimiser la modélisation par rapport à des problèmes électromagnétiques plus récents. Son caractère temporel combiné à une excitation appropriée permet de couvrir une large bande de fréquence d'une seule fois.

5. La TLM

Les méthodes précédemment citées se fondent, à des degrés divers, sur une approximation des équations de Maxwell. La TLM (*Transmission Line Matrix*) se fonde quant à elle sur une modélisation des problèmes électromagnétiques à l'aide de circuits

électriques à éléments discrets. L'idée de l'utilisation des circuits pour modéliser les problèmes électromagnétiques revient à Kirchoff et Helmholtz. John et Beurle, en 1971, ont élaboré le principe de la méthode TLM. Le problème électromagnétique se résout suivant les étapes suivantes :

- Modélisation du problème électromagnétique par un réseau électrique équivalent et développement des relations d'analogie entre les grandeurs électromagnétiques et électriques.
- Résolution du réseau par méthodes itératives.

La résolution du système se déroule suivant des étapes alternatives concernant les phénomènes de réflexion et de transmission.

La TLM est une méthode temporelle flexible, versatile, et quasiment générale. Elle se base plus sur une modélisation du problème que sur une approche numérique. Elle s'applique à beaucoup de problèmes électromagnétiques tels que l'étude des transitions dans les lignes, les fréquences de coupures, l'étude des circuits discrets linéaires et non linéaires, l'étude des résonateurs, la compatibilité électromagnétique et plusieurs autres applications.

Annexe II

Distributions statistiques

1. Loi Normale

En probabilité, on dit qu'une variable aléatoire réelle X suit une loi normale (ou loi normale gaussienne, loi de Laplace-Gauss) d'espérance μ et d'écart type σ si sa densité de probabilité $p(x)$ s'écrit comme suit :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}$$

Une telle variable aléatoire est alors dite variable gaussienne. Elle est souvent notée comme suit :

$$X \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$$

La loi normale est une des principales distributions de probabilité. Elle a été introduite par le mathématicien Abraham de Moivre en 1733 et utilisée par lui afin d'approcher des probabilités associées à des variables aléatoires binomiales possédant un paramètre n très grand. Cette loi a été mise en évidence par Gauss au XIX^e siècle et permet de modéliser de nombreuses études biométriques. Sa densité de probabilité dessine une courbe dite courbe en cloche ou courbe de Gauss.

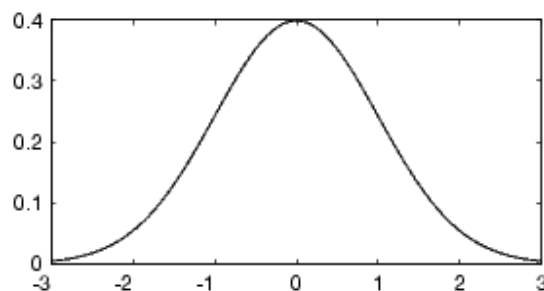


Figure A2-1 Distribution Normale ($\mu = 0, \sigma = 1$).

2. Loi Log-normale

Par définition, la loi Log-normale est extrêmement liée à la loi Normale. Si X suit une loi Log-normale de moyenne μ et d'écart type σ alors $\ln(X)$ suit une loi Normale de moyenne μ et d'écart type σ .

Une variable peut être modélisée par une loi log-normale si elle est le résultat de la multiplication d'un grand nombre de petits facteurs indépendants.

3. Loi T-Scale

La T location scale a la distribution suivante :

$$\frac{\Gamma(\frac{\nu+1}{2})}{\sigma\sqrt{\nu\pi}\Gamma(\frac{\nu}{2})} \left[\frac{\nu + \left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}{\nu} \right]^{-\left(\frac{\nu+1}{2}\right)}$$

Où μ est le paramètre de positionnement *location parameter*, $\sigma > 0$ est le paramètre d'étalement (*scale parameter*), et $\nu > 0$ est le paramètre de forme (*shape parameter*).

Si x suit une loi t location-scale avec les paramètres μ , σ , and ν , alors

$\frac{x-\mu}{\sigma}$ suit une loi de Student avec ν degrés de liberté.

4. Loi Nagakami

La loi Nagakami est une distribution reliée à la loi Gamma. Elle possède deux paramètres : le paramètre de forme (*shape parameter*) μ et le paramètre ω . (*parameter controlling spread*),

$$f(x; \mu, \omega) = \frac{2\mu^\mu}{\Gamma(\mu)\omega^\mu} x^{2\mu-1} \exp\left(-\frac{\mu}{\omega}x^2\right).$$

Où Γ est une loi Gamma présentée ci-dessous.

5. Loi Gamma

En théorie des probabilités et en statistiques, une distribution Gamma, ou loi Gamma, est un type de loi de probabilité de variables aléatoires réelles positives. La famille des distributions Gamma inclut entre autres les lois exponentielles, les lois de sommes de

variables aléatoires indépendantes suivant une même loi exponentielle, ainsi que la loi du χ^2 . Elle permet donc de modéliser une grande variété de phénomènes pour des grandeurs positives.

Une variable aléatoire X suit une loi Gamma de paramètres k et θ (strictement positifs), ce que l'on note aussi :

$$X \sim \Gamma(k, \theta)$$

si sa fonction de densité de probabilité peut se mettre sous la forme :

$$f(x; k, \theta) = \frac{x^{k-1} e^{-\frac{x}{\theta}}}{\Gamma(k) \theta^k}$$

Alternativement, la distribution gamma peut être paramétrée à l'aide d'un paramètre de forme $\alpha = k$ et d'un paramètre d'échelle $\beta = 1 / \theta$:

$$f(x; \alpha, \beta) = x^{\alpha-1} \frac{\beta^\alpha e^{-\beta x}}{\Gamma(\alpha)} \text{ pour } x > 0.$$

Les deux paramétrages sont aussi répandus, selon la configuration.

6. Loi Rayleigh

La loi de Rayleigh apparaît comme la norme d'un vecteur gaussien bi-dimensionnel dont les coordonnées sont indépendantes, centrées et de même variance. Cette loi de probabilité est baptisée d'après Lord Rayleigh. La densité de la loi de Rayleigh est

$$f(x; \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)$$

Avec

$$x \in [0, \infty).$$

7. Loi Extreme Value (EV)

La densité de probabilité de la loi EV avec les paramètres *location parameter* μ et *scale parameter* est décrite ci-dessous :

$$y = f(x|\mu, \sigma) = \sigma^{-1} \exp\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) \exp\left(-\exp\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)\right)$$

Si T suit une loi de Weibull de paramètres a et b alors $\ln(T)$ suit une loi EV de paramètres $a = \ln(a)$ et $\sigma = 1/b$.

8. Loi Generalized Extreme Value (GEV)

Les distributions EV et GEV sont souvent utilisées dans la modélisation de la plus petite ou la plus grande valeur parmi une large population de variables aléatoire indépendantes identiquement distribuées représentant des mesures ou des observations au sens large. La GEV combine trois distributions simples dans une seule formule complète permettant ainsi d'avoir une continuité entre les différentes formes. Les trois cas couverts par la GEV sont connus sous les appellations : Type I, II et III ou aussi: Gumbel, Frechet et Weibull; mais ces dernières sont rarement utilisées car elles peuvent prêter à confusion.

Les distributions avec des courbes en forme de « queues » à décroissance exponentielle, comme celle de la loi Normale conduisent aux distributions de Type I. Les distributions avec des queues à décroissance polynomiale, comme celle de Student conduisent au Type II. Et finalement, les distributions avec une queue finie comme celle de la loi Beta conduisent au Type III.

La GEV utilise trois paramètres (k, μ, σ) ou k est le paramètre de forme (shape parameter), la moyenne μ est le paramètre de positionnement de la courbe (location parameter) et l'écart type σ est le paramètre d'étalement (scale parameter). La fonction qui décrit la densité de probabilité de la loi GEV quand $k \neq 0$ s'écrit comme suit:

$$y = f(x; k, \mu, \sigma) = \left(\frac{1}{\sigma}\right) \exp\left\{-\left(1+k \frac{(x-\mu)}{\sigma}\right)^{-\frac{1}{k}}\right\} \left(1+k \frac{(x-\mu)}{\sigma}\right)^{-\frac{1}{k}}$$

$$\text{Pour } 1+k \frac{(x-\mu)}{\sigma} > 0 \text{ .}$$

$k > 0$ correspond au Type II, alors que $k < 0$ correspond au Type III.

Le cas où k tend vers zéro ($k = 0$), correspond au Type I, et l'expression de la densité devient comme suit:

$$y = f(x; 0, \mu, \sigma) = \left(\frac{1}{\sigma} \right) \exp \left\{ - \exp \left(- \frac{(x - \mu)}{\sigma} \right) - \frac{(x - \mu)}{\sigma} \right\} \quad (0-1)$$

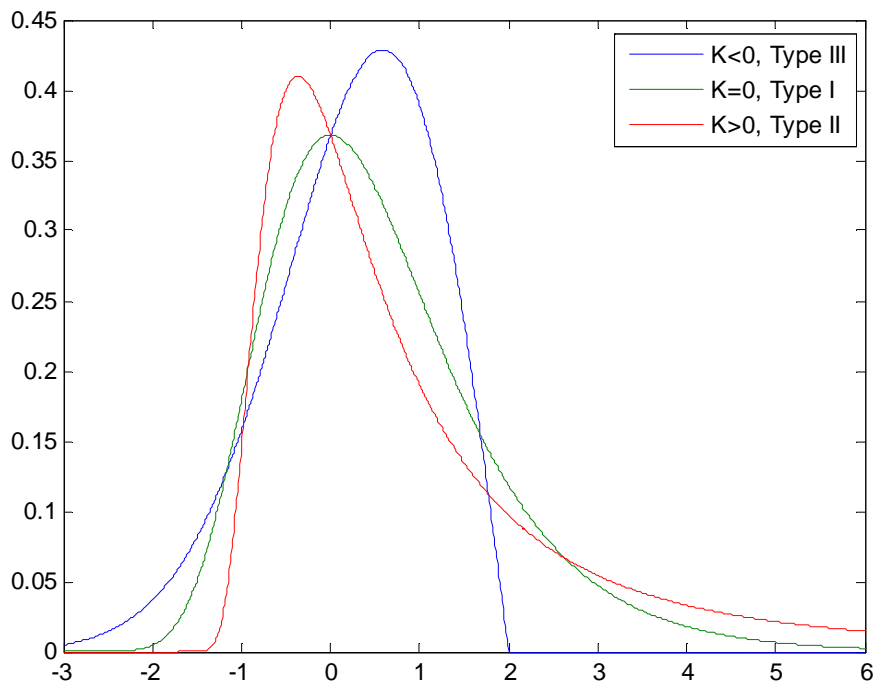


Figure 1 Densité de probabilité de la GEV.

Annexe III

Le fantôme de main

Informations générales :

Le matériau du fantôme de main a été développé de manière à correspondre aux propriétés diélectriques (permittivité ϵ' et conductivité σ) de la paume de la main dans la plage de fréquences des réseaux de télécommunication.

Les valeurs ciblées sont celles énumérées pour une paume de main sèche dans : Gabriel, C. Commentaires dans « *Dielectric properties of skin* », 1997, Phys. Med. Biol. 42(11), 1671-1674.

Le matériau est une matrice de silicone lourdement chargée avec les poudres d'aluminium et du carbone. La procédure de fabrication inclut le malaxage à haute vitesse, le dégazage ainsi que le moulage. Inévitablement, les propriétés diélectriques varient d'une composition à une autre.

Les limites supérieures et inférieures ainsi que les valeurs cibles de la permittivité et de la conductivité du matériau de la main sont illustrées dans les Figures 1 et 2.

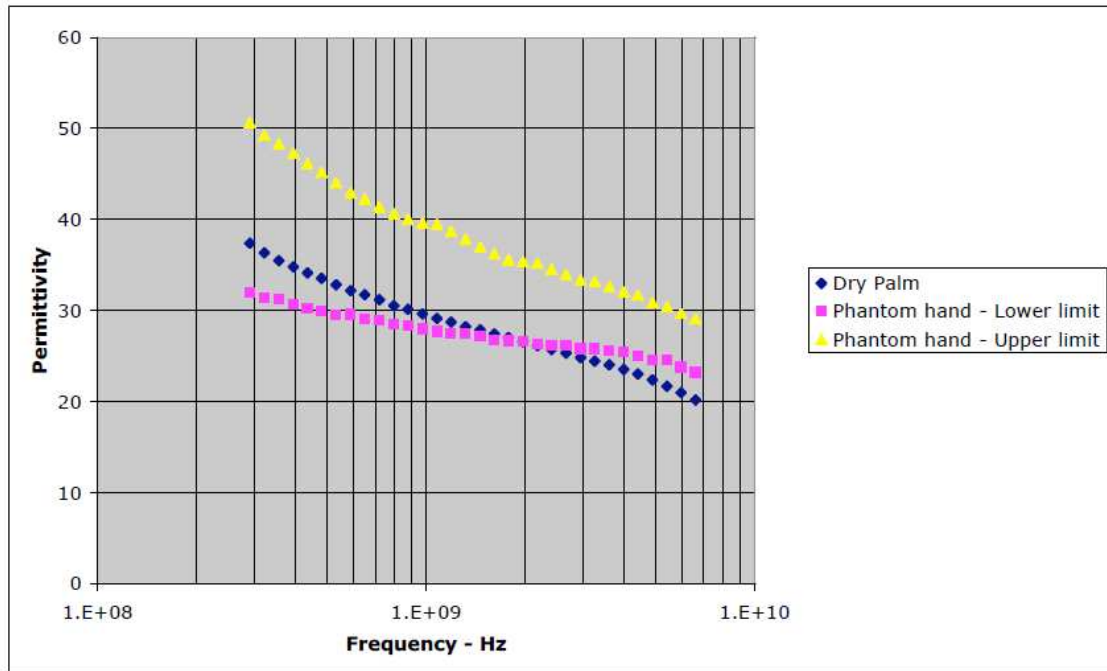


Figure 1 : Permittivité du matériau fantôme comparée aux valeurs cibles.

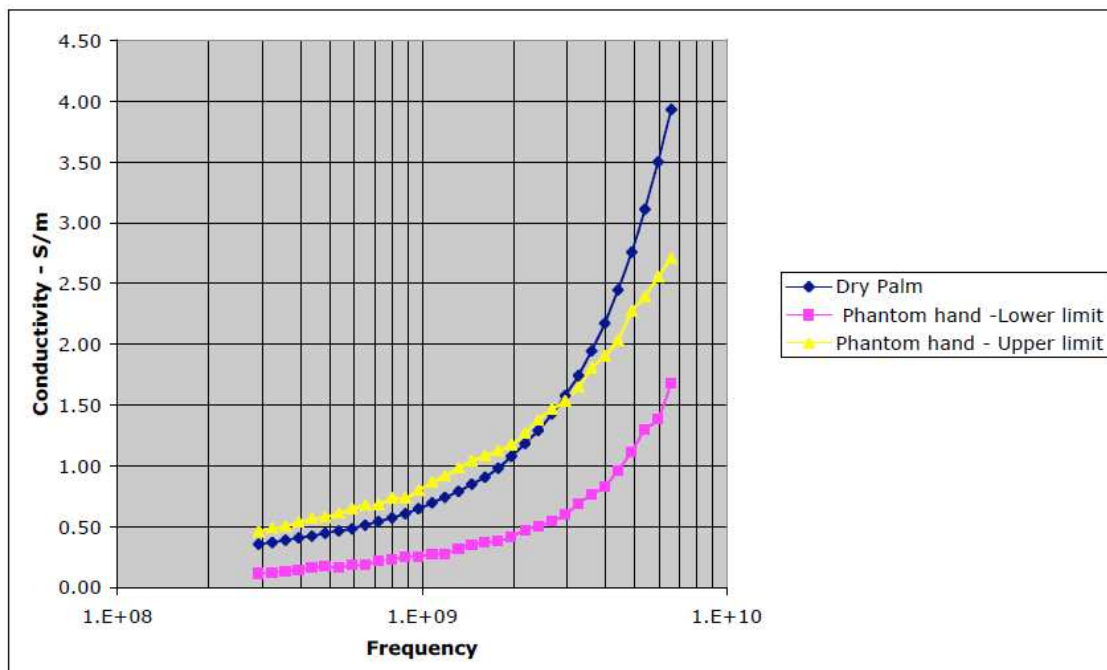


Figure 2 : conductivité du matériau fantôme comparée aux valeurs cibles

Les Figures 1 et 2 montrent que les valeurs de la limite inférieure de la permittivité et que les valeurs de la limite supérieure de la conductivité sont très proches des valeurs recherchées.

En moyenne, la permittivité du matériau du fantôme de main dépasse les valeurs cibles de 10 à 15% dans l'intervalle de fréquences 300-3000 MHz. Quant à la permittivité, elle se voit en retard de 20 à 30% dans le même intervalle.

Annexe IV

Méthode monostatique

Principe :

Trois ondes sont considérées dans cette méthode de mesures : l'onde incidente a , l'onde réfléchiée par l'antenne à cause de la désadaptation b_1 et l'onde réfléchiée par le plan réflecteur b_2 . Ainsi, en faisant deux types de mesures de coefficient de réflexion, une avec plan réflecteur et une sans, il est possible d'extraire la réponse de l'antenne en soustrayant les deux mesures comme indiqué ci-dessous :

$$\begin{cases} S_{11}\langle \text{Isolé} \rangle = \frac{b_1}{a} \\ S_{11}\langle \text{Plan} \rangle = \frac{(b_1 + b_2)}{a} \\ S_{\text{Reponse}} = \frac{b_2}{a} = S_{11}\langle \text{Plan} \rangle - S_{11}\langle \text{Isolé} \rangle \end{cases} \quad (1)$$

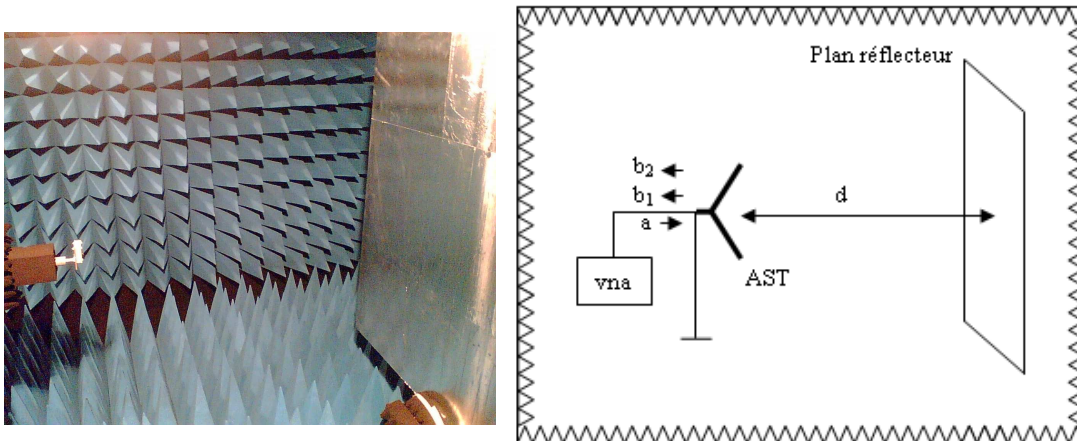


Figure 1 Configuration de mesure pour la méthode monostatique.

Et la condition de champs lointains exprimée dans la formule (1) devient :

$$2d > 2 \cdot \frac{S^2}{\lambda} \text{ soit } d > \frac{S^2}{\lambda} \quad (2)$$

Pour cette méthode, le mode temporelle permet une meilleure illustration du concept. En appliquant la transformée de Fourier, nous obtenons les réponses impulsionnelles du cas isolé (sans plan) et du cas avec plan réflecteur comme indiqué dans la Figure 2.

Cette méthode présente plusieurs avantages comme la possibilité de faire des mesures rapides sans calibration car elle se base sur une valeur relative obtenue après soustraction de deux mesures, l'affranchissement de l'utilisation d'une antenne de référence et la réduction de l'espace nécessaire pour la réalisation des mesures.

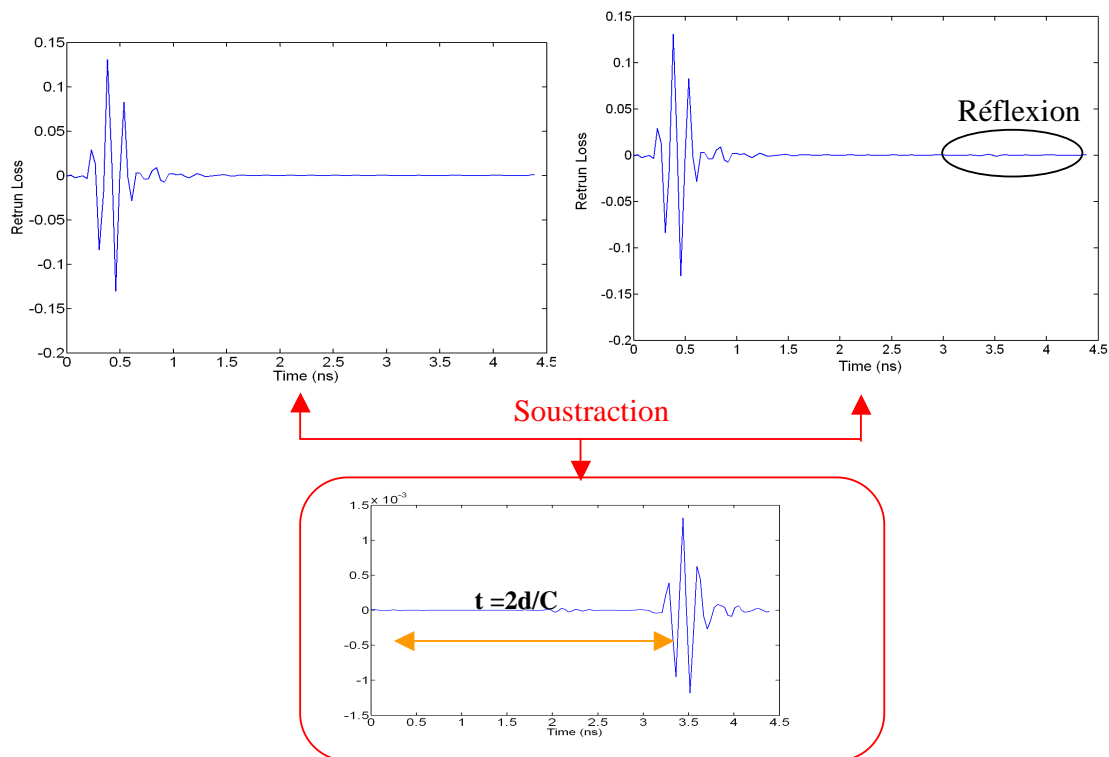


Figure 2 Réponses impulsionnelles S_{11} <Isolé> et S_{11} <Plan>.

Cependant, elle présente aussi quelques inconvénients comme le fait d'être applicable seulement aux antennes à polarisation linéaire ayant un bon niveau de gain pour donner lieu à une réflexion mesurable non noyée dans le bruit et le fait qu'elle ne permette pas la mesure de la polarisation croisée. Ainsi, malgré les premiers résultats encourageants

obtenus, cette technique de mesure n'a pas été utilisée car elle requérait plus de temps d'étude et plus d'expérimentation pour qu'elle devienne exploitable. Les mesures de cette thèse ont toutes été réalisées suivant la méthode classique à deux antennes (une sous test et une de référence).

MODELISATION STATISTIQUE D'ANTENNES DANS LEURS ENVIRONNEMENTS

Résumé

Avec l'émergence des nouvelles technologies sans fils, la ressource spectrale est plus que jamais en voie de saturation. De nouvelles approches d'allocation fréquentielle s'imposent afin de mieux gérer la répartition du spectre. Le concept de la radio cognitive constitue une solution d'avenir pour relever ces défis, s'appuyant sur des terminaux conscients de leur environnement afin de pouvoir analyser ce dernier et s'y adapter de manière dynamique. Il est nécessaire pour cela de bien identifier les mécanismes liés à la propagation et au comportement du terminal, qui peuvent impacter la mise en œuvre et les performances de techniques de radio cognitive. A plus brève échéance, la disponibilité d'outils informatiques apportera une aide à la gestion efficace et dynamique du spectre. Ces outils implémenteront des algorithmes permettant de simuler le fonctionnement des réseaux sans fil dotés des techniques d'allocation dynamique du spectre puis de radio cognitive. Leur développement passe par la mise au point préalable de modèles simplifiés des blocs de base du simulateur, tels que le trafic, la propagation, et les terminaux. Le travail contenu dans le présent manuscrit s'est concentré sur l'étude des interactions entre les antennes et leurs perturbateurs proches dans une perspective de développement de tels modèles. Plusieurs configurations ont ainsi été étudiées en simulation et en mesure afin de représenter la diversité des situations d'usage pour deux types d'applications : la téléphonie mobile et les communications Ultra Large Bande haut débit. Des indicateurs de performances d'antennes ont été définis puis étudiés statistiquement pour illustrer la démarche suivie.

Mots Clés : Antenne, Interaction « Antenne-Corps », ULB, Intégration, Modélisation statistique.

STATISTICAL MODELING OF ANTENNAS IN THEIR CLOSE ENVIRONMENTS

Summary

The last decade has shown a strong evolution of wireless communications through the development of a variety of applications and standards. However the increasing interest for these applications is leading to spectrum resources saturation. Dynamic spectrum allocation is one of the possible solutions contemplated to improve the spectrum utilization. In a Cognitive Radio context, the need of a complete knowledge of the propagation process in the spectral and spatial domains is essential. However, and this is a much less recognized and highlighted feature, the role and the performance of terminals is critical. The increasing complexity of terminals capabilities and functionalities make them more than ever difficult to assess in a multiple technologies context. The present work deals with the study of interactions between antennas and their close environments for two types of wireless applications: mobile phone and Ultra Wide Band high data rate communications. Antennas key performances indicators have been defined and then studied statistically through several simulated and measured configurations to illustrate the modeling methodology.

Key words : Antenna, Interaction « Antenna-Body », UWB, Integration, Statistical Modeling