

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

INSTITUT DE RECHERCHE XLIM-UMR CNRS 6172

Année : 2008

Thèse N° [40]-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : “Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique”

Spécialité : “Télécommunications”

présentée et soutenue par

Charles TOUNOU

le 08 Octobre 2008

**Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur
terminaux compacts.**

Mesures de performances en environnement réel

Thèse dirigée par Messieurs Thierry MONEDIERE et Cyril DECROZE

JURY :

Jean-Marc LAHEURTE	Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée	Rapporteur
Christian BROUSSEAU	Maître de Conférences-HDR à l'Université de Rennes I	Rapporteur
Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président, Examineur
Rodolphe VAUZELLE	Professeur à l'Université de Poitiers	Examineur
Thierry MONEDIERE	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
David CARSENAT	Enseignant-Chercheur à l'Université de Limoges	Examineur
Cyril DECROZE	Maître de Conférences à l'Université de Limoges	Examineur
Guillaume VILLEMAUD	Maître de Conférences à l'INSA de Lyon	Examineur
Philippe DUFRANE	Ingénieur R&D RADIAL SYSTEMS	Invité
Jean-François PINTOS	Ingénieur R&D THOMSON	Invité
Bernard JECKO	Professeur à l'Université de Limoges	Invité

REMERCIEMENTS

*« A toi RICHESSE DES RESPONSABILITES qui a habité mes parents à mon égard,
TU ES LA RICHESSE VRAIE*

*A toi mon PERE, si loin de moi depuis ton voyage dans l'au-delà et si près de moi par
la pensée, TU DEMEURES A JAMAIS AVEC MOI*

*A toi ma MERE, si loin de moi depuis ton lieu de résidence et si près de moi par la
pensée, TU ME MANQUES*

A toi mon PERE, à toi ma MERE, MERCI »

REMERCIEMENTS

Cette thèse a bénéficié d'un financement de la Région Limousin.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués à l'Institut de Recherche XLIM, unité mixte de recherche CNRS 6172, dirigé par Monsieur Dominique CROS. Ma profonde gratitude lui est adressée.

Mes remerciements vont à Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'Université de Limoges et Chef du département OSA (Ondes et Systèmes Associés) de XLIM pour m'avoir accueilli dans son département durant ces trois années de thèse.

Mes sincères remerciements et mes profondes reconnaissances vont spécialement à Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges pour avoir accepté de diriger cette thèse et pour la patience dont il a fait preuve à mon égard. Il est la première personne vers qui je me tourne dans les moments difficiles et délicats. Je le remercie d'avoir été à l'écoute. MERCI THIERRY.

Ma profonde gratitude à Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges pour avoir accepté de présider le jury de thèse, mes remerciements à Mr Jean-Marc LAHEURTE, Professeur à l'Université Paris-Est Marne –La-Vallée et à Monsieur Christian BROUSSEAU, Maître de conférences et HDR à l'IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes) pour avoir accepté d'être rapporteurs.

Mes remerciements à Monsieur Cyril DECROZE, Maître de conférences à l'Université de Limoges pour avoir codirigé cette thèse. Ces conseils et les orientations qu'il a su insuffler à des moments clés nous ont permis d'aller au bout de cette entreprise. Malgré ses nombreuses responsabilités, il a toujours su trouver le temps nécessaire pour participer à l'avancement de ces travaux. Je le remercie pour ses qualités scientifiques.

Mes remerciements à Monsieur David CARSENAT, Enseignant-Chercheur à l'Institut d'Ingénierie et d'Informatique de Limoges (3il) et chercheur à XLIM pour ses nombreuses contributions scientifiques, surtout numériques, base première de ces travaux.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur R. VAUZELLE, Professeur à l'université de Poitiers et à Monsieur Guillaume VILLEMAUD, Maître de conférence à L'INSA (Institut National des Sciences Appliquées) de Lyon pour avoir accepté et pour m'avoir fait l'honneur d'être membre de jury.

REMERCIEMENTS

Ma sincère reconnaissance va à Monsieur Jean-François PINTOS, Ingénieur à Thomson R&D France SNC, Cesson Sévigné et à Monsieur Philippe DUFRANE, Responsable R&D RADIAL SYSTEMS de Limoges pour s'être associés en qualité de membre de jury malgré les multiples tâches qui sont les leurs.

Mes chaleureux remerciements à ces dames formidables et dévouées, j'ai nommé Patricia LEROY et Nadine AYMARD qui sont nos chères secrétaires et qui se tuent à la tâche pour nous.

Un remerciement à Moctar MOUHAMADOU pour tout le travail et la compétence qu'il a apporté au développement du banc de communication numérique SYSCAM.

Mes remerciements à Monsieur Eric ARNAUD, Ingénieur d'études au CNRS (Papa-Tifaine) qui ne cesse de râler pour masquer sa timidité. Merci à Monsieur Marc THEVENOT, chargé de Recherche au CNRS pour ces bonjours matinaux.

Je pense à Régis CHANTALAT, Responsable antennes à CISTEME, avec lequel j'ai partagé le bureau, cohabitation difficile au début à l'instar des confrontations OM-PSG, mais qui s'est calmée depuis et à la petite nouvelle Laure Huitema qui a apporté un grain de soleil dans le bureau pendant son stage : "bonne chance pour ta thèse".

J'associe à ces remerciements tout le personnel du bureau du bas, Julien D. dit « mon petit Jojo », Adil, Agnès, Oussama, Fatna, Nicolas C. et Thomas (les monégasques), David Chiron dit « biloute », Guillaume, Ahmad K., Zhang, Manu R. et tout le personnel de CISTEME (Thomas C., Sébastien, Emilien, Jodie et tous les autres). Au bureau du haut, je pense à Dina, Serge L., Allaa, Ahmad, Majed, Mohammad, Lina. A vous tous, grand merci. Je n'oublie pas Ludovic Léger et Cyrille Menudier que j'ai eu à connaître dans ce laboratoire.

Merci à Hervé PARVERY, Christophe DALL'OMO, ingénieurs RADIAL SYSTEMS et à Hassan.

Je pense également à Monsieur Patrick VAUDON, Professeur à l'Université de Limoges, pour la confiance qu'il a placée en moi et pour avoir accepté de me prendre au Master2, à Monsieur Kossi NAPO, Professeur à l'Université de Lomé pour son soutien moral durant cette période.

REMERCIEMENTS

*C'est en ces instants particuliers que nous devons nous souvenir des gens qui ont été présents à des moments clés de notre existence. Pour cette raison, je réitère à monsieur **Alain STRABONI**, Professeur des Université à Poitiers et à **mon frère Georges TOUNOU** cette citation de Baruch SPINOZA : “**Pour forger il faut du marteau, or il faut du marteau pour faire le marteau**”. Je crois qu'ils comprendront.*

Je remercie Enyo NAPPORN pour les coups de fil permanents et répétés depuis Lomé et pour le courage dont elle fait preuve.

Merci à mes sœurs et à ma grande famille de part le monde.

Merci à toute la petite communauté togolaise grâce à laquelle je me sens entouré (Ben, Victoire, Komlan, Atiso, Atti, Carole, Florence, Gila, Edouard, Amah, Guillaume, Kokouvi et surtout Ayi dit « Toqué »).

Merci à tous les amis et surtout à Grégoire pour ses conseils de grand-frère.

A tous ceux qui ne retrouvent pas leurs noms, je ne vous ai pas oublié.

REMERCIEMENTS

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE. I : ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES A DIVERSITE D'ANTENNES	9
I.I INTRODUCTION.....	10
I.II LES RESEAUX SANS FIL	11
I.II.A Réseaux individuels ou réseaux domestiques sans fil (WPAN)	11
I.II.B Réseaux locaux sans fil (WLAN).....	12
I.II.C Réseaux métropolitains sans fil (WMAN).....	13
I.II.D Réseaux étendus sans fil ou réseaux cellulaire mobile (WWAN)	13
I.III LE CANAL MULTI-TRAJET.....	14
I.III.A Distribution de Rayleigh	18
I.III.B Distribution de Rice :	19
I.IV LES DIFFERENTS TYPES DE DIVERSITE.....	20
I.IV.A Diversité de temps	20
I.IV.B Diversité de fréquences	21
I.IV.C Diversité d'antennes	22
I.IV.C.1 Diversité d'espace	23
I.IV.C.2 Diversité de polarisation.....	24
I.IV.C.3 Diversité de diagramme ou de rayonnement.....	24
I.V EVALUATION DES PERFORMANCES LIEES A LA DIVERSITE D'ANTENNES	25
I.V.A Gain de diversité.....	26
I.V.A.1 Les techniques de Commutation	28
I.V.A.1.a La Sélection.....	28
I.V.A.1.b Le Switch.....	30
I.V.A.2 Les techniques de Sommation.....	31
I.V.A.2.a Recombinaison Equi-Gain (EGC).....	31
I.V.A.2.b Recombinaison Gain Maximum (MRC).....	31
I.V.B Coefficient de corrélation.....	32
I.V.B.1 Coefficient de corrélation complexe	33
I.V.B.2 Coefficient de corrélation d'enveloppe	34
I.V.B.3 Coefficient de corrélation de puissance	35
I.V.B.4 Coefficient de corrélation et Gain de diversité.....	35
I.V.C Gains moyens effectifs	36
I.VI DISTRIBUTION SPATIALE DU CANAL DE PROPAGATION.....	38
I.VII ANTENNES POUR TERMINAUX MOBILES.....	40
I.VII.A Paramètres fondamentaux d'antennes	41
I.VII.A.1 L'adaptation	41
I.VII.A.2 La directivité	41
I.VII.A.3 Le gain d'antenne	42
I.VII.B Antennes miniatures	42
I.VII.B.1 Les antennes dipolaires et les fentes	43
I.VII.B.2 Antenne monopôle et fente quart d'onde	44

I.VII.B.3	Les antennes imprimées	45
I.VII.C	Les antennes pour terminaux mobiles et leurs applications à la diversité	47
I.VII.C.1	Les antennes éloignées	48
I.VII.C.2	Antennes rapprochées	49
I.VII.C.3	Les antennes combinées ou antennes co-localisées	54
I.VII.C.3.a	Les structures rayonnantes à accès multiples.....	54
I.VII.C.3.b	Combinaison hétérogène d'antennes	55
I.VIII	CONCLUSION	56
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES du chapitre.I.....	57

CHAPITRE. II	: OUTILS NUMERIQUES POUR LE CALCUL DES PARAMETRES DE DIVERSITE	65
II.I	INTRODUCTION.....	67
II.II	COEFFICIENT DE CORRELATION.....	70
II.II.A	Validation du programme en 2D.....	72
II.II.B	Validation du programme en 3D.....	73
II.III	DIFFERENCE DE PUISSANCES	74
II.IV	GAIN DE DIVERSITE.....	76
II.IV.A	Validation : Sélection	82
II.IV.B	Validation MRC : Système de deux antennes.....	87
II.IV.C	Validation MRC : Système de trois antennes.....	91
II.V	CONCLUSION.....	96
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES du CHAPITRE II.....	97

CHAPITRE. III	: CONCEPTION D'UN DISPOSITIF COMPACT A DIVERSITE ET MESURES DE DIVERSITE	99
III.I	ÉTUDE DES EFFETS DU COUPLAGE SUR LES PARAMETRES DE DIVERSITE : ILLUSTRATION AVEC UN SYSTEME DE DEUX DIPOLES	102
III.I.A	Analyse des effets du couplage sur la diversité d'antennes	107
III.I.A.1	Diversité sans couplage.....	108
III.I.A.2	Diversité d'amplitude.....	109
III.I.A.3	Diversité de phase	110
III.I.A.4	Diversité globale	110
III.I.B	Analyse avec la technique de recombinaison MRC.....	111
III.I.B.1	Coefficient de corrélation.....	111
III.I.B.2	Gain de diversité.....	112
III.I.C	Analyse avec la technique de sélection	118
III.II	CONCEPTION D'UN SYSTEME A DIVERSITE.....	123
III.II.A	Conception du terminal mobile de référence	123
III.II.B	Conception d'un système à diversité de deux antennes monopôles imprimées. 128	
III.II.B.1	Evaluation des influences du couplage sur le coefficient de corrélation ...	132
III.II.B.2	Etude comparative de la variation de l'efficacité totale d'antenne et du coefficient de corrélation en fonction de la taille de la carte électronique.....	133
III.II.C	Amélioration de l'efficacité des antennes du système de diversité : découpage d'une fente dans la carte électronique.	135
III.III	MESURES DE PERFORMANCES DE DIVERSITE EN CANAL UNIFORME : CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES	141
III.III.A	Chambre réverbérante à brassage de modes	141

III.III.B	Technique de mesure en CRBM et les résultats.....	144
III.III.B.1	Résultats avec la technique de recombinaison MRC	147
III.III.B.2	Etudes comparatives des résultats obtenus par les deux techniques de recombinaison EGC et MRC.....	149
III.IV	ÉTUDES COMPARATIVES DES PERFORMANCES DE DIVERSITE EN CANAL GAUSSIEN	150
III.IV.A	Canal gaussien : distribution uniforme d'angle d'arrivée dans le plan azimutal .	150
III.IV.B	Canal gaussien en azimut et en élévation.....	154
III.IV.B.1	Analyse du coefficient de corrélation.....	154
III.IV.B.2	Analyse des différences de puissances moyennes.....	155
III.V	CONCLUSION	159
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES du chapitre.III	161

CHAPITRE. IV	: MESURES DE PERFORMANCES EN DIVERSITE EN ENVIRONNEMENT REEL	163
IV.I	RAPPELS SUR LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES....	166
IV.I.A	Quelques modulations numériques	167
IV.I.A.1	Modulation BPSK	168
IV.I.A.2	Modulation QPSK.....	168
IV.I.A.3	Modulation 16QAM.....	168
IV.I.B	Probabilité d'erreur binaire, probabilité d'erreur symbole et probabilité d'erreur trame	169
IV.I.C	Mesure du rapport signal sur bruit	170
IV.I.C.1	Calcul de l'EVM	170
IV.I.C.2	Calcul du rapport signal sur bruit.....	172
IV.II	PRESENTATION DU BANC DE MESURES DE DIVERSITE "SYSCAM"	173
IV.II.A	Emission.....	175
IV.II.A.1	Séquence CAZAC	175
IV.II.A.2	Filtre en racine carrée de cosinus surélevé.....	176
IV.II.B	Réception.....	177
IV.II.B.1	Estimation du canal	177
IV.II.B.1.a	Méthode de synchronisation découplée	177
IV.II.B.1.a.i	Synchronisation symboles : technique MAM.....	177
IV.II.B.1.a.ii	Synchronisation trame : synchronisation-trame par localisation de préambule	178
IV.II.B.1.b	Méthode de synchronisation conjointe trame/symbole	179
IV.II.B.1.b.i	Synchronisation fréquence	179
IV.II.B.1.b.ii	Synchronisation de la porteuse et auto-calibrage de la chaîne de transmission	181
IV.II.B.2	Application à la diversité.....	181
IV.III	MESURES EN CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES... ..	182
IV.III.A	Banc de mesures.....	182
IV.III.B	Description de la mesure	184
IV.IV	MESURES EN ENVIRONNEMENT INTERIEUR	188
IV.IV.A	Première campagne de mesures en milieu « indoor ».....	189
IV.IV.B	Deuxième campagne de mesures en milieu « indoor ».....	191
IV.V	MESURES DE PERFORMANCES EN DIVERSITE DANS UN CONTEXTE DE LIAISON MILIEU « OUTDOOR » VERS MILIEU « INDOOR ».....	195

IV.VI CONCLUSION	201
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES du chapitre IV	203
CHAPITRE. V : DIVERSITE ET RECONFIGURATION DE DIAGRAMMES	
D'ANTENNES	205
V.I INTRODUCTION.....	207
V.II TECHNIQUE DE COMMUTATION : SELECTION ET SWITCH	209
V.III TECHNIQUE DE SOMMATION : CAS DE LA RECOMBINAISON GAIN	
MAXIMUM (MRC).....	210
V.III.A Canal de propagation décrit par un rayon unique	214
V.III.A.1 Réseau linéaire de huit antennes omnidirectionnelles.....	214
V.III.A.2 Réseau de huit antennes identiques de gain intrinsèque en « cosinus ».....	216
V.III.A.3 Réseau de quatre antennes patches identiques	219
V.III.A.3.a Présentation de l'antenne patch de base et du réseau d'antennes	219
V.III.A.4 Etude de la reconfiguration de diagramme	221
V.III.B Canal statistiquement gaussien dans le plan d'élévation et uniforme dans le plan	
azimutal	223
V.III.C Canal gaussien en élévation et en azimut.....	226
V.IV CONCLUSION	231
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES du chapitre V	232
CONCLUSION GENERALE	233
LISTE DES TRAVAUX.....	241
ANNEXES	245
ANNEXE A: PUISSANCE DE SIGNAL COMME FORME QUADRATIQUE.....	247
ANNEXE B : FONCTION Marcum Q	251
ANNEXE C : ETUDE DES DIMENSIONS DE LA FENTE DE DECOUPLAGE	253
ANNEXE D : PERFORMANCES DU BANC DE MESURES SYSCAM.....	255

INTRODUCTION GENERALE

Au cours de ces dernières années, l'évolution de la téléphonie mobile est très significative. Le dernier rapport de l'ARCEP (l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et Postales), publié en juin 2007 souligne l'augmentation de l'usage des nouvelles technologies chez les Français en classant le pays au deuxième rang mondial en terme d'utilisation de la VoIP par exemple. Il fait aussi état d'une baisse des prix de 30%. L'enjeu économique d'une telle baisse est de taille dans la mesure où elle a permis au consommateur de faire des économies estimées à 10 milliards d'euros. Le 20 Janvier 2008, les résultats de la septième enquête menée par le CREDOC (Centre de Recherche pour l'Etude et l'Observation des Conditions de vie), sur demande de l'ARCEP et du CGTI (Conseil Général des Technologies de l'Information) ont été rendus publique. Le nombre d'adultes disposant d'au moins une ligne de téléphone fixe est de 83% soit une chute de 7% depuis l'an 2000. Parallèlement, le taux d'équipement en téléphone mobile, qui est de 75%, a connu une progression de 28% dans la même période. Cette tendance montre en général toute la ferveur autour des nouvelles technologies de l'information et de la communication. L'évolution est notable dans tous les réseaux de communication sans fil (local, personnel, métropolitain). Pour contrôler le développement des communications sans fil, des organismes de normalisation ont vu le jour depuis des décennies. Ils sont chargés de définir les standards de générations de systèmes sans fil. Plusieurs standards répartis par bandes de fréquences existent déjà et de nouveaux apparaîtront. Le principal objectif à atteindre demeure l'offre d'une meilleure qualité de services aux abonnés. Parmi les grandes évolutions récentes des communications sans fil en France, il y a le standard DVB-H (Digital Video Broadcasting Handheld). Il est destiné à la réception de contenus audiovisuels sur les terminaux mobiles.

Parmi les standards les plus récents, il y a la norme WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access). C'est une norme qui a vu le jour en 2002 et dont l'objectif est de fournir une connexion internet à haut débit sur une zone de couverture dont le rayon atteint plusieurs kilomètres. Il était prévu qu'elle puisse faciliter une liaison sans fil entre une station de base et des milliers d'abonnés sur un rayon assez conséquent sans nécessité de se mettre en condition de visibilité directe. Dans la réalité, le déploiement du WiMax pose des problèmes de pénétration à l'intérieur des bâtiments à cause de la fréquence élevée. Sa portée est ainsi diminuée nettement. Il se décline en deux classes : le WiMax fixe ou standard IEEE 802.16-2004 et le WiMax mobile ou standard IEEE 802.16e qui prévoit de connecter les clients mobiles au réseau internet.

Il est prévu des possibilités d'extension du WiMax aux fournisseurs d'accès à internet haut

débit aux zones non couvertes par les lignes ADSL par exemple.

Cependant, la multiplication des standards entraîne une saturation des bandes de fréquences disponibles. De même, pour des raisons de sécurité publique, des plafonds de puissances d'émission ont été définis. Or, de nombreux problèmes liés à la propagation des ondes radio-mobiles dans le canal de propagation provoquent des pertes significatives de la puissance émise. Il s'agit principalement des phénomènes d'évanouissements qui trouvent leurs origines dans l'atténuation du signal émis en fonction de la distance entre récepteur et émetteur ; les effets de masque qui sont surtout liés aux multi trajets. Ces réglementations en termes de puissances d'émission conjuguées aux problèmes d'évanouissements poussent ingénieurs et chercheurs à trouver d'autres solutions pour l'amélioration des performances de transmission dans le but d'assurer une bonne qualité de service aux abonnés. L'une d'entre elles est la technique de diversité.

En effet, les signaux émis suivent des trajets multiples à cause des réflexions, des diffractions et des dispersions des ondes électromagnétiques aussi bien en milieux urbains, périurbains, ruraux ou en milieu "indoor". Ce sont des évanouissements bien connus sous le nom d'évanouissements de Rayleigh. Ils sont de courtes durées et leurs amplitudes sont variables dans le temps. Ces variations peuvent être importantes ou non. Un évanouissement du signal de type Rayleigh à la réception provoque une forte diminution du rapport signal à bruit (SNR) et par conséquent, une forte augmentation du taux d'erreur binaire (BER). La qualité de la liaison sans fil se trouve dégradée de façon significative.

Le principe de base de la diversité est la répétition d'un même signal émis dans le temps (diversité de temps), sur plusieurs fréquences (diversité de fréquences) ou sur plusieurs accès d'un système antenne (diversité d'antennes). Elles peuvent être utilisées à l'émission ou/et à la réception. Ce principe permet d'exploiter la différence statistique entre les signaux reçus. Il est à noter que la diversité de fréquences est de plus en plus associée à la diversité d'antennes pour améliorer les performances des systèmes de communications sans fil.

Ce manuscrit s'intéresse aux études de diversité d'antennes à la réception. Le système antenne utilisé possède plusieurs accès. Si les accès sont connectés à des antennes régulièrement espacées et possédant les mêmes gains, la diversité est dite d'espace. Si au contraire, ils servent à alimenter des polarisations différentes d'un seul et même aérien, la diversité est dite de polarisation. Enfin, si les rayonnements des accès excités sont tous différents, la diversité est dite de diagramme.

Une exploitation positive de ces différences (espace, polarisation, diagramme) peut-être faite en combinant de façon adéquate les signaux reçus. Le signal résultant présente ainsi moins de points d'évanouissements que chacun des signaux pris individuellement. Cette amélioration provoque une augmentation du SNR moyen associé.

La diversité d'antennes est utilisée aussi bien sur les stations de base que sur les terminaux mobiles. Sur les terminaux mobiles, l'environnement proche, notamment la carte électronique, participe au rayonnement de l'antenne. L'étude et la conception des systèmes à diversité pour terminaux mobiles vont au-delà des seules connaissances antennaires et incluent des notions d'angles d'arrivée du canal de propagation.

Pour mieux appréhender le contexte de l'étude, le Chapitre I est consacré à un inventaire de tous les travaux accomplis en techniques de diversité d'antennes. Dans un premier temps, toutes les techniques de diversité en général ainsi que les paramètres qui permettent l'évaluation des performances seront définis. Les techniques utilisées pour le post-traitement des signaux sont ensuite présentées. Les études de diversité associent le canal de propagation et les antennes. Pour cette raison, les études antérieures liées au canal de propagation sont présentées. Les différents modèles qui représentent les différents types d'environnements seront décrits. L'environnement maîtrisé sera un canal de propagation très multi-trajets que représente un modèle uniforme. Il peut être recréé en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM). Les environnements réels correspondent souvent à des modèles gaussiens. Enfin, les principaux fondamentaux des antennes et les études sur les aériens intégrables sur les terminaux mobiles sont rappelés. Pour clore ce chapitre, les récents travaux sur les antennes utilisées en diversité sont présentés de façon détaillée.

Ensuite, le chapitre II est consacré au développement d'algorithmes de calcul des paramètres de diversité et à leur validation. A la différence de formules analytiques existantes qui sont obtenues sur les bases de certaines suppositions (absence de couplage entre antennes, antennes isotropes, etc...), ce nouvel outil est capable de prendre en compte n'importe quel modèle de canal et des diagrammes de rayonnement issus de simulations électromagnétiques. Cet algorithme est complètement basé sur une approche statistique de dénombrement et de calcul de probabilité. Cet outil servira dans toute la suite du rapport pour l'évaluation des paramètres de diversité de systèmes multi-antennaires.

Le chapitre III est scindé en trois grandes parties. La première consiste à étudier les liens entre couplage mutuel entre deux antennes dipôles et les paramètres de diversité (coefficient de corrélation et gain de diversité effectif). Aussi, une antenne dipolaire de référence sera d'abord simulée et les diagrammes de rayonnement seront collectés. Ensuite, deux dipôles identiques au précédent seront simulés, l'un en présence de l'autre. Le mode de simulation diffère selon qu'une technique de commutation ou de sommation est utilisée en post-traitement. Les diagrammes 3D de l'antenne de référence et des antennes en regard seront combinés de façon à isoler le couplage sur le module, la phase ou sur les deux. Les nouveaux diagrammes formés serviront à mesurer l'influence du couplage sur les paramètres de diversité.

En deuxième partie de ce chapitre III, les conclusions précédemment obtenues serviront de base à la conception de systèmes composés d'antennes monopôles imprimées sur plan de masse. Elles seront réalisées et des mesures en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) permettront de déterminer les performances en diversité dans un canal isotrope. Le banc de mesures sera constitué entre autres d'un analyseur de réseaux vectoriel pour l'acquisition des coefficients de transmissions entre les signaux émis et reçus. Les algorithmes de diversité seront ensuite appliqués à ces coefficients et ils permettront de calculer les gains de diversité effectifs en techniques MRC et EGC. Les résultats obtenus seront comparés aux résultats de simulations.

Enfin, la troisième partie sera consacrée à l'étude des performances en diversité dans un canal type gaussien. Le canal sera d'abord considéré comme uniforme en azimut et gaussien en élévation puis gaussien en azimut et en élévation. Les résultats obtenus seront comparés aux études en canal réel. Cette étude complémentaire montre toutes les difficultés liées à la réalisation de la diversité en canal très directif.

Cependant, ce banc de mesures n'est pas globalement adapté aux expérimentations en environnement réel où la distance entre l'émetteur et le récepteur est souvent très grande.

Le chapitre IV permettra de résoudre le problème lié aux expérimentations sur la diversité avec un analyseur de réseaux vectoriel. Le banc de mesures utilisé est composé de deux modules indépendants pour la transmission et la réception. Dénommé SYSCAM (SYStème de Communications à Antennes Multiples), il permet de générer une trame de données en bande de base et de moduler la porteuse. A la réception, les données sont numérisées, démodulées et corrigées par des algorithmes de synchronisation. Il s'ensuit une estimation de canal qui permet de déterminer les signaux reçus.

D'une part, les séquences reçues seront comparées aux séquences connues pour évaluer les performances de la liaison sans fil en termes de taux d'erreurs binaire et par trame. D'autre part, les SNR estimés permettront de calculer les performances en diversité en termes de gain moyen effectif et de SNR moyen. Ce banc sera d'abord utilisé en environnement maîtrisé (CRBM) pour l'évaluation des performances en diversité. Elles seront ensuite comparées aux résultats du chapitre III où le signal est émis à fréquence unique (CW : constante wave). L'influence du débit binaire sur les performances en diversité sera étudiée en calculant les gains de diversité effectifs à des débits binaires différents. Deux autres expérimentations seront ensuite faites en canal « indoor » de type bureaux. Enfin, une dernière campagne de mesures de type « outdoor » vers « indoor » en visibilité directe (LOS) ou en non visibilité directe (NLOS) permettra de montrer l'intérêt de la diversité dans ce contexte particulier.

Finalemment, le Chapitre V s'intéressera à l'interprétation de la diversité d'antennes comme une technique de synthèse de diagrammes. Cette étude est faite essentiellement avec la technique de recombinaison MRC. En général, le traitement des signaux en diversité consiste à appliquer des pondérations aux accès du système antenne. Une première étude permettra de démontrer analytiquement que la diversité n'est autre qu'une forme de diversité d'antennes. Cette étude est ensuite illustrée par des exemples de réseaux linéaires d'antennes identiques. Le canal de propagation sera d'abord considéré comme à rayon unique. Un modèle gaussien est par la suite étudié. Dans tous les cas, les diagrammes de rayonnement obtenus montrent l'agilité en diagramme du réseau d'antennes.

Une conclusion générale mettra un terme à ce manuscrit et permettra d'ouvrir de nouvelles perspectives.

CHAPITRE. I : ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES A DIVERSITE D'ANTENNES

I. INTRODUCTION

L'histoire des systèmes de communications sans fil remonte aux années 1880, quand Hertz démontra que les ondes électromagnétiques pouvaient se propager sans support matériel. En 1892, les travaux publiés par l'anglais Sir Williams Crookes prédirent la faisabilité des communications télégraphiques à longues portées en se servant d'appareils réglables [I.1]. Par la suite, l'Italien Marconi [I.2] démontra et expérimenta la transmission des ondes radio longue portée. En effet, en 1895, pour la première fois, disposant d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice très élevées, il arriva à établir un lien radio sur une portée de 29km. Cette grande première est le début de la radiocommunication.

Les interactions des ondes électromagnétiques émises avec l'environnement dans lequel elles se propagent sont diverses et multiples et déterminent les performances des systèmes de communication sans fil. Ainsi, dans un réseau de communication sans fil, l'onde électromagnétique est utilisée comme support de transmission.

Par ailleurs, les fréquences et les débits de transmission des données n'ont cessé de croître. La portée des communications sans fil est liée au débit fourni. Les réseaux sans fil sont classés en groupes selon la portée.

Les grandes familles de réseaux sans fil sont les réseaux locaux sans fil ou "Wireless Local Area Network (WLAN)", les réseaux personnels sans fil ou "Wireless Personal Area Network (WPAN)", les réseaux métropolitains sans fil ou "Wireless Metropolitan Area Network (WMAN)" et les réseaux étendus sans fil ou "Wireless Wide Area Network (WWAN)".

Après un rappel des différents groupes de réseaux sans fil, il sera question de la propagation multi-trajets qui provoque des évanouissements du signal reçu. Pour optimiser les liaisons sans fil en luttant contre ces évanouissements profonds, la solution retenue est la diversité.

La diversité se présente sous forme de diversité de temps, de fréquences et d'antennes. La diversité d'antennes à la réception sera étudiée dans ce chapitre. Elle consiste à utiliser un système multi-accès et à combiner les signaux par une technique appropriée (sélection, switch, recombinaison équigain, recombinaison gain maximum). Le but est d'avoir un signal résultant présentant moins d'évanouissements profonds.

La diversité d'antennes est évaluée en se basant sur des paramètres comme le coefficient de corrélation, le gain effectif moyen et le gain de diversité. Ces paramètres sont définis et les critères qui leurs sont liés sont présentés.

Comme le signal dépend du canal et du diagramme de rayonnement d'antenne, dans un premier temps, les différents modèles de canal de propagation seront présentés. Puis un rappel général des antennes miniatures et des antennes pour terminaux portables pour des applications à la diversité viendra clore ce chapitre.

I.II LES RESEAUX SANS FIL

Les réseaux sont classés par groupes définis par les comités de normalisation.

I.II.A Réseaux individuels ou réseaux domestiques sans fil (WPAN)

Ces types de réseaux servent à connecter des périphériques du type imprimante, oreillettes sans fil, souris, claviers etc., à des ordinateurs et autres assistants personnels (PDA). Ils ont une faible portée, de l'ordre de quelques dizaines de mètres.

Les technologies utilisées sur ces réseaux obéissent aux critères fixés par le comité de normalisation IEEE 802.15.

Parmi ces normes, la technologie Bluetooth (2,45 GHz) a été utilisée pour la première fois en 1994 par la société Ericsson et propose un débit théorique de 1Mbits. C'est une norme qui définit trois classes d'émetteurs permettant d'atteindre une portée d'une dizaine à une centaine de mètres pour une puissance émise de 1mW à 100mW [I.3]. Malheureusement, elle consomme beaucoup d'énergie.

On recense également la IEEE 802.15.4 ou ZigBee. Contrairement au Bluetooth, le ZigBee permet d'obtenir des liaisons sans fil basse consommation et bas coût. Elle fonctionne dans la bande de fréquence des 868-928 MHz et 2,4 GHz. Les débits fournis peuvent atteindre 250 kbits/s pour une portée maximale d'environ 100 mètres [I.3].

Les liaisons infrarouges sont aussi classées dans cette catégorie de liaison WPAN. Elles permettent de créer des liaisons de quelques mètres avec des débits pouvant atteindre quelques mégabits par seconde. Ces liaisons sont très utilisées en domotique.

I.II.B Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Les réseaux locaux sans fil complètent localement un réseau filaire. Ils sont utilisés pour relier des équipements informatiques à un réseau local. Leur débit est de l'ordre de la dizaine de mégabits par seconde dans un rayon de couverture d'une centaine de mètres en environnement dégagé (sans obstacle). Le plus connu est le label WiFi qui initialement offrait des débits de l'ordre du Mbits.s^{-1} [I.3]. Ce standard a évolué et continue d'évoluer, donnant ainsi naissance à l'ensemble des normes de la famille IEEE.802.11.

Les normes WLAN diffèrent par leurs fréquences centrales, leurs largeurs de bande, le débit théorique maximal et le type de modulation.

La norme IEEE.802.11b est différente de la 802.11a en ce sens qu'elle utilise une porteuse plus basse en fréquence, de 2,4GHz à 2,487GHz. Elle permet d'avoir des débits théoriques de 11Mbits.s^{-1} . La largeur des canaux est de 22MHz et ils sont espacés de 5MHz. Selon le débit, dont la valeur maximale est en réalité de $6,5\text{Mbits.s}^{-1}$, les modulations BPSK et QPSK avec étalement de spectre DSSS sont appliquées. Cette norme a une portée de 100m en extérieur pour 30m en environnement interne avec une puissance variant entre 10 et 100 mW [I.3].

Le standard 802.11a fonctionne dans la bande des 5,15-5,35 GHz sur 8 canaux de 20MHz de largeur avec des débits théoriques pouvant atteindre 54Mbits.s^{-1} en théorie et 25Mbits.s^{-1} en pratique. La technique de modulation utilisée est de type OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) qui permet de répartir le signal sur 52 sous-porteuses, chaque porteuse étant modulée en 64 QAM. Sa portée est de 20 à 30m pour une puissance maximale émise de 200mW [I.3]. Les normes 802.11a et 802.11b sont incompatibles.

Une autre norme, l'IEEE.802.11g, développée en 2003 est compatible avec la 802.11b. La technique de modulation est l'OFDM et pour des portées identiques à celles de l'IEEE 802.11b, les débits théoriques maximaux pratiques sont de 54Mbits.s^{-1} et 25Mbits.s^{-1} [I.3]. Par contre, toutes les deux possèdent des inconvénients semblables comme par exemple, l'inaptitude à offrir une bonne qualité de service en terme de transmissions de flux vidéo [I.3]. Aussi, de nouvelles normes WiFi ont été mises en place dans le but d'améliorer la qualité de service. Il s'agit entre autres, de la norme IEEE 802.11e et IEEE 802.11n.

I.II.C Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Les plus connus des réseaux métropolitains sans fil (WMAN) sont ceux qui obéissent aux spécifications des normes 802.16. Ces normes ont la particularité de fonctionner sur une gamme de fréquences très large qui va de 2GHz à 66GHz.

Les normes IEEE 802.16a et IEEE 802.16b couvrent respectivement les bandes 10-66 GHz et 2-10 GHz et leurs porteuses sont modulées en OFDM. Le débit maximal correspondant est de 75Mbits.s⁻¹ [I.3, P.21], [I.4, P.555].

Quant au standard IEEE 802.16d ou norme WiMax fixe, il est apparu en 2004. Il existe aussi la norme IEEE 802.16e qui couvre la bande de 2 à 6GHz pour un débit de 30 Mbits.s⁻¹ et une couverture de 3,5 km. C'est une norme qui permet une mobilité pouvant atteindre 120 km.h⁻¹. Elle est également connue sous l'appellation de WiMax mobile et n'est autre qu'une extension du concept de base du label WiFi (plus de la mobilité) à un réseau métropolitain. Il offre un débit de l'ordre de 72 Mbits/s et couvre un rayon de 50 km [I.3].

I.II.D Réseaux étendus sans fil ou réseaux cellulaires mobiles (WWAN)

Ces réseaux regroupent entre autres, le GSM, le GPRS et l'UMTS.

Le GSM (Global System for Mobile communications) est la norme de téléphonie mobile dit de « 2^{ème} génération ». En Europe, le GSM fonctionne sur les bandes de fréquences des 900 MHz et des 1800 MHz. Le débit maximal est de 9,6 kbps. Le GSM permet de transmettre des données numériques de faibles volumes comme des messages textes de type SMS (Short Message Service) et des messages multimédia de type MMS (Multimédia Message Service).

Le standard GPRS (General Packet Radio Service) est une évolution du GSM. Il est pour cela nommé norme de téléphonie mobile de « génération 2,5 ». En plus des fonctions du GSM, cette norme offre des qualités de services point à point (PTP), c'est-à-dire l'aptitude à se connecter en mode client-serveur à une machine d'un réseau IP et des services point à multipoint (PMP), c'est-à-dire la capacité d'envoyer un paquet à un groupe de destinataires.

L'UMTS est la norme de système de télécommunications mobile de 3^{ème} génération. Elle permet de faire aussi bien de la téléphonie mobile classique que du transfert de données internet. Elle fonctionne dans la bande de 1900 MHz à 2200 MHz.

I.III LE CANAL MULTI-TRAJETS

Quel que soit le réseau de communication sans fil dans lequel l'utilisateur se trouve, les signaux émis sont sujets à des phénomènes de pertes de puissance et à des évanouissements. Pour comprendre ces phénomènes, il est important de rappeler l'architecture classique d'un système de communication générique présentée à la Figure. I.1. Cette architecture a été pour la première fois présentée par Claude SHANNON [I.4]. La source transmet de l'information au destinataire. Les données source sont converties en signaux qui sont ensuite transmis par l'émetteur. Ces signaux sont modifiés lors de leur passage dans le canal de propagation avant d'arriver au récepteur qui les transforme de nouveau pour le destinataire.

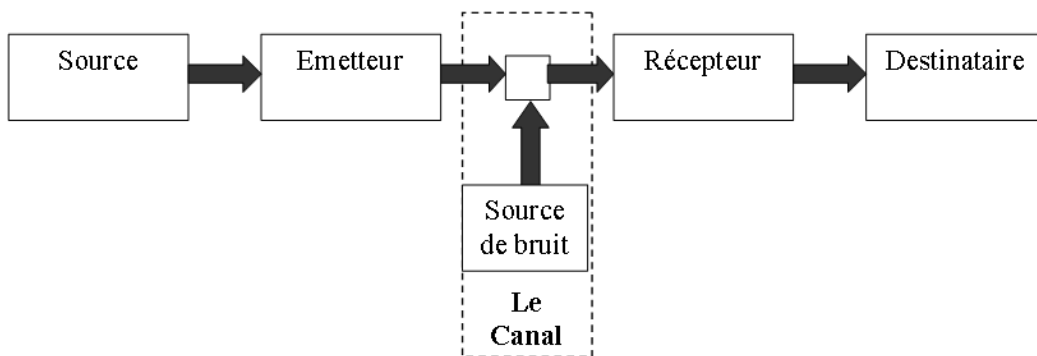


Figure. I. 1 : Architecture d'un système de communication générique

Plusieurs composantes du signal émis arrivent sur le récepteur à cause des nombreuses interactions physiques avec le canal de propagation comme représentées sur la Figure.I.2.

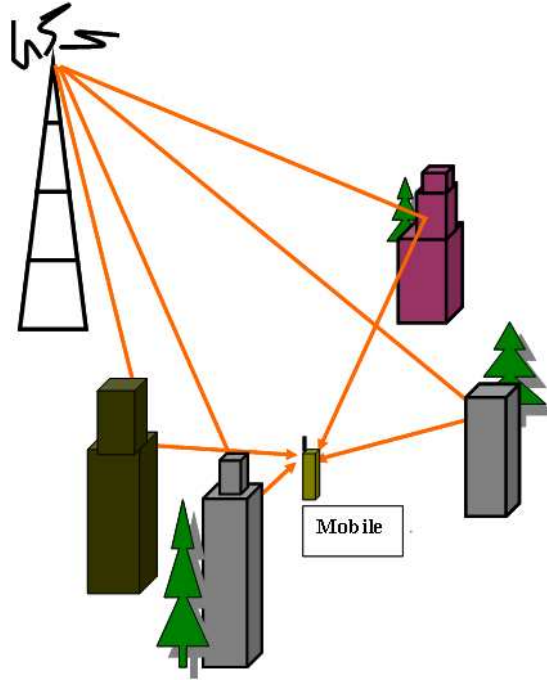


Figure. I. 2: Propagation multi-trajets

A la réception, les retards sur les composantes du signal sont tous différents. Si l'émetteur, le récepteur ou un tout autre objet du canal se met en mouvement, il apparaît un autre phénomène appelé l'effet Doppler. Soit K , le nombre total de trajets. L'interaction des composantes du signal entre elles et avec le milieu de propagation déterminera l'amplitude a_k , le déphasage Ψ_k , le retard temporel τ_k , l'angle d'arrivée (θ_k, ϕ_k) et la fréquence Doppler f_d du k -ième trajet.

Avec des antennes isotropes, dans une description purement temporelle du canal et en négligeant l'effet Doppler, la fonction de transfert du canal est [I.5], [I.6, P.44]:

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \exp(j\Psi_k(t)) \quad (\text{I.1})$$

Où δ représente la fonction de Dirac et t , le temps.

Le canal de propagation stationnaire est considéré comme un filtre linéaire dont la réponse impulsionnelle est équivalente à la fonction de transfert en bande de base.

En passe-bande, le signal émis $\tilde{s}(t)$ est exprimé sous la forme [I.6] :

$$\tilde{s}(t) = \text{Re}\{s(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (\text{I.2})$$

Avec $s(t)$, l'enveloppe complexe du signal $\tilde{s}(t)$ et f_c , la fréquence porteuse.

Le signal reçu s'écrit comme [I.6]:

$$\tilde{y}(t) = \text{Re}\{y(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (\text{I.3})$$

Où $y(t) = h(t, \tau) * s(t)$ est le résultat de l'interaction canal-signal et $n(t)$, un bruit blanc additif gaussien.

Il est à noter qu'en prenant en compte le diagramme de l'antenne de réception, les caractéristiques spatiales du canal, notamment les angles d'arrivée devraient être ajoutées.

En ajoutant le paramètre d'angle d'arrivée en azimut, les réponses impulsionnelles avec ou sans les caractéristiques spatiales sont reliées par la relation [I.6]:

$$h(\tau, t) = \int_0^{2\pi} h(\tau, t, \phi) \cdot g(\phi) \cdot d\phi \quad (\text{I.4})$$

Où $g(\phi)$ est le gain de l'antenne dans le plan azimutal.

La source de bruit représentée sur la Figure.I.1 est constituée de bruits dits multiplicatifs. Ces bruits sont représentés dans la fonction de transfert du canal.

Les autres type de bruits, les bruits additifs sont générés par le récepteur sous forme de bruit thermique ou par des sources extérieures comme les effets atmosphériques, les parasites industriels et urbains [I.7, P17].

Les bruits multiplicatifs sont générés par le passage de l'onde électromagnétique transmise dans le canal de propagation. De façon purement conceptuelle, ils ont pour origines [I.8, P.3]:

- ❖ l'atténuation de la puissance du signal émis avec la distance parcourue
- ❖ l'évanouissement dû aux obstacles dans le canal de propagation
- ❖ l'évanouissement dit "de Rayleigh".

L'atténuation en espace libre est la perte de puissance liée à la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur (Figure. I.3). Elle est d'autant plus importante que la distance de séparation entre les antennes émettrice et réceptrice est grande. La variation de cette atténuation est proportionnelle à $\frac{1}{r^\alpha}$, $2 \leq \alpha \leq 5$, où r représente la distance de séparation entre les antennes. En espace libre, conformément à la formule de FRIIS (Equation I.5), $\alpha = 2$

[I.8, P.69], [I.9, P.16], [I.10, P.50]. La perte enregistrée est de 6dB par octave et de 20dB par décade.

$$\frac{\text{Puissance(reçue)}}{\text{Puissance(émise)}} = \text{Gain}_{\text{émetteur}} \text{Gain}_{\text{récepteur}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (\text{I.5})$$

Dans un environnement où la surface de la terre est considérée comme plane et réfléchissante, $\alpha=4$ [I.8, P.96], [I.9, P.24]. La perte augmente respectivement de 12dB par octave et de 40dB par décade.

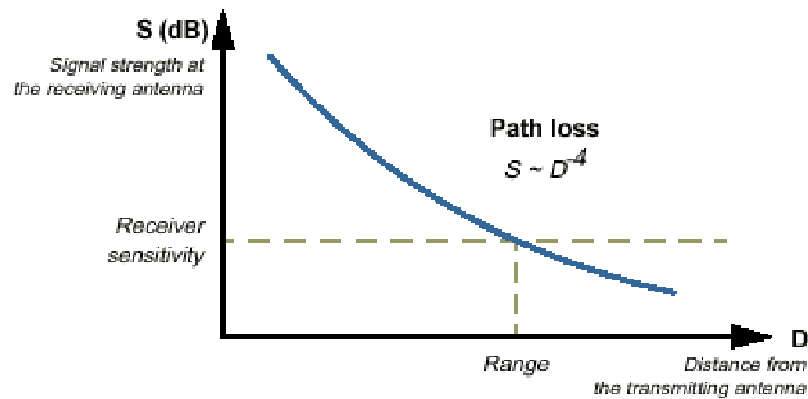


Figure. I. 3: Atténuation d'espace [I.11]

Au-delà de l'atténuation d'espace, qui ne tient compte que de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur, les obstacles existant dans le milieu de propagation (immeubles de taille variable, arbres, etc.) constituent d'autres sources d'atténuation. Ils masquent le signal émis et causent des évanouissements à la réception (Figure. I.4). Ce type d'atténuation est dénommé "Atténuation lente", "Effets de masques" ou "shadow fading" [I.8, P.4].

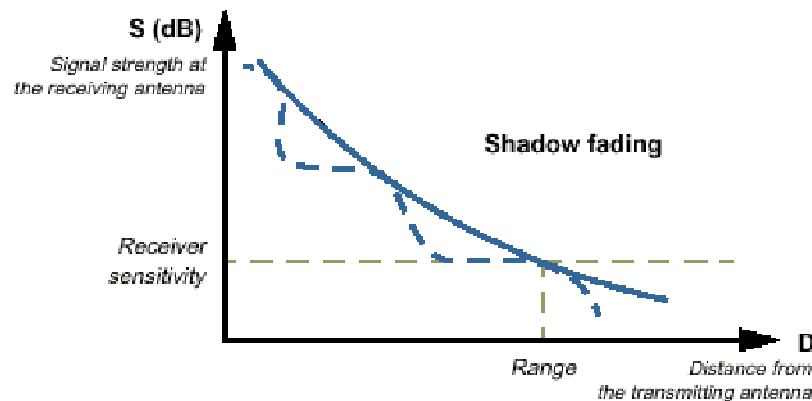


Figure. I. 4: Atténuation lente ou effets de masque [I.11]

Le dernier type de bruit multiplicatif est une atténuation qui est très prononcée, atteignant souvent les 35 à 40dB [I.8, P.4]. Cette atténuation est donc plus fréquente que le “shadow fading”. Elle est désignée par “Fast fading” ou évanouissement rapide dans le temps (Figure.I.5).

En effet, à cause des nombreux obstacles présents dans le canal de propagation, le signal émis suit des trajets différents à cause des réflexions, des diffractions et des diffusions multiples: c'est la propagation par multi-trajets.

A leur arrivée sur l'antenne réceptrice, les signaux attribués aux trajets suivis sont souvent déphasés. Leurs combinaisons peuvent se faire de façons constructives (et apporter du gain) ou destructives. Lorsque les signaux se recombinaient de façon destructive à un instant, le signal résultant présente des évanouissements profonds. En ajoutant à la présence de ces obstacles, la mobilité incessante des terminaux mobiles, les pertes en puissance sont difficilement quantifiables. C'est la raison pour laquelle une description statique des évanouissements rapides est la plus adéquate pour ces études. Ce type d'évanouissement est beaucoup plus connu sous le nom d'« évanouissement de Rayleigh ».

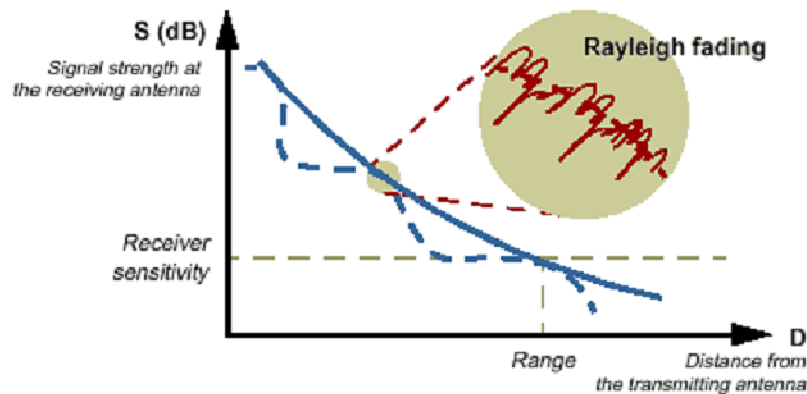


Figure. I. 5: Evanouissement rapide [I.11]

Deux distributions statistiques correspondant à des cas idéalisés de multi-trajets sont très utilisées : il s'agit des distributions de Rayleigh et de Rice.

I.III.A Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh correspond à un cas idéal de répartition uniforme des multi-trajets sans trajet direct. L'enveloppe du signal reçu suit une loi dite de Rayleigh qui correspond à [I.8, P.39]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I.6})$$

La loi de Rayleigh obéit à :

$$\text{❖ Valeur moyenne : } E\{x\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{I.7})$$

$$\text{❖ Valeur quadratique moyenne : } E\{x^2\} = 2\sigma^2 \quad (\text{I.8})$$

$$\text{❖ Variance : } E\{x^2\} - (E\{x\})^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right) \quad (\text{I.9})$$

I.III.B Distribution de Rice :

Cette distribution correspond à celle de Rayleigh à laquelle vient s'ajouter un trajet dominant et un seul. L'enveloppe du signal reçu est décrite par la loi de Rice [I.8, P.39]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + x_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xx_d}{\sigma^2}\right) \quad (\text{I.10})$$

I_0 et x_d correspondent respectivement à la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro et à l'amplitude du trajet direct.

Les paramètres statistiques de la loi de Rice sont [I.8, P.39]:

❖ Valeur moyenne :

$$E\{x\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \left[\left(1 + \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{x^2}{2\sigma^2} I_1\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \right] \quad (\text{I.11})$$

$$\text{❖ Valeur quadratique moyenne : } E\{x^2\} = 2\sigma^2 + x^2 \quad (\text{I.12})$$

$$\text{❖ Variance : } E\{x^2\} - (E\{x\})^2 \quad (\text{I.13})$$

Où I_1 est la fonction de Bessel modifiée de deuxième espèce et de premier ordre.

Pour venir à bout de ces problèmes d'évanouissements, il convient de supprimer les multi-trajets ou minimiser leurs effets. Etant donné que la maîtrise d'un canal de propagation réel est quasi-impossible, la seconde solution se révèle être la plus plausible. Les techniques de diversité s'inscrivent dans ce contexte.

I.IV LES DIFFERENTS TYPES DE DIVERSITE

Pour lutter contre les effets des multi-trajets qui sont à la base des phénomènes d'évanouissements du signal émis, il convient d'augmenter la puissance d'émission ou d'utiliser les techniques de diversité [I.9]. La première solution étant soumise à des réglementations, les techniques de diversité sont très utilisées.

Les techniques de diversité sont basées sur le principe selon lequel, plusieurs versions statistiquement décorréliées du signal émis arrivent sur un récepteur, chacune portant en son sein la même information. Elles sont ensuite combinées de façon adéquate de façon à ce que le signal résultant soit moins évanouissant.

Ce principe de base a permis de développer trois grandes familles de diversité : la diversité de temps, la diversité de fréquences et la diversité d'antennes.

I.IV.A Diversité de temps

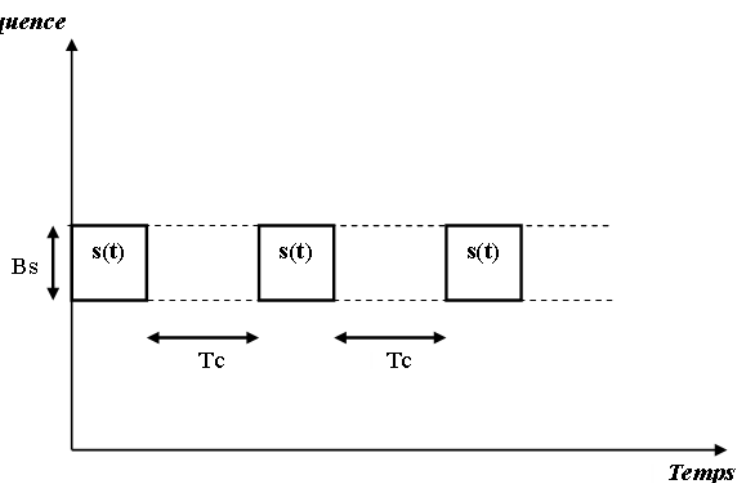


Figure. I. 6: Représentation de la diversité de temps

La diversité de temps consiste à envoyer des messages identiques de même durée. Pour que ces messages soient statistiquement décorrélés à leur arrivée sur le récepteur, il faut que les interactions signal-canal soient statistiquement différentes [I.12, P.54]. De ce fait, il est important que les messages soient envoyés à des instants régulièrement espacés d'une

période dite “Temps de cohérence (T_c)” comme représenté sur la Figure. I.6. Le temps de cohérence doit-être au moins égal à la période de cohérence du canal de propagation qui est la durée pour laquelle ce canal est considéré comme constant. Si cette condition n'est pas remplie, les changements de nature du canal de propagation aidant, des possibilités d'interactions différentes signal-canal apparaissent.

I.IV.B Diversité de fréquences

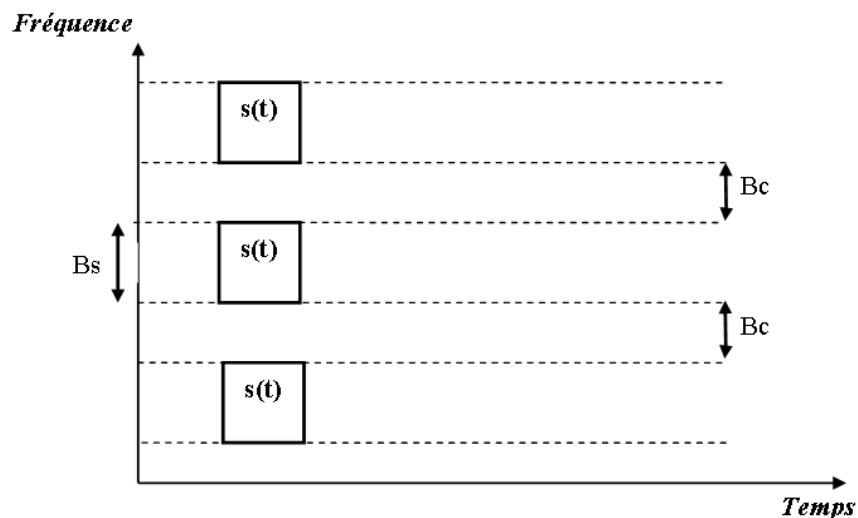


Figure. I. 7: Représentation de la diversité de fréquences

En diversité de fréquences, les répliques du signal source sont envoyées à des fréquences différentes [I.12].

Par analogie avec la diversité temporelle, pour garantir une différence statistique des formats reçus du signal, les fréquences d'émission doivent être séparées de façon à assurer des interactions différentes avec le canal de propagation. Cet écart de fréquence est un multiple entier de la bande de cohérence du canal de propagation (B_c) comme représenté sur la Figure. I.7 [I.12, P.54]. La bande de cohérence du canal est définie comme la bande de fréquence dans laquelle la fonction de transfert du canal est constante. La diversité de fréquence dépend donc des caractéristiques du canal de propagation [I.12, P.54].

Dans les systèmes de communications mobiles, les répliques du signal transmis se présentent, dans le domaine fréquentiel, sous forme redondante à la réception.

La dernière technique de diversité est la diversité d'antennes.

I.IV.C Diversité d'antennes

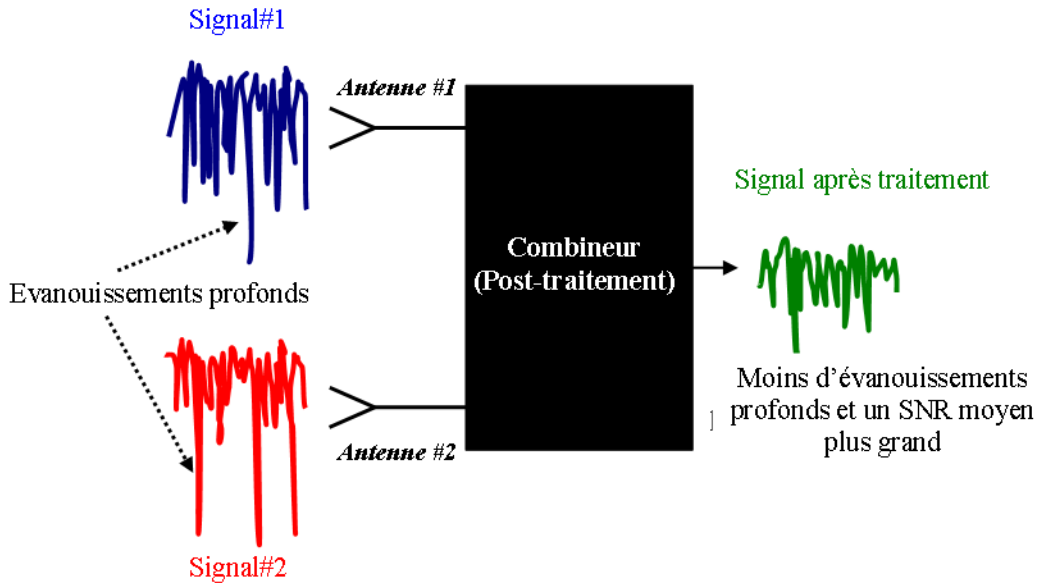


Figure. I. 8 : Schéma synoptique d'une structure de base de diversité d'antennes.

La structure de base de la diversité d'antennes est représentée sur la Figure.I.8 avec un système de deux antennes. Elle montre que les évanouissements profonds des signaux reçus par l'antenne 1 et l'antenne 2 sont moins importants sur le signal à la sortie du combineur. Les techniques de diversité d'antennes sont souvent associées aux diversités de temps et de fréquence. La nature complexe du diagramme de rayonnement permet d'exploiter plusieurs possibilités. Aussi, pour des applications de diversité, les diagrammes de rayonnement des antennes doivent être suffisamment différents en forme, en polarisation et/ou assez espacés pour que les signaux reçus soient les plus différents possibles. Il existe en général trois grandes catégories de diversité d'antennes : la diversité d'espace, la diversité de polarisation et la diversité de diagramme. Dans la réalité, elles sont souvent indissociables.

I.IV.C.1 Diversité d'espace

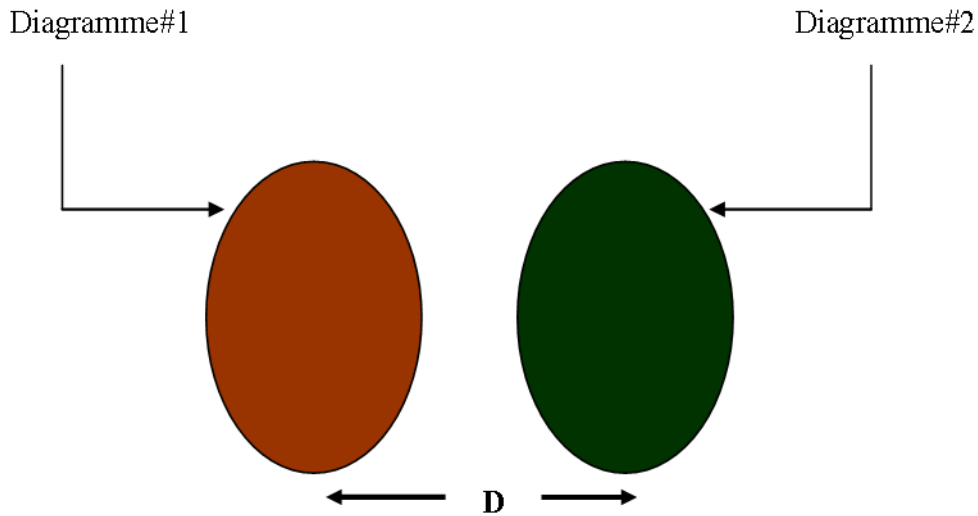


Figure. I. 9 : Diversité d'espace

C'est la forme la plus simple de diversité d'antennes. Elle est très utilisée sur les stations de base. Elle consiste à utiliser plusieurs antennes possédant toutes le même gain. La différence entre ces antennes réside au niveau du facteur de phase introduit par la distance "D" qui les sépare (confère Figure. I.9). En effet, en disposant de deux antennes identiques à deux endroits différents, le décalage en phase qui en résulte permet aux signaux issus de chacune des deux antennes d'être décorrélés l'un de l'autre. Pour ce faire, un seuil spatial au-delà duquel les signaux peuvent être considérés comme décorrélés a été défini. Ce seuil minimum est nommé "Distance de cohérence" et il dépend de la nature du canal de propagation.

Au niveau des stations de base, la distance de cohérence peut atteindre jusqu'à plusieurs longueurs d'onde [I.13]. Ceci est dû au fait que la distribution des angles d'arrivée de l'onde incidente est étroite [I.14], [I.15].

Si au contraire ce sont des terminaux portables qui sont utilisés, les contraintes ne sont pas les mêmes. En effet, dans ce cas, la distribution des ondes incidentes est plus étalée [I.16]. En partant du fait que les angles d'arrivée (AOA) des ondes incidentes sont uniformément distribués en azimut et dans l'hypothèse de l'inexistence de distribution d'ondes en élévation, des signaux complètement décorrélés sont obtenus lorsque la distance de cohérence est de 0,5 fois la longueur d'onde.

I.IV.C.2 Diversité de polarisation

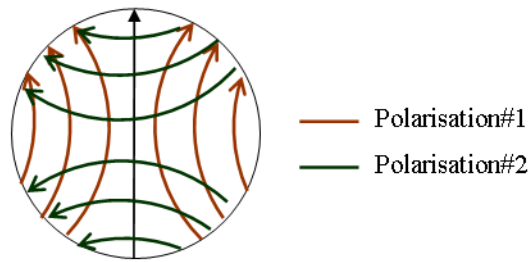


Figure. I. 10 : Illustration de deux polarisations différentes pour des applications de diversité de polarisation

Cette technique est basée sur le principe selon lequel, à cause des réflexions et des diffractions multiples, l'onde émise est souvent dépolarisée à son arrivée sur l'antenne de réception. Pour cette raison, la diversité d'antennes peut-être implémentée en mettant à profit la polarisation des antennes. La diversité de polarisation a été d'abord utilisée sur les stations de base et ses performances ont été jugées comparables à celles de la diversité d'espace dans un même contexte [I.17], [I.18]. Le premier pas dans ce domaine a été fait par Lee et Yeh [I.17] qui ont proposé l'utilisation d'une antenne à l'émission et de deux antennes à polarisations orthogonales à la réception. D'autres travaux ont permis de vérifier les bons résultats que la diversité de polarisation permet d'obtenir quand elle est localisée sur les stations de base [I.19], [I.20], [I.21]. En plus, contrairement à la diversité d'espace qui est très encombrante (pollution visuelle), la diversité de polarisation peut utiliser deux antennes placées au même endroit : on parle d'antennes co-localisées (Figure. I.10).

I.IV.C.3 Diversité de diagramme ou de rayonnement

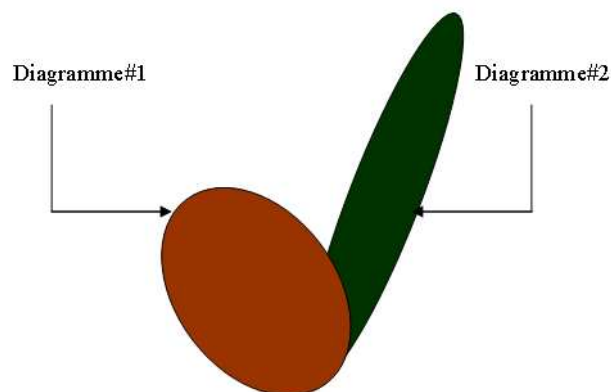


Figure. I. 11 : Diversité de diagramme

Pour illustrer ce type de diversité, considérons deux antennes. Pour qu'il y ait diversité de diagramme, il faut que les formes des diagrammes de rayonnement des antennes soient différentes (confère Figure.I.11). Chaque antenne captera donc un maximum de puissance dans des directions différentes. Étant donné que les évanouissements de signaux varient suivant la direction d'arrivée, la diversité de diagramme est facilement exploitable et elle est très intéressante.

Cette technique a été appliquée et comparée à la diversité d'espace sur les stations de base [I.22], [I.23]. Les résultats montrent que les deux types de diversité donnent des performances comparables en milieu urbain [I.23].

Le cas des terminaux mobiles est encore plus intéressant puisque la diversité de diagramme est en un sens incontournable. En effet, même avec des antennes intrinsèquement omnidirectionnelles, les diagrammes de rayonnement seront de toute façon déformés par la présence de l'autre antenne et de leur environnement proche [I.24]. Il devient très difficile de dissocier la diversité d'espace, de polarisation et de diagramme.

I.V EVALUATION DES PERFORMANCES LIEES A LA DIVERSITE D'ANTENNES

Le signal reçu par une antenne dans un canal de propagation multi-trajets est le résultat de la pondération de la distribution de densité d'angles d'arrivée (AOA) par le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par conséquent, ce signal dépend aussi bien du diagramme d'antenne que de la distribution de ces angles d'arrivée. Le signal sur une antenne k est donné par [I.10]:

$$\tilde{s}_k(t) = \int \tilde{E}_k(\Omega) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \quad (I.14)$$

$\tilde{s}_k(t)$, $\Omega = (\theta, \phi)$, $\tilde{E}_k(\Omega)$ et $\tilde{A}(\Omega, t)$ sont respectivement, le signal complexe reçu par l'antenne k , l'angle solide, le diagramme de rayonnement complexe et la densité de distribution des angles d'arrivée.

Aussi, pour des diagrammes de rayonnement de formes identiques et suffisamment espacés (diversité d'espace), de polarisations différentes (diversité de polarisation), ou de formes différentes (diversité de diagramme) et dans un contexte multi-trajets, il est très

probable que les signaux reçus par chaque antenne du système de diversité soient différents. Par conséquent, il convient d'énumérer tous les paramètres permettant d'évaluer les performances en diversité.

I.V.A Gain de diversité

C'est le paramètre central d'évaluation de la diversité d'antennes. Il permet de quantifier l'amélioration apportée par un système multi-antennaires comparé aux performances d'un système uni-antennaire. A cause des dépendances spatiales (distribution des angles d'arrivée), temporelle et fréquentielle du canal de propagation, le signal émis emprunte plusieurs chemins pour atteindre l'antenne de réception et les signaux reçus par les différentes branches du système de diversité ne subissent pas les mêmes évanouissements. De ce fait, le signal à la sortie du combineur sera moins évanoui que le signal de chacune des branches prises individuellement.

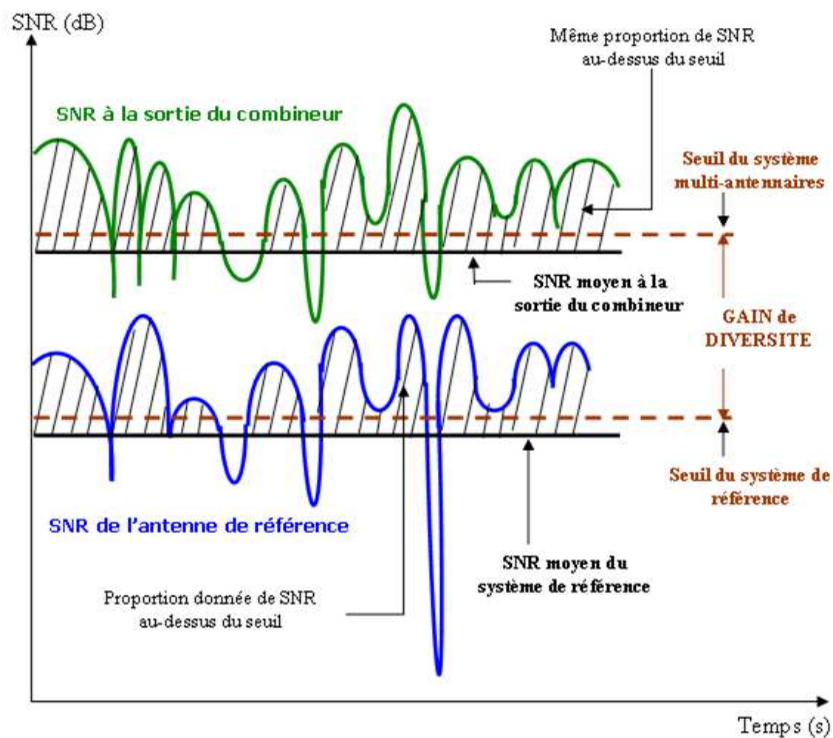


Figure. I. 12 : Illustration du gain de diversité

Le gain de diversité est toujours défini par rapport aux performances d'une antenne de référence, en général un dipôle dont l'efficacité est de 100%. Mais dans la réalité, il est plus simple d'utiliser une des antennes du système de diversité [I.8, P.556].

Considérons le schéma de la Figure. I.12. La courbe en bleu correspond à la variation du SNR de l'antenne de référence en fonction du temps. Pour un seuil fixé, la surface comprise entre la courbe de variation du SNR et la partie supérieure à ce seuil correspond à une certaine proportion de SNR au dessus du seuil, et donc à une certaine probabilité d'efficacité du système uni-antennaire. A la sortie du combineur, le signal obtenu présente moins d'évanouissements profonds et plus grand en moyenne. La courbe de variation du SNR combiné est donc au-dessus de celui l'antenne de référence. Pour obtenir la même probabilité avec le système multi-antennaires, la valeur seuil a aussi augmenté par rapport au cas précédent. C'est cette augmentation de la valeur seuil qui est désignée par gain de diversité. Mathématiquement, le gain de diversité (diversity gain : DG) est donné par la formule [I.8, P.556] :

$$DG(p) = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c}(p) - \frac{\gamma_r}{\Gamma_r}(p) \right] \quad (I.15)$$

Dans cette formule, γ représente un rapport signal à bruit (SNR) instantané, Γ le SNR moyen et les indices "c" et "r" sont mis pour « combiné » et « référence ». Dans les faits, le gain de diversité est évalué en utilisant les fonctions de distribution de densités de probabilités cumulées (CDF : Cumulative Density Function). La Figure.I.13 représente les variations de la fonction densité de probabilités cumulées par rapport à des seuils normalisés.

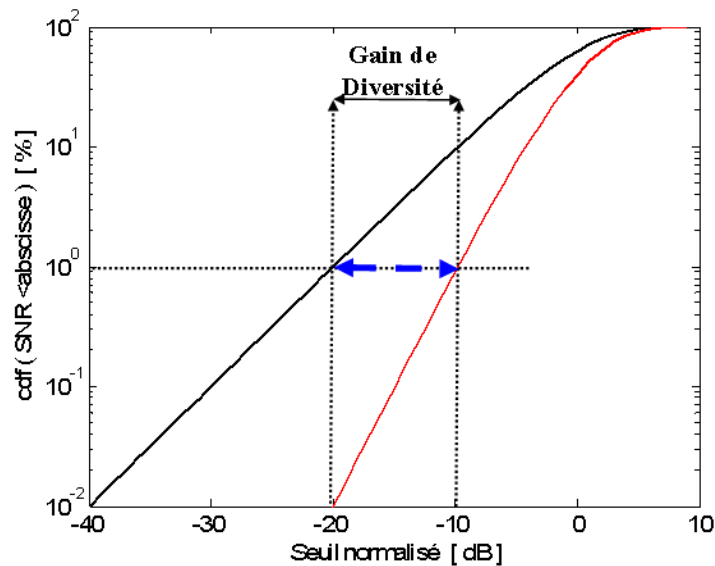


Figure. I. 13 : Illustration du gain de diversité par une courbe de densité de probabilités cumulées

A une densité de probabilités cumulées (1% dans le cas précis) correspondent deux valeurs différentes sur l'abscisse (l'une pour le SNR de l'antenne référence et l'autre pour le SNR recombiné). Le gain de diversité est la différence entre ces deux valeurs d'abscisse.

La transformation de plusieurs signaux en un seul signal de meilleure qualité se fait de plusieurs manières. Aussi, avant d'aborder les autres paramètres de diversité, il est impératif d'énumérer les différents types de combinaison.

Il en existe quatre, classés en deux groupes de deux: la commutation (la sélection et le switch) et la sommation (EGC : Equal Gain Combining et MRC : Maximal Ratio Combining).

I.V.A.1 Les techniques de Commutation

Comme le nom l'indique, ces techniques sont basées sur le principe du choix ou de décision.

I.V.A.1.a La Sélection

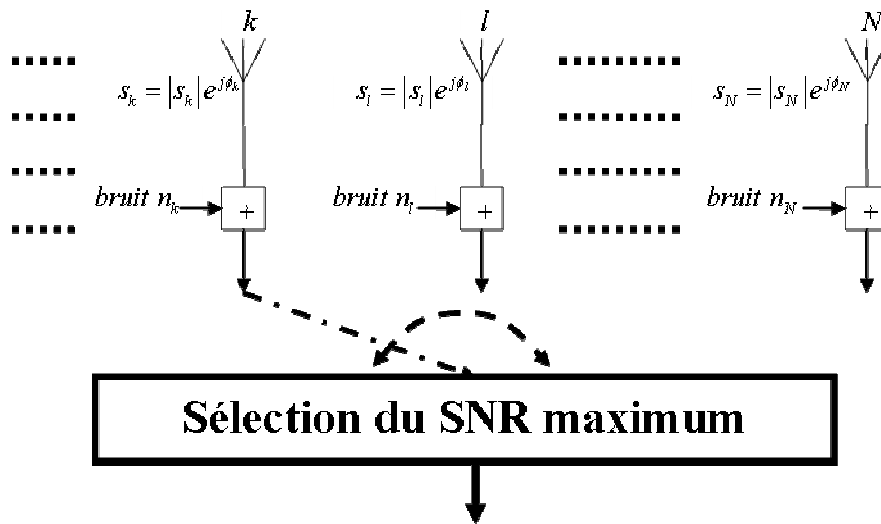


Figure.I. 14 : Technique de sélection

C'est la technique de combinaison la plus simple. Une prise de décision se fait à l'intérieur du combineur. A un instant donné, le combineur analyse toutes ses entrées, détecte celle qui a le plus grand SNR, la sélectionne et l'envoie vers sa sortie (Figure. I.14).

Dans un canal de Rayleigh (canal multi-trajets sans rayon direct), le signal est le produit d'un bruit multiplicatif gaussien complexe et du signal émis [I.27, P.7].

En considérant un système de diversité composé de N antennes placées dans ce milieu, en supposant que les signaux reçus sont deux à deux décorrélés et que les SNR moyens sont identiques, la fonction densité de probabilités cumulées à l'entrée "k" du combineur est donnée par [I.8], [I.24]:

$$CDF(\gamma_k < \gamma_s / \Gamma) = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right) \tag{I.16}$$

Où Γ est le SNR moyen commun à toutes les branches, γ_k le SNR instantané de la branche "k", γ_s le SNR seuil et $CDF(\gamma_k < \gamma_s / \Gamma)$ la densité de probabilités cumulées d'avoir le SNR de l'antenne "k" en dessous du seuil normalisé γ_s / Γ .

Celle du signal issu du combineur de sélection est donnée par [I.8], [I.24]:

$$CDF(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_k, \dots, \gamma_N < \gamma_s / \Gamma) = CDF(\gamma_{div} < \gamma_s / \Gamma) = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right)^N \quad (I.17)$$

Avec γ_{div} , le SNR instantané issu du combineur.

Les courbes obtenues à partir de ces formules permettent de calculer le Gain de Diversité (DG). Ces courbes sont représentées à la Figure.I.15. D'une part, les courbes de CDF montrent que le gain de diversité est d'autant plus important que le nombre d'antennes est élevé. D'autre part, lorsque l'ordonnée augmente (augmentation des probabilités cumulées), le gain de diversité diminue.

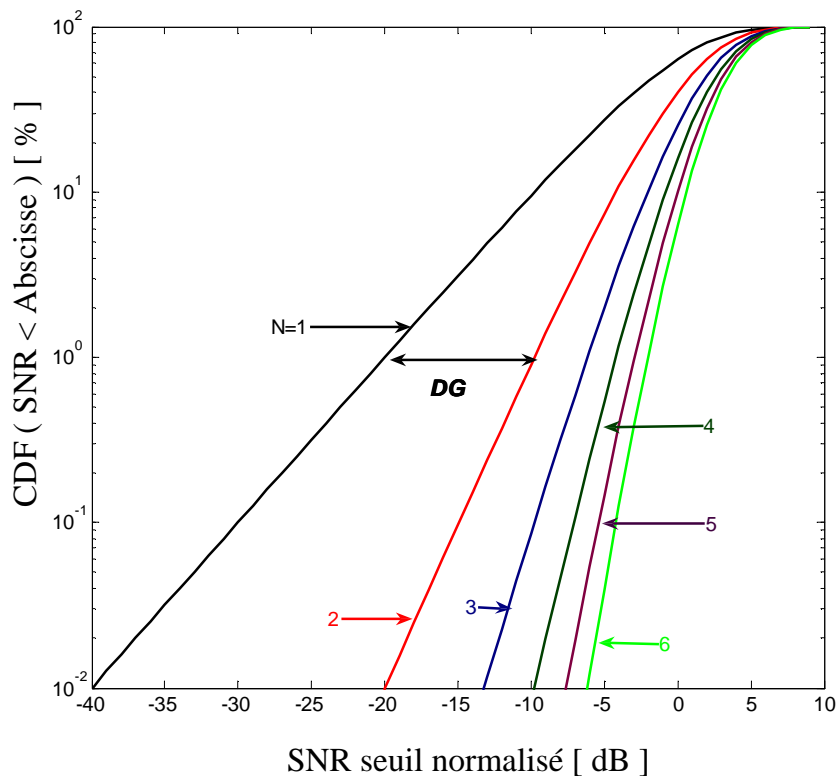


Figure. I. 15 : Densités de probabilités cumulées de signaux Rayleigh avec un nombre total N d'antennes.

Le gain de diversité est souvent calculé en fixant la densité de probabilités cumulées d'avoir le SNR en-dessous d'un certain seuil à 1%, soit 99% d'efficacité du système de diversité.

Lorsque le seuil normalisé γ_s/Γ est inférieur à -10dB, c'est-à-dire lorsque les SNR instantanés des branches subissent beaucoup d'évanouissements profonds, l'Equation. I.17 est simplifiée sous cette forme [I.8], [I.24]:

$$CDF(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_n, \dots, \gamma_N < \gamma_s/\Gamma) = CDF(\gamma_{div} < \gamma_s/\Gamma) = \left(\frac{\gamma_s}{\Gamma}\right)^N \quad (I.18)$$

Ainsi, avec un système à deux branches idéalement indépendantes, le gain de diversité est de 10dB à 1% de densité de probabilités cumulées.

Dans le cas de la technique de sélection, toutes les branches du système multi-antennaire doivent-être scrutées simultanément avant la prise de décision. Cette condition la rend difficile dans la pratique et constitue donc son point faible.

I.V.A.1.b Le Switch

Contrairement à la sélection, cette technique requiert un niveau seuil de signal. La recherche d'une nouvelle branche ne se fera que si le SNR de celle qui était présélectionnée passe en dessous du seuil. Le commutateur scrute de nouveau les branches en commençant par la plus proche et il se positionne sur la toute première qui aura rempli la condition de supériorité par rapport au SNR seuil. Il n'y a donc pas besoin d'analyser toutes les branches du système multi-antennaires comme dans le cas précédent. Ce procédé est nettement plus réaliste. Cependant, la branche sélectionnée n'est pas forcément la meilleure rendant les performances du switch moins bonnes que celles de la sélection. Pour cette raison, la sélection est l'équivalent du switch idéal. Le seuil doit être fixé en fonction des SNR moyens de chaque branche, les SNR étant calculés avec la plus grande précision possible [I.8, P.335], [I.25]. Par contre, le switch est plus avantageux en ce sens qu'il n'y a pas de pertes de temps de scrutation.

Aussi bien pour la technique de sélection que pour celle du switch, les signaux des branches non sélectionnées du système ne sont pas exploités. Pour y remédier, le combineur doit exploiter tous les signaux à son entrée. Ils sont pondérés puis sommés : c'est la technique de sommation.

Rigoureusement, les poids à appliquer sont obtenus à partir des techniques d'estimation de SNR pour traiter le signal reçu par le système de diversité.

I.V.A.2 Les techniques de Sommation

Ces techniques permettent d'exploiter tous les signaux. Ils sont pondérés puis sommés. Comparées aux techniques de commutation, les techniques de sommation offrent de meilleurs gains de diversité puisqu'elles exploitent l'information reçue par toutes les antennes.

I.V.A.2.a Combinaison Equi-Gain (EGC)

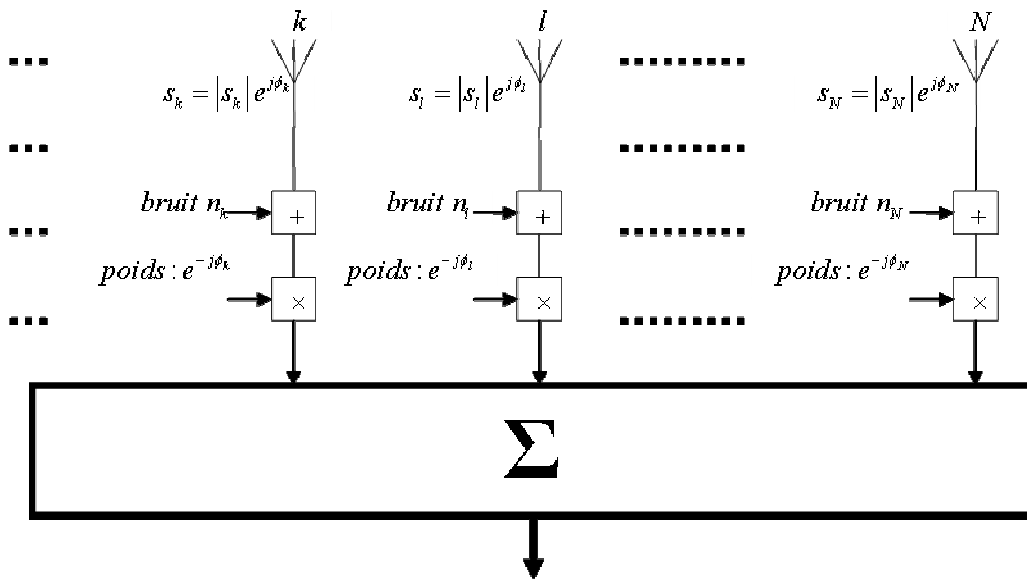


Figure. I. 16 : Technique de combinaison équi-Gain (EGC)

Les signaux reçus par les antennes sont simplement mis en phase avant d'être sommés. Des pondérations de phase sont donc appliquées aux signaux avant la sommation (Figure. I.16). En outre, des travaux théoriques antérieurs ont permis de trouver une expression analytique idéale de l'amplitude du signal recombinaison en EGC [I.10, P.], [I.12, P.58].

I.V.A.2.b Combinaison Gain Maximum (MRC)

Dans le cas de la combinaison gain maximum (MRC), des pondérations de phase et d'amplitude (Figure.I.17) sont appliquées à chacune des branches du système multi-antennaires de façon à ce que le SNR à la sortie du combineur soit égal à la somme des SNR à toutes ses entrées, [I.12, P.58], [I.27], [I.25].

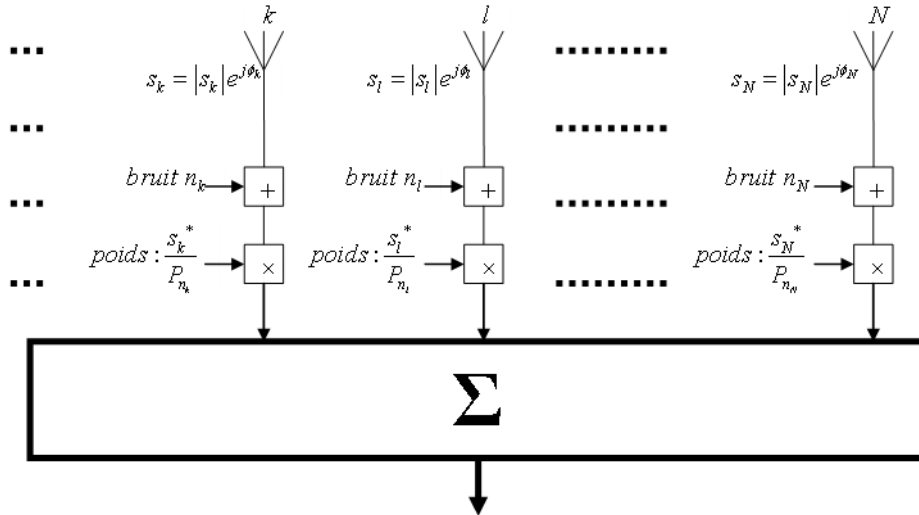


Figure. I. 17 : Technique de combinaison Gain Maximum (MRC)

Le gain de diversité dépend d'autres paramètres tels que le coefficient de corrélation et les gains moyens effectifs des antennes. Il est donc intéressant de voir comment ces paramètres évoluent les uns par rapport aux autres et les critères qui leur sont liés.

I.V.B Coefficient de corrélation

Le coefficient de corrélation des signaux est un paramètre d'une grande importance des études de systèmes à diversité. En considérant deux à deux les signaux reçus par les antennes du système de diversité, le coefficient de corrélation est l'outil mathématique et statistique qui permet de mesurer le degré de similitude entre eux. Son module varie de 0 à 1. Idéalement, la diversité requiert un coefficient de corrélation nul ou faible par défaut. Cependant, d'autres études ont été menées sur des coefficients de corrélation, non pas des signaux, mais des diagrammes d'antennes en faisant intervenir leurs rayonnements vectoriels. Elles sont très utiles pour l'analyse de choix des réseaux d'antennes hétérogènes pour des applications MIMO (multiple Input Multiple Output) [I.28].

Le terme coefficient de corrélation possède plusieurs sens. Pour éviter toutes confusions, il est donc impératif de les définir tous. Il en existe trois types: le coefficient de corrélation complexe, d'enveloppe et de puissance [I.26].

I.V.B.1 Coefficient de corrélation complexe

Il mesure la corrélation complexe entre les signaux reçus par les ports du système de diversité [I.29]. Il est analytiquement donné par [I.30]:

$$\rho_c = \frac{\oint \left(XPRE_{\theta k}(\theta, \phi) E_{\theta l}^*(\theta, \phi) p_{\theta}(\theta, \phi) + E_{\phi k}(\theta, \phi) E_{\phi l}^*(\theta, \phi) p_{\phi}(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\theta d\phi}{\sqrt{\sigma_k^2 \sigma_l^2}} \quad (\text{I.19})$$

σ_k^2 représente la variance à la k^{th} branche et elle est égale à :

$$\sigma_k^2 = \oint \left(XPRE_{\theta k}(\theta, \phi) E_{\theta k}^*(\theta, \phi) p(\theta, \phi) + E_{\phi k}(\theta, \phi) E_{\phi k}^*(\theta, \phi) p(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\theta d\phi \quad (\text{I.20})$$

Dans ces deux dernières équations :

- ❖ XPR est le taux de polarisation croisée. C'est le rapport de la puissance moyenne en polarisation- θ par la puissance moyenne en polarisation- ϕ [I.24]. Dans un canal uniforme, il est égal à 1.
- ❖ $p_{\theta}(\theta, \phi)$ est la densité de distribution des angles d'arrivée dans le canal de propagation en polarisation- θ .
- ❖ $p_{\phi}(\theta, \phi)$ est la densité de distribution des angles d'arrivée dans le canal de propagation en polarisation- ϕ .
- ❖ $E_{\theta k}$ et $E_{\phi k}$ sont les composantes du diagramme de rayonnement complexe de l'antenne " k " en coordonnées sphériques.

Le coefficient de corrélation complexe dépend donc explicitement de la distribution des angles d'arrivée et des diagrammes de rayonnement complexe des antennes.

Considérons deux diagrammes de rayonnement identiques et isotropes. Lorsque les angles d'arrivée sont uniformément distribués dans le plan azimutal et uniquement dans ce plan, les travaux de Clarke ont conduit à la formule [I.16], [I.14], [I.10, P.578]:

$$|\rho_c| \cong J_0(\beta D) \quad (\text{I.21})$$

Avec $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ étant la longueur d'onde et D est la distance de séparation entre les antennes.

J_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0.

Lorsque la distribution est uniforme dans tout l'espace, le module du coefficient de corrélation complexe est plutôt décrit par la fonction sinus-cardinal sous la forme [I.10, P.578]:

$$|\rho_c| \cong \frac{\sin(\beta D)}{\beta D} \quad (\text{I.22})$$

La Figure. I.18 représente les variations des coefficients de corrélation en fonction de D (λ) obtenues avec les équations (I.21 et I.22).

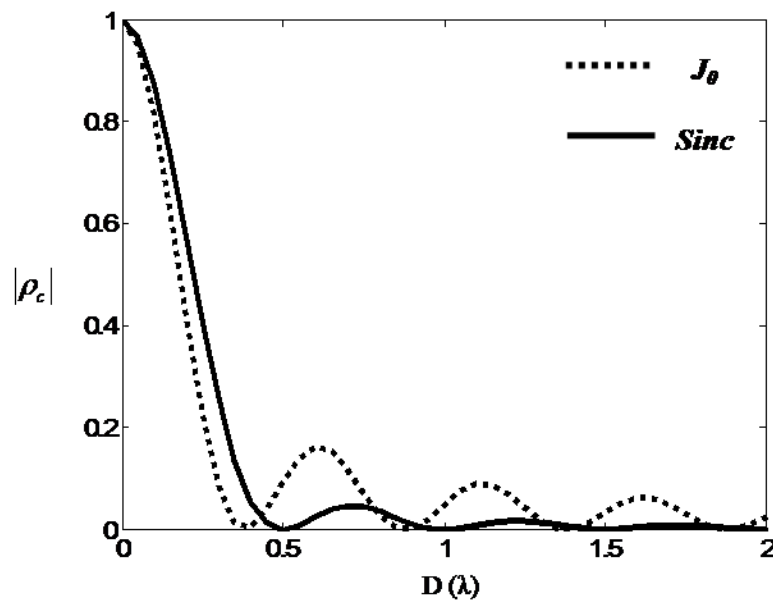


Figure. I. 18 : Courbes comparatives des variations des coefficients de corrélation complexe décrites en 2D par la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro (J_0) et en 3D par la fonction sinus-cardinal (Sinc).

I.V.B.2 Coefficient de corrélation d'enveloppe

Le coefficient de corrélation d'enveloppe (ρ_e) est par définition la corrélation entre les amplitudes des signaux derrière chaque antenne [I.29]. Il est toujours réel par conséquent. C'est le coefficient le plus utilisé dans les études de diversité. Dans un canal de Rayleigh, les coefficients de corrélation complexe et d'enveloppe sont liés par la relation [I.16]:

$$\rho_e \approx |\rho_c|^2 \quad (\text{I.23})$$

I.V.B.3 Coefficient de corrélation de puissance

Le coefficient de corrélation de puissance (ρ_p) désigne la corrélation entre les puissances des signaux reçus par les antennes [I.22]. Il est toujours réel également.

Il a été démontré que dans un canal de Rayleigh, les coefficients de corrélation de puissance et d'enveloppe sont égaux [I.32].

$$\rho_p \approx \rho_e \approx |\rho_c|^2 \quad (\text{I.24})$$

I.V.B.4 Coefficient de corrélation et Gain de diversité

La diversité n'est efficace que si les signaux reçus par les antennes sont très décorrélés. Des études ont montré que lorsque cette condition n'est pas vérifiée, quelle que soit la technique de combinaison utilisée, le gain de diversité diminue quand le coefficient de corrélation augmente [I.10, P.570], [I.32] et inversement. La Figure.I.19 représente les variations des courbes de CDF en fonction de valeurs seuils normalisées de SNR pour différentes valeurs du coefficient de corrélation d'enveloppe.

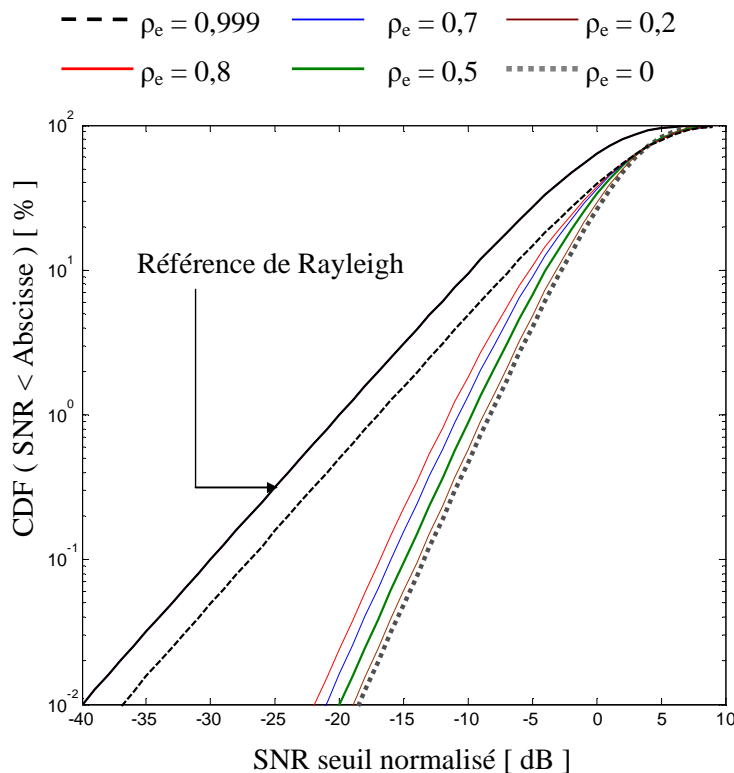


Figure. I. 19 : Densités de probabilités cumulées avec un système à deux branches à SNR moyens égaux en technique MRC pour différentes valeurs du coefficient de corrélation.

Elles confirment les résultats obtenus dans [I.10, P.570], [I.32]. Quand les signaux sont complètement corrélés, c'est-à-dire quand $\rho_e \rightarrow 1$, le gain de diversité est respectivement égal à 3dB et 4,77dB pour deux et trois antennes identiques [I.32].

Première condition nécessaire de diversité:

Une des conditions nécessaires de diversité est d'avoir un coefficient de corrélation faible, de préférence nul. En général le coefficient de corrélation d'enveloppe doit être inférieur à 0,7 [I.32]. Cependant pour les terminaux mobiles, un seuil de 0,5 est jugé largement suffisant [I.32]. Cette condition est due au fait que pour des coefficients de corrélation d'enveloppe inférieurs à ce seuil, le DG ne varie plus beaucoup. Dans le cadre du scénario de Clarke (étude en 2D) où les angles d'arrivée sont supposés uniformément distribués, les valeurs $\rho_e = 0$ et $\rho_e = 0,7$ sont obtenues quand les antennes sont séparées dans le plan azimutal de $0,38\lambda$ et $0,13\lambda$ respectivement. En 3D, ces distances correspondent à $0,5\lambda$ et $0,16\lambda$ [I.10, P.578-579].

I.V.C Gains moyens effectifs

La diversité dépend aussi des gains moyens effectifs des antennes du système de diversité. Le gain moyen effectif (Mean Effective Gain) ou MEG d'une antenne est défini comme étant le gain d'antenne qui prend en compte la distribution des angles d'arrivée du canal de propagation. De façon analytique, il est donné par la formule suivante [I.10, P.577]:

$$MEG = \oint \left(\frac{XPR}{1+XPR} |E_\theta(\Omega)|^2 p_\theta(\Omega) + \frac{1}{1+XPR} |E_\phi(\Omega)|^2 p_\phi(\Omega) \right) d\Omega \quad (I.25)$$

Avec [I.10, P.577]:

$$\oint \left(|E_\theta(\Omega)|^2 + |E_\phi(\Omega)|^2 \right) d\Omega = 4\pi \quad (I.26)$$

Dans cette formule, XPR , Ω , E_θ , p_θ et E_ϕ , p_ϕ sont respectivement le taux de polarisation croisée, l'angle solide, les composantes θ , ϕ du champ rayonné et les densités de distributions des angles d'arrivée.

Deuxième condition nécessaire de diversité:

La deuxième condition de diversité est d'avoir des MEG similaires, voir identiques dans le cas idéal. Etant donné qu'il est plus facile de disposer du signal reçu par les antennes, le MEG de diversité peut être remplacé par les puissances moyennes des signaux [I.10, P.573], [I.32].

Il a été prouvé expérimentalement que toute différence significative entre les SNR moyens de chaque antenne, entraîne une dégradation du gain de diversité [I.32], [I.33]. Les courbes de la Figure.I.20 sont des variations de CDF en fonction de SNR seuil normalisé pour quelques valeurs de la différence de SNR moyen (Δ) entre les antennes du système de diversité. Elles montrent, comme prévu, que le gain de diversité est d'autant plus grand que les SNR moyens des antennes sont similaires.

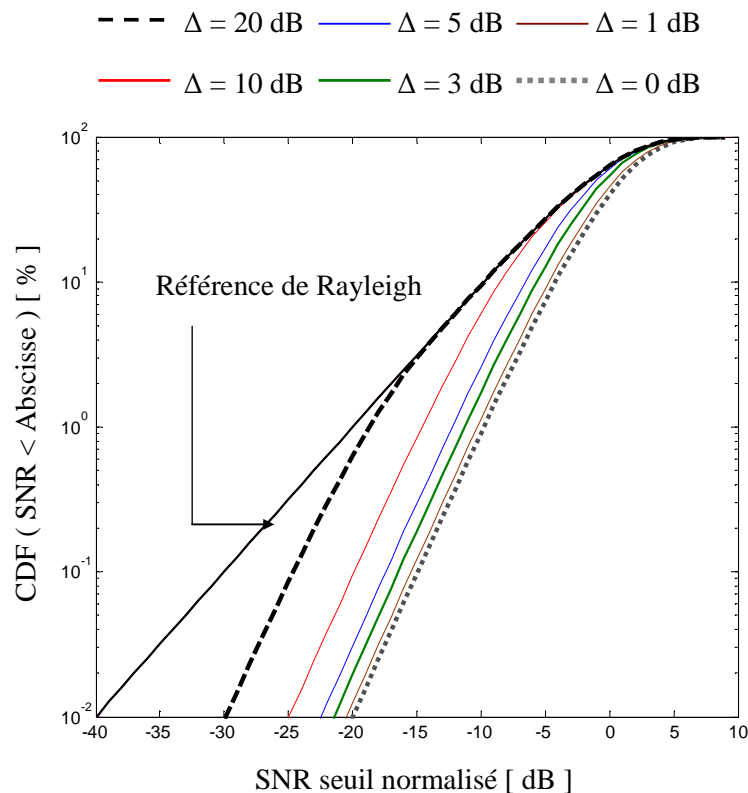


Figure. I. 20 : Densités de probabilités cumulées avec un système à deux branches en technique de Sélection pour différentes valeurs de la différence de SNR moyens (Δ).

Tous ces paramètres de diversité dépendent de la nature du canal de propagation. D'où la nécessité de s'intéresser aux études qui ont été faites dans ce domaine.

I.VI DISTRIBUTION SPATIALE DU CANAL DE PROPAGATION

Il a déjà été rappelé que les paramètres de diversité dépendent des angles d'arrivée (AOA) qui sont représentés par des fonctions « densité de distribution ». Rigoureusement, les études prennent en compte, séparément, leurs composantes $(p_\theta(\theta, \phi))$ et $(p_\phi(\theta, \phi))$. Les AOA dépendent beaucoup de la quantité et de la forme des obstacles dans le canal de propagation. Ils sont également fonction des positions relatives des antennes d'émission et de réception.

A cause des mouvements incessants et aléatoires des antennes (surtout des terminaux mobiles), les angles d'incidences des ondes sont aussi aléatoires. C'est la raison pour laquelle, l'étude du canal de propagation doit-être rigoureusement abordée sous d'autres formes (statistique ou tracé de rayon) que sous l'aspect purement analytique.

En général, les distributions des AOA en élévation et en azimut sont traitées séparément. Aussi, la distribution de densité de probabilité globale est :

$$p(\theta, \phi) = p_\theta(\theta, \phi) \cdot p_\phi(\theta, \phi) \quad (\text{I.27})$$

La plupart des travaux considèrent des AOA uniformément distribués en azimut [I.16], [I.34]. Les composantes verticale p_θ et horizontale p_ϕ sont toutes les deux indépendantes de la variable azimutale ϕ .

Les distributions des AOA correspondent à celles des sources secondaires, c'est-à-dire les points de diffraction, de réflexion et de diffusion des ondes.

En élévation, plusieurs cas peuvent se présenter. Si le canal possède un grand nombre de multi-trajets, il est décrit par un modèle uniforme. Dans le cas contraire, il existe un grand nombre de modèles pour décrire le canal urbain, périurbain et rural [I.5]. Parmi tous ces modèles (Gauss, Laplace, Elliptique, etc.....), le plus utilisé est le Modèle de Gauss. La distribution des angles d'arrivée varie comme une fonction de Gauss. Les valeurs des écarts types et des angles moyens d'arrivée dépendent du canal de propagation. De nombreux travaux dont celui de Taga [I.35] ont permis d'avoir une idée sur la variation de ces paramètres. Dans ce modèle, les angles d'arrivée sont considérés comme uniformément distribués en azimut. La fonction de Gauss ne s'applique qu'à la distribution en élévation. Les composantes verticale et horizontale de la densité de probabilité des AOA sont données par [I.35] :

$$p_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \bar{\theta}_V\right)}{\sigma_V} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{I.28})$$

$$p_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\phi - \left(\frac{\pi}{2} - \bar{\theta}_H\right)}{\sigma_H} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{I.29})$$

Où :

- ❖ $\bar{\theta}_V$ et $\bar{\theta}_H$ sont les angles moyens des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation. Ils sont référencés par rapport au plan azimutal.
- ❖ σ_V et σ_H , les écarts types des composante verticale et horizontale de la distribution des AOA en élévation.
- ❖ A_{θ} et A_{ϕ} sont des constantes.

Les constantes A_{θ} et A_{ϕ} vérifient les relations [I.35]:

$$\iint p_{\theta}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = \iint p_{\phi}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = 1 \quad (\text{I.30})$$

En milieux urbains et périurbains, des études sur les AOA ont montré que l'angle moyen d'élévation $\bar{\theta}$ est souvent compris entre 16° et 39° [I.36]. D'autres travaux menés par Yeh montrent que $\bar{\theta}$ est compris entre 11° et 39° [I.37].

Dans le cas où les angles d'arrivée ne sont pas uniformément distribués en azimut, il est possible de leurs associer, comme en élévation, une distribution gaussienne. Les composantes θ et ϕ des AOA sont alors décrites par [I.10, P.312]:

$$p_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \bar{\theta}_V\right)}{\sigma_{\theta V}} \right)^2 \right] \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\phi - \bar{\phi}_V}{\sigma_{\phi V}} \right)^2 \right], \quad 0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi. \quad (\text{I.31})$$

$$p_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \bar{\theta}_H\right)}{\sigma_{\theta H}} \right)^2 \right] \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\phi - \bar{\phi}_H}{\sigma_{\phi H}} \right)^2 \right], \quad 0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi. \quad (\text{I.32})$$

Dans l'Équation. I.31 et l'Équation. I.32 :

- ❖ $\overline{\theta}_V$ et $\overline{\theta}_H$ sont respectivement les angles moyens des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation et ils sont référencés par rapport au plan azimutal. $\overline{\phi}_V$ et $\overline{\phi}_H$ sont leurs pendants dans le plan azimutal et sont par contre référencés par rapport à l'axe des abscisses d'un repère cartésien.
- ❖ σ_{θ_V} et σ_{θ_H} sont les écarts types des composantes verticale et horizontale de la distribution des AOA en élévation quand σ_{ϕ_V} et σ_{ϕ_H} sont les écarts types des composantes verticale et horizontale de la distribution des AOA dans le plan azimutal.
- ❖ A_θ et A_ϕ sont des constantes. Elles sont déterminées par la condition de l'équation (I.30).

Lorsque σ_{ϕ_V} et σ_{ϕ_H} tendent tous les deux vers l'infini, les AOA sont uniformément distribués en azimut. Si en plus, σ_{θ_V} et $\sigma_{\theta_H} \rightarrow \infty$, le canal de propagation est décrit par une distribution uniforme des AOA dans tout l'espace.

L'autre facteur dont dépendent les paramètres de diversité est l'antenne. Pour des applications aux terminaux portables, il convient de faire un rappel des paramètres fondamentaux d'antenne en général et des antennes miniatures en particulier.

I.VII ANTENNES POUR TERMINAUX MOBILES

Dans les systèmes de communication sans fil, l'antenne est un élément important pour la transmission et la réception du signal. De plus en plus, le besoin en aériens performants, miniatures et facilement intégrables sur les terminaux mobiles croit. De plus, la diminution de la taille de ces terminaux mobiles rend encore plus petit l'espace alloué à l'antenne.

Pour des applications de diversité d'antennes, cet espace doit servir à plus d'une antenne. Le concepteur d'antennes miniatures pour terminaux portables fait donc face à un déficit supplémentaire.

I.VII.A Paramètres fondamentaux d'antennes

Une antenne est généralement caractérisée par plusieurs paramètres dont son adaptation, son gain, sa directivité, sa bande passante, son efficacité totale.

I.VII.A.1 L'adaptation

Soit Z_g l'impédance caractéristique du générateur de puissance et Z_a , celle de l'antenne. Pour une adaptation idéale, les impédances caractéristiques doivent être des nombres complexes conjugués. Z_g est en général réelle et égale à 50Ω . L'adaptation d'une antenne "i" est souvent traduite par son coefficient de réflexion (S_{ii}). Par définition, le coefficient de réflexion est la proportion de puissance incidente disponible réfléchi à l'entrée de l'antenne, soit:

$$|S_{ii}|^2 = \frac{P_{réfl}}{P_{inc}} \quad (I.33)$$

Avec : $P_{réfl} = P_{inc} - P_{acceptée}$

Où $P_{réfl}$ est la puissance réfléchi, P_{inc} la puissance incidente et $P_{acceptée}$ la puissance acceptée.

En expression logarithmique, il est égale à:

$$S_{ii} (dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{réfl}}{P_{inc}} \right) \quad (I.34)$$

Le coefficient de réflexion est lié aux impédances Z_a et Z_g par l'équation:

$$S_{ii} = \frac{Z_a - Z_g}{Z_a + Z_g} \quad (I.35)$$

I.VII.A.2 La directivité

La directivité d'une antenne est la densité stérique de puissance $\Delta P_{\Omega}(\theta, \phi)$ rayonnée par unité d'angle solide comparée à la puissance moyenne rayonnée. Si en lieu et place de cette antenne, une source ponctuelle (isotrope) est utilisée, elle rayonnerait par angle solide une puissance égale à la puissance moyenne.

$$D(\Omega) = \frac{\Delta P_{\Omega}(\Omega)}{\left[\frac{P_r}{4\pi} \right]} \quad (\text{I.36})$$

Où P_r est la puissance rayonnée et $\Omega = (\theta, \phi)$.

$$P_r = \iint_{\Omega} \Delta P_{\Omega}(\Omega) d\Omega \quad (\text{I.37})$$

I.VII.A.3 Le gain d'antenne

Le gain de l'antenne est semblable à la directivité excepté le fait qu'il prend en compte les pertes. Les pertes sont incluses dans l'efficacité d'antenne η_{ant} . Une antenne sans perte a une efficacité de 1.

$$G(\Omega) = \eta_{ant} D(\Omega) \quad (\text{I.38})$$

Avec :

$$\eta_{ant} = \frac{P_r}{P_{inc}} \quad (\text{I.39})$$

Suivant la définition de P_{inc} , on distingue en général deux types de gains. Si P_{inc} est la puissance fournie par la source d'alimentation, le gain est dit "réalisé" ($G_{réalisé}$). Si au contraire c'est la puissance acceptée par l'antenne, le gain est dit "intrinsèque" ($G_{intrinsèque}$). Le gain intrinsèque prend en compte tous les autres types de pertes dans l'antenne, c'est-à-dire celles qui ne sont pas liées au coefficient de réflexion.

Les deux types de gains sont liés par la relation:

$$G_{intrinsèque} = \frac{G_{réalisé}}{1 - |S_{ii}|^2} \quad (\text{I.40})$$

I.VII.B Antennes miniatures

En général une antenne sert à transformer une onde guidée en une onde rayonnée et inversement. Dans le cas particulier des terminaux mobiles, les antennes doivent remplir les critères de compacité pour des raisons d'intégrabilité.

Les antennes miniatures sont classées en quatre grandes catégories :

- les antennes électriquement petites dont les dimensions sont faibles devant la longueur d'onde de travail en espace libre.
- les antennes physiquement petites.
- les antennes petites par contraintes physiques suivant une dimension comme les antennes imprimées sur substrat diélectrique de hauteur faible.
- les antennes fonctionnellement petites. C'est la catégorie des antennes multifonctions sans augmentation de taille.

La miniaturisation des antennes dégrade notamment leur gain, leur efficacité, leur bande passante ou encore leur polarisation. Mais, étant donné que les positions des terminaux mobiles ne sont pas fixes dans le canal multi trajets, une antenne ayant plusieurs polarisations est plutôt avantageuse. Dans le cas idéal, les diagrammes de rayonnement de ces antennes doivent être isotropes.

Il existe des antennes présentant des caractéristiques proches de ce cas idéal. Elles ont des directivités très restreintes. Leurs dimensions varient d'un quart de longueur d'onde à une longueur d'onde. Ces aériens appartiennent à deux grandes familles: les dipôles et les fentes. Dipôles et fentes sont en fait liés par le principe de Babinet [I.38].

I.VII.B.1 Les antennes dipolaires et les fentes

- Soient les deux fils linéaires identiques quart d'ondes qui sont disposées comme sur la Figure. I.21. Ils sont reliés à leurs extrémités adjacentes à un générateur. C'est la structure d'un dipôle de base. Le courant varie comme une branche de sinusoïde présentant un maximum au centre du dipôle et des nœuds à ses extrémités (confère Figure. I.21). Sur son mode fondamental, le champ rayonné par le dipôle est à polarisation rectiligne [I.39], [I.40].

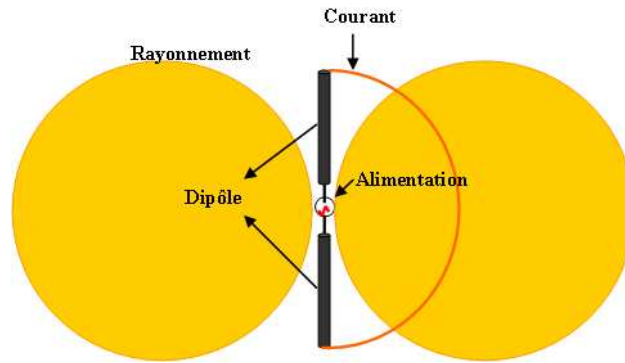


Figure. I. 21 : Dipôle et rayonnement dipolaire

- Une fente demi-onde est le dual du dipôle. Cette antenne est obtenue en découpant une ouverture rayonnante dans une surface conductrice (Figure. I.22). Dans le cas théorique où la plaque conductrice est infinie, les champs E de la fente sont équivalents aux champs H du dipôle complémentaire [I.39], [I.40].

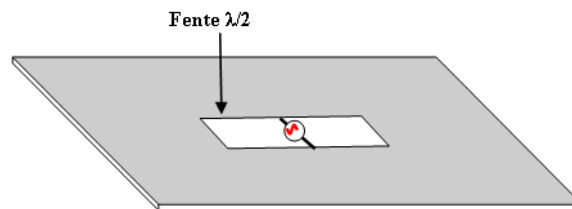


Figure. I. 22 : Antenne fente demi-onde

I.VII.B.2 Antenne monopôle et fente quart d'onde

- Soit de nouveau le dipôle précédent. Le monopôle est obtenu en insérant en son centre et perpendiculairement à son axe une plaque conductrice, idéalement infinie (Figure. I.23). Grâce au théorème des images électriques [I.39], [I.40], le champ rayonné a des caractéristiques semblables à celles du dipôle et un gain théorique supérieur de 3dB.

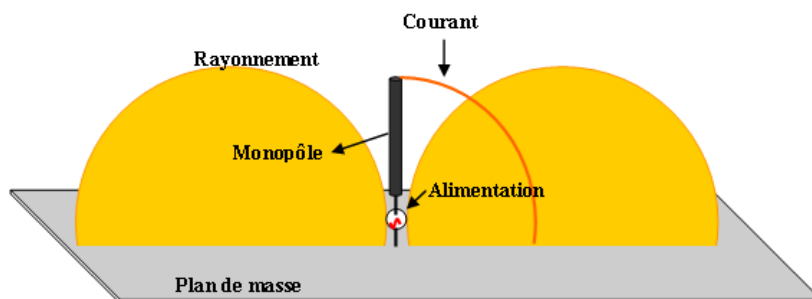


Figure. I. 23 : Monopôle et rayonnement monopolaire

- L'antenne fente quart d'onde est le dual du monopôle. Son mode fondamental vibre en un quart d'onde. La plaque conductrice infinie est remplacée par un circuit ouvert (Figure. I.24) [I.39], [I.40].

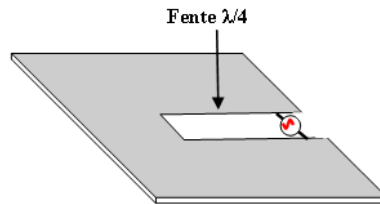


Figure. I. 24 : Antenne fente quart d'onde

I.VII.B.3 Les antennes imprimées

Une antenne imprimée est constituée d'un substrat diélectrique métallisé sur sa face supérieure par une plaque métallique de forme quelconque jouant le rôle d'élément rayonnant [I.39], [I.40]. La face inférieure est généralement métallisée et joue le rôle de plan de masse. Elle est alimentée par une sonde coaxiale, une ligne micro-ruban, un couplage de proximité ou par une fente. C'est une cavité résonnante imparfaite présentant des murs magnétiques verticaux imparfaits (Figure. I.25).

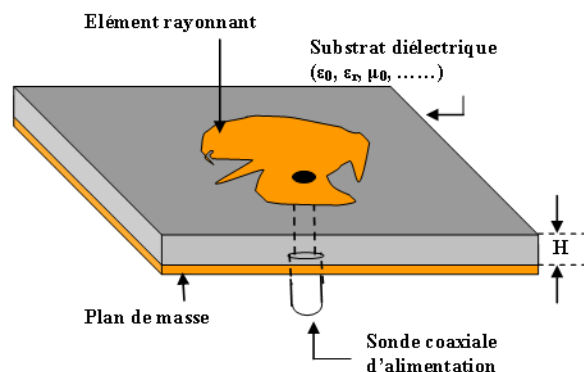


Figure. I. 25: Antenne imprimée sur substrat diélectrique ou antenne patch

Exemple d'antennes miniaturisées

Selon la forme de l'élément rayonnant, il existe:

- L'antenne L inversée (ILA : Inverted L Antenna) qui a la structure d'un monopôle quart d'onde replié (Figure. I.26). Ces performances en polarisations verticale et horizontale sont similaires [I.39], [I.40].

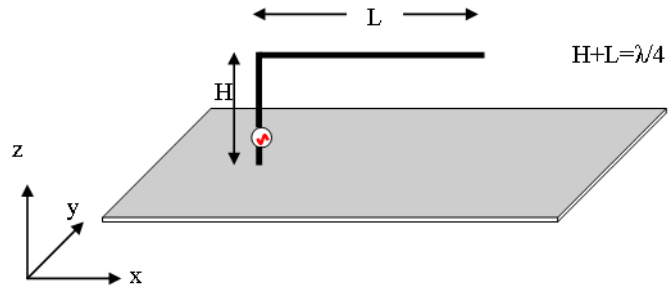


Figure. I. 26 : Antenne ILA

- L'antenne imprimée quart d'onde qui est obtenue en réduisant de moitié la dimension longitudinale de l'antenne imprimée classique et en court-circuitant l'élément rayonnant au plan de masse par une plaque métallique (Figure. I.27). Son principe repose sur l'analogie dipôle/monopôle [I.39], [I.40].

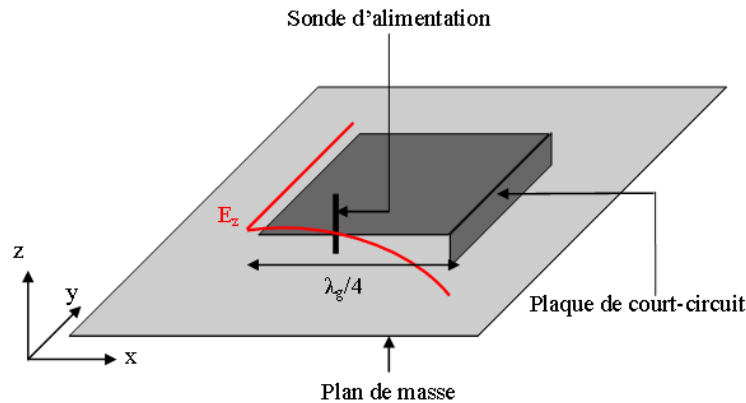


Figure. I. 27 : Antenne quart d'onde

- L'antenne F inversée (IFA : Inverted F Antenna) qui est semblable à l'antenne ILA (Figure. I.28).

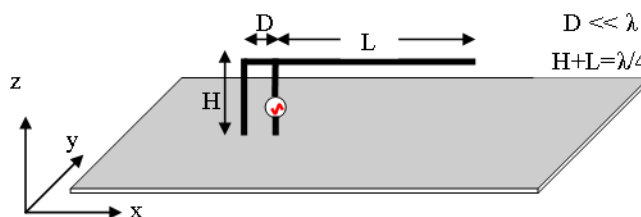


Figure. I. 28 : "Inverted F Antenna" (IFA)

- L'antenne imprimée F inversée (PIFA : Planar Inverted-F Antenna) : c'est une antenne IFA dont l'élément rayonnant filaire est remplacé par une plaque métallique (Figure. I.29) [I.39], [I.40].

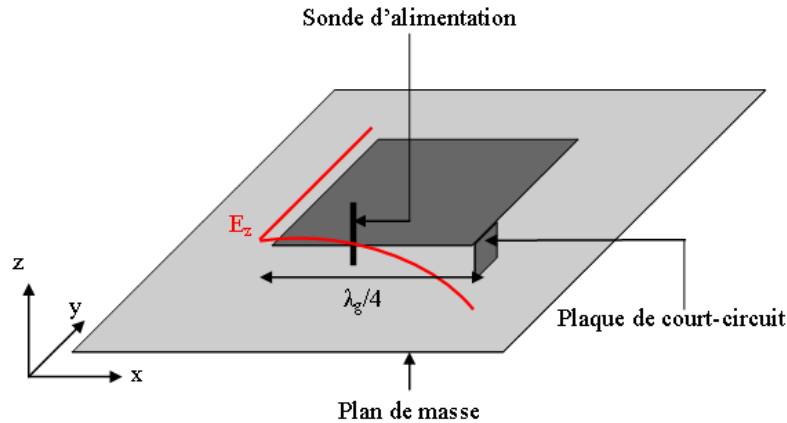


Figure. I. 29 : “Printed Inverted F antenna” (PIFA)

I.VII.C Les antennes pour terminaux mobiles et leurs applications à la diversité

Les techniques de diversité d'antennes à la réception ou les techniques multi antennes conjointes émission-réception permettent d'assurer la robustesse des liaisons de radiocommunications. L'implémentation de plusieurs antennes sur les terminaux mobiles types téléphones portables, PDA ou adaptateurs pour réseaux sans fil doit prendre en compte et résoudre les problèmes liés à leur miniaturisation et à leur intégration: la perte d'efficacité de rayonnement, la réduction de la bande passante, les difficultés liées à la conservation des polarisations propres, leur faible directivité et les pertes liées à l'implémentation de la diversité due au couplage entre les antennes du système provoquent une perte d'efficacité. La grande majorité des terminaux actuels sont multifonctions (téléphonie, réseaux sans fil, réseau personnel, localisation, etc.). Cependant, la taille limitée du terminal par rapport à la longueur d'onde pour des applications basses fréquences accroît les difficultés d'intégration des antennes.

De nombreuses études ont été faites sur le positionnement des antennes de diversité sur la carte électronique. Elles permettent de dégager trois grandes catégories de systèmes multi antennaires [I.41]:

- ❖ Les antennes éloignées sur le terminal
- ❖ Les antennes rapprochées sur le terminal
- ❖ Les antennes combinées dans un volume unique

I.VII.C.1 Les antennes éloignées

C'est la technique la plus simple et la première à être étudiée. Plusieurs solutions ont été proposées. La plus utilisée consiste à intégrer une antenne supplémentaire au terminal pour une utilisation conjointe avec l'antenne monopolaire classique des mobiles cellulaires de première et deuxième génération. Des travaux théoriques et pratiques sur le placement de deux antennes pour des applications dans la bande ISM 900MHz ont été faits par Green et Jensen et les résultats sont présentés dans [I.42]. Comme représenté sur la Figure. I.30, à une antenne monopôle dépassant la partie supérieure du téléphone est associée, soit une autre antenne monopôle intégrée dans son clapet déployé (Figure. I.30. (a)), soit une antenne PIFA intégrée dans sa partie supérieure (Figure. I.30. (b)). Les analyses théoriques et les mesures expérimentales sont assez concordantes et les performances en diversité sont très satisfaisantes.

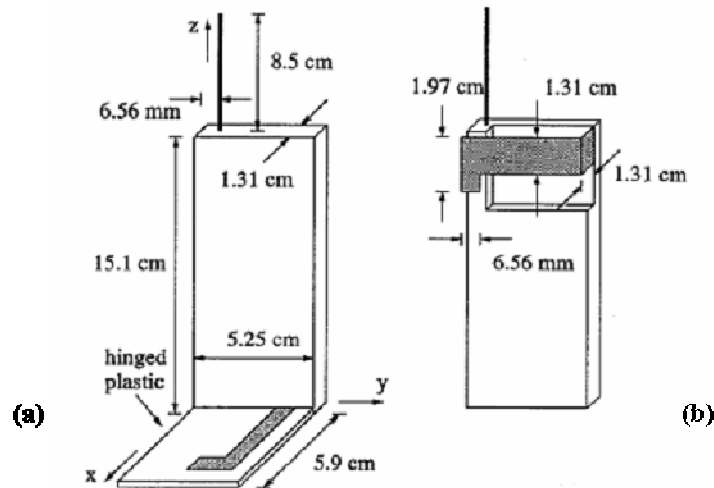


Figure. I. 30 : Placement d'une antenne monopôle imprimée dans le clapet d'un téléphone (a) et d'une antenne type PIFA intégrée dans la partie supérieure (b) par rapport à une antenne monopôle dépassant la partie supérieure [I.42].

Des travaux plus complets ont été faits et sont présentés dans [I.43] et [I.44]. Ces travaux prennent aussi en compte la présence d'une main ou de la tête d'un utilisateur, différents angles d'inclinaison du terminal dans différents environnements.

Les résultats montrent que l'antenne intégrée PIFA est plus sensible aux perturbations et qu'en fonction du type d'environnement et de l'inclinaison du téléphone, le coefficient de corrélation peut varier de façon significative. Par contre, le gain de diversité est très peu sensible à ces perturbations, rendant la diversité effective dans un contexte réaliste d'utilisation du terminal.

Ce type de terminal a été très exploité grâce au déploiement de la téléphonie cellulaire en milieux urbain et indoor. Depuis 1993, a été déployé au Japon, le standard PDC qui permet d'exploiter une diversité en réception avec une antenne monopolaire et une antenne intégrée [I.45], [I.46].

I.VII.C.2 Les antennes rapprochées

Les antennes rapprochées sont le plus souvent positionnées dans la partie haute du terminal mobile. Le problème inhérent à cette configuration est celui du couplage et de l'efficacité totale des antennes. Les travaux qui ont été faits dans ce domaine ont pour finalité la recherche de solutions à ce problème par l'optimisation des structures, de la position des antennes et du contexte de leur intégration.

La Figure. I.31 représente une clé USB intégrant deux antennes dipolaires qui pivotent autour d'axes de rotations différents [I.47]. Cette disposition permet de faire principalement de la diversité de polarisation malgré la modeste présence d'une diversité d'espace. De bonnes performances ont été obtenues lors des mesures indoor.

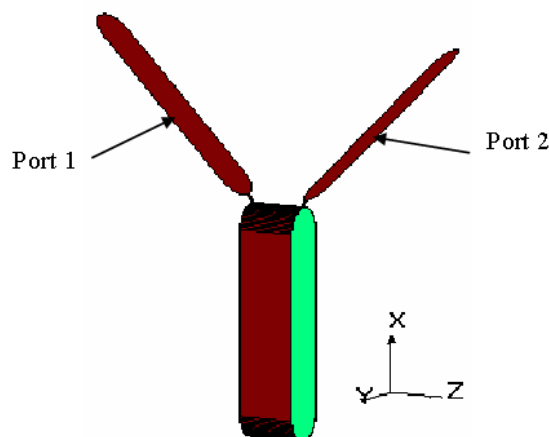


Figure. I. 31 : Terminal mobile avec deux antennes hélicoïdales rapprochées [I.47].

D'autres travaux utilisant une structure multi-antennes à base de dipôles imprimés orthogonaux (Figure.I.32) pour des applications simples et multi bandes et pour plusieurs types d'excitation sont présentés dans [I.48], [I.49] et [I.50]. Une meilleure isolation est obtenue en orientant les monopôles à $\pm 45^\circ$ et en prolongeant le plan de masse par ajout d'un élément parasite en T situé dans l'espace entre les monopôles. Les caractéristiques radioélectriques des antennes permettent d'analyser les performances en diversité. Deux principaux types de diversité se dégagent de cette configuration : la diversité de diagramme et de polarisation.

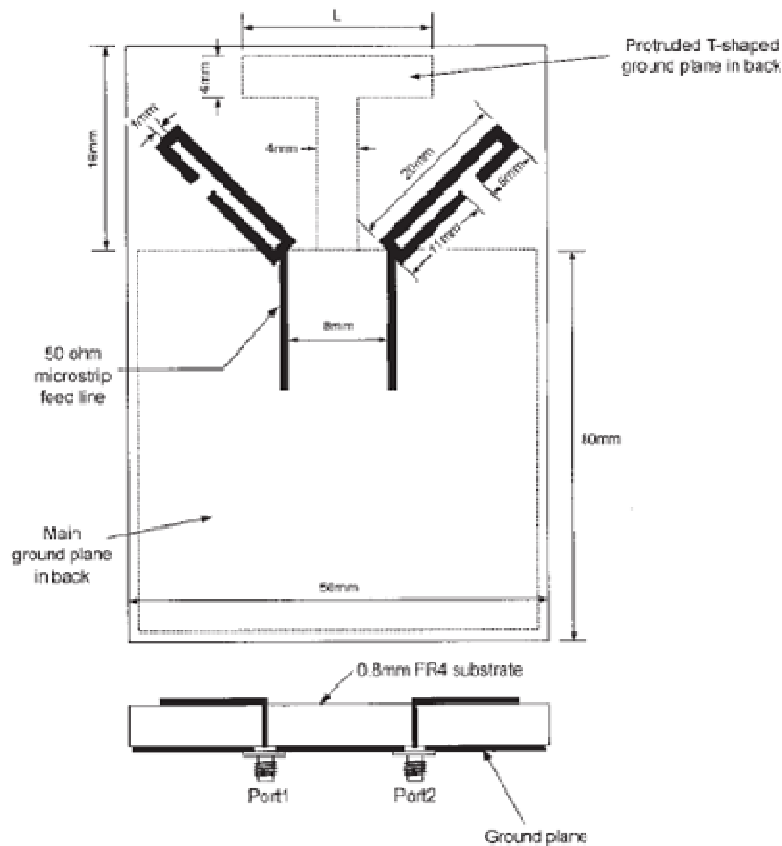


Figure. I. 32 : Terminal avec deux dipôles imprimés orthogonaux orientés à $\pm 45^\circ$ rapprochés. Prolongement du plan de masse par un élément parasite en T [I.50].

Dans [I.51], les auteurs ont utilisé un système composé de deux antennes patch très proches l'une de l'autre sur le plan de masse (Figure.I.33). Afin de résoudre les problèmes liés au couplage mutuel, l'une des antennes est positionnée orthogonalement à l'autre, chaque antenne ayant été préalablement optimisée en taille et en bande passante.

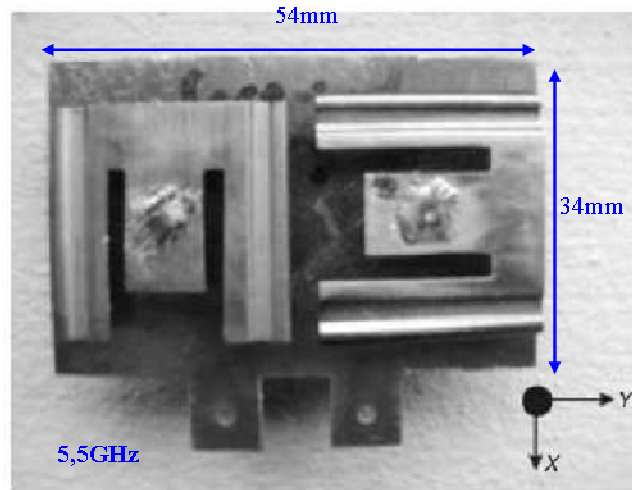


Figure. I. 33 : Deux antennes type patch rapprochées et orientées orthogonalement à 0° et 90° [I.51].

La taille très réduite du plan de masse sur lequel les antennes ont été montées, facilite l'intégration de l'ensemble à l'extrémité d'une carte adaptateur pour réseau sans fil, format PCMCIA comme représenté sur la Figure. I.34 et pour des applications WLAN 5GHz.

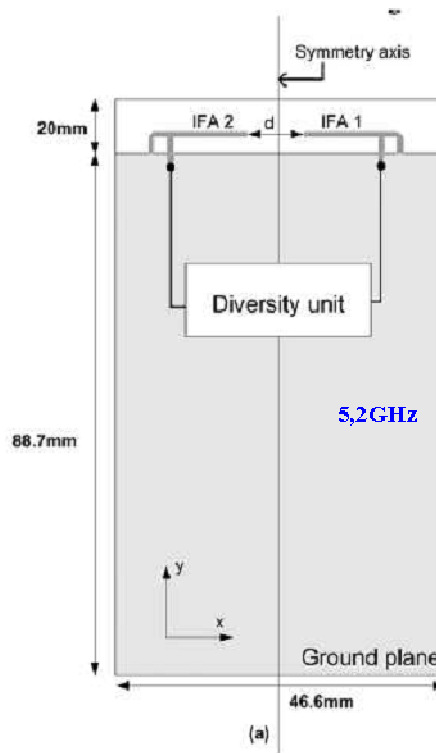


Figure. I. 34 : Terminal avec deux antennes type PIFA rapprochées et placées sur le bord supérieur de la carte électronique [I.52].

Des techniques d'intégration sur terminaux mobiles utilisant des antennes PIFA sont très populaires et largement étudiées. Elles sont basées sur le rapprochement d'antennes situées dans la partie haute du terminal. Elles prennent en compte différents volumes occupés selon qu'elles soient implantées sur le plan de masse ou dans son prolongement [I.52], [I.53]. Le type d'application peut également varier du simple aux bi-bandes. Les résultats d'études précises sur l'influence de la distance et l'orientation relative de deux antennes PIFA sur le même plan de masse comme représenté sur la Figure.I.34 sont publiés dans [I.54], [I.55].

Une autre étude basée sur l'intégration de quatre antennes PIFA dans la partie haute du terminal est largement expliquée dans [I.56]. Le couplage entre antennes étant le principal inconvénient des structures d'antennes rapprochées, certaines études ont montré la possibilité de minimisation de son niveau par modification du plan de masse commun.

Cette technique provoque une perturbation de la distribution des courants échangés entre les antennes. Une fente peut être découpée dans le plan de masse et entre les antennes [I.57], [I.58] (confère Figure. I.35), ou à proximité des antennes [I.58]. L'introduction de résonateurs plus complexes permet les mêmes effets pour des applications multi bandes [I.59].

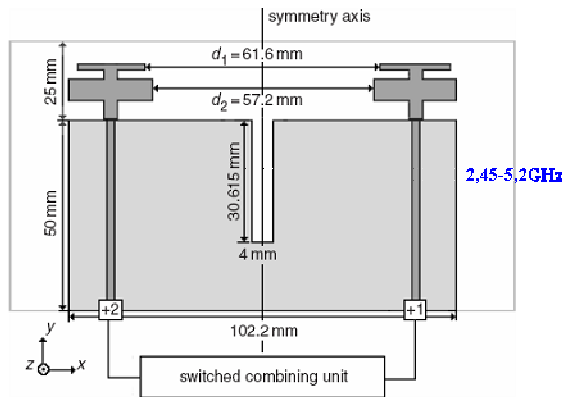


Figure. I. 35 : Système de deux antennes multi-bandes rapprochées. Modification du plan de masse par insertion de fente [I.57].

Au cas où les contraintes d'intégration constituent un frein pour le placement et l'orientation des antennes, le couplage ne peut être minimisé que par l'association d'un dispositif complémentaire de découplage. Une bonne optimisation de ce vecteur de couplage complémentaire permet de diminuer de façon significative le niveau de couplage obtenu avec les vecteurs de couplage initiaux.

La Figure.I.36 montre un système de quatre antennes PIFA disposées aux quatre extrémités d'un même plan de masse. Elles sont constituées en deux sous-groupes de deux. Les antennes du même sous groupe sont reliées entre elles par une ligne de neutralisation. Ce dispositif permet d'avoir un système de quatre accès indépendants sur un plan de masse unique de taille réduite pour des applications UMTS 2GHz [I.60], [I.61].

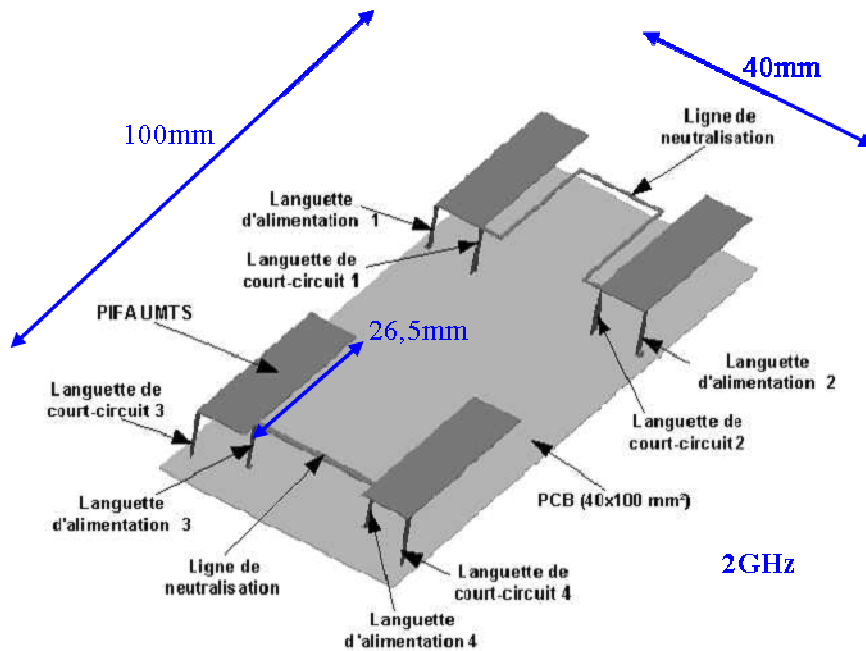


Figure. I. 36 : Quatre antennes connectées par des lignes de neutralisation pour des besoins de découplage [I.61].

Un circuit de découplage amont aux antennes, optimisé pour neutraliser les phénomènes de couplage, peut également être utilisé [I.62], [I.63], [I.64]. Un exemple est représenté sur la Figure.I.37.

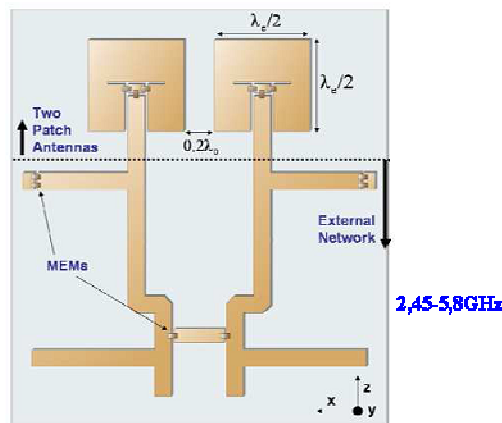


Figure. I. 37 : Système multi antenne avec circuit amont de découplage [I.63].

Dans [I.62], les propriétés du rayonnement et la diversité sont analysés pour faire ressortir les effets du circuit. Le coefficient de corrélation est calculé sur les bases des impédances et du rayonnement. Des simulations système et une campagne de mesures en milieu indoor ont permis d'évaluer les performances pour des applications MIMO [I.64]. L'exploitation du circuit de découplage n'est utilisée qu'en bande de base. La reconfiguration en fréquence est aussi expérimentée pour assurer le fonctionnement du système sur les bandes WLAN 2.45GHz et WLAN 5.8GHz.

L'avantage du rapprochement entre antennes est la concentration de l'encombrement des antennes dans une zone unique. Ce confinement permet d'avoir une interface *antennes-circuit RF* bien définie.

Dans un contexte d'intégration, le travail sur les seules antennes paraît insuffisant dans la mesure où leur environnement proche modifiera leurs propriétés. Aussi, les solutions de découplage proposées sont très intéressantes. Cependant, elles rendent complexe le système antennaire rendant impérative une étude de leurs impacts sur l'efficacité totale et la bande passante.

1.VII.C.3 Les antennes combinées ou antennes co-localisées

Cette catégorie regroupe les structures rayonnantes à accès multiples, les structures d'antennes combinées de façon hétérogène et les cavités rayonnantes à excitation différentielle.

1.VII.C.3.a Les structures rayonnantes à accès multiples

Des structures rayonnantes uniques à deux accès ont été proposées. Elles permettent d'exciter deux modes indépendants. Les techniques d'optimisation permettent d'obtenir une bonne isolation entre accès et des propriétés de rayonnement idéal pour des applications de diversité.

Lorsque les deux modes orthogonaux d'un patch carré sont convenablement excités, une diversité de polarisation peut être exploitée. Rigoureusement, dans un contexte d'intégration, ce simple principe de deux modes orthogonaux ne peut-être appliqué à cause des perturbations causées par l'environnement proche de l'antenne. Des applications ont été présentées dans [I.65], [I.66]. Elles consistent en des structures imprimées compactes,

semblables à des antennes patch, optimisées pour minimiser le couplage entre ports et favoriser une diversité de rayonnement. Les résultats obtenus après une campagne de mesures faite en chambre réverbérante à brassage de modes et en milieu réel, ont permis de valider le principe. D'autres résultats obtenus dans [I.65] montrent qu'avec certaines techniques appropriées de miniaturisation appropriées, l'encombrement du dispositif est réduit de moitié, permettant d'envisager des applications de téléphonie WLAN 2,45GHz ou téléphonie 3G (Figure.I.38).

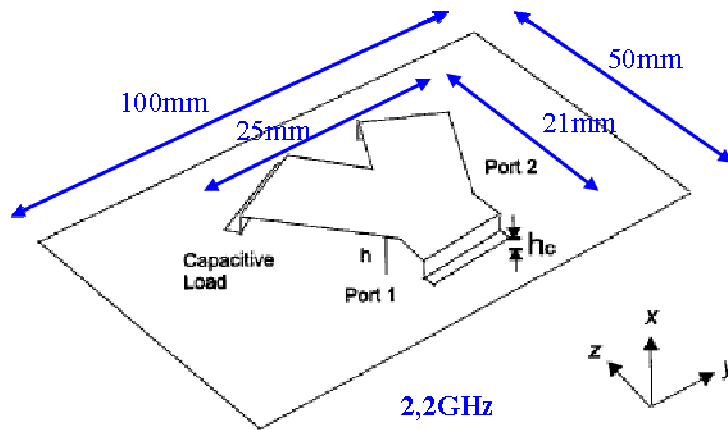


Figure. I. 38 : Système d'un seul patch miniaturisé avec deux accès découplés [I.65]

I.VII.C.3.b Combinaison hétérogène d'antennes

Il s'agit de la combinaison d'antennes différentes. Une structure multi antenne compacte est représentée sur la Figure.I.39.

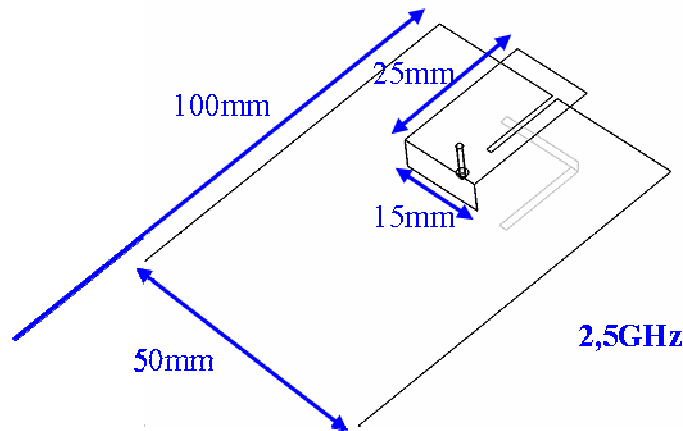


Figure. I. 39 : Structure compacte intégrée - Combinaison hétérogène [I.67] d'une antenne type PIFA et d'une fente type "notch". La fente est pratiquée dans le plan de masse et sous le toit de la PIFA.

Il s'agit de l'association d'un élément rayonnant type PIFA et d'une antenne fente type "notch". La fente est découpée dans le plan de masse commun de taille réduite et sous le toit de la PIFA. Ce positionnement de la fente permet d'optimiser l'encombrement du système. Le dispositif est facilement intégrable dans un boîtier. Les modalités d'optimisation de la combinaison hétérogène pour une minimisation du couplage sont présentées. La fréquence de travail est de 2,5GHz. Les performances en diversité sont analysées à partir des caractéristiques de rayonnement et des impédances [I.67].

I.VIII CONCLUSION

Ce chapitre est destiné à un rappel de toutes les techniques de diversité. Après un bref rappel des réseaux sans fil, une description temporelle et spatiale du canal de propagation a été proposée. Il a été rappelé que le canal radio-mobile est assimilable à un filtre temporel décrit par la réponse impulsionnelle du canal. Le signal émis est donc filtré par le canal de propagation. Les différences entre signal émis et signal reçu sont dues à deux grandes catégories de bruit : les bruits multiplicatifs et additifs. Les bruits multiplicatifs sont liés à l'atténuation en espace libre, aux effets de masques ou "slow fading" et aux évanouissements rapides ou "fast fading". Les sources de bruits additifs sont les bruits industriels et surtout les bruits thermiques. De tous ces bruits, les évanouissements rapides sont ceux qui posent le plus de problèmes en communications sans fil. Les meilleures techniques pour minimiser leurs effets sont les techniques de diversité. La diversité peut-être temporelle, fréquentielle ou d'antennes. Elle permet d'améliorer les performances des systèmes de communications non filaires. Celle qui retiendra notre attention dans la suite est la diversité d'antennes. Elle est évaluée en se basant sur des conditions nécessaires liées au coefficient de corrélation et aux gains moyens effectifs des antennes (ou les rapports signal à bruit moyens) et elle est quantifiée par le gain de diversité. Les performances en diversité sont donc fonction du canal de propagation et des paramètres antennaires. Ainsi, les deux derniers paragraphes de ce chapitre ont été consacrés aux définitions des paramètres fondamentaux d'antennes (adaptation, gain, directivité, diagramme de rayonnement, etc.), à un rappel des antennes miniatures de base et des travaux sur les antennes pour terminaux portables (applications à la diversité).

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE.I

- [I.1] Sir William Crookes (1892), "Some possibilities of electricity". *Fortnightly Review*, 173-81.
- [I.2] Marconi Co. Ltd. (1981) *Guglielmo Marconi*.
- [I.3] G. Baudoin, *Radio-Communications Numériques/1, principes, modélisation et simulation*, 2^e édition, Dunod.
- [I.4] D. Carsenat, Contribution à l'étude de réseaux de communications sans fil. Application au LMDS, Thèse de Doctorat, 2003 Université de Limoges.
- [I.5] R.B. Ertel, P. Cardieri, "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems", *IEEE Personal Communications*, February 1998.
- [I.6] V.Y. VU, Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments, Thèse de Doctorat, 2005, Télécom Paris.
- [I.7] J.G. Remy, J. Cueugnet, C. Siben, *Systèmes de radiocommunications avec les mobiles*, collection technique et scientifique des télécommunications, Eyrolles.
- [I.8] S.R. Saunders, *Antennas and Propagation for wireless communication systems*, Wiley, April 2005.
- [I.9] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, Wiley, Second Edition.
- [I.10] R. Vaughan, J. Bach Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, Electromagnetic Waves series 50, 2003.
- [I.11] <http://www.ericsson.com>
- [I.12] B. Vucetic, J. Yuan, *Space-Time Coding*, Wiley, 2003.

- [I.13] W.C. Jakes, "Microwave Mobile Communications", *IEEE Press*, 1994.
- [I.14] C.B. Dietrich, K. Dietze, J. Randall Nealy, W. L. Stutzman, "Spatial, Polarization, and Pattern Diversity for Wireless Handheld Terminals", *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, Vol.49, No.9, September 2001.
- [I.15] W.C.Y. Lee, "Antenna Spacing requirement for a mobile radio base-station diversity", *Bell Syst. Tech. J.*, Vol.50, pp. 1859-1876, July /August 1971.
- [I.16] R.H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception", *Bell Syst. Tech. J.*, pp.957-1000, Jul-Aug. 1969.
- [I.17] W.C.Y. Lee, Y.S. Yeh, "Polarization diversity for Mobile Radio", *IEEE trans. Commun.*, vol. COM-20, pp.912-923, May 1972.
- [I.18] F. Lotse, J.-E. Berg, U. Forseen, and P. Idahl, "Base Station Polarization Diversity Reception in Macrocellular Systems at 1800 MHz", *Proc. 46th Veh. Tech. Conf.*, Vol.3, 1996, pp. 1643-1646.
- [I.19] A.M.D. Turkmani, A. A. Arowojolu, P.A. Jefford, C.J. Kellett, "An Experimental Evaluation of the Performance of Two-Branch Space and polarization Diversity Schemes at 1800MHz", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.44, No.2, May 1995, pp.318-326.
- [I.20] K. Cho, T. Hori, K. Kagoshima, "Effectiveness of Four-Branch Height and polarization Diversity Configuration for Street Microcell", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.46, No.6, June 1998, pp.776-781.
- [I.21] C. Beckman, U. Wahlberg, "Antenna Systems for Polarization Diversity", *Microwave Journal*, May 1997, pp.330-334.
- [I.22] R.G. Vaughan, "Pattern Translation and Rotation in Uncorrelated Source Distributions for Multiple Beam Antenna Design", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.46, No.7, July 1998, pp.982-990.
- [I.23] P.L. Perini, C.L. Holloway, "Angle and Space Diversity Comparisons in Different Mobile Radio Environments", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.46, No.6, June 1998.

- [I.24] T.W.C. Brown, *Antenna Diversity for Mobile Terminals*, Thèse de Doctorat, University of Surrey, Royaume-Uni, Septembre 2002.
- [I.25] C.-D. Iskander, "Analytical Level Crossing Rates and Average Fade Durations for Diversity Techniques in Nakagami Fading Channels", *IEEE transactions on Communications*, Vol.50, No.8, August 2002.
- [I.26] J.S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, M.A. Jensen, G.J. Pottie, "Evaluation of Personal Communications Dual-Antenna Handset Diversity Performance", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.47, No.3, August 1998, pp.737-746.
- [I.27] T.S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [I.28] S. Avrillon, F. Nivole, C. Brousseau, "New definitions of antenna correlations without channel estimation", *EuCAP 2007-2nd European Conference on Antennas and Propagation*, Edimbourg, UK, Novembre 2007.
- [I.29] F. Adachi, M.T. Feeney, A.G. Williamson, J.D. Parsons, "Cross-correlation between the envelopes of 900MHz signals received at a mobile radio base station site", *IEE Proceedings Radar and Signal Processing*, Vol. 133, No.6, Part F, Oct 1986, pp.506-512.
- [I.30] G.F. Pedersen, J. Bach Andersen, "Handset Antennas for Mobile Communications: Integration, Diversity and Performance", *Review of Radio Science*, Oxford, 1996, pp.119-139.
- [I.31] R.G. Vaughan, J. Bach Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-36, No.4, November 1987.
- [I.32] P. Hallbjörner, K. Madsén, "Terminal Antenna Diversity Characterisation using Mode Stirred Chamber", *Electronics Letters*, 1st March 2001, Vol.37, No.5.
- [I.33] Sigma Wireless Technologies, *Understanding and Maximising Space Diversity Gain at 400 MHz*, Report April 2001, www.sigmawireless.ie
- [I.34] H. Kuboyama, K. Fujimoto, and K. Hirasawa, "UHF bent-slot antenna system for portable equipment-II: Receiving performance in urban areas," *IEEE Trans. Veh. Technology*, vol. VT-35, No.3, pp. 129-134, 1987.

- [I.35] T. Taga, "Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments", IEEE transactions on Vehicular Technology, Vol.39, No.2, May 1990.
- [I.36] W.C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, New York, Wiley, 1982.
- [I.37] W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York, Wiley, 1974.
- [I.38] L. Thourel, *Les Antennes, Calcul et Conception des dispositifs en Ondes Centimétriques et Millimétriques*, Tome 2, CEPADUES-Editions, 1990.
- [I.39] C. Decroze, *Etude et Optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à des liaisons de proximité et Utilisation pour des dispositifs multifonctions et large bande*, thèse de doctorat, 06 Décembre 2002, Université de Limoges.
- [I.40] G. Villemaud, *Etude d'antennes ruban tridimensionnelles compactes pour liaison de proximité. Application à des systèmes de télémessure et de localisation de téléphones cellulaires*, thèse de doctorat, 11 décembre 2002, Université de Limoges
- [I.41] Projet ANR ORIANA 2007-2010 (livrable 1).
- [I.42] B. M. Green and M. A. Jensen, "Diversity Performance of Dual-Antenna Handsets Near Operator Tissue", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 48, n° 7, July 2000.
- [I.43] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and K. Monma, "An Analysis of the Performance of a Handset Diversity Antenna influenced by Head, Hand and Shoulder Effects at 900MHz: Part I- effective gain characteristics", IEEE transactions on Vehicular Technology, Vol.50, N°3, May 2001.
- [I.44] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and K. Monma, "An Analysis of the Performance of a Handset Diversity Antenna influenced by Head, Hand and Shoulder Effects at 900MHz: Part II- Correlation characteristics", IEEE transactions on Vehicular Technology, Vol.50, N°3, May 2001.
- [I.45] K. Fujimoto and J.R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*, Second Edition, Artech House Publishers, 2001.

- [I.46] http://en.wikipedia.org/wiki/Personal_Digital_Cellular.
- [I.47] J-F. Pintos, P. Minard and A. louzir, "Mesures de propagation pour la réception portable en "indoor" de télévision numérique terrestre", 15èmes journée Nationale Micro-ondes, Mai 2007, Toulouse.
- [I.48] H.T. Hui," Practical dual-Helical Antenna array for diversity/MIMO receiving antennas on mobile handsets", IEE Transactions on Microwave Antennas and Propagation, Vol.152, N°5, Oct.2005.
- [I.49] T.-Y. Wu, S.-T. Fang and K.-L. Wong, "Printed Diversity Monopole Antenna for WLAN operation", IEE Electronics Letters, vol. 38, n° 25, Dec. 2002.
- [I.50] T.-Y. Wu, S.-T. Fang and K.-L. Wong, "A Printed Diversity Dual-Band Monopole Antenna for WLAN Operation in the 2.4 and 5.2 GHz Bands", Wiley Interscience, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 36, n° 6, Mar. 2003
- [I.51] G. Chi, B. Li and D. Qi,"A Dual-frequency Antenna fed by CPW", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1B, July 2005.
- [I.52] Y. Ge, K. P. Esselle and T. S. Bird, "Compact Diversity Antenna for Wireless Devices", IEE Electronics Letters, vol. 41, n° 2, Jan. 2005.
- [I.53] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtsiris, V. Makios,"Compact Dual-Printed Inverted-F Antenna Diversity Systems for portable Wireless Devices", IEEE Antennas and Wireless propagation Letters, 2004.
- [I.54] H. Carrasco, H. D. Hristov, R. Feick and D. Cofré, "Mutual Coupling between Planar Inverted-F Antennas", Wiley Interscience, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 42, n° 3, Aug. 2004.
- [I.55] Y. Gao, X. Chen, C. Parini and Z. Ying, "Study of a Dual-Element PIFA Array for MIMO Terminals", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Jul 2006.
- [I.56] K.-L. Wong, Y.-Y. Chen, S.-W. Su and Y.-L. Kuo, "Diversity Dual-Band Planar Inverted-F Antenna for WLAN Operation", Wiley Interscience, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 38, n° 3, Aug. 2003.

- [I.57] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, "A Novel Miniaturized Triband PIFA for MIMO Applications", Wiley Interscience, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, n° 3, Mar. 2007.
- [I.58] G. A. Mavridis, J. N. Sahalos and M. T. Chryssomalis, "Spatial Diversity Two branch for Wireless Devices", IEE Electronics Letters, vol. 42, n° 5, Mar. 2006.
- [I.59] T. Ohishi, N. Oodachi, S. Sekine and H. Shoki, "A method to Improve the Correlation Coefficient and Mutual Coupling for Diversity Antenna", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1A, July 2005.
- [I.60] K.-J. Kim and K.-H. Ahn, "The High Isolation Dualband Inverted F Antenna Diversity System with the Small N-section Resonators on the Ground Plane", Wiley Interscience, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, n° 3, Mar. 2007
- [I.61] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, n° 11, Nov. 2006.
- [I.62] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "Conception et analyse en diversité de systèmes multi-antennes pour téléphones mobiles UMTS", JNM 15^{èmes} Journées Nationales Microondes, May 2007
- [I.63] S. Dossche, S. Blanch and J. Romeu, "Three different ways to decorrelate two closely spaced monopoles for MIMO applications", IEEE ACES International Conference on Communications and Applied Computational Electromagnetics, Apr. 2005
- [I.64] S. Dossche, J. Rodriguez, L. Jofre, S. Blanch and J. Romeu, "Decoupling of a Two-Element Switched Dual Band Patch Antenna for Optimum MIMO Capacity", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Jul. 2006
- [I.65] A. Grau, J. Romeu, S. Blanch, L. Jofre and F. De Flaviis, "Optimization of Linear Multielement Antennas for Selection Combining by Means of a Butler Matrix in Different MIMO Environments", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, n° 11, Nov. 2006.
- [I.66] S. C. K. Ko and R. D. Murch, "Compact Integrated Diversity Antenna for Wireless Communications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, n° 6, Jun. 2001.

[I.67] L. Rudant and C. Delaveaud, "Heterogeneous Combination for Compact Integrated Diversity Multi Antenna System", EUCAP 2nd European Conference on Antennas and Propagation, Nov. 2007.

CHAPITRE. II : OUTILS NUMERIQUES POUR LE CALCUL DES PARAMETRES DE DIVERSITE

II.I INTRODUCTION

Au chapitre précédent, les notions générales sur la diversité d'antennes ont été énumérées, notamment les paramètres de diversité : coefficients de corrélation, différence de puissance moyenne des signaux ou de SNR moyens sur les antennes et gain de diversité.

De nombreuses études ont permis de trouver des formules analytiques dont certaines ont été présentées au Chapitre I. En général, ces formules ne sont valables que dans certains cas particuliers : couplage mutuel inexistant, diagramme omnidirectionnel, canal isotrope ou gaussien, coefficient de corrélation nul.

L'objectif de ce chapitre est de mettre en place un outil de simulation plus souple, qui n'est basé sur aucune approximation et qui ne requiert aucun modèle analytique d'angle d'arrivée. Ce nouvel outil permettra de simuler n'importe quel canal de propagation, d'utiliser des diagrammes de rayonnement simulés (à partir du logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio par exemple), de prendre en compte le couplage mutuel et les efficacités d'antennes.

La chaîne synoptique complète d'un simulateur à diversité d'antennes est présentée sur la Figure. II.1.

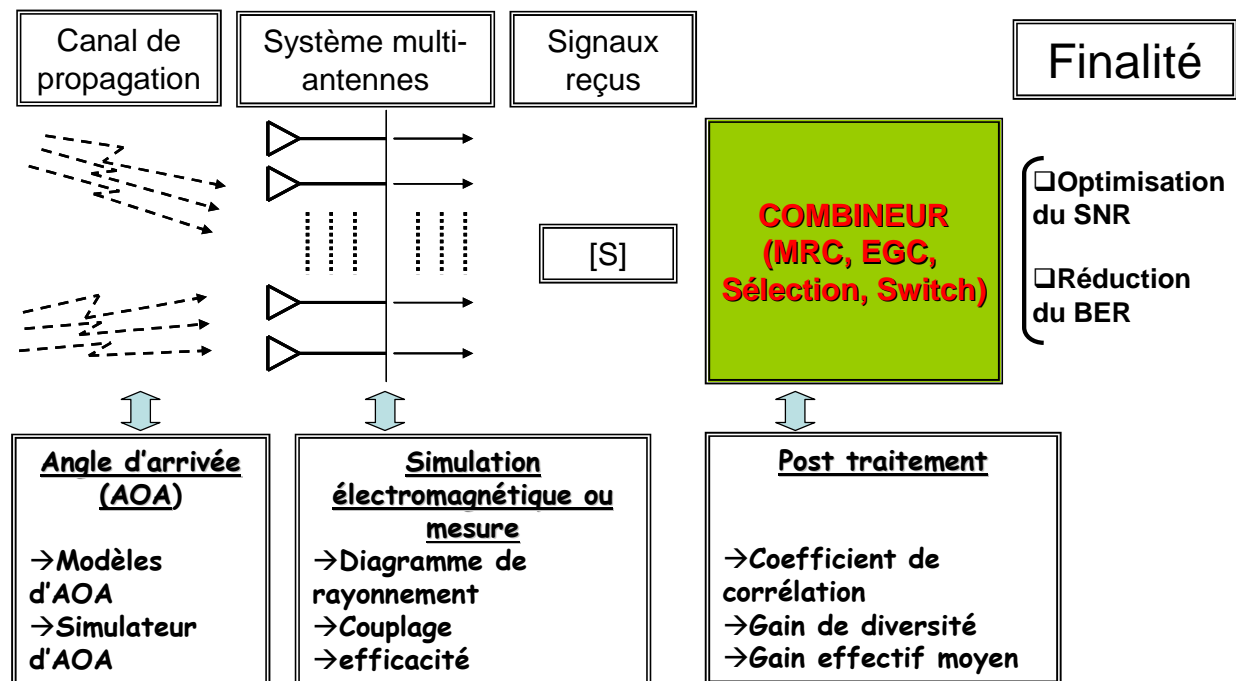


Figure. II. 1 : Schéma synoptique d'une chaîne complète d'un simulateur à diversité d'antennes.

Avec ce nouvel outil numérique, tous les paramètres de diversité sont calculés à partir des signaux complexes reçus par les antennes. Il a été démontré que le signal $\tilde{S}_k(t)$ reçu par une antenne “k” à un instant “t” est donné par [II.1]:

$$\tilde{S}_k(t) = \int \tilde{E}_k(\Omega) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \quad (\text{II.1})$$

Où $\Omega = (\theta, \phi)$, $\tilde{E}_k(\Omega)$ et $\tilde{A}(\Omega, t)$ sont respectivement l’angle solide, le champ rayonné complexe de l’antenne et la densité de distribution des angles d’arrivée à l’instant “t”. Il est donc nécessaire de montrer comment les signaux sur les antennes sont obtenus. La fonction $\tilde{A}(\Omega, t)$ permet de faire une description spatiale et temporelle du canal de propagation. Ce code de calcul doit prendre en compte tous les trajets géométriques, le retard temporel de chaque trajet et l’effet Doppler de chaque trajet (confère paragraphe. I.III). Ce programme permettra de calculer les paramètres de diversité de manière statistique à partir des signaux temporels reçus par chaque antenne. Comme toute étude statistique il faut un grand nombre de données pour obtenir de bons résultats.

L’organigramme qui permet de créer les signaux reçus par deux antennes “k” et “l” est représenté sur la Figure. II.2. Il est nommé « Création de signaux ». Il faut d’abord se fixer un nombre total d’itérations très grand, N qui correspond au nombre de données temporelles. Ce nombre doit assurer une bonne convergence de l’algorithme et doit permettre d’avoir une bonne statistique (supérieur à 2000).

Les angles d’arrivée sont décrits différemment suivant leur composante- θ ($AOA_\theta(\theta, \phi, t), \theta_{min} \leq \theta \leq \theta_{max}, \phi_{min} \leq \phi \leq \phi_{max}$) et leur composante- ϕ ($AOA_\phi(\theta, \phi, t), \theta_{min} \leq \theta \leq \theta_{max}, \phi_{min} \leq \phi \leq \phi_{max}$), avec des pas respectifs de $\Delta\theta$ et $\Delta\phi$. θ_{min} , θ_{max} , ϕ_{min} et ϕ_{max} sont respectivement les valeurs minimales et maximales des angles θ et ϕ . Les ondes arrivant sur l’antenne et qui sont caractérisées par les AOA sont en général des grandeurs complexes dans la mesure où les retards sont pris en compte. Les composantes de champ $E_\theta(\theta, \phi)$ et $E_\phi(\theta, \phi)$ des antennes obtenues à partir de simulations électromagnétiques d’antennes sont importées comme données d’entrée du programme. Par application de l’équation (II.1), le signal à un instant donné est l’intégrale discrète du produit des angles d’arrivée et du diagramme complexe du champ.

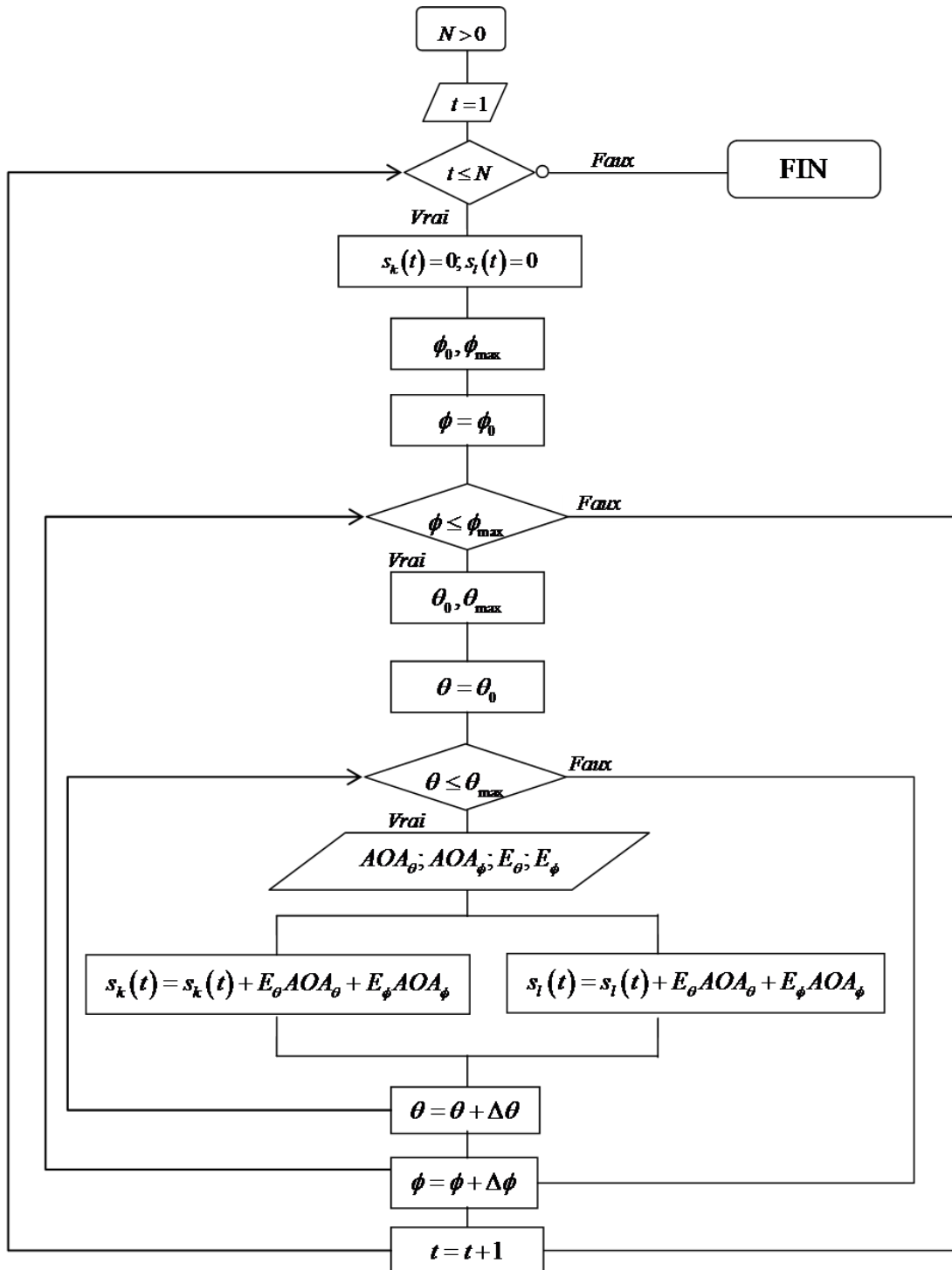


Figure. II. 2: Organigramme « CREATION DE SIGNAUX » de calcul de deux vecteurs temporels de signaux issus de deux antennes “k” et “l”

Par exemple, les parties réelles et imaginaires de la distribution complexe des angles d'arrivée en un instant donné sont aléatoires. Un canal gaussien sera représenté par une distribution aléatoire modulée par une gaussienne.

De plus, cette technique de calcul permet d'utiliser n'importe quel diagramme de rayonnement (simulé ou mesuré).

Les signaux sur les antennes étant obtenus par cet algorithme de calcul, il convient maintenant de les utiliser pour le calcul des paramètres de diversité : coefficient de corrélation, puissance moyenne des signaux reçus et gain de diversité. Il convient de valider les algorithmes en comparant les résultats avec ceux obtenus par des formules analytiques.

II.II COEFFICIENT DE CORRELATION

Comme souligné précédemment, les coefficients de corrélation mesurent la ressemblance entre les signaux recueillis derrière les antennes. Ces signaux sont des grandeurs temporelles. La formule utilisée pour calculer le coefficient de corrélation d'enveloppe entre les signaux reçus par les antennes k et l est [II.2], [II.3]:

$$\rho_{e_{lk}} = \frac{\left| \oint \left(XPR E_{\theta k}(\theta, \phi) E_{\theta l}^*(\theta, \phi) p_{\theta}(\theta, \phi) + E_{\phi k}(\theta, \phi) E_{\phi l}^*(\theta, \phi) p_{\phi}(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\theta d\phi \right|^2}{\sigma_k^2 \sigma_l^2} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Avec } \sigma_k^2 = \oint \left(XPR p_{\theta}(\theta, \phi) \left| E_{\theta k}(\theta, \phi) \right|^2 + p_{\phi}(\theta, \phi) \left| E_{\phi k}(\theta, \phi) \right|^2 \right) \sin \theta d\theta d\phi. \quad (\text{II.3})$$

Tous les autres paramètres ont été définis au chapitre précédent. Pour calculer le coefficient de corrélation à partir de la formule, il est donc indispensable de connaître le XPR et d'avoir les modèles analytiques d'angle d'arrivée en polarisation- θ ($p_{\theta}(\theta, \phi)$) et en polarisation- ϕ ($p_{\phi}(\theta, \phi)$). Il faut donc pour chaque type de canal, déterminer le XPR par de longues campagnes de mesures ou de simulations. D'autre part, l'absence de la variable « temps »

montre qu'il s'agit d'une formule qui n'utilise qu'une distribution moyenne des angles d'arrivées.

Dans l'outil de simulation mis en place, l'utilisation des signaux reçus par les antennes pour calculer le coefficient de corrélation permet de se passer de ces contraintes.

Le coefficient de corrélation complexe est avant tout une grandeur statistique qui est définie comme une covariance normalisée par les variances de chacune des variables.

La covariance est la mesure de corrélation entre deux grandeurs complexes [II.1, P.686]:

$$C_{S_k S_l} = E \left\{ (S_k(t) - \bar{S}_k) (S_l(t) - \bar{S}_l)^* \right\} \quad (\text{II.4})$$

Où $E\{\bullet\}$ représente la fonction Esperance mathématique. La covariance entre deux variables complexes est également complexe.

Et la variance de la variable en k est donnée par [II.1, P.686]:

$$\sigma_{S_k} = \sqrt{E \left\{ (S_k(t) - \bar{S}_k) (S_k(t) - \bar{S}_k)^* \right\}} = \sqrt{E \left\{ |S_k(t) - \bar{S}_k|^2 \right\}} \quad (\text{II.5})$$

Ainsi, le coefficient de corrélation d'enveloppe entre les signaux derrière les antennes k et l est égal à :

$$\rho_{e_{kl}} = \left[\frac{C_{S_k S_l}}{\sigma_{S_k} \sigma_{S_l}} \right]^2 \quad (\text{II.6})$$

Ce qui implique que [II.4], [II.5, P.157]:

$$\rho_{e_{kl}} = \frac{\left(E \left\{ (S_k(t) - \bar{S}_k) (S_l(t) - \bar{S}_l)^* \right\} \right)^2}{E \left\{ |S_k(t) - \bar{S}_k|^2 \right\} E \left\{ |S_l(t) - \bar{S}_l|^2 \right\}} \quad (\text{II.7})$$

Pour valider le programme, nous considérons deux antennes omnidirectionnelles placées dans un canal statistiquement uniforme. La Figure.II.3 suivante représente le système des deux antennes dans un plan de coupe vertical. Les deux antennes sont entourées de cercles en pointillés qui dénotent de l'isotropie de leur diagramme. Le cercle en trait plein entourant les deux antennes traduit l'uniformité du canal de propagation.

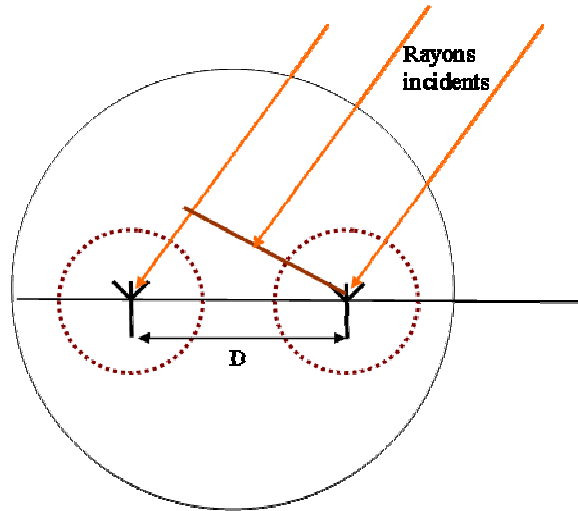


Figure. II. 3 : Représentation des rayons incidents sur deux diagrammes de rayonnements omnidirectionnels dans un plan de coupe vertical.

A chaque instant, la distribution des AOA est considérée comme une grandeur aléatoire complexe pour chaque valeur angulaire de la sphère. Le nombre total d'itérations ou points temporels N est très grand, égale à 5000 dans ce cas précis. Les deux antennes sont séparées par une distance "D (longueur d'onde)" dans le plan azimutal.

II.II.A Validation du programme en 2D

Les deux antennes sont désignées par "Antenne 1" et "Antenne 2". Les champs rayonnés par ces antennes sont donnés par :

$$\begin{cases} G_1(\theta) = \exp(-j \cdot \varphi) \\ G_2(\theta) = \exp(+j \cdot \varphi) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{D}{2} \cdot \cos(\theta)$, θ est l'angle d'incidence par rapport à l'axe horizontal, D la distance entre les antennes et λ est la longueur d'onde.

L'étude est faite dans le plan de l'élévation comme représenté sur la Figure.II.3. Les coefficients de corrélation d'enveloppe ont été calculés avec une équation analytique (Équation. II.2), avec la formule théorique utilisant la fonction de Bessel de premier ordre (confère Equation. I.21) et sont comparés aux valeurs obtenues avec la nouvelle approche statistique. Les courbes obtenues sont représentées à la Figure.II.4.

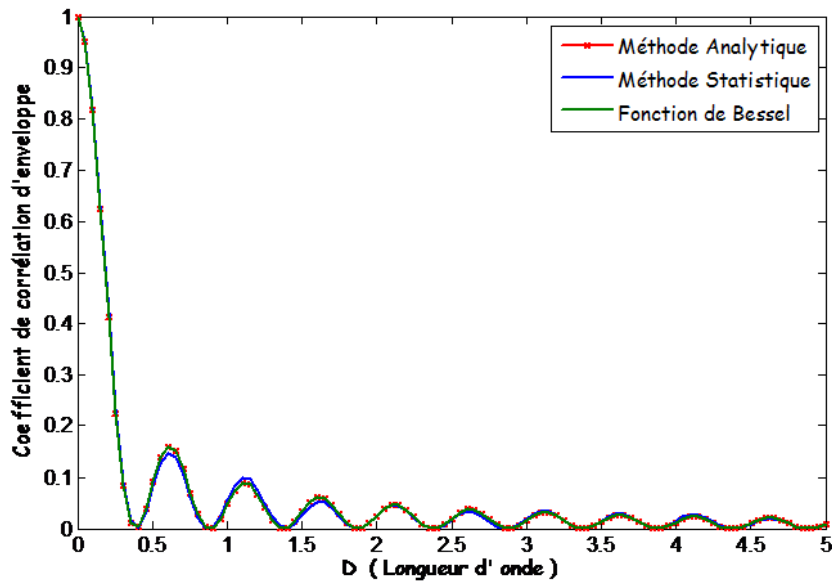


Figure. II. 4: Courbes comparées de la variation du coefficient de corrélation d'enveloppe entre les signaux derrière deux antennes identiques en fonction de la distance de séparation "D" en 2 dimensions.

Les résultats montrent une excellente superposition des trois courbes, traduisant une certaine égalité des valeurs du coefficient de corrélation. L'allure et la superposition des courbes permettent de valider partiellement le programme de calcul du coefficient de corrélation.

II.II.B Validation du programme en 3D

La méthode de calcul est identique à celle utilisée pour la validation en deux dimensions (2D) du programme de calcul du coefficient de corrélation. Dans ce cas précis, les angles d'arrivée sont considérés aléatoires dans toutes les directions de l'espace et sur une très longue durée N (5000). Pour différentes distances de séparation "D" entre les antennes, les coefficients de corrélation d'enveloppe sont calculés en utilisant la formule analytique de l'Equation. II.2, la fonction sinus cardinal (Equation. I.22) et l'approche statistique (Equation. II.7). Les trois courbes de variation du coefficient de corrélation d'enveloppe en fonction de "D" sont représentées sur la Figure. II.5. Elles montrent qu'à chaque distance "D", les valeurs du coefficient de corrélation d'enveloppe sont quasiment les mêmes.

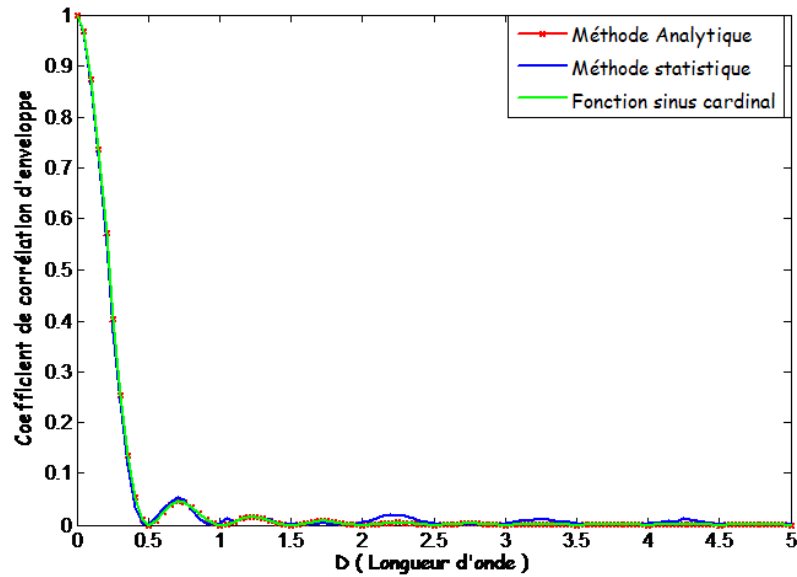


Figure. II. 5: Courbes comparées de la variation du coefficient de corrélation d'enveloppe entre les signaux derrière deux antennes identiques en fonction de la distance de séparation "D" en 3 dimensions.

Après avoir fait cette étude concernant l'un des paramètres de diversité, il convient de s'intéresser aux gains moyens effectifs et aux puissances moyennes reçues par les antennes.

II.III DIFFERENCE DE PUISSANCES

Le gain moyen effectif (MEG : Mean Effective Gain) d'une antenne correspond à son gain avec prise en compte de la distribution des angles d'arrivée dans le canal de propagation. Il est d'autant plus grand que l'antenne est directive dans la direction d'arrivée des ondes incidentes. Pour définir ce gain, les puissances moyennes reçues par l'antenne étudiée seront comparées à celles qu'aurait reçues une antenne isotrope placée au même endroit.

Soit P_1 et P_2 les puissances moyennes que capteraient respectivement les polarisations θ et ϕ de cette antenne omnidirectionnelle.

Le rapport $XPR = \frac{P_1}{P_2}$ définit le taux de polarisation croisée.

La puissance totale reçue P_{rec} de l'antenne étudiée est donnée par [II.1, P.577], [II.6]:

$$P_{rec} = \oint_{\Omega} \left\{ P_1 p_{\theta}(\Omega) |E_{\theta}(\Omega)|^2 + P_2 p_{\phi}(\Omega) |E_{\phi}(\Omega)|^2 \right\} d\Omega \quad (\text{II.9})$$

Où $p_\theta(\Omega)$ et $p_\phi(\Omega)$ sont les composantes θ et ϕ des distributions de densité de probabilité d'angle d'arrivée dans le canal de propagation, $E_\theta(\Omega)$ et $E_\phi(\Omega)$ étant les composantes de champ.

En normalisant P_{rec} par la puissance reçue des deux polarisations, c'est-à-dire $P_1 + P_2$, le "Gain Moyen Effectif" est égal à [II.1, P.577]:

$$MEG = \oint_{\Omega} \left(\frac{XPR}{1 + XPR} p_\theta(\Omega) |E_\theta(\Omega)|^2 + \frac{1}{1 + XPR} p_\phi(\Omega) |E_\phi(\Omega)|^2 \right) d\Omega \quad (II.10)$$

Sous condition que [II.1, P.536]:

$$\oint_{\Omega} \left(|E_\theta(\Omega)|^2 + |E_\phi(\Omega)|^2 \right) d\Omega = 4\pi \quad (II.11)$$

Il a été démontré que, pour qu'il y ait diversité d'antennes, il faut que les gains moyens effectifs (MEG) sur les ports du système multi-antennaires soient semblables, égaux dans le cas idéal [II.1, P.573] : c'est une condition nécessaire de diversité.

Comme le montre l'équation (II.10), il faut nécessairement connaître des modèles analytiques d'angle d'arrivée et la valeur du taux de polarisation croisée (XPR) pour calculer le gain moyen effectif de chaque antenne du système de diversité.

Dans le code développé, il est possible de se passer de ces contraintes en utilisant directement les puissances moyennes des signaux reçus par les antennes. Ce procédé permet de revenir aux outils de base de l'étude statistique.

Ainsi, au lieu de calculer le MEG tel qu'il vient d'être défini, la puissance moyenne du signal sera le paramètre qui retiendra notre attention dans la suite.

Aussi, la seconde condition nécessaire de diversité est la similarité entre les puissances moyennes des signaux reçus par les antennes (ou les SNR des antennes).

Pour ce faire, il convient d'accorder une importance toute particulière à la notion de puissance moyenne de signal et de montrer analytiquement à quoi correspond le seuil de similarité requis. Les résultats de cette étude sont présentés à l'Annexe A. Elle a consisté à démontrer qu'un signal est une forme quadratique définie positive [II.7] en utilisant des outils comme le produit hermitien. Elle montre que la condition de similarité des signaux est soumise à la relation :

$$-3dB \leq (P_k (dB) - P_l (dB)) \leq 3dB \quad (II.12)$$

Le calcul des puissances moyennes des signaux reçus par les antennes k et l se fait avec l'algorithme de la Figure.II.6.

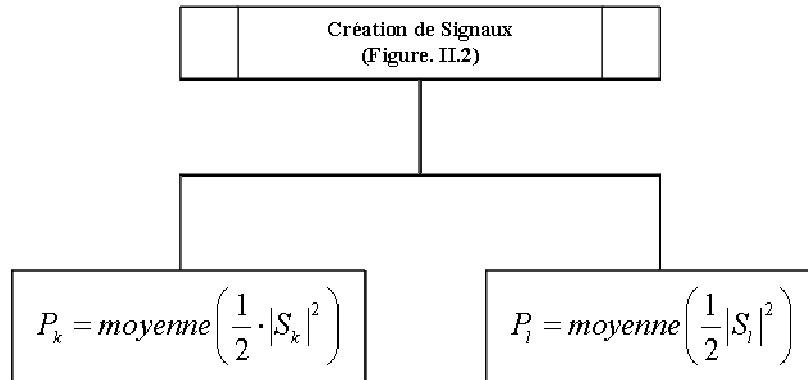


Figure. II. 6: Organigramme de calcul des signaux moyens

II.IV GAIN DE DIVERSITE

Le gain de diversité (DG) mesure l'amélioration en performances d'un système multi-antennaires comparé à un système uni-antennaire de référence. Il est défini mathématiquement par l'équation (I.15). Il dépend du coefficient de corrélation et de la différence entre les puissances moyennes des signaux reçus par les antennes, ces derniers étant intrinsèquement fonction du canal de propagation.

Quelle que soit la méthode de combinaison utilisée, le gain de diversité maximum est obtenu lorsque le coefficient de corrélation est nul et les signaux moyens sur les antennes sont exactement égaux.

Des mesures effectuées dans différents types d'environnements (milieu urbain, périurbain, rural et aux bords des autoroutes) ont permis d'établir des relations empiriques pour chaque type de combinaison. Ces formules de gain de diversité ont été déduites en fixant un seuil de façon à ce que 10% du signal (ou du SNR) soient en-dessous [II8].

Ainsi, pour la technique de sélection, le gain de diversité (DG) est donné par :

$$DG(dB) = 5,71 \exp(-0,87\sqrt{\rho_e} - 0,16\Delta) \quad (\text{II.13})$$

Pour la combinaison equi-gain (EGC), la formule du DG est :

$$DG(dB) = -8,98 + 15,22 \exp(-0,20\sqrt{\rho_e} - 0,04\Delta) \quad (\text{II.14})$$

Et pour la combinaison gain maximum (MRC), on a :

$$DG(dB) = 7,14 \exp(-0,59\sqrt{\rho_e} - 0,11\Delta) \quad (\text{II.15})$$

Où Δ (en linéaire) représente la différence de signaux moyens.

Ainsi, dans les conditions idéales de diversité ($\rho_e = 0, \Delta = 0$), les gains de diversité à 10% de probabilité d'évanouissement du SNR sont respectivement égaux à 5,71 en sélection, 6,24 en EGC et 7,14 en MRC. Ces valeurs montrent également que le MRC est la technique qui donne le meilleur gain de diversité.

Concrètement, le gain de diversité est obtenu en comparant les fonctions densités de probabilités cumulées (*CDF*) du SNR reçu par l'antenne de référence et celui obtenu après recombinaison. C'est le paramètre central en diversité. Les signaux sont traités par des recombinaisons avec les techniques de diversité que sont la sélection, la combinaison équi-gain (EGC) et la combinaison gain maximum (MRC) appliquées aux systèmes multi antennaires.

Comme ce fut le cas pour le coefficient de corrélation (entre les signaux reçus) et la différence de puissance moyenne des signaux reçus par les antennes du système de diversité, un programme a été développé pour permettre le calcul du gain de diversité pour tous les scénarii possibles.

Ce programme est basé sur les organigrammes présentés sur les figures .II.7.II.8 et permet d'obtenir les courbes de densités de probabilités cumulées par la méthode statistique. La Figure.II.8 est la suite logique de la Figure.II.7 dont une partie est l'algorithme de la Figure.II.2, algorithme permettant de calculer les signaux complexes reçus par les antennes k et l .

Suivant le cheminement de l'algorithme de la Figure.II.7 et pour des applications de diversité, les signaux sont traités avec les techniques de sélection, combinaison équi-gain (EGC) ou combinaison gain maximal (MRC) présentées au paragraphe I du Chapitre.I. Le signal ainsi obtenu est dénommé S_{div} . A chaque instant "t", les puissances de bruit N_k et N_l sur les ports k et l (qui correspondent surtout à des bruits additifs comme celui des équipements) sont ensuite générées (sous forme aléatoire ou blanc additif gaussienne). Les signaux et les puissances de bruit permettent de calculer les valeurs instantanées des rapports signal à bruit ($\gamma_k, \gamma_l, \gamma_{div}$) et de déduire leur valeur moyenne.

Comme représenté sur la Figure. II.8, pour chaque type de SNR (référence ou combiné) et pour un seuil fixé, le nombre de SNR normalisés (par le SNR moyen (Γ) correspondant) qui lui sont inférieur est d'abord déterminé. Les courbes de densité de probabilités cumulées sont ainsi tracées, l'abscisse correspondant aux valeurs de seuils normalisées de SNR et l'ordonnée aux probabilités cumulées. Elles seront comparées à des courbes obtenues à partir de formules analytiques. Aussi, il est à rappeler que dans un canal de Rayleigh, la fonction « densité de probabilités cumulées (CDF) d'avoir le SNR instantané de l'antenne de référence (γ_{ref}) inférieur à un seuil (x) » est donnée par la formule analytique [II.2], [II.9]:

$$CDF(\gamma_{ref} < x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_{ref}}\right) \quad (II.16)$$

Où Γ_{ref} est le SNR moyen de l'antenne de référence.

Comme il a été rappelé au chapitre précédent, le gain de diversité est défini par la formule :

$$DG(p) = \left[\frac{\gamma_{div}(p)}{\Gamma_{div}} - \frac{\gamma_{ref}(p)}{\Gamma_{ref}} \right] \quad (II.17)$$

Où p est la densité de probabilités cumulées et les indices "ref" et "div" correspondent à référence et diversité.

En normalisant les SNR (γ) par leur valeur moyenne (Γ), les gains de diversité qui sont obtenus perdent toute information sur l'efficacité totale des antennes. L'importance qu'a cette dernière conduit à définir le gain de diversité effectif (DG_{eff}) [II.10] qui est donné par :

$$DG_{eff}(p) = \left[\eta_{div} \frac{\gamma_{div}(p)}{\Gamma_{div}} - \eta_r \frac{\gamma_{ref}(p)}{\Gamma_{ref}} \right] \quad (II.18)$$

Où η_{div} et η_r représentent les efficacités totales du système de diversité et de l'antenne de référence. L'équation (II.18) peut se réécrire sous la forme :

$$DG_{eff}(p) = \eta_{ref} \cdot \left[\frac{\eta_{div}}{\eta_{ref}} \cdot \frac{\gamma_{div}(p)}{\Gamma_{div}} - \frac{\gamma_{ref}(p)}{\Gamma_{ref}} \right] \quad (II. 19)$$

Les efficacités d'antennes n'étant pas toujours connues par avance, il est plus judicieux de calculer le gain de diversité effectif en normalisant les deux SNR instantanés (recombiné et de référence) par le SNR moyen de l'antenne de référence. Dans la suite de ce document, le gain de diversité effectif sera décrit par la formule :

$$DG(p) = \left[\frac{\gamma_{div}(p)}{\Gamma_{ref}} - \frac{\gamma_{ref}(p)}{\Gamma_{ref}} \right] \quad (II. 20)$$

Les études de densités de probabilités cumulées se feront dans un canal uniforme et dans un canal gaussien. Dans le canal gaussien le plus utilisé, les angles d'arrivée sont uniformément distribués en azimut (confère Chapitre.I). De nombreux travaux ont permis de rassembler un nombre suffisant d'informations sur la dispersion angulaire des ondes incidentes dans le plan d'élévation en milieux urbains et périurbains. Il s'agit entre autres, des travaux de Lee [II.11] qui situent l'angle moyen d'arrivée ($\overline{\theta_v}$) entre 16° et 39°. De même, Yeh publia des résultats qui montrent que cet angle moyen d'arrivée peut prendre des valeurs comprises entre 11° et à 39° [II.6]. Au vue des ces résultats, l'angle moyen d'arrivée sera considéré comme étant égale à 25° dans la suite de ce chapitre.

D'autres mesures consistant à évaluer le niveau moyen de puissance dans la bande des 873MHz ont été faites par Watanabe [II.12] en utilisant un réseau de six antennes dipôles. Les résultats obtenus lui ont permis de situer la dispersion angulaire dans le plan d'élévation entre 0° et 30°. Ces trois résultats déterminent le choix d'un écart type $\sigma_v = 20^\circ$.

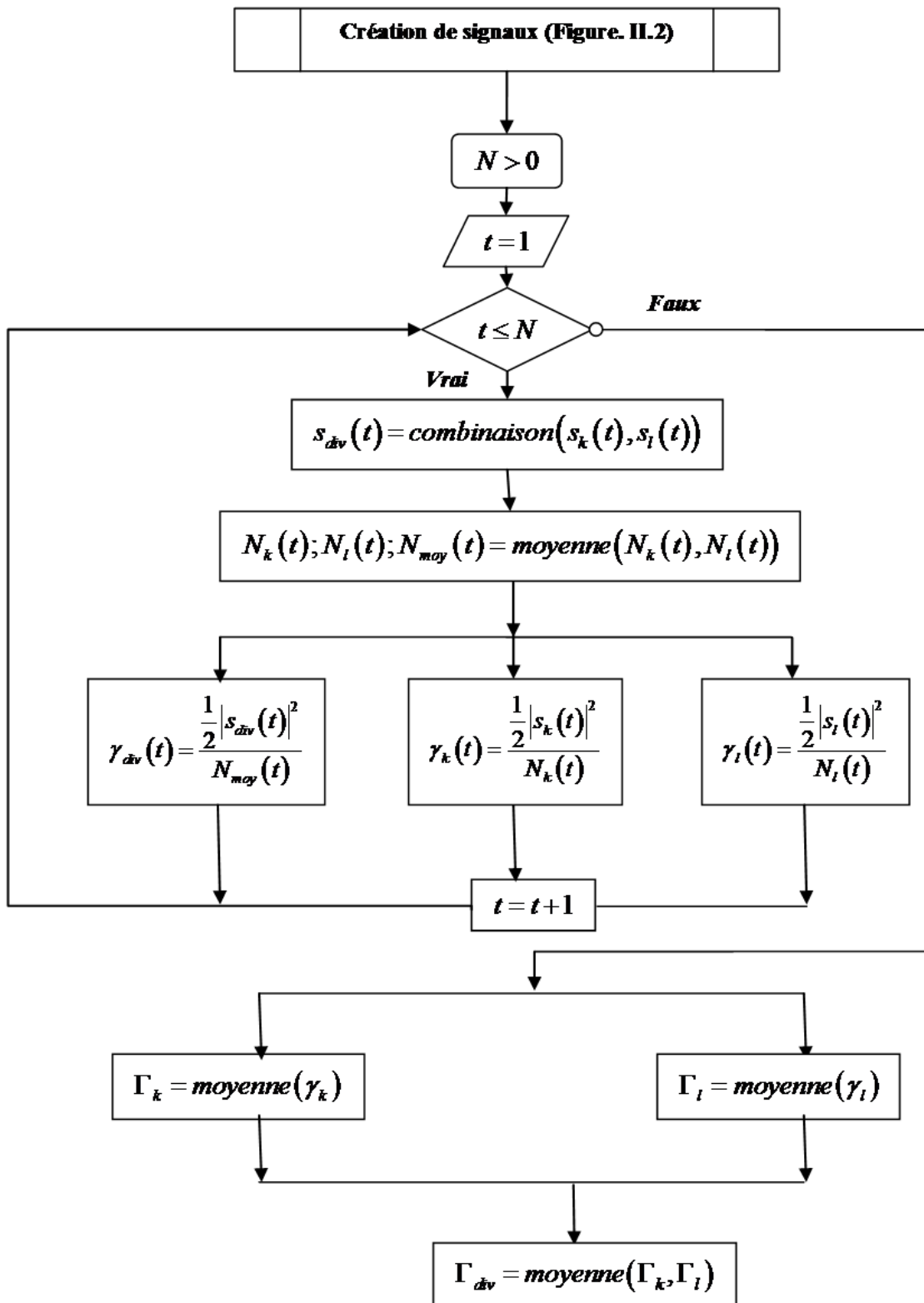


Figure. II. 7 : Organigramme de calcul de rapport signal sur bruit servant de sous programme pour le calcul des densités de probabilités cumulées de la Figure. II.8.

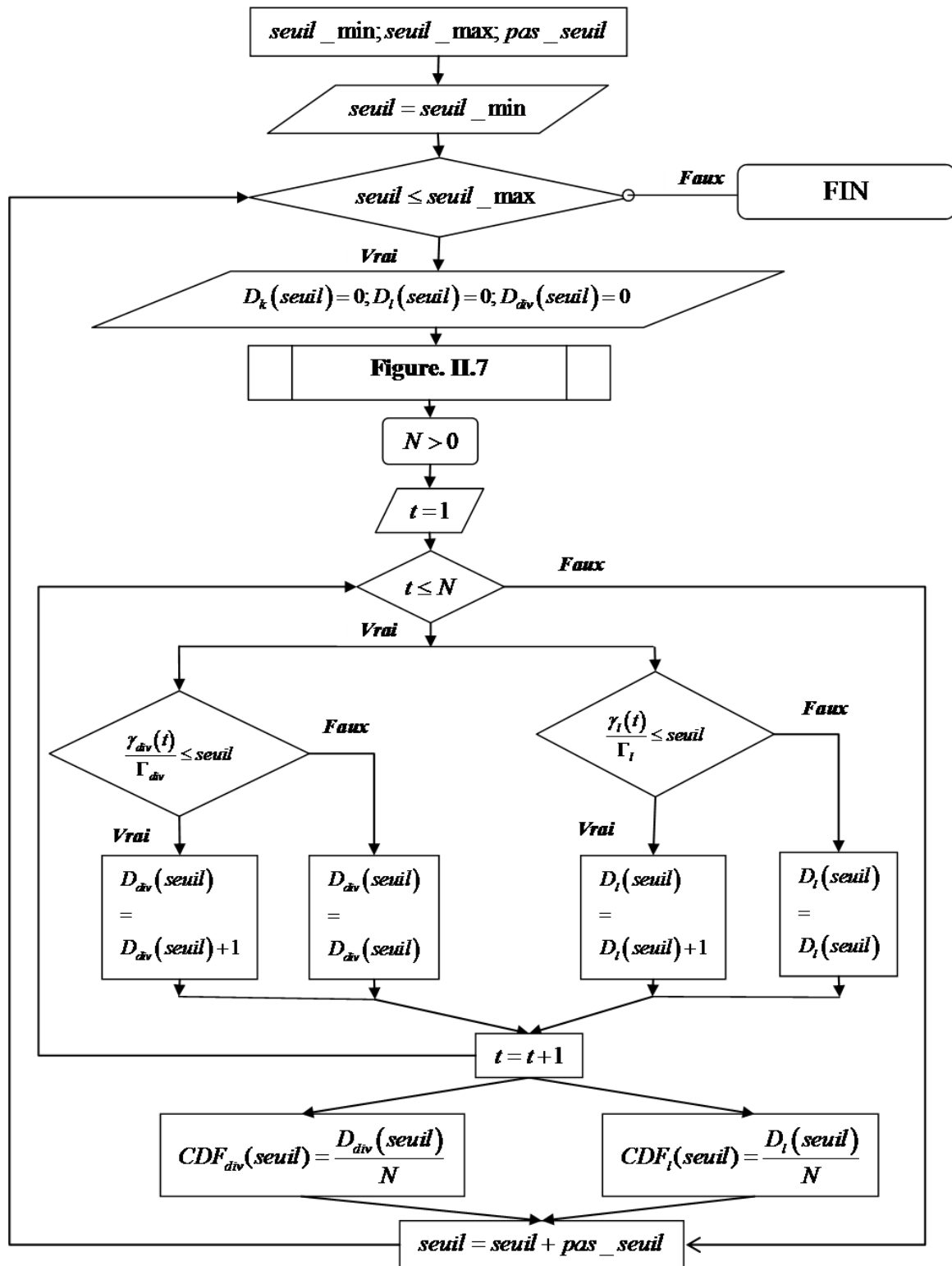


Figure. II. 8: Organigramme de calcul des densités de probabilités cumulées du signal à la sortie de l'antenne de référence et du signal combiné.

Pour valider ces algorithmes, il convient de comparer les courbes de CDF obtenues avec des formules analytiques existantes.

II.IV.A Validation : technique de Sélection

Sur la Figure. II.9 est représenté un système de deux antennes omnidirectionnelles identiques (k et l) équidistantes de l'origine "O" du repère cartésien et séparées d'une distance "D" variable dans le plan azimutal. Ce système, considéré sans couplage, sera utilisé pour valider le programme développé à partir de l'organigramme de la Figure. II.8.

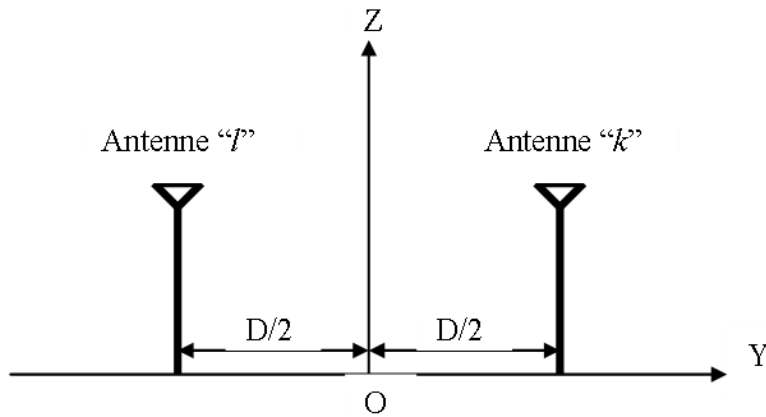


Figure. II. 9: Schéma de deux antennes séparées l'une de l'autre d'une distance "D" dans le plan azimutal

La validation du code de calcul ne pouvant se faire qu'en comparant ses résultats aux travaux précédents, les courbes de densité de probabilités cumulées obtenues par cette méthode statistique seront comparées à des résultats analytiques provenant de la littérature.

En effet, soit Γ_k et Γ_l les SNR moyens derrière les antennes k et l . Il existe une formule permettant de calculer de la fonction densité de probabilités cumulées (CDF) de la façon suivante : [II.13, P.569]:

$$\begin{aligned}
 CDF(\gamma_{div} < x) = & 1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_k}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{2x}{\Gamma_l(1-|\rho_{cl}|^2)}}, |\rho_{cl}| \sqrt{\frac{2x}{\Gamma_k(1-|\rho_{cl}|^2)}}\right) \\
 & - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_l}\right) \cdot \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2x}{\Gamma_l(1-|\rho_{cl}|^2)}}, |\rho_{cl}| \sqrt{\frac{2x}{\Gamma_k(1-|\rho_{cl}|^2)}}\right) \right] \quad (II.21)
 \end{aligned}$$

où :

- ❖ Q est la fonction Q de Marcum (confère Annexe B)
- ❖ γ_{div} est le SNR après combinaison
- ❖ x , x/Γ_k , x/Γ_l sont respectivement le seuil, le seuil normalisé par Γ_k et le seuil normalisé par Γ_l .
- ❖ $\rho_{c_{kl}}$ est le coefficient de corrélation complexe. Les coefficients de corrélation d'enveloppe ($\rho_{e_{kl}}$) et complexe sont liés par la relation : $\rho_{e_{kl}} = |\rho_{c_{kl}}|^2$

Les fonctions de densités de probabilités cumulées sont calculées pour “D=0,1λ”, “D=0,2λ”, “D=0,3λ”, “D=0,4λ”, “D=0,5λ” et “D=1λ”.

Les études comparées sont faites dans un canal uniforme puis dans un canal gaussien. Le Tableau. II.1 et le Tableau. II.2 donnent les valeurs des coefficients de corrélation d'enveloppe ($\rho_{e_{kl}}$) et des différences de SNR (Δ) entre les antennes “k” et “l” correspondant à différentes distances de séparation “D” en canaux uniforme et gaussien respectivement. Ils montrent que, contrairement au coefficient de corrélation, la condition de similarité entre les SNR des deux antennes est toujours remplie. Ce constat laisse présager que le coefficient de corrélation déterminera les valeurs du gain de diversité dans la mesure où les antennes ont 100% d'efficacité.

Les études comparatives se faites dans un canal uniforme et gaussien. Ce dernier est considéré comme uniforme en azimut et la distribution gaussienne n'est appliquée qu'en élévation. Comme mentionné au chapitre précédent (Paragraphe.I.VI), les fonctions de Gauss sont définies suivant les polarisations θ et ϕ par les relations:

$$p_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi - \theta_v}{2} \right)}{\sigma_v} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (I.22)$$

$$p_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi - \theta_H}{2} \right)}{\sigma_H} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (I.23)$$

Où :

- ❖ $\overline{\theta}_V$ et $\overline{\theta}_H$ sont les angles moyens de la composante verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation. Ils sont référencés par rapport au plan azimutal.
- ❖ σ_V et σ_H , les écarts types des composantes verticale et horizontale de la distribution des AOA en élévation.
- ❖ A_θ et A_ϕ sont des constantes vérifiant l'équation (I.30).

Les études sont faites en supposant que $\overline{\theta}_V = \overline{\theta}_H = 25^\circ$ et $\sigma_V = \sigma_H = 20^\circ$.

Les courbes obtenues par les deux méthodes sont représentées à la Figure.II.10 (canal uniforme) et à la Figure.II.11 (canal gaussien). Ces figures montrent qu'au-delà de $D=0,3\lambda$, les courbes de densités de probabilités cumulées sont quasi-identiques. Ce constat s'explique par le fait qu'au-delà de cette distance, les différences de SNR étant nulles et les antennes ayant 100% d'efficacité, le gain de diversité n'est pas sensible aux faibles degrés de corrélation entre les signaux reçus.

Dans les deux cas, il existe un très bon accord entre les courbes de densité de probabilités cumulées théoriques et statistiques. Cependant, il existe des différences notables entre ces courbes, surtout celles des antennes uniques, aux faibles densités de probabilités cumulées. Ces différences s'expliquent par le manque de données suffisantes aux faibles probabilités cumulées pour assurer une bonne convergence statistique des courbes.

Tableau. II. 1 : Coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_{ekl}) et différence de SNR (Δ) pour deux antennes omnidirectionnelles en diversité de sélection dans un canal uniforme

	D=0,1 λ	D=0,2 λ	D=0,3 λ	D=0,4 λ	D=0,5 λ	D=1 λ
ρ_{ekl}	0,83	0,44	0,1124	0,00017	0,06	0,034
Δ (dB)	0,03	0,0335	0,1218	0,128	0,06	0,1

Tableau. II. 2 : Coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_{ekl}) et différence de SNR (Δ) pour deux antennes omnidirectionnelles en diversité de sélection dans un canal gaussien

	D=0,1 λ	D=0,2 λ	D=0,3 λ	D=0,4 λ	D=0,5 λ	D=1 λ
ρ_{ekl}	0,85	0,5	0,1685	0,0117	0,022	0,00428
Δ (dB)	0,015	0,06	0,066	0,139	0,073	0,027

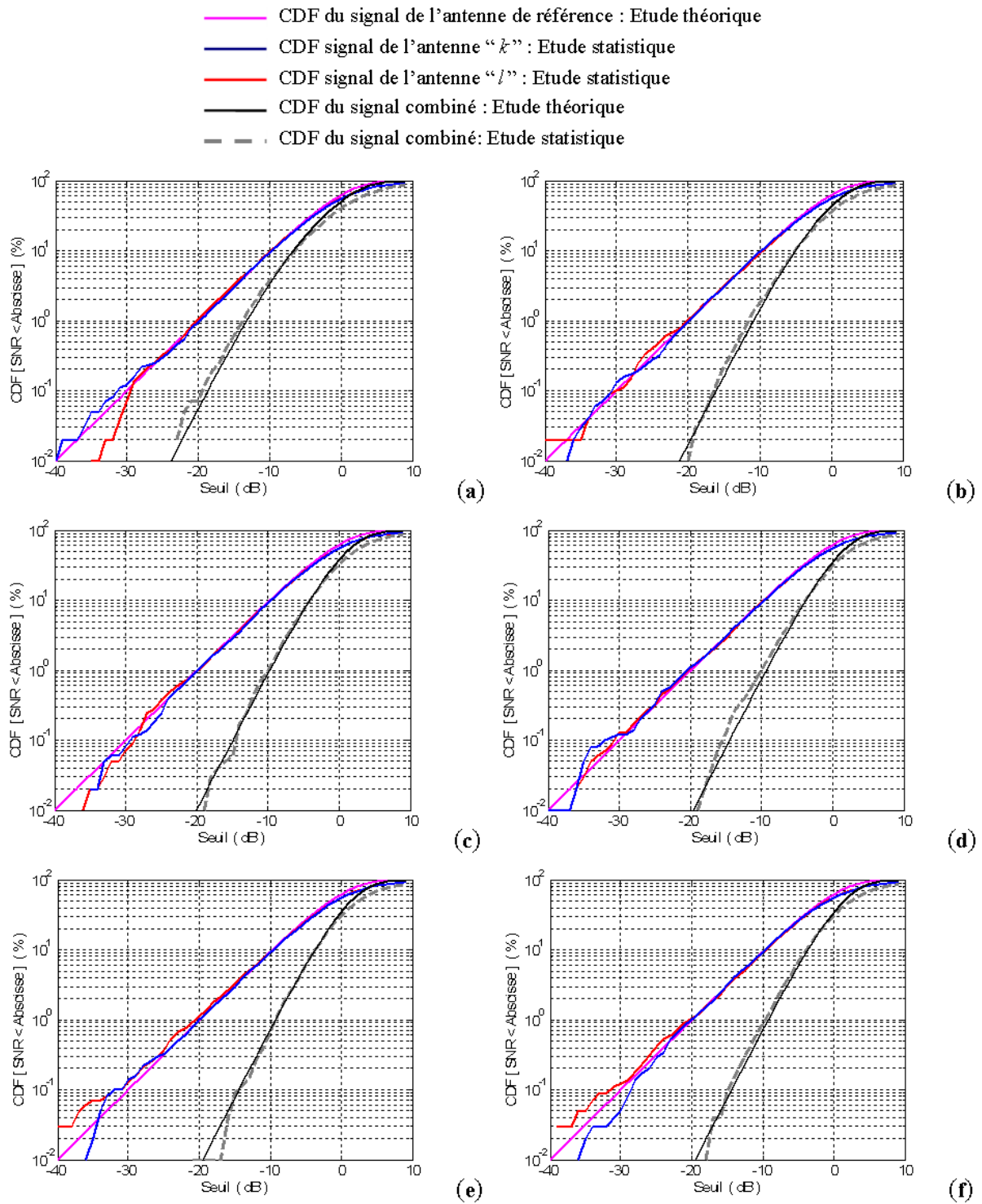


Figure. II. 10: Distribution de la densité de probabilités cumulées du système de deux antennes omnidirectionnelles identiques disposées en réseau linéaire dans un canal uniforme - (a) : " $D=0,1\lambda$ ", (b) : " $D=0,2\lambda$ ", (c) : " $D=0,3\lambda$ ", (d) : " $D=0,4\lambda$ ", (e) : " $D=0,5\lambda$ ", (f) : " $D=1\lambda$ ".

Dans un canal uniforme, les résultats obtenus en comparant les courbes de CDF tracées avec les algorithmes développés et les formules théoriques permettent de le valider dans ce cadre précis.

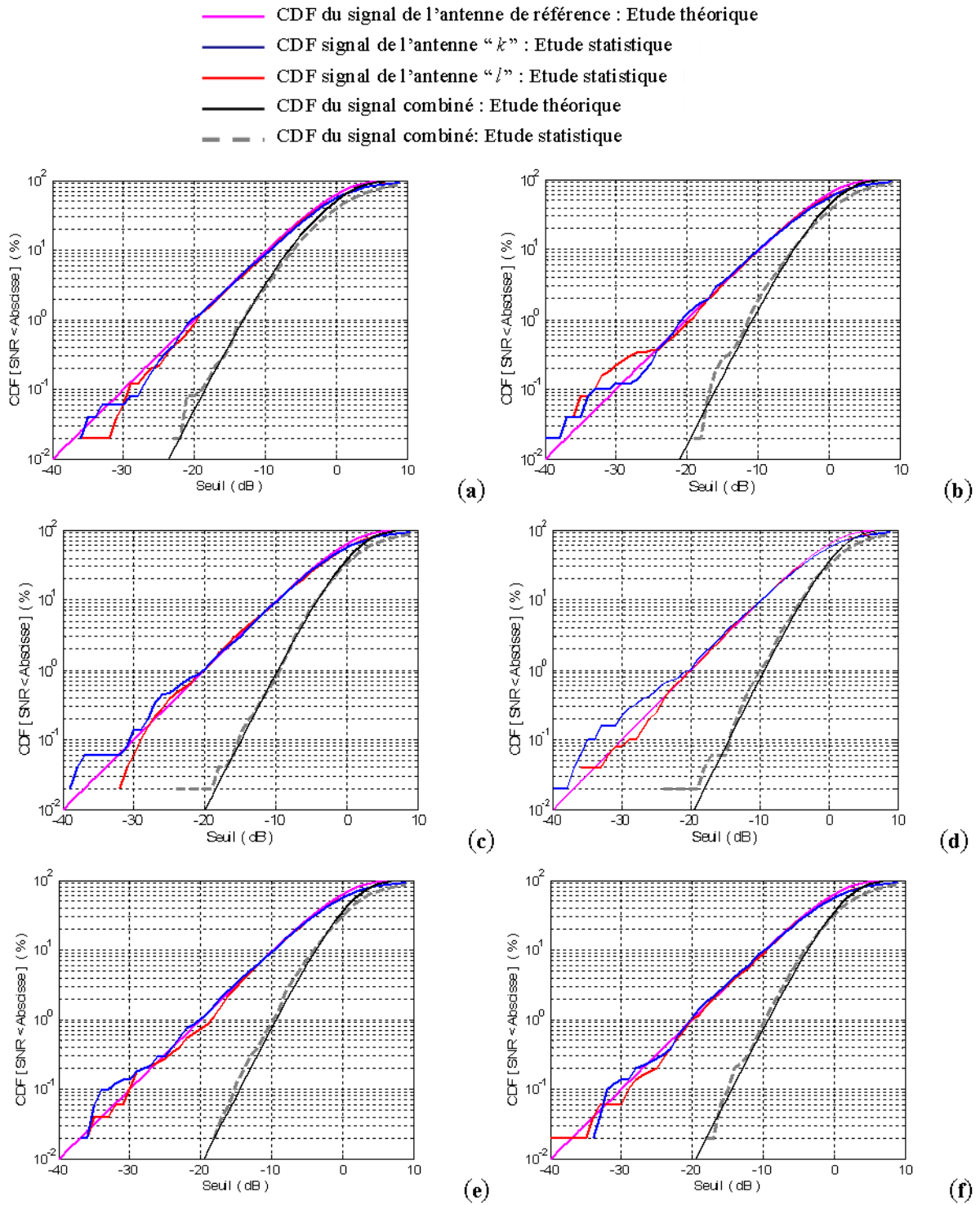


Figure. II. 11: Distribution de la densité de probabilités cumulées du système de deux antennes omnidirectionnelles identiques disposées en réseau linéaire dans un canal type gaussien - (a) : “ $D=0,1\lambda$ ”, (b) : “ $D=0,2\lambda$ ”, (c) : “ $D=0,3\lambda$ ”, (d) : “ $D=0,4\lambda$ ”, (e) : “ $D=0,5\lambda$ ”, (f) : “ $D=1\lambda$ ”.

Comme dans un canal uniforme, les courbes de CDF en canal type gaussien (théorie et algorithme développé) sont quasi-identiques. Cette étude vient valider l’algorithme dans le cadre de la technique de sélection. Le paragraphe suivant abordera le cas de la technique MRC.

II.IV.B Validation MRC : Système de deux antennes

Comme dans le cas de la méthode de sélection, il existe également une expression analytique pour calculer les fonctions densités de probabilités cumulées avec la technique du MRC appliquée à un système de deux antennes. Ainsi, considérons un système de deux antennes k et l . Désignons par ρ_{kl} le coefficient de corrélation d'enveloppe entre les signaux à la sortie des antennes et supposons que les SNR moyens derrière ces antennes sont égaux $\Gamma_k = \Gamma_l = \Gamma$.

La formule de densité de probabilités cumulées après recombinaison MRC d'avoir le SNR combiné instantané (γ_{div}) inférieur à un SNR seuil (x) normalisé par le SNR moyen Γ , est décrite par l'Equation [II.1, P.569], [II.14], [II.6]:

$$CDF(\gamma_{div} \leq x/\Gamma) = 1 - \frac{1}{2|\rho_{kl}|} \left[\begin{array}{l} (1 + |\rho_{kl}|) \exp\left(-\frac{x}{\Gamma(1 + |\rho_{kl}|)}\right) \\ - (1 - |\rho_{kl}|) \exp\left(-\frac{x}{\Gamma(1 - |\rho_{kl}|)}\right) \end{array} \right] \quad (II.34)$$

Cette formule n'est valable que pour des antennes ayant les SNR moyens égaux (Γ).

Comme dans la section précédente,

- ❖ γ_{div} est le SNR combiné
- x , x/Γ sont respectivement le seuil et le seuil normalisé par rapport à Γ .

Pour valider le code de calcul, considérons de nouveau le système de deux antennes omnidirectionnelles sans couplage de la Figure.II.9. Ces antennes sont toujours séparées, dans le plan azimutal, d'une distance variable "D" de l'origine "O" du référentiel cartésien.

Les fonctions de densités de probabilités cumulées sont calculées et représentées sur la Figure.II.12 pour un canal de type uniforme et à la Figure.II.13 pour un canal de type gaussien dont les paramètres sont donnés au paragraphe précédent (II.IV.1). Les cas des distances "D=0,1λ", "D=0,2λ", "D=0,3λ", "D=0,4λ", "D=0,5λ" et "D=1λ" y sont illustrés.

Les résultats obtenus montrent que les courbes analytiques et statistiques sont dans tous les cas de figures très semblables.

Ces deux figures (Figure.II.12 et Figure.II.13) montrent que le gain de diversité est quasiment constant lorsque la distance D est supérieure à $0,3\lambda$. Pour comprendre ce phénomène, il est nécessaire de se référer aux Tableaux II.3 et II.4. Ces tableaux donnent les valeurs de coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_{ekl}) et de différence de SNR moyens (Δ) entre les signaux reçus par les deux antennes "k" et "l". Les SNR moyens sont toujours identiques alors que les coefficients de corrélation d'enveloppe sont très faibles à partir de $D=0,3\lambda$: les conditions de diversité sont remplies. Ces courbes montrent aussi qu'aux faibles probabilités cumulées, le manque de données suffisantes cause des divergences entre les courbes théoriques et statistiques.

Tableau. II. 3: Coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_{ekl}) et différence de SNR (Δ) pour deux antennes omnidirectionnelles en diversité (technique MRC) dans un canal uniforme

	$D=0,1\lambda$	$D=0,2\lambda$	$D=0,3\lambda$	$D=0,4\lambda$	$D=0,5\lambda$	$D=1\lambda$
ρ_{ekl}	0,86	0,53457	0,2	0,03	0,005	0,001
Δ (dB)	0,043	0,036	0,04	0,08	0,01	0,07

Tableau. II. 4: Coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_{ekl}) et différence de SNR (Δ) pour deux antennes omnidirectionnelles en diversité (technique MRC) dans un canal gaussien

	$D=0,1\lambda$	$D=0,2\lambda$	$D=0,3\lambda$	$D=0,4\lambda$	$D=0,5\lambda$	$D=1\lambda$
ρ_{ekl}	0,85	0,5	0,16	0,008	0,02	0,008
Δ (dB)	0,035	0,005	0,007	0,03	0,08	0,02

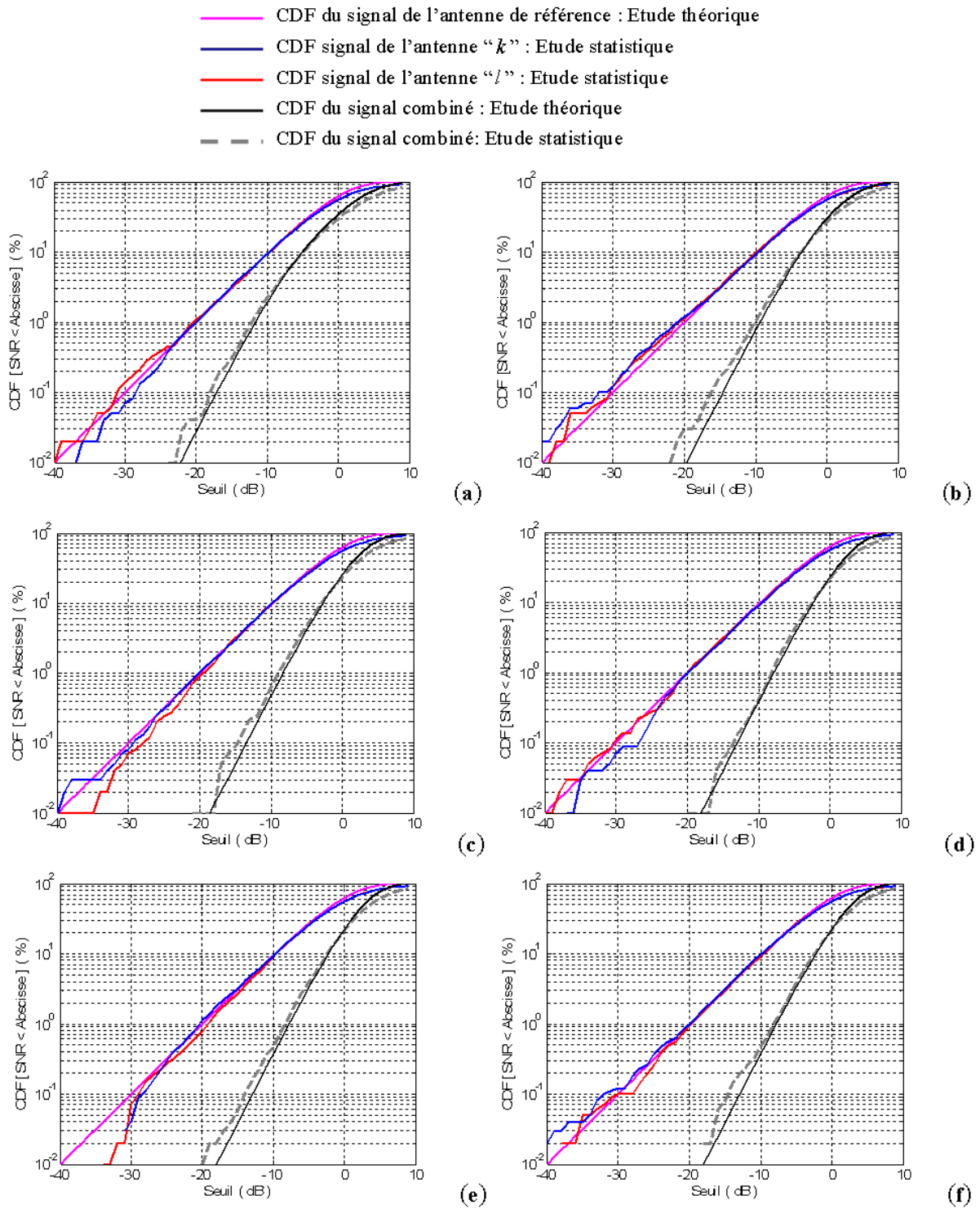


Figure. II. 12: Distribution de la densité de probabilités cumulées du système de deux antennes omnidirectionnelles identiques disposées en réseau linéaire et placé dans un canal uniforme-
 (a) : “ $d=0,1\lambda$ ”, (b) : “ $d=0,2\lambda$ ”, (c) : “ $d=0,3\lambda$ ”, (d) : “ $d=0,4\lambda$ ”, (e) : “ $d=0,5\lambda$ ”, (f) : “ $d=1\lambda$ ”.

La Figure.II.12 ci-dessus fait ressortir un bon accord entre les courbes théoriques et celles des algorithmes développés. Le code est validé pour un système de deux antennes en diversité de sélection.

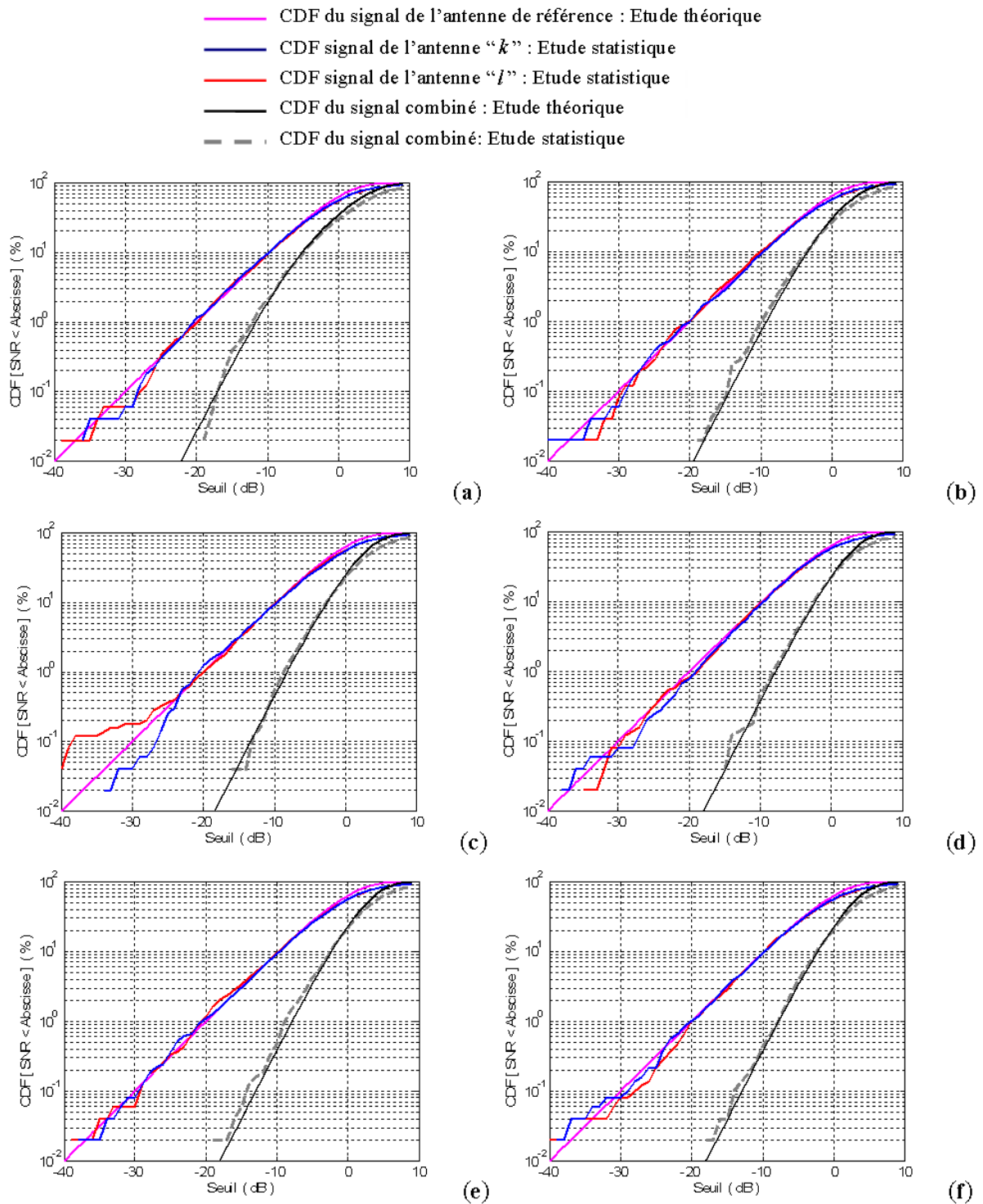


Figure. II. 13: Distribution de la densité de probabilités cumulées d'un réseau linéaire de deux antennes omnidirectionnelles identiques placées dans un canal type gaussien- (a) : " $d=0,1\lambda$ ", (b) : " $d=0,2\lambda$ ", (c) : " $d=0,3\lambda$ ", (d) : " $d=0,4\lambda$ ", (e) : " $d=0,5\lambda$ ", (f) : " $d=1\lambda$ ".

Dans un canal de type gaussien, les courbes théoriques de CDF sont identiques aux courbes obtenues avec le code de calcul pour des applications à la diversité MRC.

Dans la suite il est nécessaire de faire des analyses avec un nombre total d'antennes plus grand.

II.IV.C Validation MRC : Système de trois antennes

Considérons un réseau circulaire de trois antennes (k, l, m) placé dans un canal de Rayleigh et combinons les signaux reçus par les antennes après application des pondérations MRC. Supposons que les puissances moyennes ou les SNR moyens au niveau des antennes sont égaux $(\Gamma_k = \Gamma_l = \Gamma_m = \Gamma)$. De plus, les coefficients de corrélation sont deux à deux égaux $(\rho_{c_{kl}} = \rho_{c_{lm}} = \rho_{c_{mk}} = \rho_c = \sqrt{\rho_e})$, alors la fonction densité de probabilités cumulées du signal recombinaé est donnée par [II.1, P.569-570], [II.5, P.171]:

$$CDF(\gamma_{div} \leq x/\Gamma) = 1 - \frac{1}{(3|\rho_c|)^2} \left[A_1 g_1\left(\frac{x}{\Gamma}\right) - A_2 g_2\left(\frac{x}{\Gamma}\right) \right] \quad (II.35)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = (1 + 2|\rho_c|)^2 \\ A_2 = 3|\rho_c| \left(\frac{\gamma_s}{\Gamma} + 1 - |\rho_c| \right) + (1 + 2|\rho_c|)(1 - |\rho_c|) \\ g_1\left(\frac{x}{\Gamma}\right) = \exp\left(-\frac{x}{\Gamma(1 + 2|\rho_c|)}\right) \\ g_2\left(\frac{x}{\Gamma}\right) = \exp\left(-\frac{x}{\Gamma(1 - |\rho_c|)}\right) \end{array} \right. \quad (II.36)$$

Et lorsque $|\rho_c| \rightarrow 1$ et $|\rho_c| \rightarrow 0$, les limites de $CDF(\gamma_{div} \leq x/\Gamma)$ sont [II.5, P.171] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{|\rho_c| \rightarrow 1} CDF(\gamma_{div} \leq x/\Gamma) = 1 - e^{-\frac{x}{3\Gamma}} \\ \lim_{|\rho_c| \rightarrow 0} CDF(\gamma_{div} \leq x/\Gamma) = 1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}} \left[1 + \frac{x}{\Gamma} + \frac{1}{2} \left(\frac{x}{\Gamma} \right)^2 \right] \end{array} \right. \quad (II.37)$$

Les résultats obtenus avec ces formules analytiques sont comparés avec ceux obtenus par la méthode statistique pour valider le programme de calcul.

Pour ce faire, considérons un réseau circulaire de trois antennes isotropes régulièrement espacées comme représenté sur la Figure.II.14.

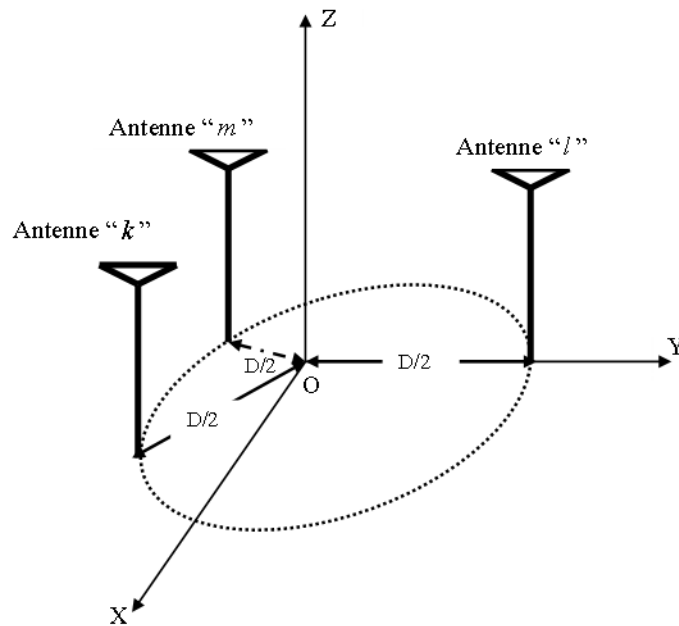


Figure. II. 14: Système de trois antennes en réseau circulaire

Les trois antennes sont équidistantes (distance " $D/2$ ") de l'origine " O " du repère cartésien. Elles sont disposées aux sommets d'un triangle équilatéral de côté " $D/2$ ". Les distributions de densité de probabilités cumulées sont étudiées pour différentes valeurs de " D ".

Les valeurs respectives des coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_e) et des différences de SNR moyens (Δ) entre les signaux reçus par les antennes " k ", " l ", " m " sont données dans les Tableaux .II.5 et II.6. Ces tableaux montrent que, pour un type de canal, et pour une distance de séparation donnée, les SNR moyens des antennes sont quasiment les mêmes. De même, les coefficients de corrélation entre les signaux reçus pris deux à deux sont identiques. Ce résultat est logique car les antennes sont toutes isotropes.

Les conditions sont donc réunies pour une bonne comparaison des résultats analytiques et statistiques de gain de diversité.

Les courbes de densités de probabilités cumulées (CDF) comparées sont représentées sur la Figure.II.15 (canal uniforme) et sur la Figure.II.16 (canal Gaussien dont les paramètres ont été donnés au paragraphe II.I.4). Aussi bien en canal uniforme qu'en canal gaussien, les courbes de CDF des signaux derrière chacune des antennes prises individuellement et celle de la recombinaison en diversité MRC se superposent très bien.

Les divergences n'apparaissent qu'aux faibles probabilités cumulées à cause du nombre total de points trop faible pour une bonne convergence des statistiques.

Ces figures montrent aussi que, lorsque les coefficients de corrélation sont très faibles, les gains de diversité restent constants.

Tableau. II. 5: Valeurs des coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_e) et des différences de SNR (Δ) entre les signaux reçus par les antennes omnidirectionnelles du réseau circulaire prises deux à deux en fonction de la distance "D" dans un canal uniforme.

	D = 0,1λ	D = 0,2λ	D = 0,3λ	D = 0,4λ	D = 0,5λ	D = 1λ
ρ_{ekl}	0,89	0,63	0,33	0,1	0,005	0,03
ρ_{elm}	0,89	0,62	0,31	0,1	0,004	0,03
ρ_{emk}	0,89	0,63	0,32	0,1	0,004	0,03
Δ_{kl} (dB)	0,004	0,04	0,008	0,05	0,026	0,06
Δ_{lm} (dB)	0,03	0,06	0,03	0,09	0,015	0,08
Δ_{mk} (dB)	0,03	0,2	0,04	0,08	0,01	0,01

Tableau. II. 6: Valeurs des coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_e) et des différences de SNR (Δ) entre les signaux reçus par les antennes omnidirectionnelles du réseau circulaire prises deux à deux en fonction de la distance "D" dans un canal gaussien.

	D = 0,1λ	D = 0,2λ	D = 0,3λ	D = 0,4λ	D = 0,5λ	D = 1λ
ρ_{ekl}	0,88	0,6	0,29	0,06	0,001	0,03
ρ_{elm}	0,88	0,6	0,26	0,06	0,001	0,03
ρ_{emk}	0,88	0,6	0,28	0,07	0,0005	0,03
Δ_{kl} (dB)	0,01	0,02	0,005	0,07	0,04	0,03
Δ_{lm} (dB)	0	0,06	0,04	0,008	0,14	0,05
Δ_{mk} (dB)	0,01	0,04	0,04	0,06	0,1	0,08

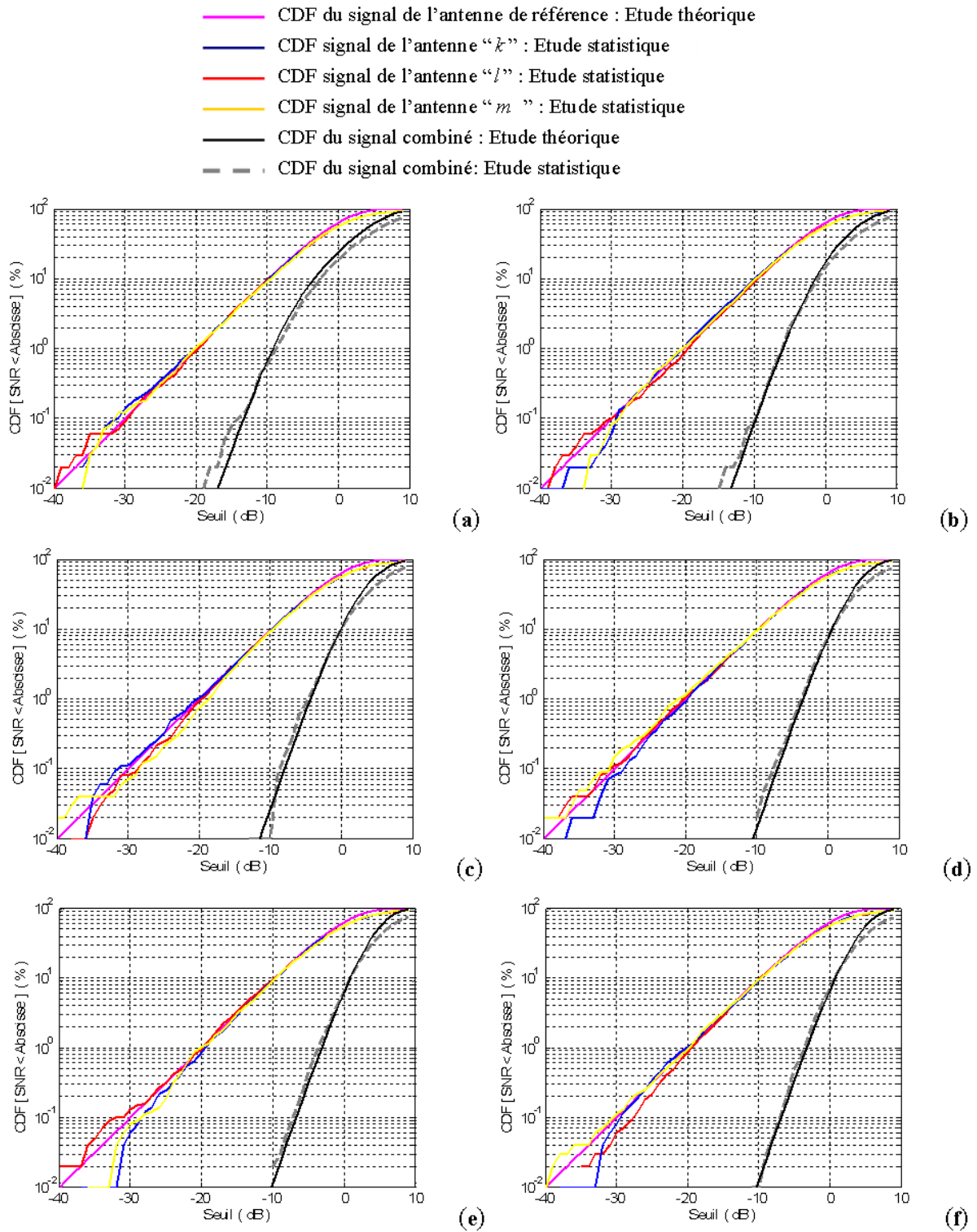


Figure. II. 15: Distribution de la densité de probabilités cumulées avec un réseau circulaire de trois antennes omnidirectionnelles identiques dans un canal uniforme- (a) : " $d=0,1\lambda$ ", (b) : " $d=0,2\lambda$ ", (c) : " $d=0,3\lambda$ ", (d) : " $d=0,4\lambda$ ", (e) : " $d=0,5\lambda$ ", (f) : " $d=1\lambda$ ".

Avec un réseau de trois antennes, donc une disposition différente des antennes par rapport au système précédent, les courbes théoriques et celles données par les algorithmes de diversité de sélection sont quasiment les mêmes.

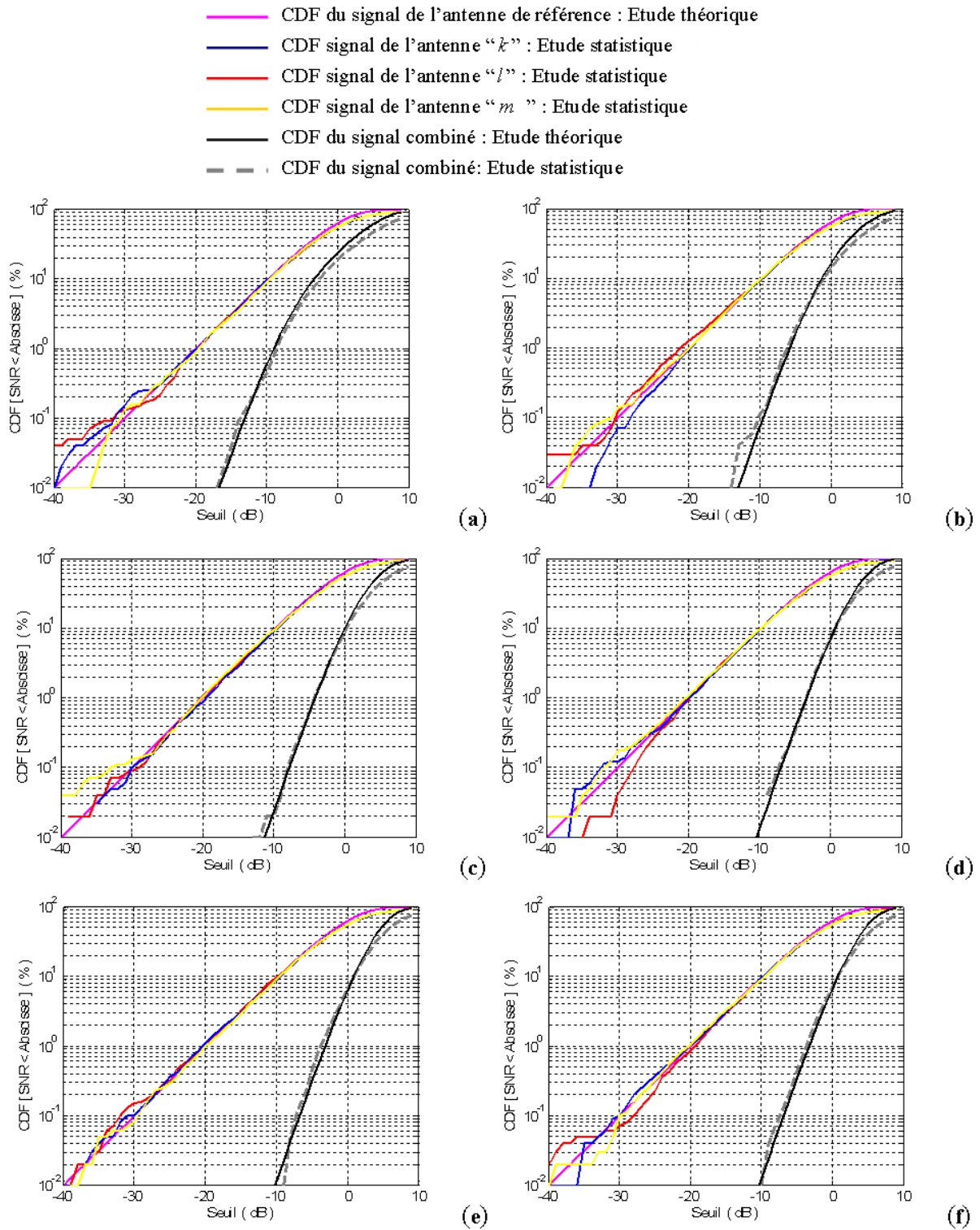


Figure. II. 16: Distribution de la densité de probabilités cumulées avec un réseau circulaire de trois antennes omnidirectionnelles identiques dans un canal type gaussien- (a) : “ $d=0,1\lambda$ ”, (b) : “ $d=0,2\lambda$ ”, (c) : “ $d=0,3\lambda$ ”, (d) : “ $d=0,4\lambda$ ”, (e) : “ $d=0,5\lambda$ ”, (f) : “ $d=1\lambda$ ” en canal gaussien.

Comme en canal uniforme, en disposant d’un réseau circulaire de trois antennes isotropes, les courbes de CDF obtenues avec l’algorithme en canal de type gaussien valident le programme de calcul par comparaison avec les formules théoriques.

II.V CONCLUSION

L'utilisation des systèmes multi-antennaires permet de lutter contre les évanouissements profonds des signaux reçus. Elle est connue sous le nom de diversité d'antennes. Elle est évaluée en se basant sur des paramètres tels que le coefficient de corrélation, le gain moyen effectif et le gain de diversité. Ce dernier paramètre est très important car il permet de quantifier et de comparer les performances des systèmes à plusieurs et à une antenne. Elle dépend également de l'efficacité totale des antennes et le gain de diversité qui en résulte est dit gain de diversité effectif. Le coefficient de corrélation, le gain moyen effectif et l'efficacité des antennes déterminent la valeur du gain de diversité et du gain de diversité effectif. Le terme gain de diversité est ensuite utilisé pour désigner le gain de diversité effectif.

Des études analytiques antérieures ont permis de déduire des expressions analytiques pour calculer chaque paramètre de diversité. Cependant, chacune de ces expressions correspond à des cas spécifiques (systèmes sans couplage, diagrammes de rayonnement omnidirectionnels d'antennes, description analytique du canal de propagation, etc.). Ces conditions n'étant pas toujours réalisées, il a été jugé nécessaire de développer des outils numériques plus souples en ce sens qu'ils ne devraient être soumis à aucune condition restrictive préalable. Par exemple, le canal de propagation peut être décrit sans se baser sur des modèles analytiques et les champs rayonnés des antennes peuvent correspondre à des cas réels simulés ou mesurés avec prise en compte du couplage. Ces outils ont été validés en comparant leurs résultats à ceux obtenus à partir des formules analytiques. Toutes les études à suivre dans le chapitre suivant se feront avec ces nouveaux outils de calcul des paramètres de diversité d'antennes.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE II

- [II.1] R. Vaughan, J. Bach Anderson, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, the IEE Electromagnetic Waves series 50, 2003.
- [II.2] T. W. C. Brown, *Antenna Diversity for Mobile Terminals*, PhD thesis September 2002, University of Surrey, U.K.
- [II.3] V. Plicanic, *Antenna Diversity Studies and Evaluation*, Master of Science Thesis, Department of Electrosience, May 2004, Lund University.
- [II.4] J. Rahola, "Estimation of Signal Correlation of Diversity Antennas from Complex Radiation Patterns", ANTEM 2005, Saint Malo, France, June 15-17, 2005.
- [II.5] R. G. Vaughan, J. Bach Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.VT-36, No.4, November 1987.
- [II.6] W. C. Jakes (Ed.): *Microwave Mobile Communications*, AT&T press, 1974; also IEEE Press, 1993.
- [II.7] J. H. Conway, *The Sensual Quadratic Form*, The Carus Mathematical Monographs, No.26, The mathematical Association of America.
- [II.8] A.M.D. Turkmani, A.A. Arowojolu, P.A. Jefford, C.J. Kellett, "An Experimental Evaluation of the Performance of Two-Branch Space and Polarization Diversity Schemes at 1800 MHz", IEEE transactions on Vehicular Technology, Vol. 44, No. 2, May 1995.

- [II.9] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, Wiley, April 2005.
- [II.10] C.A. Tounou, C. Decroze, D. Carsenat, T. Monédière, B. Jecko, “Evaluation des performances en diversité d’antennes intégrées sur terminaux portables”, 15^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, Toulouse, France, 23-25 May 2007.
- [II.11] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, New York, Wiley, 1982.
- [II.12] K. Watanabe, H. Mishima, Y. Ebine, “Measurement of Elevation Angle of land Mobile Radio Signal Arrival”, *Trans. IECE Japan*, Vol. J60-B, No.11, PP. 880-887, 1977.
- [II.13] Schwartz M., Bennet W.R., Stein, S., *Communication Systems and Techniques*, Vol.4, McGraw-Hill Book Company, US 1966.
- [II.14] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, Wiley, April 2005.

CHAPITRE. III : CONCEPTION D'UN
DISPOSITIF COMPACT A DIVERSITE ET MESURES DE
DIVERSITE

Un système de diversité est un système multi-antennaire dont les performances sont globalement meilleures que celles d'un système uni-antennaire. Mais le nombre total d'antennes à intégrer sur un terminal mobile sera limité par le volume restreint, le coût élevé de plusieurs chaînes RF en cas de traitement par des techniques de combinaison et les contraintes d'optimisation des performances d'antennes et de diversité. Aussi, le système de diversité qui sera conçu dans ce paragraphe se limitera à deux antennes. La conception se fera non plus seulement en fonction des seuls paramètres antennaires (coefficient de réflexion, coefficient de couplage, efficacité de rayonnement, efficacité totale, adaptation, etc...), mais en tenant compte également des paramètres de diversité.

Avant d'aborder la conception du terminal mobile, une étude préliminaire sera présentée avec un système de deux antennes dipolaires. Les variations des paramètres-S et de l'efficacité totale des dipôles en fonction de la distance de séparation entre antennes seront étudiées et les relations entre couplage mutuel, coefficient de corrélation et gain de diversité feront l'objet d'une attention particulière. Le terminal bi-antennaires sera conçu sur les bases des conclusions préalablement effectuées.

Le principal objectif sera l'optimisation d'antennes simples intégrées sur une carte électronique très compacte pour évaluer les limites en performances de diversité dans le cas d'antennes très rapprochées. L'intérêt se portera sur un système d'antennes monopôles imprimées sur substrat diélectrique. Ce système sera conçu pour fonctionner dans la bande du Wi-Max 802.16e mobile, c'est-à-dire dans la bande des 3,4GHz-3,6GHz.

Ainsi, un prototype de terminal mobile constitué d'un plan de masse (carte électronique PCB) et d'une antenne monopôle quart d'onde imprimée sur substrat diélectrique sera d'abord conçu et réalisé pour servir de système de référence. En s'inspirant de ce modèle, un prototype portable de deux monopôles identiques à l'antenne précédente sera ensuite étudié, conçu et réalisé pour des applications de diversité d'antennes. Les antennes seront positionnées de façon à être les plus proche possibles tout en gardant une adaptation le plus acceptable possible. La trop grande proximité entre antennes a pour conséquence la dégradation des efficacités totales des antennes dans la mesure où elle favorise le couplage mutuel. Pour pallier à ce problème, une technique de découplage basée sur l'insertion d'une fente dans la carte PCB permettra d'avoir une meilleure isolation des antennes. La taille idéale de la fente de découplage qui permettra d'obtenir de meilleurs rendements d'antennes sera également étudiée.

Les performances de cette nouvelle structure antennaire seront comparées à celles du prototype de base pour faire ressortir tout l'attrait que présente la diversité dans un contexte d'encombrement restreint.

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet nommé SYSMART (une collaboration entre l'Université de Limoges et Radiall-Systèmes) du pôle de compétitivité ELOPSYS. C'est une étude amont pour le déploiement des futurs réseaux WiMax (fixes ou mobiles), utilisant des systèmes à diversité d'antennes dans un contexte « Outdoor » vers « Indoor ».

III.I ÉTUDE DES EFFETS DU COUPLAGE SUR LES PARAMETRES DE DIVERSITE : ILLUSTRATION AVEC UN SYSTEME DE DEUX DIPOLES

Aux chapitres précédents, les définitions et les illustrations des paramètres de diversité ont été largement abordées. Il s'agit entre autres, du coefficient de corrélation, de la différence entre les SNR moyens des antennes et du gain de diversité. Ces trois paramètres sont fonctions des diagrammes de rayonnement des antennes et de la distribution des angles d'arrivée dans le canal de propagation. Le traitement associé aux signaux reçus par les antennes utilise les techniques de commutation (sélection, switch) et de sommation (combinaison équi-gain (EGC), combinaison gain maximum (MRC)). Dans ce paragraphe, un exemple a été considéré parmi les deux grandes familles. Il s'agit de la sélection pour la commutation et du MRC pour la sommation.

De prime abord, une antenne dipolaire est simulée avec le logiciel CST Microwave Studio sous forme de deux cylindres identiques en cuivre orientés suivant l'axe OZ et équidistants de l'origine O du référentiel cartésien comme indiqué sur la Figure. III.1. Le rayon est de 0,5mm, la conductivité $\sigma = 5,8 \times 10^7$ S/m. Le dipôle est conçu pour résonner à 3,5GHz. Il est alimenté par une source de courant chargée sur une impédance 50 Ohms. Son coefficient de réflexion est aussi représenté sur la Figure.III.1 et son diagramme de rayonnement, sur la Figure. III.2. Son efficacité totale et sa directivité simulées sont respectivement $\eta_T = 96,6\%$ et 2,16 dBi.

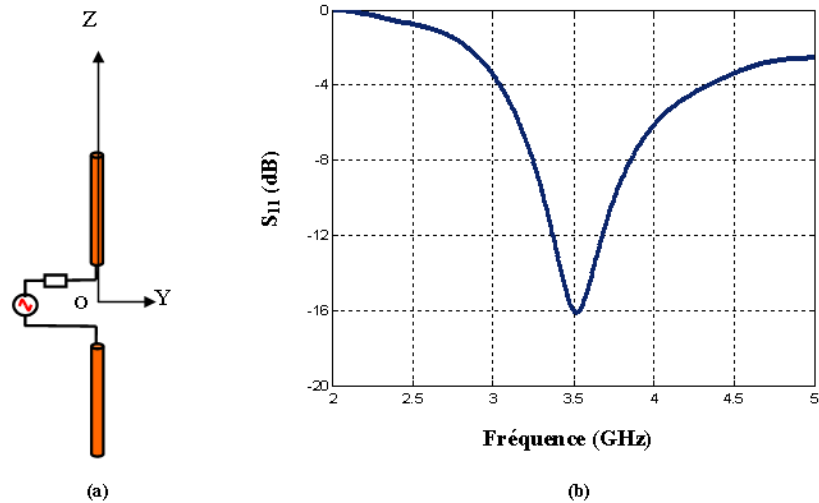


Figure. III. 1 : Schéma représentatif d'un dipôle (a) et variation de son coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (b).

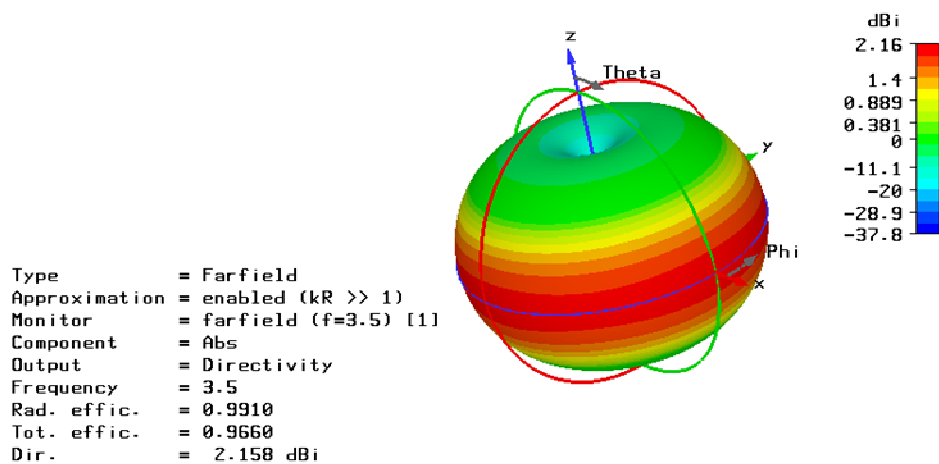


Figure. III. 2 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dipolaire.

Dans la suite, le canal de propagation sera considéré comme étant statistiquement uniforme et le système multi-antennaires sera composé de deux dipôles identiques au précédent et séparés d'une distance "D" dans le plan azimutal (confère Figure.III.3 et Figure.III.6).

Les techniques de simulation diffèrent selon que le post-traitement des signaux utilise la technique de sélection (ou switch) ou la technique du MRC (ou EGC). Lorsque les études portent sur la technique de sélection, l'antenne est alimentée par une source d'impédance interne 50 Ohms quand l'autre est en circuit ouvert (Figure.III.3) à la différence du MRC où les deux antennes sont toujours chargées sur des impédances de 50 Ohms comme représenté sur la Figure.III.6.

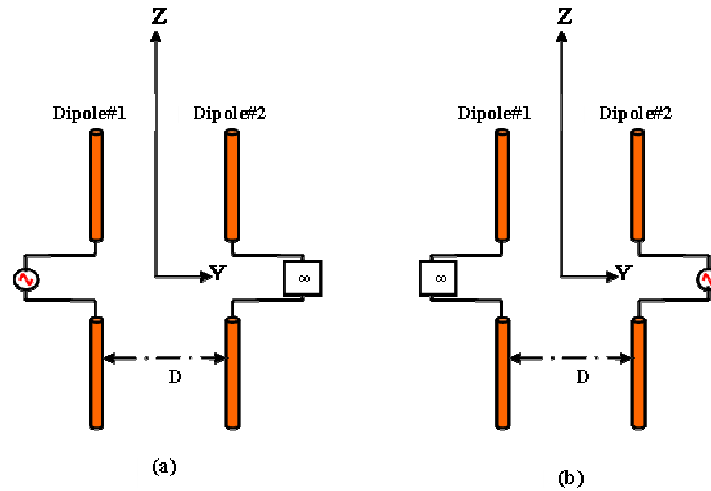


Figure. III. 3 : Système de deux dipôles verticaux séparés horizontalement d'une distance D (λ) suivant l'axe OY pour application à la technique de sélection.

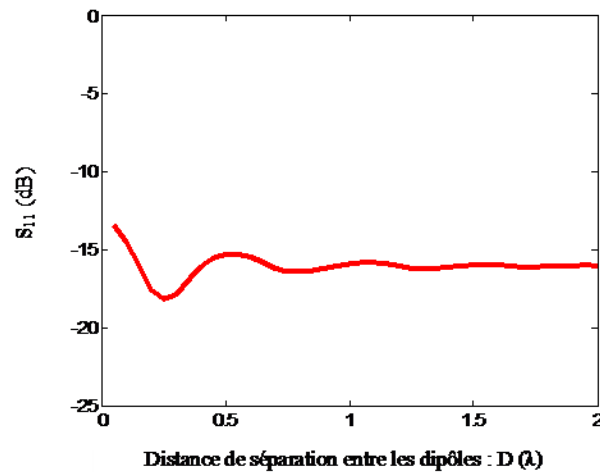


Figure. III. 4: Variation du coefficient de réflexion simulé à 3,5GHz des dipôles en fonction de la distance de séparation D (λ) avec la technique de sélection.

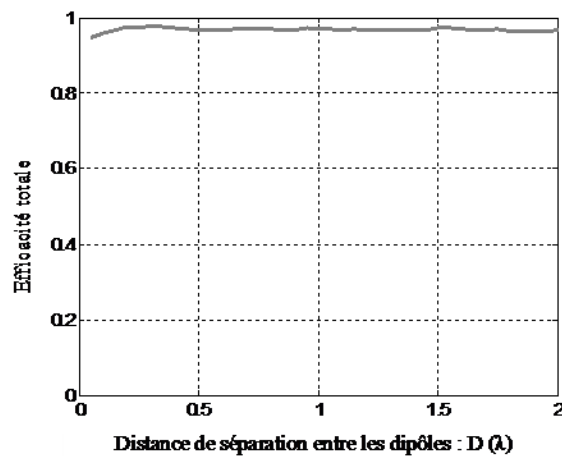


Figure. III. 5: Variation de l'efficacité totale simulée simulé à 3,5GHz des dipôles en fonction de la distance de séparation D (λ) avec la technique de sélection.

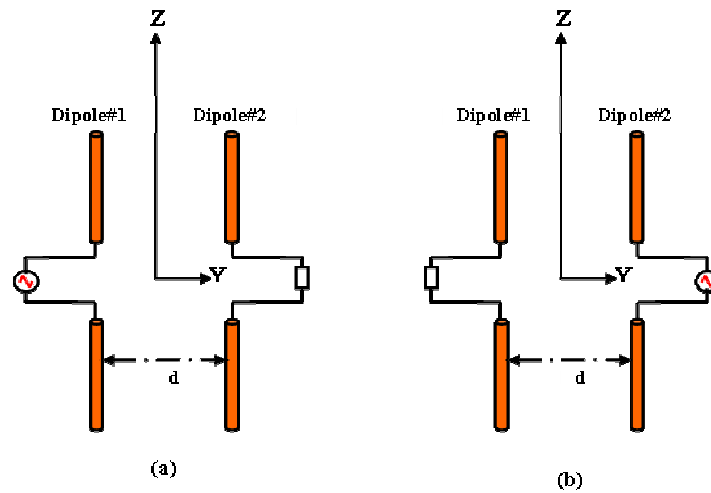


Figure. III. 6: Système de deux dipôles verticaux séparés horizontalement d'une distance D (λ) suivant l'axe OY pour application aux techniques du MRC et de l'EGC.

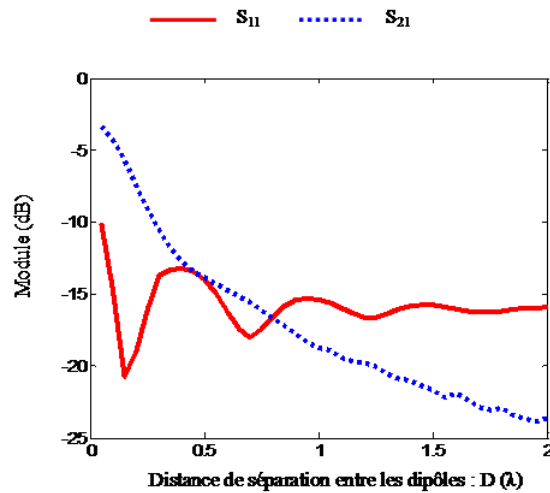


Figure. III. 7: Variation du coefficient de réflexion et du couplage mutuel simulés à 3,5GHz entre les dipôles en fonction de la distance de séparation D (λ) avec la technique MRC.

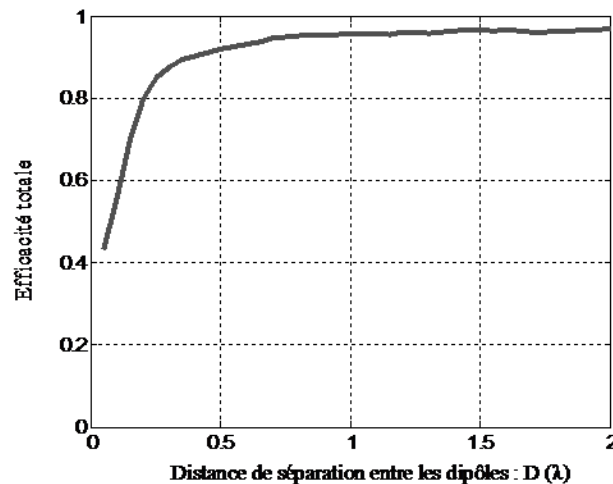


Figure. III. 8: Variation de l'efficacité totale simulée à 3,5GHz des dipôles en fonction de la distance de séparation D (λ) avec la technique de sélection.

Ces scenarii de simulations ont été retenus car ce sont ceux qui correspondent le mieux à la réalité. La symétrie du système implique que les coefficients de réflexion sont identiques.

Lorsque le système de dipôles est simulé en technique de sélection, le coefficient de couplage n'existe pas. Les variations, en fonction de la distance de séparation D , des coefficients de réflexion et des efficacités totales de chaque dipôle sont représentés sur la Figure.III.4 et la Figure.III.5 respectivement. D'une part, la première montre que les dipôles sont toujours bien adaptés et que le coefficient de réflexion est quasi-constant à partir de $0,5\lambda$. Lorsque la distance de séparation est inférieure à cette valeur, les variations de ce coefficient sont principalement dues à la présence du second dipôle qui joue un rôle d'élément diffractant. D'autre part, la seconde (Figure.III.5) montre que l'efficacité totale de l'antenne est toujours constante car les antennes sont toujours bien adaptées et le coefficient de couplage est inexistant.

De façon similaire, sur la Figure.III.7 sont représentées, à 3,5GHz et en fonction de la distance de séparation " D ", les courbes de variations des coefficients de réflexion et de couplage du système bi-antennaires simulé avec la technique MRC. Cette figure montre que la courbe de variation du coefficient de couplage mutuel est décroissante. Par contre, celle qui représente les variations du coefficient de réflexion oscille autour d'une valeur moyenne de -15dB et reste toujours inférieure à -10dB. De même, la courbe de variation des efficacités totales correspondantes est aussi représentée sur la Figure.III.8. Les efficacités totales sont très faibles lorsque les antennes sont très rapprochées. C'est une courbe qui croît rapidement lorsque D est compris entre $0,05$ et $0,3\lambda$ puisque l'efficacité totale varie de 43% à 87,52%. Entre $0,3$ et $0,75\lambda$, la croissance est plus lente (de 87,52% à 94,96%) et lorsque D est supérieur à $0,75\lambda$, l'efficacité totale est pratiquement constante.

L'objectif premier de ce paragraphe est de faire apparaître les effets du couplage mutuel entre antennes sur les paramètres de diversité en canal statistiquement uniforme, notamment le coefficient de corrélation et le gain de diversité. Comme représenté sur la Figure.III.7, lorsque les antennes sont très éloignées l'une de l'autre, il n'y a quasiment plus de couplage entre elles. Étant donnée la symétrie du système bi-antennaires et la configuration du canal de propagation, les SNR moyens sur les antennes sont quasiment identiques.

De plus, avec un tel système de diversité (système symétrique) placé dans un tel canal uniforme, la condition de similarité entre les SNR est toujours remplie, même lorsque les antennes sont très proches. Pour toutes ces raisons, seul le coefficient de corrélation et le gain de diversité seront donc retenus pour les analyses à venir.

Le couplage mutuel change le module et la phase des diagrammes de rayonnement des antennes. Pour une compréhension rapide des conséquences de ces phénomènes sur la diversité, il convient de faire ressortir séparément ses effets sur le coefficient de corrélation et le gain de diversité. Dans cette optique, les paramètres de diversité seront étudiés dans quatre cas différents :

- ❖ Le couplage ne sera pas pris en compte
- ❖ Le couplage sera pris en compte uniquement sur le module des champs rayonnés par les antennes
- ❖ Le couplage mutuel n'interviendra que sur la phase des champs rayonnés par les antennes
- ❖ Module et phase subissent le couplage mutuel entre antennes (système réel).

L'analyse des courbes de variation des coefficients de corrélation et des densités de probabilités cumulées dans ces quatre conditions permettra de déduire la part d'influence du couplage mutuel sur le module et la phase des diagrammes de rayonnement et leurs contributions respectives à l'amélioration des performances en diversité.

III.I.A Analyse des effets du couplage sur la diversité d'antennes

L'analyse des influences du couplage sur le coefficient de corrélation et le gain de diversité se fera dans les quatre cas précités, la finalité étant de comparer les contributions respectives du module et de la phase du champ rayonné par les antennes à l'amélioration des performances en diversité. Il s'agira de former des diagrammes de champ des antennes en isolant le couplage, soit sur leurs modules et phases, soit sur leurs modules, soit sur leurs phases et enfin de les comparer aux résultats obtenus avec des diagrammes de rayonnement réels des antennes, l'une en présence de l'autre.

III.1.A.1 Diversité sans couplage

Les deux antennes du système à étudier sont identiques à l'antenne de référence. Pour former leurs diagrammes de rayonnement sans considération du couplage, leurs modules en polarisation θ et ϕ sont identiques à ceux de l'antenne de référence. Par contre, leurs phases doivent prendre en compte le déphasage lié à la distance qui les sépare. La Figure.III.9 représente l'antenne de référence et les deux antennes de diversité séparées de la distance D suivant l'axe (oy) . Soit un point M_1 du rayonnement de l'antenne#1 et son symétrique M_2 par rapport à l'axe (oz) .

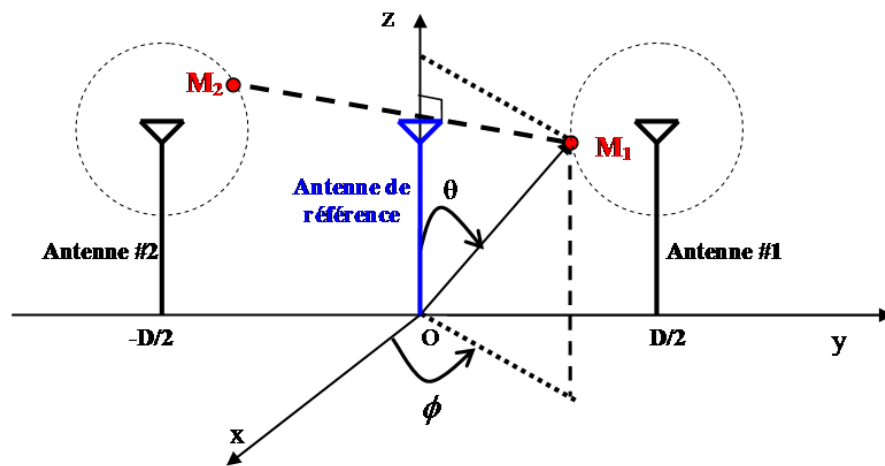


Figure. III. 9 : Représentation d'un système de deux antennes isotropes

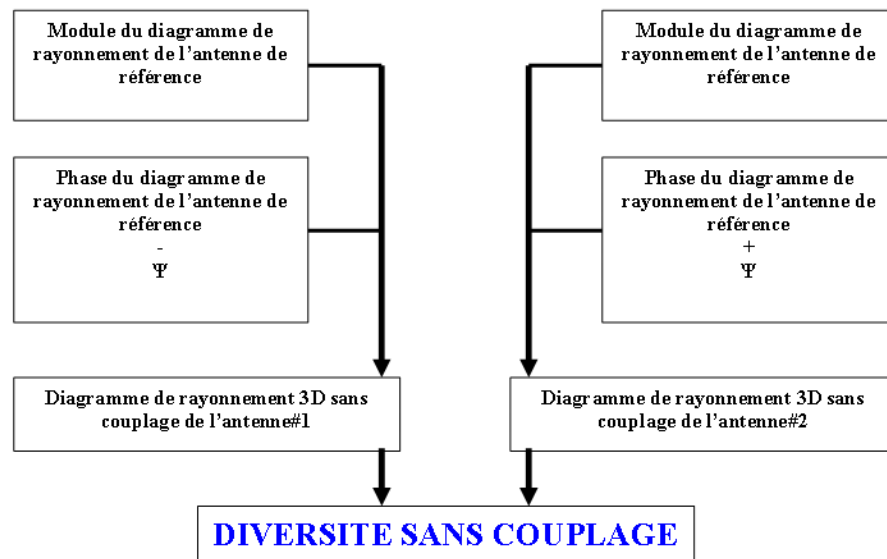


Figure. III. 10: Formation de diagramme de rayonnement 3D pour application à la diversité sans couplage

Dans ces conditions, le déphasage Ψ est donné par :

$$\Psi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{D}{2} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\phi) \quad (\text{III. 1})$$

Par conséquent, le schéma de formation des diagrammes de rayonnement pour l'étude de la diversité sans couplage est présenté sur la Figure.III.10.

III.I.A.2 Diversité d'amplitude

Ce type de diversité permet de prendre en compte uniquement l'effet du couplage sur les modules des diagrammes de rayonnement des antennes et de mesurer son impact sur les paramètres de diversité. La formation des diagrammes de rayonnement est illustrée par le schéma de la Figure.III.11. Les phases n'étant pas affectées par le couplage, elles sont égales à la phase de l'antenne de référence modifiée par le facteur réseau (confère paragraphe III.I.1.2 : diversité sans couplage). Par contre, leurs modules prennent en compte le couplage mutuel entre antennes.

Ils sont les mêmes que ceux obtenus en simulant ou en mesurant une antenne en présence de l'autre. La phase (sans effet du couplage mutuel) est combinée avec le module du rayonnement d'une antenne en présence de l'autre pour obtenir son diagramme de rayonnement 3D avec prise en compte du couplage sur le module uniquement.

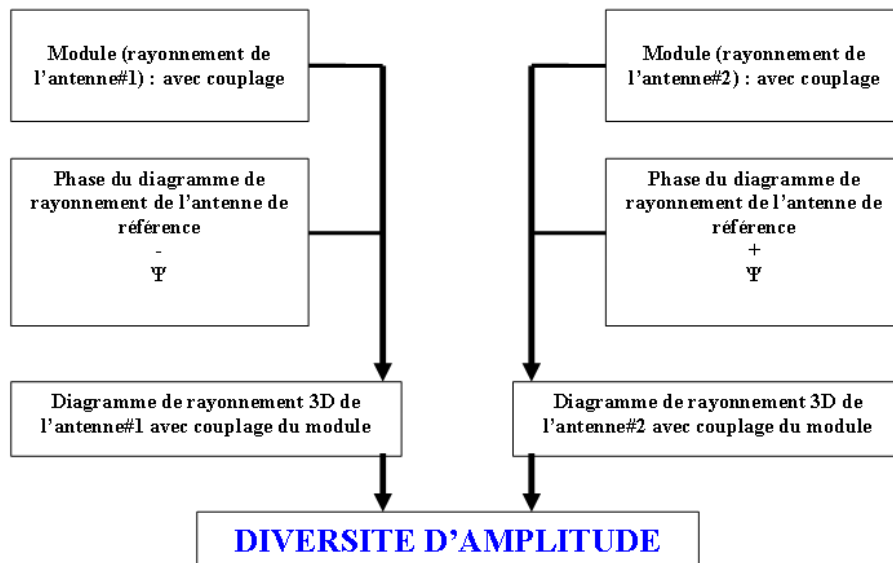


Figure. III. 11: Formation des diagrammes de rayonnement 3D pour application à la diversité d'amplitude

III.I.A.3 Diversité de phase

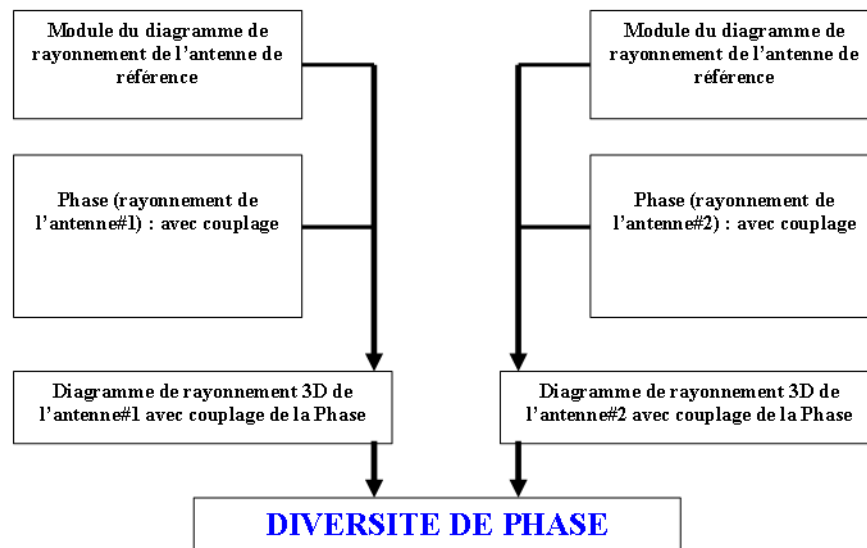


Figure. III. 12: Formation des diagrammes de rayonnement 3D pour application à la diversité de phase

L'étude de la diversité de phase permet de déterminer la contribution de la phase (avec couplage) des diagrammes de rayonnement des antennes aux variations du coefficient de corrélation entre les signaux reçus par les antennes et du gain de diversité.

Contrairement à la diversité d'amplitude, le module du champ rayonné par une antenne est celui de l'antenne de référence et sa phase est égale à celle de l'antenne simulée ou mesurée en présence de l'autre. Les diagrammes de rayonnement sont formés en suivant le schéma décrit par la Figure.III.12.

III.I.A.4 Diversité globale

La diversité globale n'est autre que la diversité telle qu'elle est étudiée en général. C'est le rayonnement 3D d'une antenne en présence de l'autre qui est utilisé. Module et phase subissent tous les effets du couplage. Son schéma représentatif est donné par la Figure.III.13.

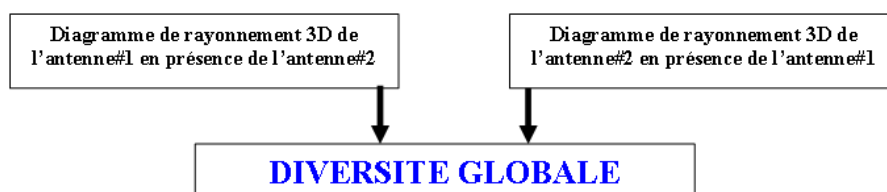


Figure. III. 13: Formation des diagrammes de rayonnement 3D pour application à la diversité globale

III.I.B Analyse avec la technique de recombinaison MRC

III.I.B.1 Coefficient de corrélation

Les diagrammes de rayonnement 3D des deux antennes sont déterminés à partir des schémas du paragraphe III.I.1. Les coefficients de corrélation sont calculés pour différentes valeurs de distance de séparation entre les antennes. Le canal de propagation est supposé uniforme.

Sur la Figure.III.14 sont représentées les quatre courbes de variation des coefficients de corrélation d'enveloppe (diversité sans couplage, diversité d'amplitude, diversité de phase et diversité globale) en fonction de la distance de séparation "D (λ)" entre les antennes en technique MRC. Les antennes sont supposées omnidirectionnelles.

La courbe de variation du coefficient de corrélation entre les signaux reçus par deux antennes omnidirectionnelles placées dans un canal uniforme en fonction de la distance est donnée par la fonction sinus cardinal (confère Chapitre. I) [III.1, P.578] :

$$\rho_e \cong \left[\frac{\sin(\beta D)}{\beta D} \right]^2 \quad (III.2)$$

Où D est la distance de séparation entre les antennes omnidirectionnelles et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ étant la longueur d'onde.

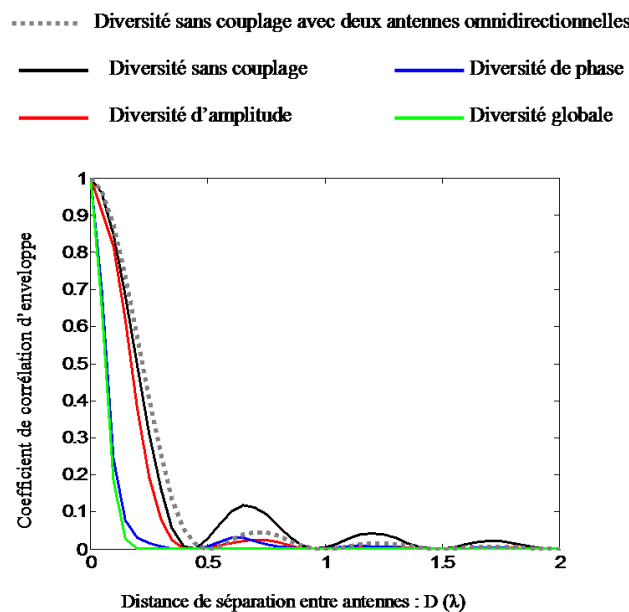


Figure. III. 14: Comparaison de la variation des coefficients de corrélation d'enveloppe entre les signaux reçus par deux antennes identiques à 3,5GHz dans un canal uniforme et traités par la combinaison MRC en fonction de "D (λ)".

La figure montre que, quelle que soit la distance de séparation entre les deux dipôles, les courbes représentatives de la diversité de phase et de la diversité globale sont quasiment identiques. De même, lorsque la distance D est inférieure à $0,5\lambda$, les courbes de variation des coefficients de corrélation d'enveloppe de la diversité sans couplage, de la diversité d'amplitude et de la diversité sans couplage avec des antennes omnidirectionnelles sont très proches les unes des autres.

Au-delà de $D = 0,5\lambda$, à la différence de la diversité sans couplage, toutes les autres courbes sont quasiment identiques. Ce comportement s'explique par le fait qu'au-delà de cette distance, le couplage mutuel entre antennes est faible comme le montre la Figure.III.5. La différence entre les quatre catégories de diversité est ainsi minimisée.

Cependant, sur un terminal mobile, il est peu probable que la distance entre les antennes de diversité excède $0,5\lambda$. Pour cette échelle de distance, les résultats obtenus prouvent que l'influence de la phase dans le processus de dé-corrélation est prépondérante par rapport à celle du module.

En général, la comparaison entre les diversités sans couplage et globale montre que le couplage est bénéfique pour la dé-corrélation. Cependant, il engendre une perte importante d'efficacité dont les effets sur le gain de diversité effectif méritent d'être étudiés.

III.I.B.2 Gain de diversité

Comme indiqué au Chapitre. I, de précédents travaux ont montré que lorsque les SNR moyens des antennes du système de diversité sont égaux, le gain de diversité diminue quand le coefficient de corrélation augmente et inversement. Il est à rappeler que la Figure.III.14 montre que les courbes des coefficients de corrélation d'enveloppe des diversités de phase et globale sont quasiment identiques. Il est donc logique de s'attendre à ce que les courbes de densités de probabilités cumulées aient le même comportement. Le gain de diversité devrait être le même en diversité de phase et globale quelle que soit la distance de séparation "D" entre les deux dipôles.

Dans ces mêmes conditions, une similitude devrait exister entre les courbes de DG effectif des diversités sans couplage et d'amplitude. Cependant, leurs gains de diversité seront plus faibles dans la mesure où les coefficients de corrélation sont plus grands.

Les courbes des quatre types de diversité étant confondues lorsque la longueur d'onde est supérieure à $0,5\lambda$, les courbes de densités de probabilités cumulées devraient être confondues également. Les gains de diversités devraient être identiques et maximaux puisque les coefficients de corrélation sont quasiment nuls.

Les coefficients de corrélation étant plus importants en diversités sans couplage et d'amplitude qu'en diversité de phase et en diversité globale, il faut raisonnablement s'attendre à avoir des gains de diversité plus faibles dans les deux premiers cas que dans les deux derniers.

Pour illustrer ces prévisions, quatre figures représentant des courbes comparées de variation de densité de probabilités cumulées en fonction de valeurs seuils de SNR normalisées sont représentées sur les Figure.III.14 ($D = 0,1\lambda$), III.15 ($D = 0,5\lambda$), III.16 ($D = 0,7\lambda$) et la III.17 ($D = 1,25\lambda$).

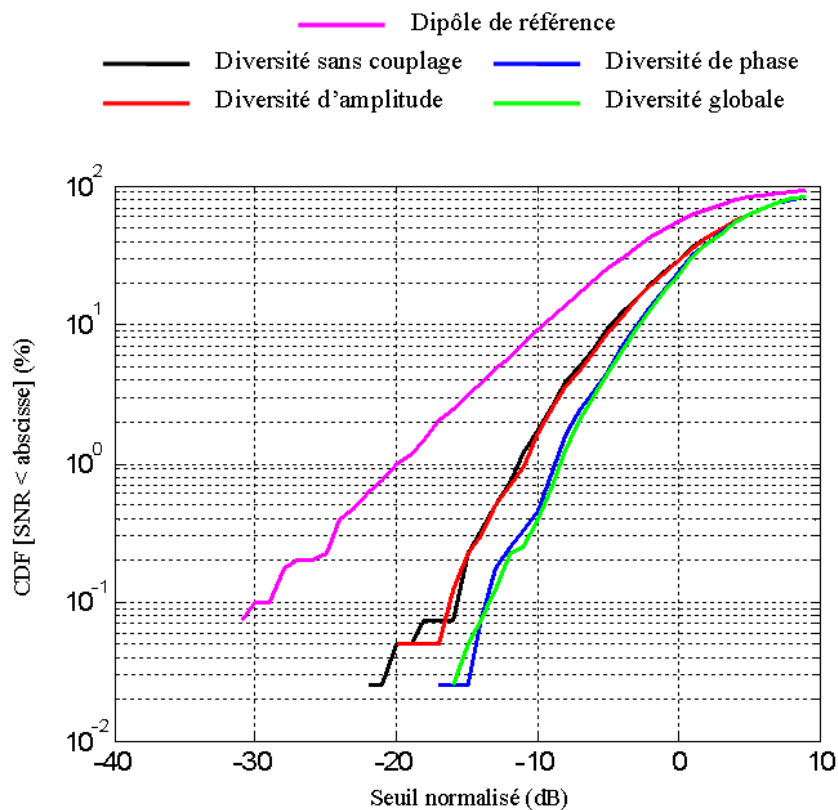


Figure. III. 15: Distribution de densité de probabilités cumulées comparée avec le système des deux dipôles en technique MRC à 3,5GHz dans un canal uniforme, "D = 0,1λ".

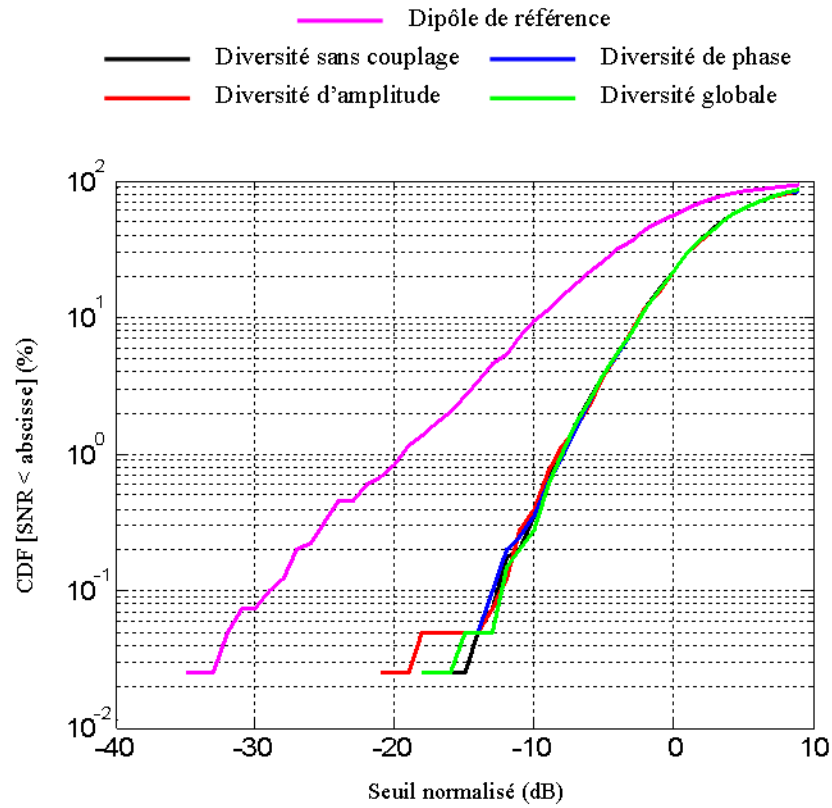


Figure. III. 16: Distribution de densité de probabilités cumulées comparée avec le système des deux dipôles en technique MRC à 3,5GHz dans un canal uniforme, “ $D = 0,5\lambda$ ”.

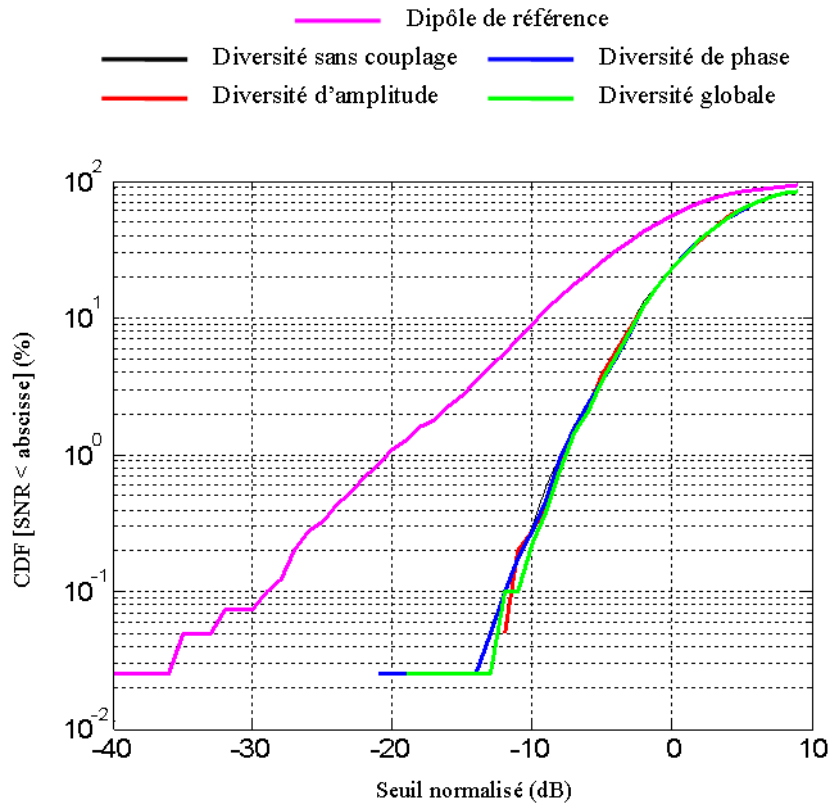


Figure. III. 17: Distribution de densité de probabilités cumulées comparée avec le système des deux dipôles en technique MRC à 3,5GHz dans un canal uniforme, “ $D = 0,7\lambda$ ”.

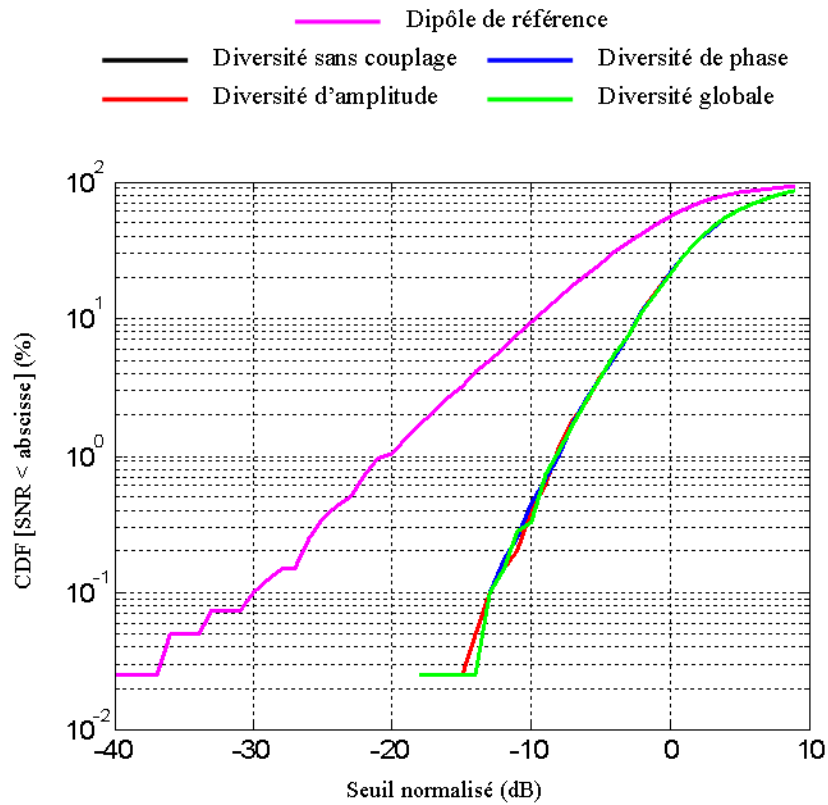


Figure. III. 18: Distribution de densité de probabilités cumulées comparée avec le système des deux dipôles en technique MRC à 3,5GHz dans un canal uniforme, “D = 1,25λ”.

Les valeurs des coefficients de corrélation d’enveloppe pour chaque catégorie de diversité et à chaque distance “D (λ)” sont données dans le Tableau.III.1 et celles des gains de diversité correspondants, dans le Tableau.III.2.

Tableau. III. 1: Coefficients de corrélation d’enveloppe entre les signaux reçus par deux antennes dipolaires simulées avec la technique du MRC à 3,5GHz dans un canal uniforme

		Distance de séparation entre les deux dipôles : D (λ)			
		0,1	0,5	0,7	1,25
Coefficient de corrélation d'enveloppe	Diversité sans couplage	0,855	$2,9 \cdot 10^{-2}$	0,114	$3,9 \cdot 10^{-2}$
	Diversité d'amplitude	0,8245	$5,5 \cdot 10^{-3}$	0,02	$8,3 \cdot 10^{-3}$
	Diversité de phase	0,267	$8 \cdot 10^{-3}$	0,025	$6,3 \cdot 10^{-3}$
	Diversité globale	0,20367	$3,8 \cdot 10^{-6}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$7,88 \cdot 10^{-4}$

Tableau. III. 2: Gains de diversité obtenus avec deux antennes dipolaires simulées avec la technique du MRC à 3,5GHz dans un canal uniforme

		Distance de séparation entre les deux dipôles : D (λ)			
		0,1	0,5	0,7	1,25
Gain de diversité à 1% de probabilités cumulées d'avoir SNR<Abscisse (dB)	Diversité sans couplage	9	12	11,4	12
	Diversité d'amplitude	9,2	12	11,4	12
	Diversité de phase	11,5	12	11,4	12
	Diversité globale	11,5	12	11,4	12

Comme prévu, à $D=0,1\lambda$ (inférieur à $0,5\lambda$, un cas à considérer pour des implémentations sur terminaux mobiles), les coefficients de corrélation d'enveloppe des diversités de phase, globale, sans couplage et d'amplitude sont respectivement 0.267, 0.2, 0.855 et 0.8245.

Les courbes de densités de probabilités cumulées des diversités de phase et globale sont identiques. De même, celles des diversités sans couplage et d'amplitude sont aussi les mêmes. La différence de gain de diversité est globalement 2,5dB.

Aux autres distances ($D = 0,5\lambda$, $D = 0,7\lambda$, $D = 1,25\lambda$), les coefficients de corrélation sont faibles et les gains de diversité sont constants et maximaux.

Les courbes de densités de probabilités cumulées (diversités sans couplage, d'amplitude, de phase et globale) varient comme prévu en fonction des coefficients de corrélation d'enveloppe et les gains de diversité sont bien plus importants en diversité globale et de phase qu'en diversité d'amplitude et sans couplage.

Cependant, la Figure.III.4 et la Figure.III.5 montrent que si le coefficient de couplage mutuel est très fort (corrélacion faible et gain de diversité fort), l'efficacité totale des antennes est nettement dégradée. Dans ces conditions, le gain de diversité effectif (gain de diversité avec efficacité totale d'antennes) devrait être plus faible que le gain de diversité intrinsèque (confère paragraphe II.IV).

En effet, lorsque D varie de 0,05 et $0,3\lambda$, l'efficacité totale simulée d'une antenne dipolaire en présence de l'autre varie de 43% à 87,52%. Elle est notamment égale à 55,55% à $D=0,1\lambda$

contre 96,6% pour l'antenne de référence. L'efficacité totale ne devrait modifier profondément que les courbes de densités de probabilités cumulées des diversités d'amplitude et globale car ce sont les seules à prendre en compte le gain réel des antennes (avec couplage). La Figure. III.19 permet de calculer les gains de diversité effectifs de deux antennes dipolaires séparées d'une distance $D = 0,1\lambda$. Elle représente la variation des courbes de densité de probabilités cumulées (diversités sans couplage, d'amplitude, de phase et globale) en fonction de valeurs seuils de SNR normalisés par le SNR moyen de l'antenne de référence. Comme prévu, les gains de diversité effectifs en diversités d'amplitude et globale sont plus faibles que ceux des gains de diversité. La densité de probabilités cumulées fixée à 1%, le gain de diversité intrinsèque et le gain de diversité effectif sont égaux : 9dB en diversité sans couplage et 11,5dB en diversité de phase. Par contre ils sont dans un rapport de 9,2dB contre 6,39dB en diversité d'amplitude et de 11,5dB contre 11,18dB en diversité globale. Les diversités sans couplage et globale ont le même gain effectif, preuve que, finalement, le couplage n'améliore pas réellement les gains en performances du système de diversité : l'efficacité d'antenne est aussi un paramètre important pour les études de diversité.

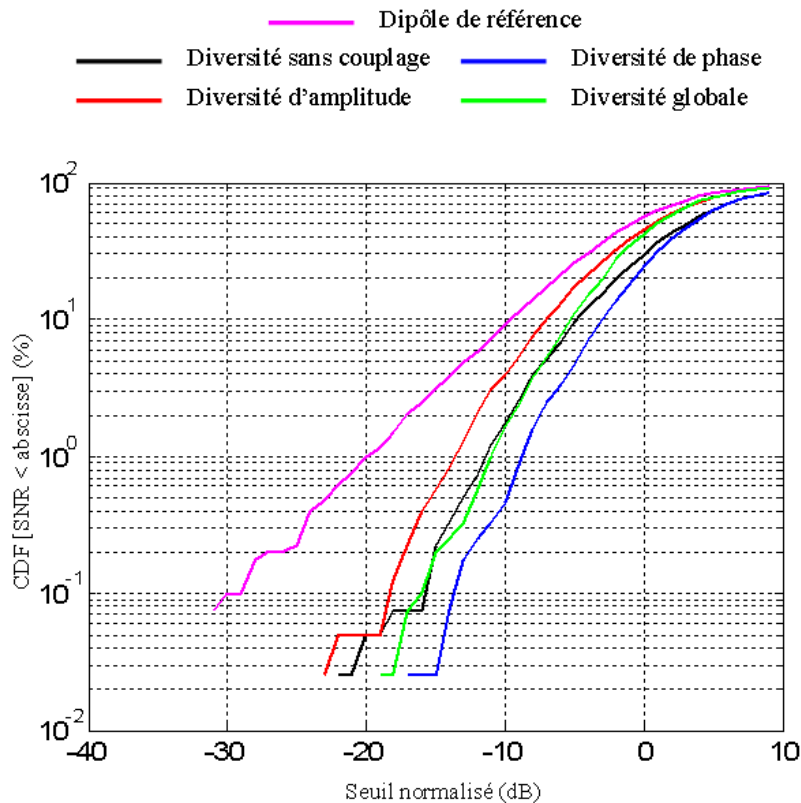


Figure. III. 19 : Densités de probabilités cumulées pour le calcul des gains de diversité effectifs (système des deux dipôles séparés de $D = 0,1\lambda$ en technique MRC à 3,5GHz) dans un canal uniforme.

III.I.C Analyse avec la technique de sélection

Avec un post-traitement utilisant la technique de sélection, l'une des antennes est en circuit ouvert quand l'autre est alimentée comme le montre la Figure.III.6. Le couplage entre antennes est alors inexistant. L'antenne non-alimentée se comporte tout simplement comme un objet diffractant. En canal uniforme, les prévisions les plus plausibles sont celles qui confèreraient une superposition presque parfaite des courbes de variation des coefficients de corrélation et des densités de probabilités cumulées. Les gains de diversité seront d'autant plus grands que les coefficients de corrélation seront petits et inversement.

Afin de vérifier tous ces cas de figure, il faut aborder l'étude des quatre catégories de diversité en technique de sélection. Les diagrammes de champ simulés avec CST Microwave Studio sont collectés pour recréer les diagrammes de rayonnement complexes des antennes comme dans le cas de la technique MRC. Les courbes de variation des coefficients de corrélation d'enveloppe des quatre catégories de diversité en fonction de la distance de séparation "D" sont représentées sur la Figure.III.20.

Elles montrent que comme prévu, quelle que soit "D", les coefficients de corrélation des diversités sans couplage, d'amplitude, de phase et globale sont quasiment identiques.

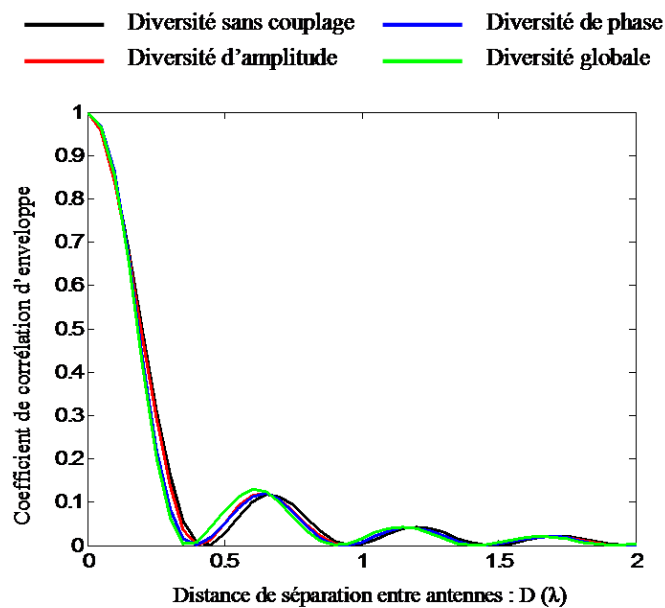


Figure. III. 20 : Comparaison de la variation des coefficients de corrélation d'enveloppe entre les signaux reçus par deux antennes dipolaires identiques à 3,5GHz dans un canal uniforme et traités par la technique de sélection en fonction de la distance de séparation "D (λ)".

De même, les courbes de densité de probabilités cumulées des quatre types de diversité sont tracées sur la Figure.III.21 ($D = 0.1\lambda$), Figure.III.22 ($D = 0.5\lambda$), Figure.III.23 ($D = 0.7\lambda$) et Figure.III.24 ($D = 1.25\lambda$). Ces figures montrent que les courbes représentatives des quatre diversités sont identiques car le couplage n'existe pas. Les valeurs des gains de diversité à 1% de probabilité d'avoir le SNR inférieur à l'abscisse sont données dans le Tableau.III.4. Les coefficients de corrélation d'enveloppe correspondants sont présentés dans le Tableau.III.3. À $D = 0.1\lambda$, les gains de diversité sont fortement dégradés (7,3dB) à cause des coefficients de corrélations forts (0,85 en moyenne) contre 10dB dans les autres cas où les coefficients de corrélation sont nuls.

Tableau. III. 3: Coefficients de corrélation d'enveloppe entre les signaux reçus par deux antennes dipolaires simulées avec la technique de sélection à 3,5GHz dans un canal uniforme

		Distance de séparation entre les deux dipôles : $D (\lambda)$			
		0,1	0,5	0,7	1,25
Coefficient de corrélation d'enveloppe	Diversité sans couplage	0,86	0,01	0,08	0,03
	Diversité d'amplitude	0,85	0,03	0,08	0,03
	Diversité de phase	0,87	0,03	0,08	0,03
	Diversité globale	0,86	0,05	0,075	0,02

Tableau. III. 4: Gains de diversité obtenus avec deux antennes dipolaires simulées avec la technique de sélection à 3,5GHz dans un canal uniforme

		Distance de séparation entre les deux dipôles : $D (\lambda)$			
		0,1	0,5	0,7	1,25
Gain de diversité à 1% de probabilités cumulées d'avoir $SNR < \text{Abscisse}$ (dB)	Diversité sans couplage	7,3	10,13	10	10
	Diversité d'amplitude	7,3	10,13	10	10
	Diversité de phase	7,3	10,13	10	10
	Diversité globale	7,3	10,13	10	10

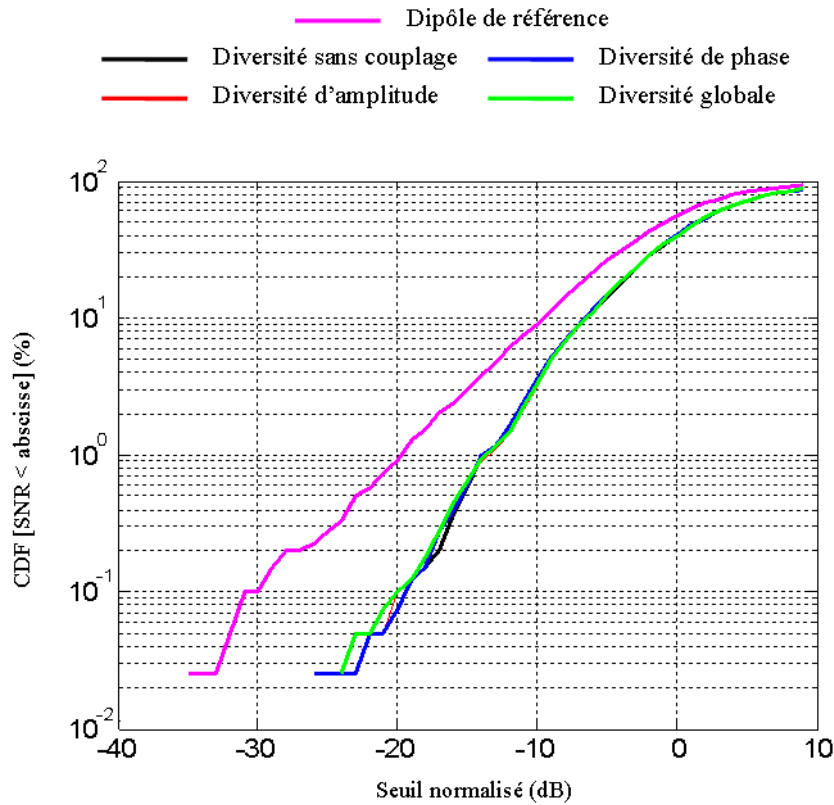


Figure. III. 21 : Densités de probabilités cumulées pour le calcul des gains de diversité effectifs (système des deux dipôles séparés de $D = 0,1\lambda$ en technique de sélection à 3,5GHz) dans un canal uniforme.

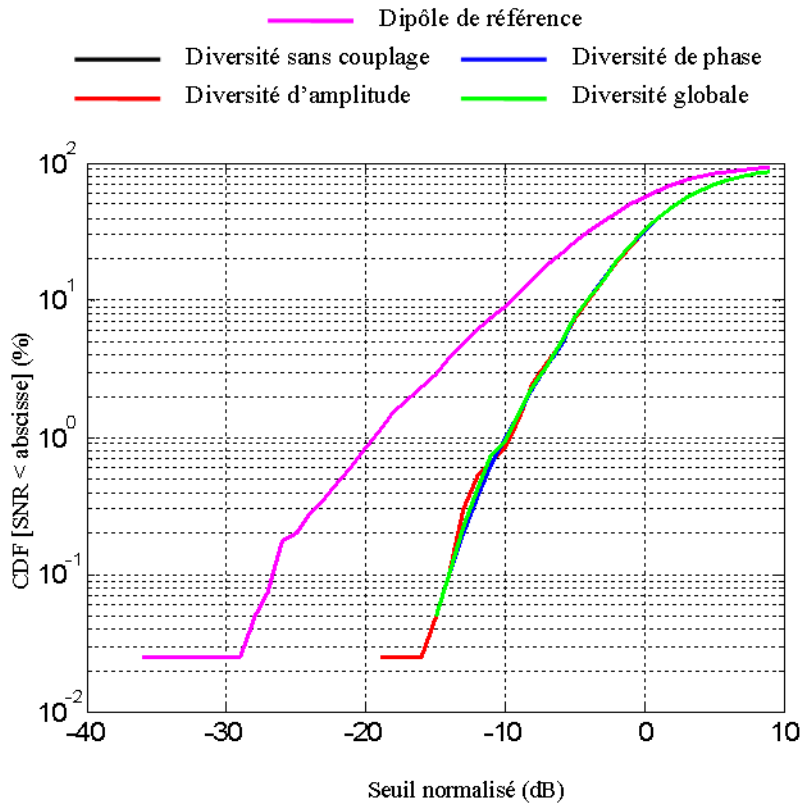


Figure. III. 22: Densités de probabilités cumulées pour le calcul des gains de diversité effectifs (système des deux dipôles séparés de $D = 0,5\lambda$ en technique de sélection à 3,5GHz) dans un canal uniforme.

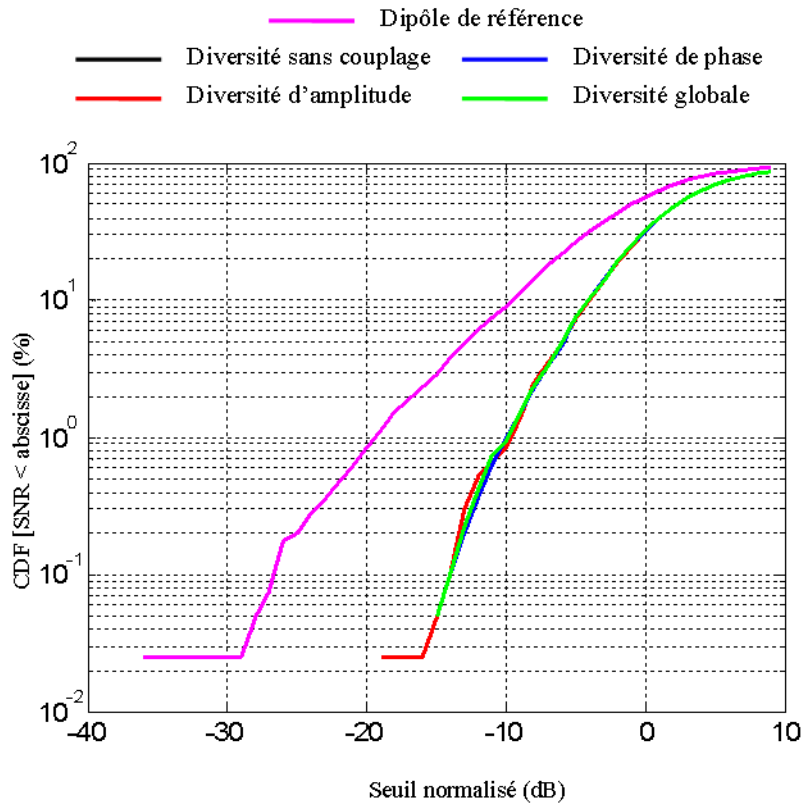


Figure. III. 23 : Densités de probabilités cumulées pour le calcul des gains de diversité effectifs (système des deux dipôles séparés de $D = 0,7\lambda$ en technique de sélection à 3,5GHz) dans un canal uniforme.

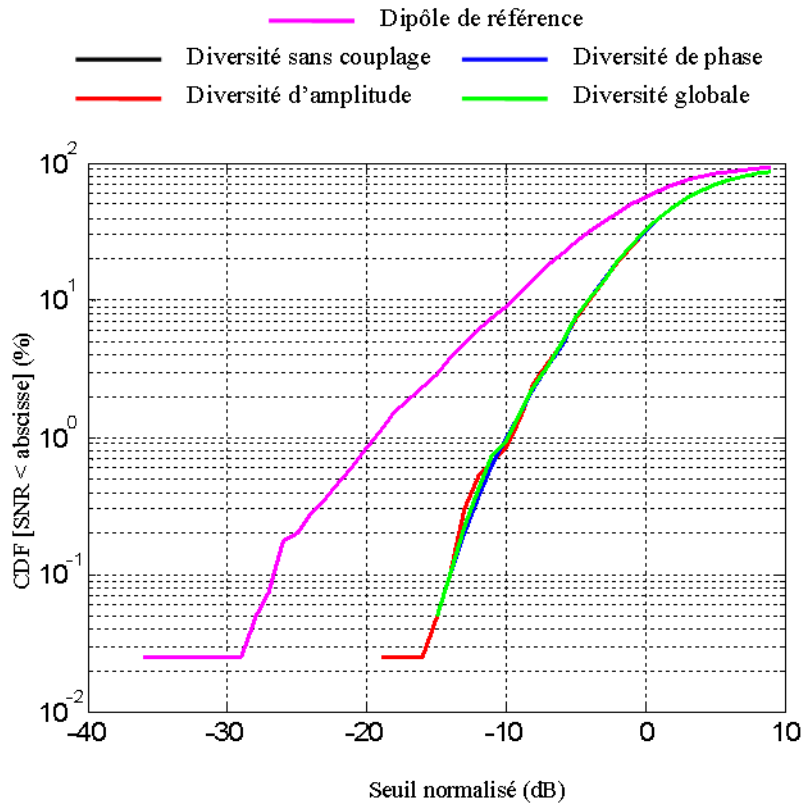


Figure. III. 24 : Densités de probabilités cumulées pour le calcul des gains de diversité effectifs (système des deux dipôles séparés de $D = 1,25\lambda$ en technique de sélection à 3,5GHz) dans un canal uniforme.

Un système constitué de deux antennes dipolaires a été simulé en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio et les performances en diversité ont été évaluées avec les programmes présentés au Chapitre.II. Pour des applications à la diversité, les techniques de simulation dépendent du mode de traitement des signaux. En effet, sur un terminal mobile, chaque antenne est reliée à une chaîne RF. Lorsque les techniques de commutation (sélection ou switch) sont implémentées, un commutateur est associé au système. Par conséquent, quand une branche est choisie, les autres sont en circuit ouvert car la liaison avec l'antenne est rompue. Ce cas correspond en simulation à l'alimentation de l'antenne choisie par une source de tension d'impédance interne de 50Ω quand l'autre est en circuit ouvert. Le couplage mutuel entre antennes n'existe pas. Par contre, dans le cas de la technique de sommation (EGC ou MRC), les antennes sont toujours reliées aux chaînes RF. En simulation, les deux antennes sont connectées à deux sources de courant possédant une impédance interne de 50Ω . Quand la première délivre du courant, la seconde est éteinte et inversement. Le couplage mutuel entre antennes est d'autant plus grand que les antennes sont plus rapprochées causant une dégradation de leurs efficacités totales. Le but principal de ce chapitre est de comparer les effets du couplage sur le module et la phase des diagrammes de champ et de mesurer son impact sur les paramètres de diversité dans un canal uniforme. Dans ce but, une antenne dipolaire de référence a été d'abord simulée et le diagramme de champ rayonné a été obtenu.

Un système de deux autres antennes séparées d'une distance "D" variable a été ensuite simulé dans le cas de la technique de sélection puis du MRC. Dans chaque cas, les diagrammes de rayonnement ont été combinés pour isoler complètement le couplage (diversité sans couplage), pour l'isoler sur la phase (diversité d'amplitude), sur le module (diversité de phase) et pour sa prise en compte totale (diversité globale). La diversité a été étudiée en termes de coefficient de corrélation et de gain de diversité, les puissances moyennes des signaux reçus par les antennes étant égales. Lorsque l'étude se fait avec la technique de commutation, il n'y a aucune différence entre les quatre types de diversité dans la mesure où le couplage mutuel n'existe pas. Par contre, avec la technique de sommation, il a été démontré qu'avec le même coefficient de couplage, la phase contribue plus à dé-corréler les signaux reçus par les antennes, donc à améliorer le gain de diversité. Cependant, lorsque l'efficacité totale d'antenne est prise en compte, le gain de diversité effectif obtenu montre que le couplage n'améliore pas forcément les performances en diversité.

La conception d'un système multi-antennaires pour des applications à la diversité doit prendre en compte tous ces paramètres : coefficients de corrélation, gain moyen effectif des antennes, efficacité d'antenne et gain de diversité effectif.

Ces conclusions vont servir à la conception d'un prototype de terminal mobile multi-antennaires dont les performances seront comparées à celles d'un terminal de référence.

III.II CONCEPTION D'UN SYSTEME A DIVERSITE

Dans ce paragraphe, il sera question de montrer la faisabilité de la diversité sur terminaux portables avec un espace alloué aux antennes le plus petit possible. Le nombre total d'antennes est donc fixé à deux.

Il s'agira de simuler un système qui devrait s'apparenter à un terminal mobile (carte électronique + antenne imprimée). Le choix de l'aérien s'est porté sur une antenne monopôle imprimée. Un système simple de deux antennes monopôles imprimées sur substrat diélectrique sera donc étudié. L'épaisseur du substrat sera la plus petite possible pour respecter les contraintes de compacité. Les performances d'un système multi-antennaires sont obtenues par comparaison avec un système de référence constitué d'une seule antenne. Tous ces terminaux vont-êtré conçus pour fonctionner à 3,5GHz et dans la bande des 3,4GHz-3,6GHz pour des applications à la norme IEEE.802.16e mobile.

III.II.A Conception du terminal mobile de référence

Le terminal mobile qui sera conçu servira de base à la conception du terminal bi-antennaires pour des applications à la diversité.

Le système de référence sera composé d'une antenne monopôle imprimée sur un substrat diélectrique TLX de permittivité $\epsilon_r = 2.55$, de tangente de perte $\tan\delta=0.0019$ et d'épaisseur $H= 1.52\text{mm}$. La fréquence de travail est 3.5GHz.

Le modèle expérimental de l'antenne monopôle quart d'onde imprimée sur substrat diélectrique est représenté sur la Figure.III.25. L'antenne monopôle imprimée est en cuivre, de forme rectangulaire ($l \times w$) et d'épaisseur $e_m = 35\mu\text{m}$. Un plan métallique rectangulaire, de dimensions ($L \times W$), également en cuivre de même épaisseur e_m , fait office de carte électronique (PCB).

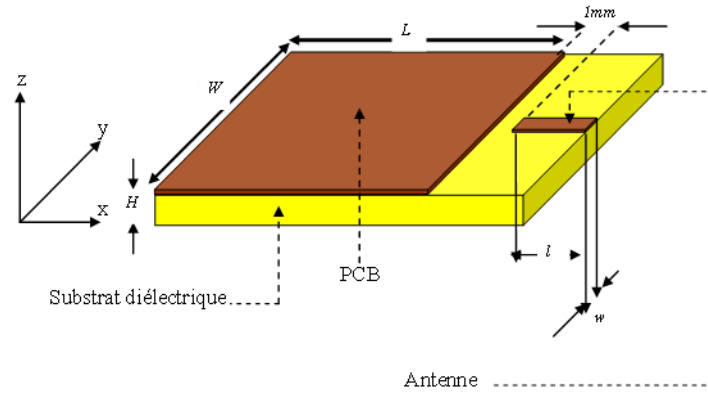


Figure. III. 25 : Schéma descriptif des dimensions du prototype d'antenne monopôle imprimée sur substrat diélectrique

L'antenne et la carte PCB sont situées sur la même face du substrat diélectrique et elles sont séparées de 1mm dans la direction (Ox).

Théoriquement, la longueur d'onde électrique (λ_{eff}) est donnée par:

$$\lambda_{eff} = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (III.3)$$

Où c est la célérité de la lumière, f_0 la fréquence de travail et ϵ_{eff} , la permittivité effective.

La permittivité effective ϵ_r est approximativement définie par [III.2] :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (III.4)$$

En réalité, elle est légèrement inférieure à cette valeur et la longueur théorique de l'antenne quart d'onde est égale à:

$$l = \frac{\lambda_{eff}}{4} \quad (III.5)$$

Les équations (III.3, III.4 et III.5) montrent qu'à 3,5GHz, la longueur électrique théorique maximale de l'antenne est de 16mm. Pour faciliter la réalisation, l'antenne est alimentée par une sonde coaxiale semi-rigide représentée sur la Figure.III.26 et terminée par un connecteur SMA femelle droit. Le rayon de son âme centrale est $r = 0.2\text{mm}$. Le rayon intérieur du blindage externe est $R = 1\text{mm}$ et son épaisseur est de $e_{ext} = 0.1\text{mm}$. Sa longueur $L_c = 90\text{mm}$ avec une tolérance de $\pm 2\text{mm}$ Les câbles ont été commandés chez la société ATEM [III.3].

La simulation électromagnétique du prototype est faite avec CST Microwave Studio. Les dimensions de l'antenne sont : $l \times w = 15\text{mm} \times 5\text{mm}$. De même, celles de la carte PCB sont $L \times W = 70\text{mm} \times 50\text{mm}$. Le terminal mono-antennaire alimenté par le câble orienté suivant l'axe « oX » est simulé et est représenté sur la Figure.III.26.

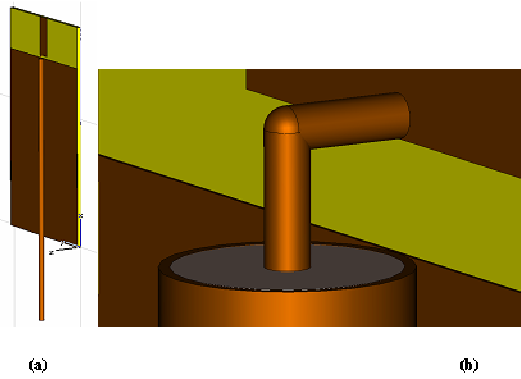


Figure. III. 26: Modélisation du terminal portable de référence avec le câble semi-rigide d'alimentation de l'antenne monopôle.

Le diagramme simulé 3D de l'antenne monopôle est représenté sur la Figure.III.27. Sa directivité est de 3,2dBi.

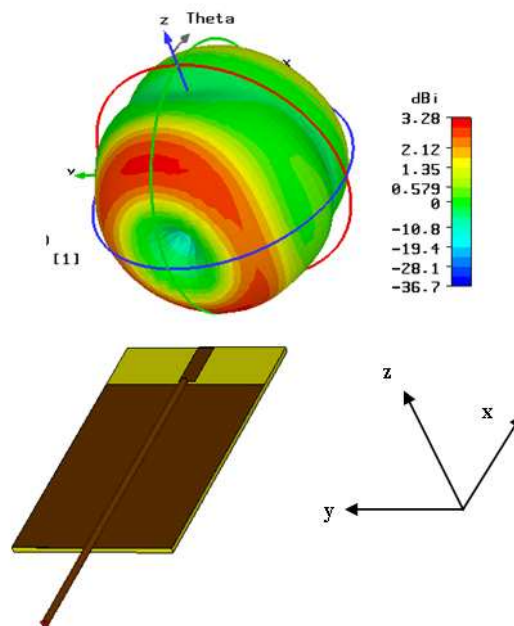


Figure. III. 27 : rayonnement 3D de l'antenne monopôle de référence.

Conformément à la simulation, le système a été réalisé et le blindage externe du câble semi-rigide d'alimentation et l'âme centrale sont respectivement soudés sur la carte PCB et sur une des extrémités de l'antenne (Figure.III.28).

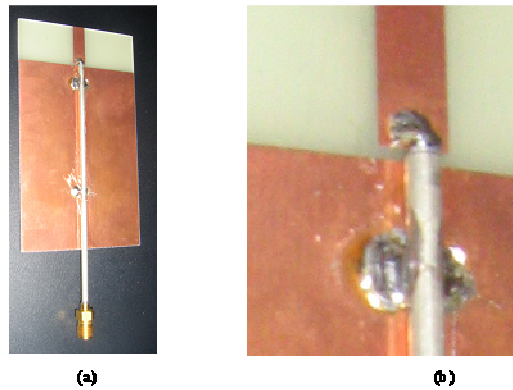


Figure. III. 28: Prototype réalisé du terminal portable de référence avec le câble semi-rigide d'alimentation de l'antenne monopôle.

Les résultats simulés et mesurés des variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence sont représentés sur la Figure.III.29.

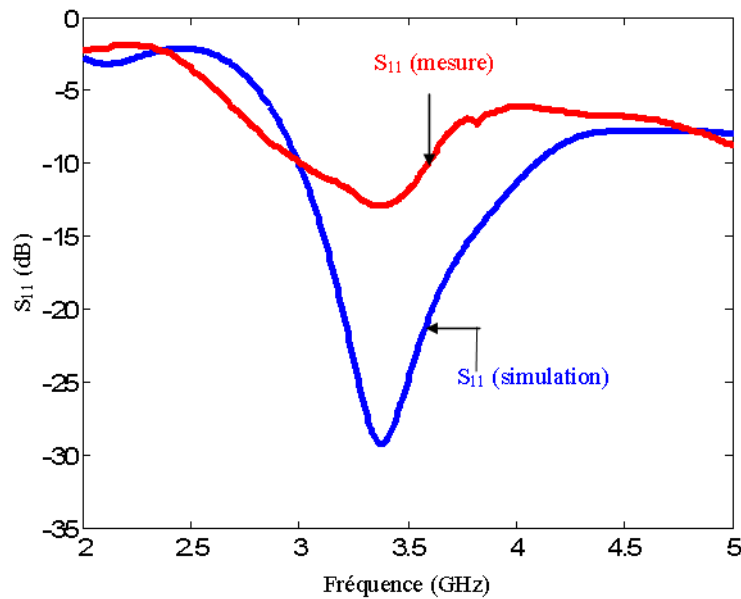


Figure. III. 29: Coefficients de réflexion simulé et mesuré du monopôle quart d'onde de l'antenne de référence.

Elle montre que l'antenne est mieux adaptée en simulation qu'en mesure. Cette différence d'adaptation est due aux problèmes de réalisation (câble, point de soudure, du câble sur l'antenne monopôle, positionnement et environnement proche du prototype au moment de la mesure, etc..). Cependant, dans la bande de fréquence d'étude (3,4GHz-3,6GHz), elle reste inférieure à -10dB dans les deux cas.

Les diagrammes de rayonnement des antennes ont été mesurés dans la base SATIMO de la société ANOVO à Brive. Les variations de gains simulés et mesurés du système de référence dans les plans E et H sont représentées sur la Figure.III.30 et la Figure.III.31. Elles font ressortir un bon accord entre les résultats simulés et mesurés.

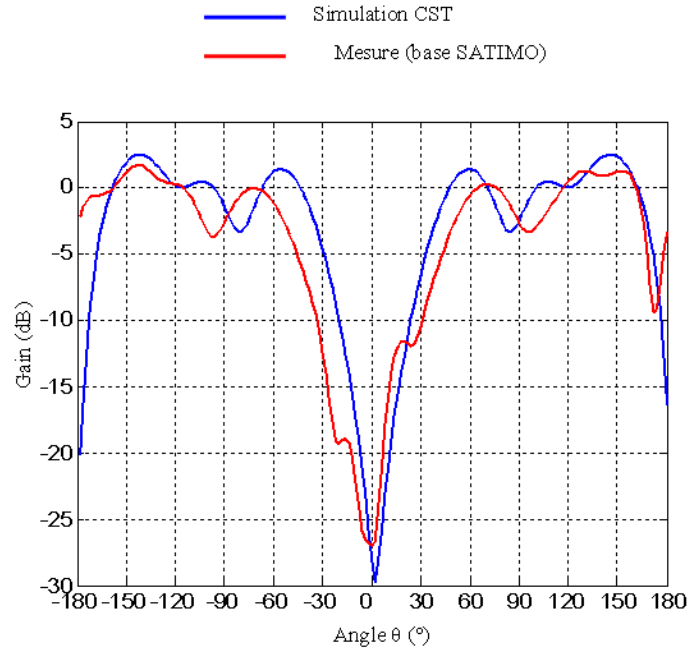


Figure. III. 30 : Diagramme de rayonnement de l'antenne de référence (Plan E)

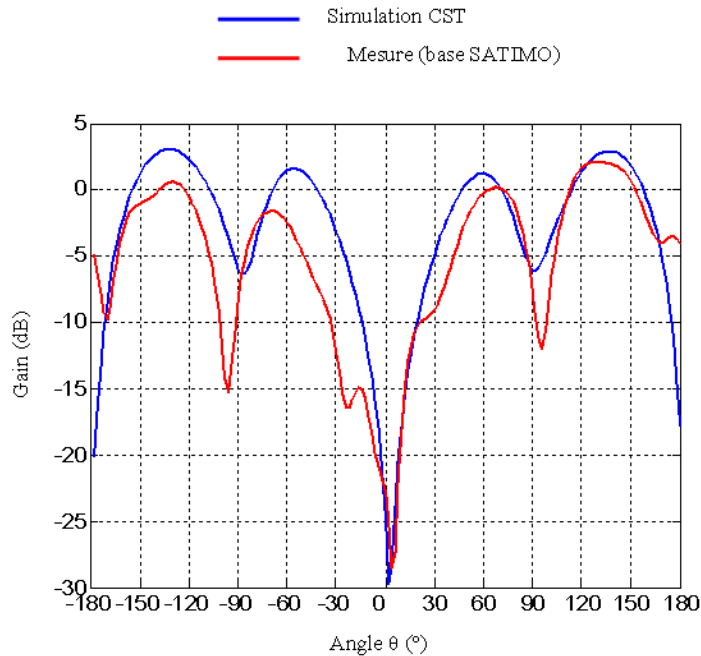


Figure. III. 31 : Diagramme de rayonnement de l'antenne de référence (Plan H)

Ce système de référence étant conçu, la prochaine étape est la conception et la réalisation d'un prototype bi-antennaires pour des applications à la diversité.

III.II.B Conception d'un système à diversité de deux antennes monopôles imprimées

Ce nouveau paragraphe est consacré à la conception d'un prototype de système à deux antennes monopôles imprimées pour des applications à la diversité. Ce nouveau prototype est conçu en se basant sur le prototype uni-antennaire conçu au paragraphe précédent (paragraphe III.II.1). La finalité d'une étude de diversité étant la comparaison entre les performances d'un système multi-antennaires et d'un système uni-antennaire de référence, les dimensions de la carte électronique restent inchangées, soit " $L \times W = 70\text{mm} \times 50\text{mm}$ ". Ce nouveau système est composé de deux antennes identiques au monopôle du système décrit au chapitre précédent. Les deux antennes sont séparées d'une distance " D ".

Le mode d'alimentation des deux monopôles est le même que celui du prototype de référence, le système conservant sa symétrie globale. L'ensemble est représenté sur la Figure.III.32.

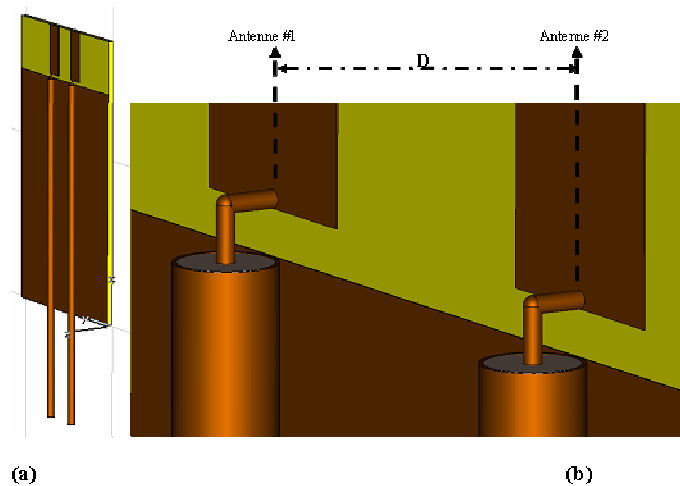


Figure. III. 32 : Modélisation du terminal portable de deux antennes monopôles identiques séparées d'une distance $D(\lambda)$ et alimentées par des câbles semi-rigides.

L'objectif étant de concevoir un terminal à diversité avec un volume occupé par les antennes le plus restreint possible, elles seront très rapprochées tout en conservant une bonne adaptation. L'étude préliminaire consiste donc à trouver la distance minimale qui satisfait cette condition. Pour ce faire, en faisant varier de $D = 0.09\lambda$ à $D = 0.14\lambda$ à pas de 0.02λ , les courbes de variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence sont obtenues et représentées sur la Figure.III.33. A cause de la parfaite symétrie du système, les résultats simulés des coefficients de réflexion des antennes sont identiques. Il ressort de l'observation de cette figure que les antennes sont d'autant plus adaptées que D est grande.

La distance de séparation “ $D = 0,14\lambda$ ” qui correspond à une adaptation de $-15,4\text{dB}$ sera retenue.

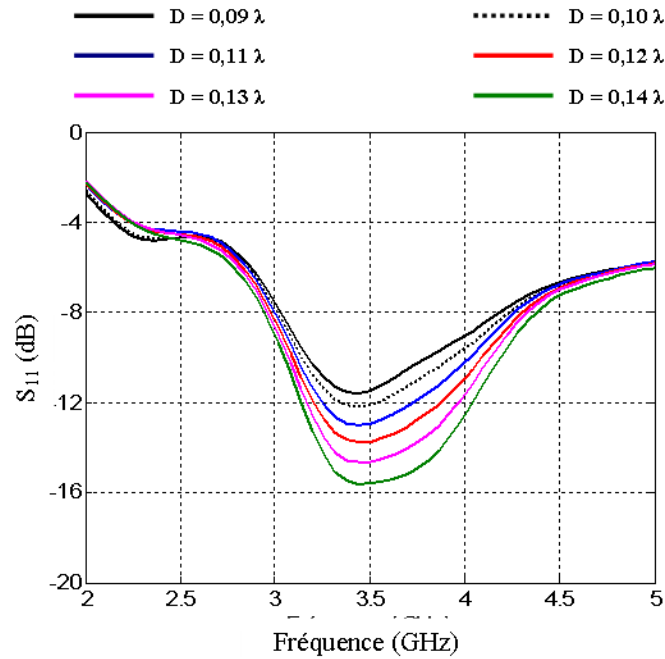


Figure. III. 33 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes distances de séparation “ D ” entre les sondes d’alimentation.

Les diagrammes de rayonnement simulés 3D des antennes sont représentés sur la Figure.III.34. Ces deux diagrammes sont nettement déformés par le couplage mutuel et ils sont différents de celui de l’antenne de référence. Ils sont également plus directifs. Les deux lobes sont symétriques par rapport au plan de symétrie du système.

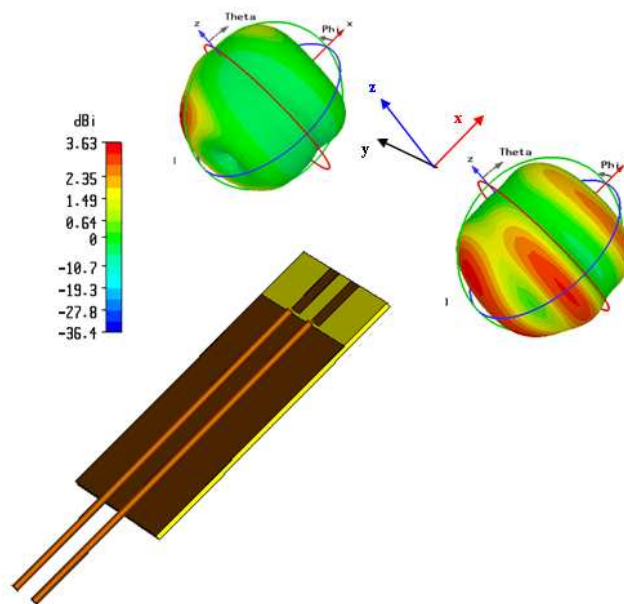


Figure. III. 34 : Diagrammes de rayonnement 3D des antennes du système de diversité.

Le prototype réalisé à partir des études amont en simulation est représenté sur la Figure.III.35.

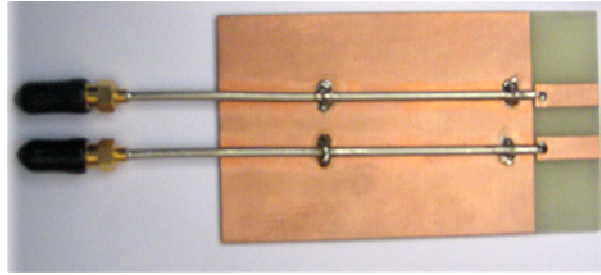


Figure. III. 35 : Prototype réalisé du terminal portable de deux antennes monopôles similaires séparées d'une distance " $D = 0.14\lambda$ " avec les câbles semi-rigides d'alimentation.

Les courbes comparatives des coefficients de réflexion simulés et mesurés et celles des coefficients de couplage sont représentées sur la Figure.III.36.

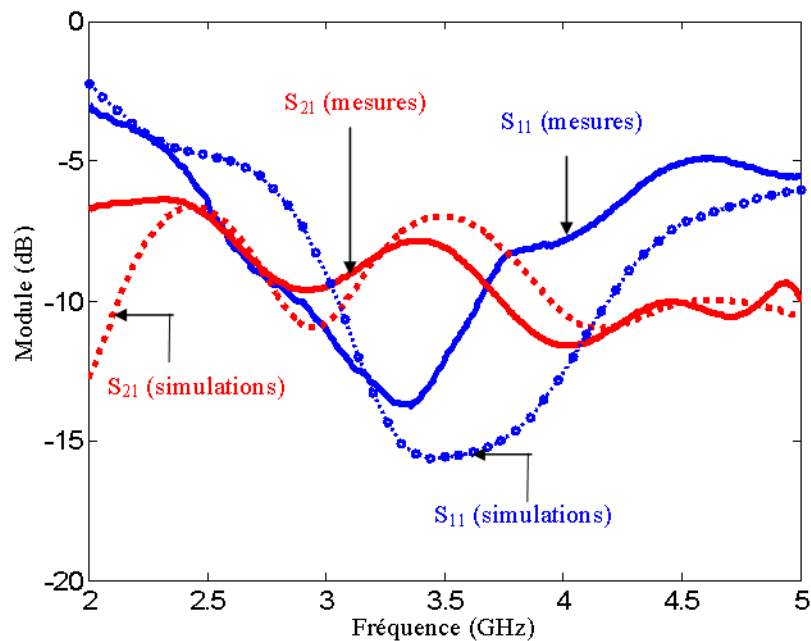


Figure. III. 36 : Variation du coefficient de réflexion et de couplage en fonction de la fréquence

Encore une fois, la différence entre ces courbes provient des conditions de mesures et des problèmes de réalisation. Cependant, la similitude des résultats est assez bonne et est satisfaisante. La grande proximité entre les antennes engendre un fort coefficient de couplage. A titre d'exemple, à 3,5GHz, il s'élève à -7dB en simulation et -8dB en mesure.

Comme pour le système de référence, des mesures des gains des deux antennes ont été faites dans la base SATIMO de Brive. Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés des deux monopôles imprimés dans le plan E et dans le plan H sont représentés sur la Figure.III.37 et sur la Figure.III.38 respectivement. La concordance entre les courbes simulées et mesurées est assez satisfaisante malgré un léger décalage des secondes par rapport aux premières. Elles confirment également la symétrie générale du système dans la mesure où, dans un plan donné, les courbes représentatives du gain des deux antennes sont symétriques aussi bien en mesure qu'en simulation.

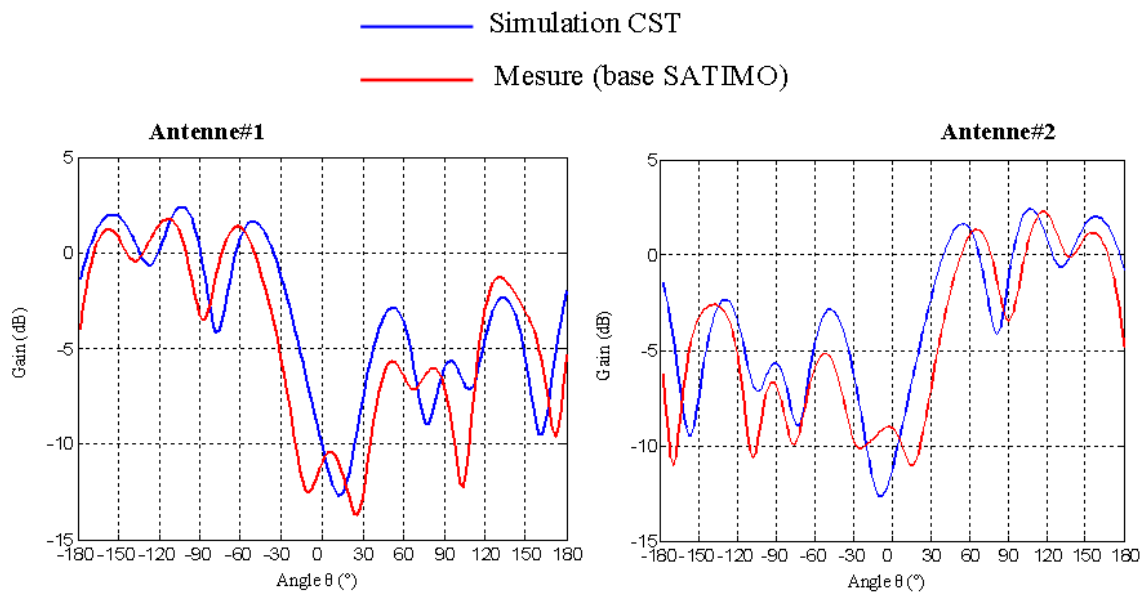


Figure. III. 37 : Diagramme de rayonnement des antennes du système (Plan $\Phi = 0^\circ$)

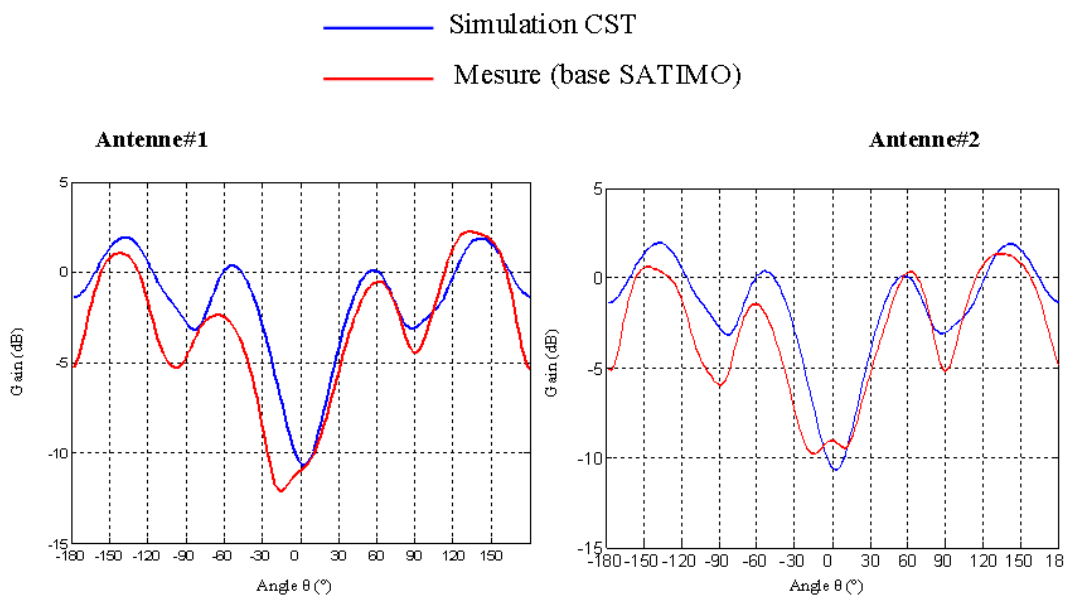


Figure. III. 38: Diagramme de rayonnement des antennes du système (Plan $\Phi = 90^\circ$)

L'efficacité totale simulée de chacune des antennes à la fréquence de 3,5GHz est globalement de 67,63%, soit une perte relative de 27,43% par rapport à celle du système de référence. Cette perte en efficacité est imputable au couplage entre antennes qui est -7dB en simulation et -8dB en mesure (à 3,5GHz). L'effet du couplage sur le paramètre antenneur qu'est l'efficacité totale étant connu, il sera intéressant d'analyser son apport aux paramètres de diversité, spécialement sur le coefficient de corrélation.

III.II.B.1 Evaluation des influences du couplage sur le coefficient de corrélation

Lorsque les antennes d'un système sont éloignées l'une de l'autre, le coefficient de couplage entre elles est négligeable. Leurs diagrammes de rayonnement respectifs sont presque identiques à celui de chaque antenne sans la présence de l'autre. Si les antennes sont identiques et que le système est dans un canal statistiquement uniforme, il est évident que les SNR moyens sont également identiques. De même, lorsque les antennes sont très proches et dans un canal uniforme, la condition de similarité entre les SNR est toujours remplie. Pour cette raison, il sera intéressant d'étudier l'influence du couplage sur le coefficient de corrélation entre les signaux reçus par les deux antennes monopôles imprimées. Comme ce fut le cas au paragraphe III.I.1, les schémas de combinaisons pour des applications à la "diversité sans couplage" et la "diversité globale" illustrés sur la Figure.III.10 et la Figure.III.12 sont réutilisés. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure.III.39.

Comme attendu, ces courbes montrent que le couplage provoque une dé-corrélation plus rapide des deux signaux reçus. Ce constat s'explique par le fait qu'il contribue à déformer les diagrammes de rayonnement des antennes comme le montre la Figure.III.34.

Dans un canal uniforme, ce sont les diagrammes de rayonnement des antennes qui déterminent les valeurs du coefficient de corrélation. Et puisqu'ils sont d'autant plus différents que le couplage est fort, le coefficient de corrélation a tendance à diminuer plus vite.

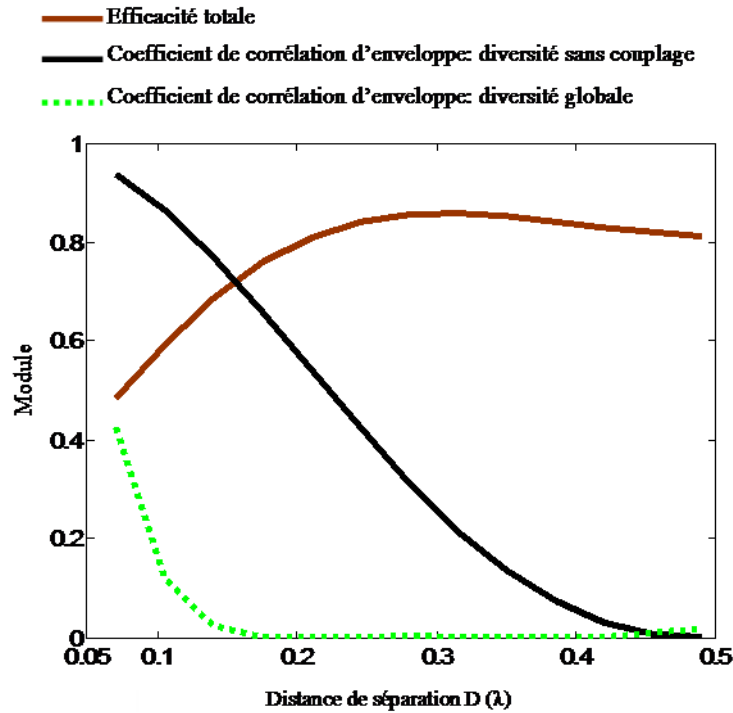


Figure. III. 39: Illustration des effets du couplage mutuel et de la distance de séparation entre antennes sur le coefficient de corrélation d'enveloppe et l'efficacité des antennes.

III.II.B.2 Etude comparative de la variation de l'efficacité totale d'antenne et du coefficient de corrélation en fonction de la taille de la carte électronique.

Lorsqu'un système compact multi antennaire fait l'objet d'une étude, il est important de s'intéresser à la fois, à l'adaptation des antennes et aux couplages mutuels entre elles. Ces deux paramètres déterminent la valeur de leurs efficacités totales respectives.

L'étude se focalise sur l'évolution du coefficient de corrélation et de l'efficacité totale d'antenne en fonction des dimensions (L, W) de la carte PCB.

Ainsi, en gardant fixe l'une des dimensions et en faisant varier la seconde, les efficacités totales simulées des antennes sont obtenues. Les diagrammes de champ sont aussi obtenus, permettant de calculer les coefficients de corrélation.

La Figure.III.40 représente les variations comparées de l'efficacité totale des antennes et des coefficients de corrélation d'enveloppe en fonction de la dimension "L" de la carte PCB pour "W =50mm" tandis que la Figure.III.41 représente ces variations en fonction de "W" pour "L =70mm".

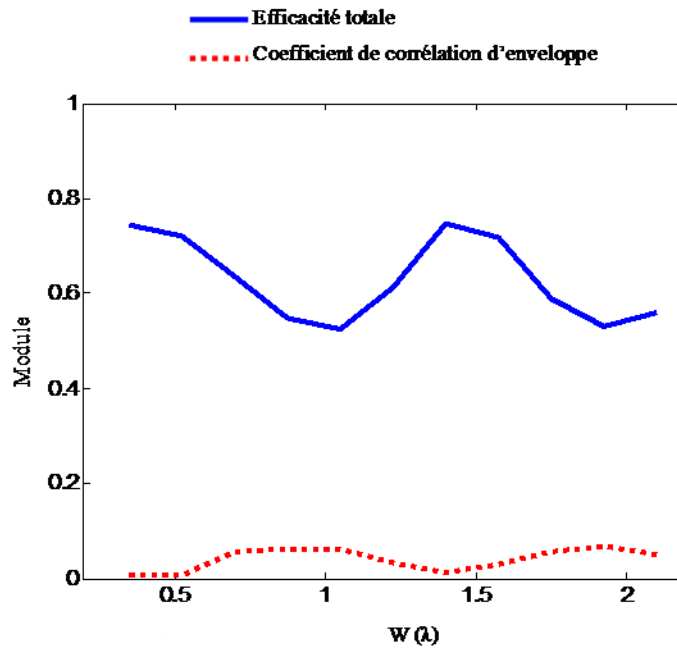


Figure. III. 40 : Effets de la dimension " W (λ)" de la carte PCB sur l'efficacité d'antenne et le coefficient de corrélation d'enveloppe pour " $L=50\text{mm}$ ".

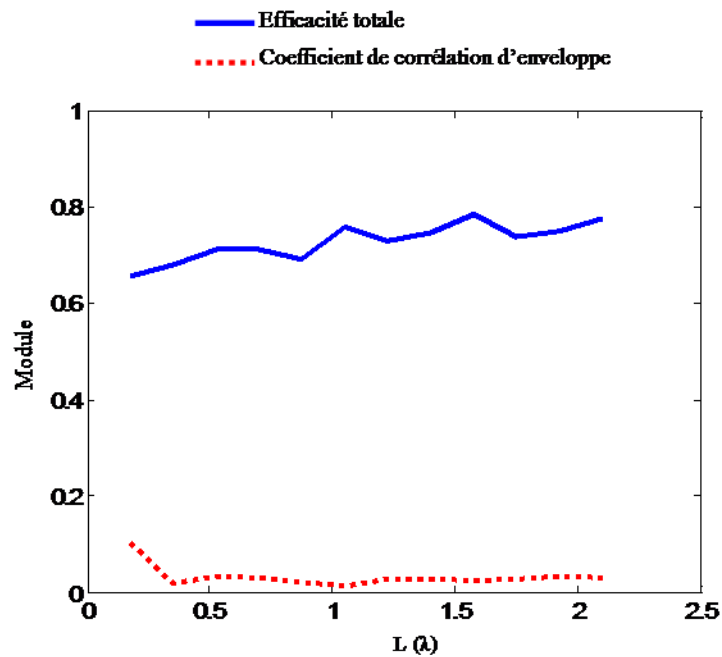


Figure. III. 41 : Effets de la dimension " L (λ)" de la carte PCB sur l'efficacité d'antenne et le coefficient de corrélation d'enveloppe pour " $W=50\text{mm}$ ".

Ces deux figures montrent que :

- Le coefficient de corrélation et l'efficacité totale d'antenne varient en fonction des dimensions de la carte PCB.
- Lorsque l'efficacité totale d'antenne diminue, le coefficient de corrélation augmente et inversement.
- Dans tous les cas, le coefficient de corrélation demeure assez faible pour ne pas influencer significativement sur le gain de diversité effectif.

Dans ce chapitre, il a été démontré que le couplage mutuel, bien que favorisant la dé-corrélation de signaux reçus par les antennes, dégrade les efficacités totales des antennes. Il n'apporte pas nécessairement une amélioration en termes de gain de diversité effectif. Pour ce faire, il faut améliorer l'efficacité totale des antennes tout en maintenant un faible coefficient de corrélation. A la vue les valeurs élevées du coefficient de couplage entre les antennes du système bi-antennaire qui a été présenté dans ce paragraphe, il convient d'implémenter une technique de découplage pour améliorer ses performances en diversité.

III.II.C Amélioration de l'efficacité des antennes du système de diversité : découpage d'une fente dans la carte électronique.

Il a été démontré dans ce chapitre qu'un coefficient de couplage mutuel fort est positif pour la dé-corrélation des signaux reçus par les antennes. Cependant, il a aussi l'inconvénient de dégrader les efficacités totales des antennes. Au final, l'amélioration qu'apporte le couplage mutuel par un faible coefficient de corrélation est perdue en terme d'efficacité d'antennes, d'où la nécessité de trouver un compromis entre ces deux derniers. Le concepteur de système de diversité ne doit pas forcément chercher à avoir un coefficient de corrélation nul, mais à n'être qu'en-dessous du seuil de corrélation (coefficient de corrélation d'enveloppe inférieur à 0,5) de façon à augmenter l'efficacité d'antenne.

Vue la configuration du prototype mobile, il a été décidé de découpler les antennes en insérant une fente dans la carte électronique [III.4], [III.5]. Cette fente est découpée dans la carte PCB de façon à ce que la symétrie globale de l'ensemble soit conservée comme illustré sur la Figure.III.42. Sa fonction première est la réduction du couplage par conduction. Son fonctionnement est équivalent à celui d'un stub.

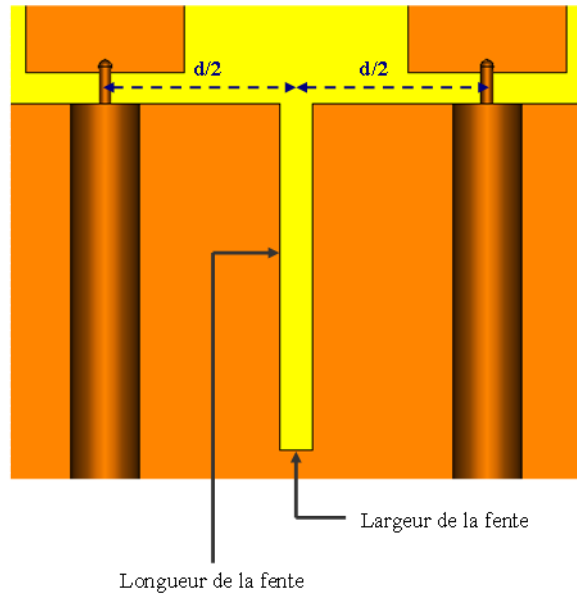


Figure. III. 42 : Schéma montrant l'insertion d'une fente dans plan de masse servant de carte PCB à un modèle de terminal mobile. La fente est insérée entre les antennes, la symétrie globale du système est conservée.

Dans le but de ramener la meilleure isolation (la plus grande efficacité) d'antenne possible, une étude paramétrique est faite considérant comme variable la longueur puis la largeur de fente.

Ainsi, pour quatre différentes largeurs de fente, et en faisant varier la longueur, les courbes de variations des efficacités des antennes en fonctions de la fréquence sont représentées sur la Figure.C1 de l'Annexe C de ce manuscrit. De même, les courbes de variation de l'efficacité d'antenne en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de fente à six longueurs préfixées sont aussi représentées sur la Figure.C2.

La première (Figure.C1) montre qu'en général, quel que soit la largeur de fente, il faut que la longueur soit égale au quart de la longueur d'onde électrique (λ_{eff}) pour obtenir les meilleures efficacités d'antenne. Ce constat est confirmé par la Figure.C2.c où l'efficacité d'antenne a la valeur la plus élevée.

En général, toutes les courbes montrent qu'il apparaît deux fréquences de résonance de part et d'autre de la fréquence centrale qui est 3,5GHz. Selon la longueur de la fente, la résonance est plus prononcée à une fréquence qu'à l'autre.

La fente permet d'allonger la longueur parcourue par le courant de conduction. D'un autre point de vue, c'est un élément parasite qui est équidistant des deux antennes monopôles.

Elle est donc excitée par couplage par l'antenne "excitatrice" et se met à résonner. En plus du couplage de l'antenne monopôle excitatrice, la deuxième antenne monopôle (non-alimentée) subit les effets de la fente. Les résultats de l'étude paramétrique représentés sur la Figure.C.1 et de la Figure.C.2 montrent que l'efficacité totale d'antenne est maximale avec une fente quart-onde et minimale avec une fente demi-onde. Il a été prouvé qu'une fente quart d'onde est le dual de l'antenne monopôle équivalente [III.6]. Les champs E et H sont intervertis. Ils n'ont donc pas le même rayonnement.

Il faudra donc que la fente et les antennes aient la même longueur pour que l'isolation des antennes soit maximale.

Etant donné qu'il apparaît deux fréquences de résonances de part et d'autre de la fréquence de travail qui est 3,5GHz, et dans le souci de ramener la résonance à cette fréquence, il faut soit augmenter, soit diminuer la longueur des antennes et de la fente. L'un des objectifs étant d'avoir un terminal mobile le plus petit possible, la seconde alternative a été retenue.

Dans cette optique, en utilisant toujours le logiciel de simulation électromagnétique CST, une réduction de la taille des antennes et de la fente de 3mm permet d'atteindre les objectifs.

Le prototype simulé avec les dimensions de la fente est représenté sur la Figure.III.43. La distance de séparation est demeurée inchangée, soit $D=0,14\lambda$.

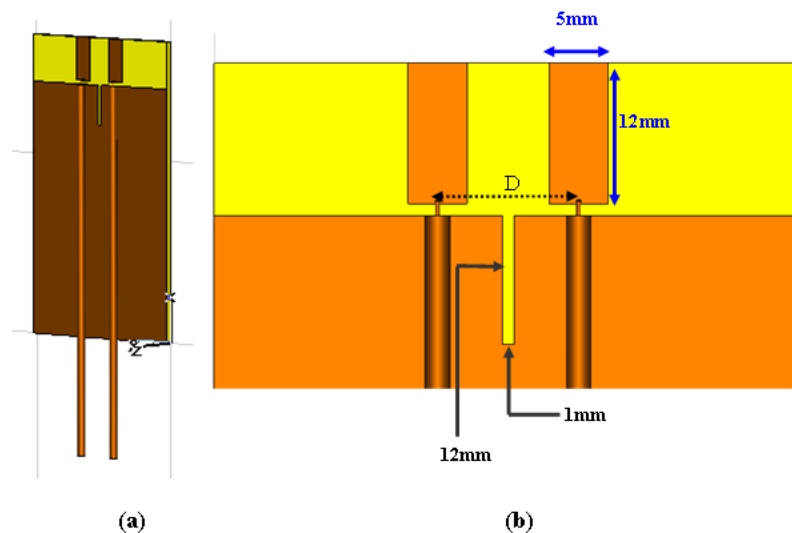


Figure. III. 43: Prototype simulé du terminal constitué de deux antennes imprimées sur substrat diélectrique et découplées par fente et leurs dimensions.

La Figure.III.44 représente les diagrammes de rayonnement simulés 3D du système de deux antennes monopôles optimisées par découplage. Malgré la diminution du coefficient de couplage, les deux rayonnements demeurent très différents.

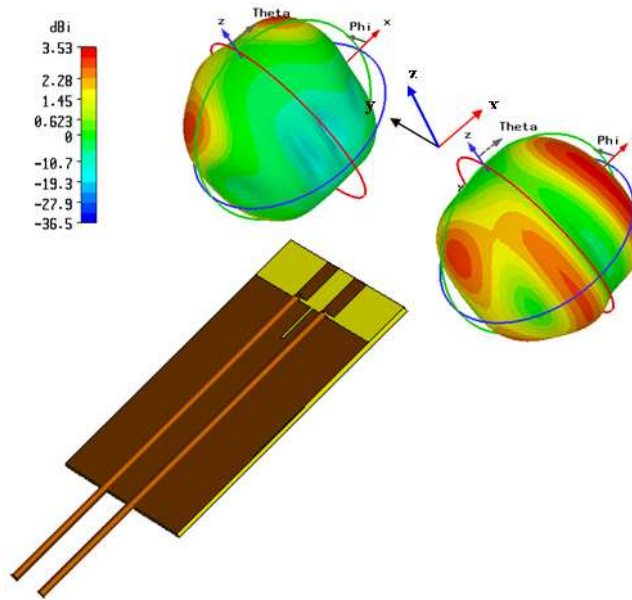


Figure. III. 44 : Diagrammes de rayonnement 3D des deux antennes du système optimisé par insertion de fente.

Le prototype a été réalisé et les câbles d'alimentation sont été soudés sur la carte PCB et l'antenne comme décrit au paragraphe III.II.1. La structure réalisée est représentée sur la Figure.III.45.

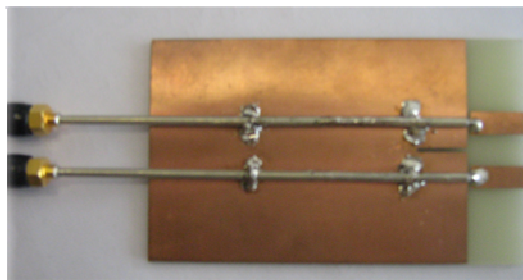


Figure. III. 45: Prototype réalisé du terminal constitué de deux antennes imprimées sur substrat diélectrique et découplées par fente.

L'efficacité totale simulée est de 83%, soit une amélioration relative de 16,6% comparée au prototype sans fente (référence prise par rapport à l'efficacité totale du système de référence) et une diminution relative de 11% par rapport au système de référence.

Les paramètres-S (coefficient de réflexion, coefficient de couplage) simulés et mesurés sont représentés sur la Figure.III.46. Malgré de légères différences imputables encore une fois aux conditions de mesures, l'accord entre résultats simulés et mesurés est assez satisfaisant.

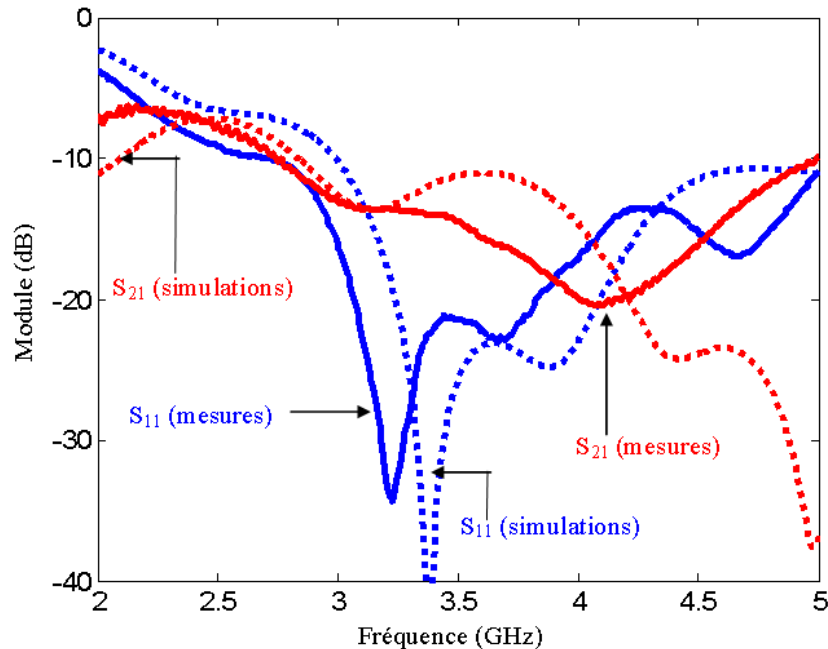


Figure. III. 46 : coefficients de réflexion et de couplage des antennes du système découplé par fente.

À titre d'exemple, les coefficients de couplage simulé et mesuré à la fréquence de 3,5GHz sont respectivement de -11,2dB et -14dB. Ces valeurs correspondent à une réduction globale de 4dB du coefficient de couplage mutuel par rapport au système sans fente de découplage.

Comme dans les cas précédents, les diagrammes de rayonnement des antennes ont été mesurés dans la base SATIMO située à Brive. Les gains simulés et mesurés des deux antennes dans le plan E et dans le plan H sont représentés sur la Figure.III.47 et sur la Figure.III.48 respectivement. Elles confirment la symétrie du système découplé par insertion de fente. Les courbes simulées et mesurées possèdent la même allure dans chaque cas. Elles sont semblables dans le plan $\phi=0^\circ$ ainsi que dans le plan $\phi=90^\circ$.

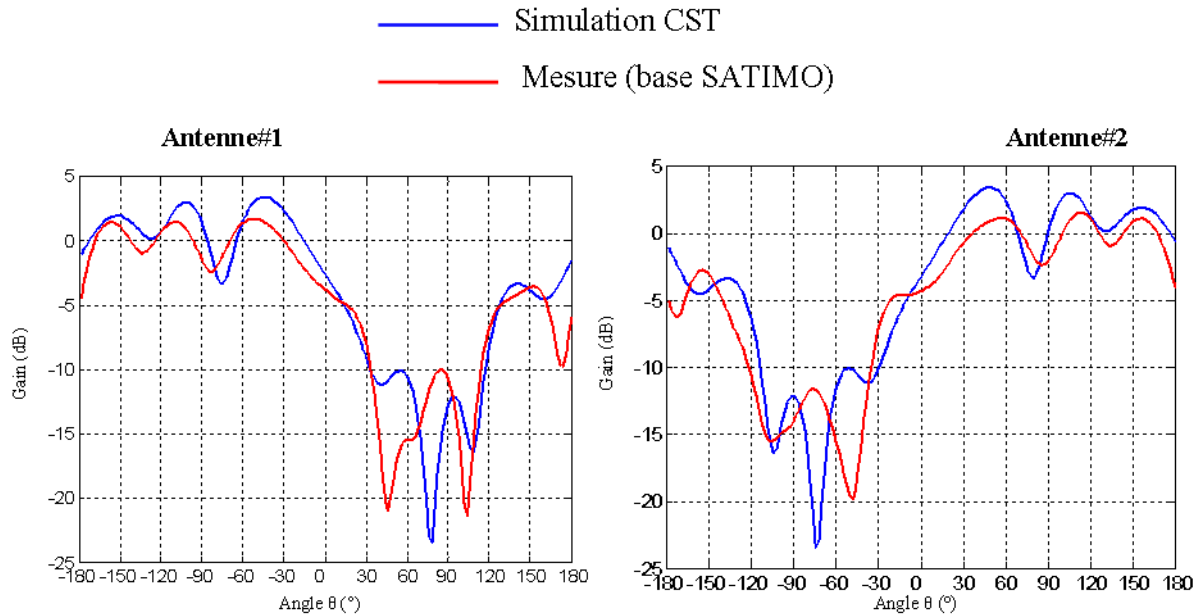


Figure. III. 47: Diagrammes de rayonnement des antennes du système (Plan $\phi = 0^\circ$)

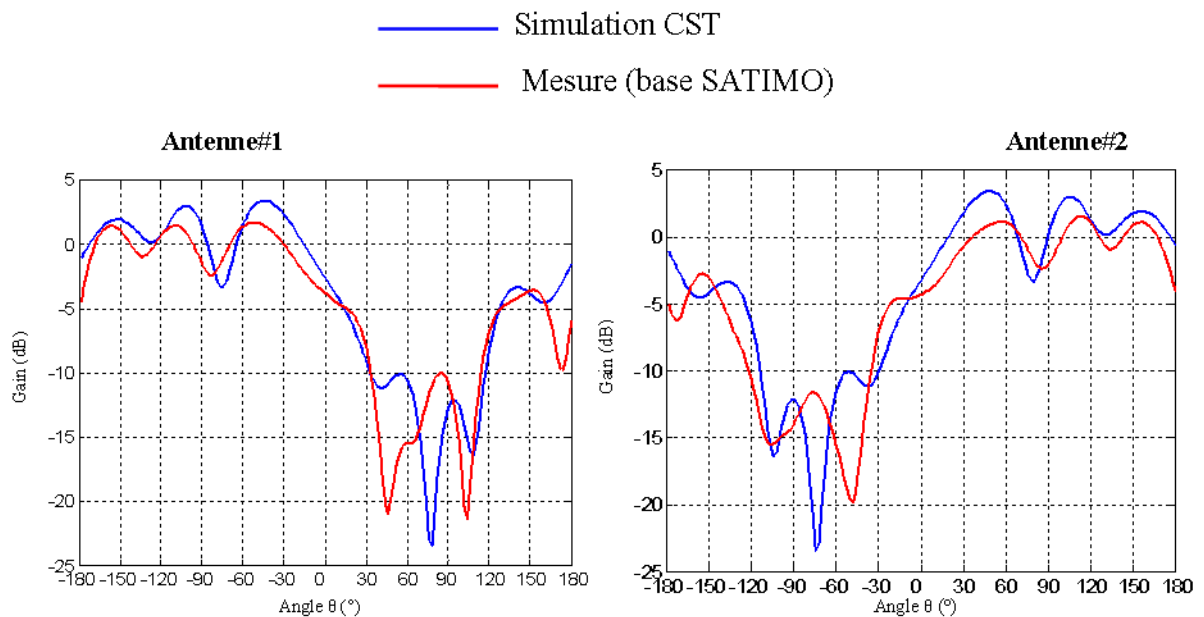


Figure. III. 48: Diagrammes de rayonnement des antennes du système (Plan $\phi = 90^\circ$)

Les études présentées aux deux paragraphes précédents ont permis de connaître la relation entre le coefficient de couplage mutuel et les paramètres de diversité. Elles ont permis de concevoir des systèmes de diversité qui ont été réalisés par la suite. Des mesures d'antennes ont donné de bons résultats en comparaison avec la simulation. Il sera intéressant de faire des expérimentations pour évaluer les performances en diversité et de les comparer aux résultats simulés.

III.III MESURES DE PERFORMANCES DE DIVERSITE EN CANAL UNIFORME : CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES

L'objectif premier de la diversité d'antennes est l'amélioration des performances des systèmes de communications sans fil. Il a été montré, aux chapitres précédents et dans le présent chapitre, que les paramètres de diversité (coefficient de corrélation, gains moyens effectifs et gain de diversité) sont calculables à partir des signaux reçus par les antennes. Ces signaux sont fonctions des rayonnements d'antennes et de la nature du canal de propagation. Ce nouveau paragraphe sera consacré, non seulement aux mesures de performances de diversité, mais également à une étude comparative des efficacités d'antennes des trois types de terminaux mobiles qui ont été conçus et réalisés (système de référence, système de deux antennes monopôles et le système des deux monopôles avec fente de découplage). Les puissances reçues par les antennes de ces prototypes seront comparées dans le but de quantifier l'amélioration qu'apporte l'insertion de la fente. Pour atteindre cet objectif, il est important de se placer dans un canal présentant une distribution uniforme d'angle d'arrivée (canal maîtrisé et reproductible en simulation). Dans un tel canal, les résultats simulés et mesurés des paramètres de diversité, notamment le gain de diversité effectif, seront comparés.

L'environnement qui présente une distribution statistiquement uniforme d'angles d'arrivée est la chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) [III.7].

III.III.A Chambre réverbérante à brassage de modes

La première utilisation de la chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) remonte à la fin des années 1970 en Italie et aux Etats-Unis. Elle a servi dans les années 1980 pour mesurer l'efficacité de blindage des composants passifs. L'installation de CRBM s'est répandue depuis les années 1990.

D'un point de vue purement physique, la chambre réverbérante à brassage de modes est une cavité métallique close et généralement rectangulaire. Ces parois métalliques très réfléchissantes assurent son isolation totale avec l'extérieur. D'autre part, il a été démontré que l'introduction d'une perturbation quelconque à l'intérieur d'une cavité métallique vide donne naissance à des modes de cavité résonante. A chaque mode propre de cavité correspond une onde stationnaire.

La CRBM n'est pas une cavité vide et est virtuellement subdivisée en deux compartiments, dont un pour le brassage des modes qui apparaissent après l'introduction des champs électromagnétiques et l'autre pour l'analyse de l'équipement sous test. Elle est représentée sur la Figure. III.49.

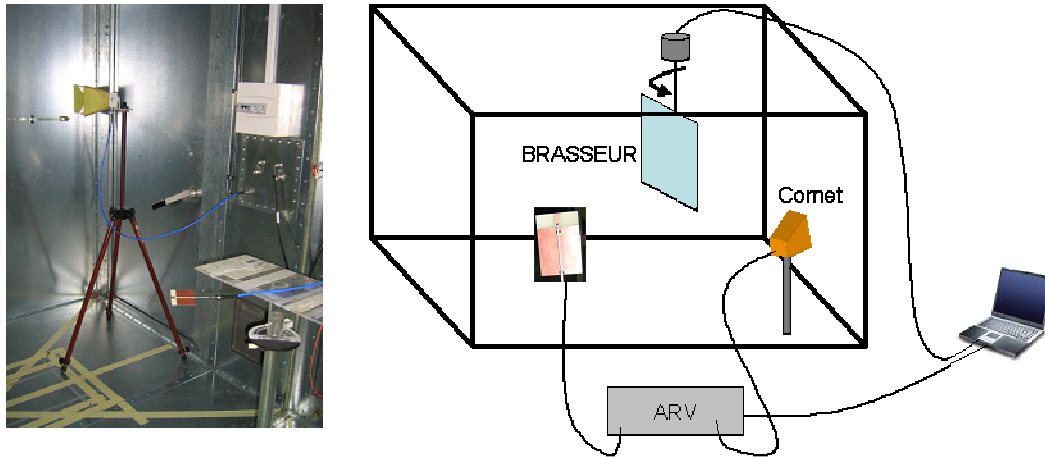


Figure. III. 49: Représentation d'une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM)

Le champ électromagnétique est injecté dans la chambre par l'intermédiaire de l'antenne émettrice et le brassage des modes est assuré par une palette métallique fixée au plafond. Malgré la présence de ces objets diffractant, les champs dans la cavité sont toujours descriptibles par des modes de résonance [III.8]. Les antennes émettrices les plus utilisées sont des antennes filaires, log-périodiques ou des antennes cornets [III.8]. Le brassage des modes est donc assuré par la palette métallique rotative de grandes dimensions devant la longueur d'onde; elle est nommée pour cette raison "Brasseur". Le brasseur est relié à un moteur fixé au plafond, piloté par un ordinateur situé à l'extérieur de la chambre qui lui permet de se mouvoir (mouvement de rotation). A chacune de ses positions, le brasseur modifie les conditions aux limites de la chambre, perturbe la répartition spatiale de ses modes propres, décale les fréquences de résonance en fonction de son orientation et favorise ainsi l'excitation potentielle d'un grand nombre de modes.

Le nombre total de modes excités est lié aux dimensions de la CRBM. En effet, à une cavité parallélépipédique de dimensions (X, Y, Z) type Figure. III.50, peuvent être associées des fréquences d'oscillations caractérisées par les modes propres identifiés par le triplet (m, n, p) suivant l'équation [III.9], [III.10], [III.11]:

$$f_{c_{m,n,p}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{X}\right)^2 + \left(\frac{n}{Y}\right)^2 + \left(\frac{p}{Z}\right)^2} \quad (\text{III.6})$$

Où $c = 3.10^8 \text{m.s}^{-1}$ est la célérité de la lumière. Cette équation permet de déterminer la fréquence fondamentale f_0 .

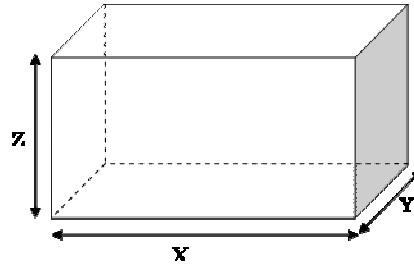


Figure. III. 50: Une cavité rectangulaire et ses dimensions

Le nombre total de modes N (supérieur à 100) est obtenu à une fréquence f_s qui est trois fois supérieure à la fréquence fondamentale [III.11]. La fréquence basse (f_b) est déduite de l'équation III.7 définie par [III.11]:

$$N_s = \frac{8\pi}{3} X \cdot Y \cdot Z \left(\frac{f_b}{c}\right)^3 - (X + Y + Z) \cdot \frac{f_b}{c} + \frac{1}{2} \quad (\text{III.7})$$

Où N_s est le nombre de modes correspondant à la fréquence f_s .

La chambre réverbérante à brassage de modes permet de créer statistiquement, un environnement spatialement uniforme (la densité d'énergie dans toute ou une partie de la chambre est uniforme) et isotrope (les composantes de champ gardent une valeur constante quelle que soit la direction). Le taux de polarisation-croisée à l'intérieur d'une CRBM est $XPR=0\text{dB}$ [III.12]. Elle a plusieurs avantages (environnement contrôlé dépourvu de tout signal ambiant, grand choix de fréquence, mesure de puissance rayonnée, illumination de toutes les directions et polarisations) et certains inconvénients dont le temps total nécessaire pour les mesures. En effet les mesures en CRBM étant statistiques, elles demandent un grand nombre de mesures pour plusieurs positions du brasseur. Des résultats de mesures de variations d'amplitudes de signal à l'intérieur de la CRBM présentés dans [III.13], [III.14], [III.15] ont montré que leurs évanouissements sont du type Rayleigh.

D'autre part, le positionnement de l'équipement sous test est un paramètre clé des conditions de mesure. En effet, il doit être placé dans un endroit particulier dit "volume de test" [III.8]. Si λ_b est la longueur d'onde correspondante à la fréquence basse, l'équipement sous test doit être positionné à $\lambda_b/4$ au-dessus du sol et des parois conductrices de la CRBM. Ce volume permet de satisfaire les conditions d'homogénéité et d'isotropie statistiques des composantes de champ.

La chambre réverbérante à brassage de modes de l'Institut de Recherche XLIM a pour dimensions ($X \times Y \times Z = 3,57\text{m} \times 2,46\text{m} \times 2,455\text{m}$), soit un volume de 22m^3 . Ces données introduites dans l'équation. III.5 donnent une fréquence fondamentale f_0 égale à 74,05 MHz. L'antenne d'émission est un cornet disposé de préférence contre les parois métalliques de façon à privilégier les multi-trajets.

III.III.B Technique de mesure en CRBM et les résultats

Les résultats d'études présentées dans [III.12] et [III.13] montrent que l'intérieur d'une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) offre les conditions d'un environnement multi-trajets extrêmement riche. La chaîne de mesure est constituée:

- ❖ D'un analyseur de réseaux vectoriel (ARV) quatre voies calibré pour la circonstance. L'une des voies est reliée à l'antenne d'émission et la ou les voies restantes sont reliées au dispositif sous test. L'ARV sert à faire l'acquisition des coefficients de transmission entre l'émission et la réception. Ces données stockées seront ensuite traitées pour le calcul des paramètres de diversité (coefficients de corrélation, puissances moyennes et gain de diversité). La bande de fréquence de l'analyseur s'étend de 3-4 GHz. L'énergie électromagnétique est délivrée à 3,5GHz
- ❖ D'une antenne d'émission représentée par l'antenne cornet de la Figure. III.49 et de la Figure. III.51. Elle est située à l'intérieur de la CRBM et est positionnée contre les parois de façon à éviter les incidences directes.
- ❖ D'un ordinateur de contrôle pour piloter le moteur auquel est relié le brasseur
- ❖ De l'équipement sous test (système de référence ou les systèmes de deux antennes monopôles imprimées sans ou avec système de découplage par fente).

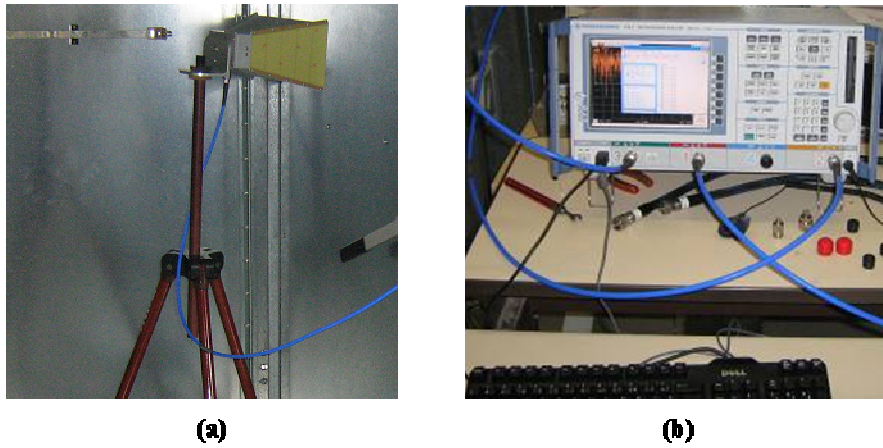


Figure. III. 51: L'antenne cornet (a) et l'analyseur de réseau vectoriel quatre voies (b).

A chaque position du brasseur correspond une distribution différente des angles d'arrivée à l'intérieur de la chambre. Dans une position du cornet, le brasseur se meut avec un pas de rotation de 2° , soit 180 positions différentes pour un tour complet. Dans le souci d'avoir le même canal lors de l'acquisition des données transmises aux deux antennes réceptrices, il y a un temps de 10 secondes entre deux positions consécutives du brasseur, durée nécessaire à la stabilisation du brasseur (éviter ses vibrations). La procédure est répétée pour 10 orientations différentes de l'antenne cornet. Le nombre total d'acquisition des coefficients de transmission de chaque antenne réceptrice est donc de 1800. À titre d'exemple, la Figure. III.52 représente les variations des coefficients de transmission entre l'antenne d'émission et les deux antennes du système bi-antennaire sans fente à 3,5GHz.

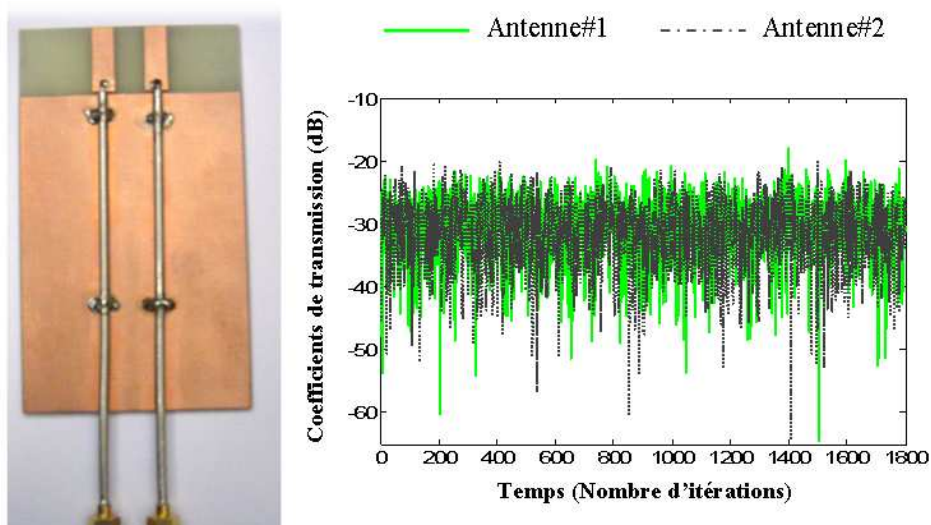


Figure. III. 52 : exemple de distribution de coefficients de transmission à 3,5GHz entre l'antenne d'émission (cornet) et les deux antennes de réception (système sans fente).

À priori, les signaux reçus par les deux antennes sont très dé-corrélés puisque leurs variations sont très différentes. Il y a également une bonne dynamique de variation permettant de faire des études statistiques.

L'acquisition des données est faite par l'analyseur de réseau vectoriel. Deux ou trois de voies de l'analyseur sont utilisées selon que le système antenne de référence ou le système bi-antennaire est considéré, une des voies étant connectée à l'antenne émettrice. Ces données seront utilisées pour le calcul des paramètres de diversité.

Les valeurs simulées et mesurées des coefficients de corrélation d'enveloppe et des différences de puissances moyennes des signaux reçus par les antennes à 3,5GHz sont données dans le Tableau.III.5 pour le système sans fente et dans le Tableau.III.6 pour le système découplé par insertion de fente. Ces valeurs montrent que les signaux sont dé-corrélés et que leurs puissances moyennes sont quasi identiques. Par conséquent, les conditions nécessaires et idéales de diversité sont remplies rendant ainsi possible la quantification par le gain de diversité.

Tableau. III. 5 : Paramètres de diversité d'antennes à 3,5GHz (système sans fente)

		Simulations	Mesures
Coefficient de corrélation d'enveloppe (ρ_e)		$5,23.10^{-2}$	$8,86.10^{-2}$
$S_{ij} ^2$ moyen (dB)	1	-21,06	-28,9
	2	-21,06	-28,24
	Moyenne (1&2)	-21,06	-28,56
	réf	-19,78	-27,15
	MRC	-18,1	-25,55
$\Delta S_{ij} ^2$ moyen (dB)	1&2	$3,78.10^{-3}$	0,66
	Moyenne (1&2) & réf	1,28	1,4
	Moyenne (1&2) & MRC	3	3

Tableau. III. 6 : Paramètres de diversité d'antennes à 3,5GHz (système avec fente)

		Simulations	Mesures
Coefficient de corrélation d'enveloppe (ρ_e)		$5,3.10^{-6}$	$2,8.10^{-3}$
$S_{ij} ^2$ moyen (dB):	1	-20,34	-27,93
	2	-20,31	-27,94
	Moyenne (1&2)	-20,32	-27,63
	réf	-19,8	-27,15
	MRC	-17,3	-24,6
$\Delta S_{ij} ^2$ moyen (dB)	1&2	$2,5.10^{-2}$	$6,7.10^{-2}$
	Moyenne (1&2) & réf	0,52	0,475
	Moyenne (1&2) & MRC	3	3

Ces deux tableaux montrent que les $|S_{ij}|^2$ moyens reçus par les deux antennes sont équivalents. Ce constat est la preuve de l'isotropie du canal de propagation.

III.III.B.1 Résultats avec la technique de recombinaison MRC

Pour déterminer le gain de diversité effectif des systèmes bi-antennaires (sans et avec fente par rapport au système de référence), il convient de tracer les courbes de densités de probabilités cumulées. Les courbes de densités de probabilités cumulées (CDF) simulées et mesurées du signal reçu par l'antenne de référence à la fréquence de 3,5GHz sont obtenues de façon statistique avec le programme développé au Chapitre.II. Les mêmes algorithmes sont appliqués aux signaux reçus par les antennes du système bi-antennaires, sans et avec fente de découplage. La Figure.III.53 représente les variations de ces densités de probabilités cumulées en fonction des valeurs seuils de puissances normalisées par la puissance moyenne de l'antenne de référence.

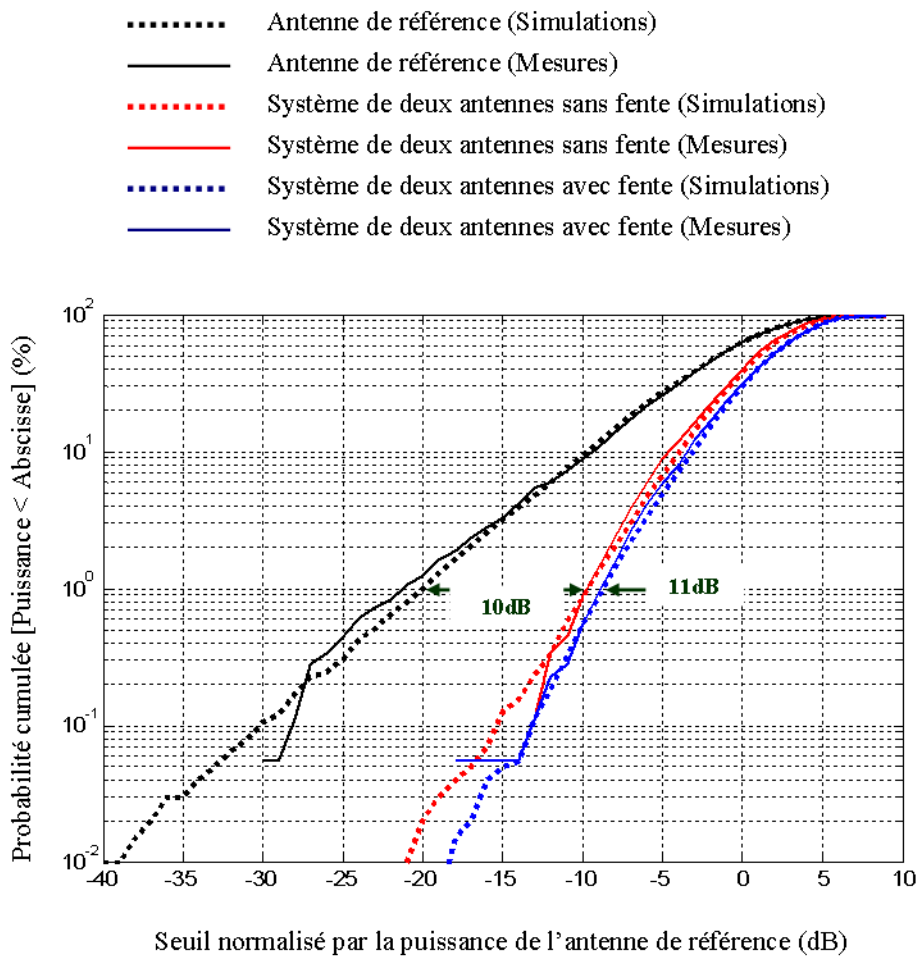


Figure. III. 53 : Etude comparative (système sans fente et système avec fente) des variations de densités de probabilités cumulées pour le calcul de gains de diversité effectifs par la simulation et la mesure en chambre réverbérante à brassage de modes de l'Institut de recherche XLIM.

Elles sont tracées pour les trois systèmes antennaires en appliquant la technique de combinaison gain maximum (MRC). Les courbes obtenues montrent un bon accord entre résultats simulés et mesurés. Les gains de diversité sont déduits des courbes de CDF. Le système sans fente permet d'avoir un gain de diversité $DG = 10\text{dB}$ contre $DG = 11\text{dB}$ pour le système découplé par fente. Le gain de diversité augmente de 1dB. Cette augmentation ne peut être due qu'à une meilleure efficacité totale des antennes après découplage. L'amélioration apportée par l'insertion de fente en terme d'efficacité totale d'antennes en mesure peut être obtenue en comparant les $|S_{ij}|^2$ moyens des signaux combinés MRC. Comparé à la donnée du Tableau.III.5 (sans fente), le $|S_{ij}|^2$ moyen MRC du Tableau.III.6 (avec fente) est meilleur d'à peu près 1dB comme le gain de diversité effectif. D'autre part, chaque tableau montre que la recombinaison MRC permet d'améliorer la puissance moyenne de 3dB par rapport à celle qui est reçue par chacune des deux antennes.

Le Tableau.III.5 montre que la puissance moyenne reçue par l'antenne de référence est meilleure de 1dB par rapport à celle reçue par les antennes du système sans fente. De même le Tableau.III.6 donne une amélioration de 0,5 dB. Ces résultats montrent que la fente améliore l'efficacité des antennes de 0,6dB en moyenne.

Les variations relatives (par rapport au système de référence) des efficacités totales simulées des antennes et des $|S_{ij}|^2$ moyens mesurés à 3,5GHz sont représentées dans le Tableau.III.7.

Tableau. III. 7 : Comparaison entre les performances moyennes des systèmes de diversité et illustration de l'amélioration apportée par le découplage par fente

	Système sans fente	Système avec fente
Simulation : $\frac{\eta_{référence} - \eta}{\eta}$ (%)	27,43	10,86
Mesure : $\frac{ S_{ij} _{référence}^2 - S_{ij} ^2}{ S_{ij} _{référence}^2}$ (%)	27,65	10,35

La similarité entre résultats simulés et mesurés est plus que bonne. Il est observé que la fente de découplage améliore de beaucoup les performances en diversité du système bi-antennaires.

La validité des résultats mesurés étant prouvée, il sera intéressant de comparer, en mesure, les courbes de densité de probabilités cumulées obtenues par application des techniques de combinaison EGC et MRC.

III.III.B.2 Etudes comparatives des résultats obtenus par les deux techniques de recombinaison EGC et MRC

La technique de combinaison MRC a toujours été présentée comme celle qui offre le gain de diversité optimum. A partir des signaux recueillis, et en appliquant les algorithmes de combinaison EGC et MRC, les courbes de distribution de densité de probabilités cumulées du système de référence, des signaux EGC et MRC obtenus avec les systèmes sans et avec fente sont représentées sur la Figure.III.54. Elle montre que, comme avec la technique MRC, l'amélioration de l'efficacité des antennes par implémentation de la méthode de découplage par fente améliore le gain de diversité effectif. De plus, par comparaison avec la technique MRC, le gain de diversité EGC est toujours plus faible sans être très différent.

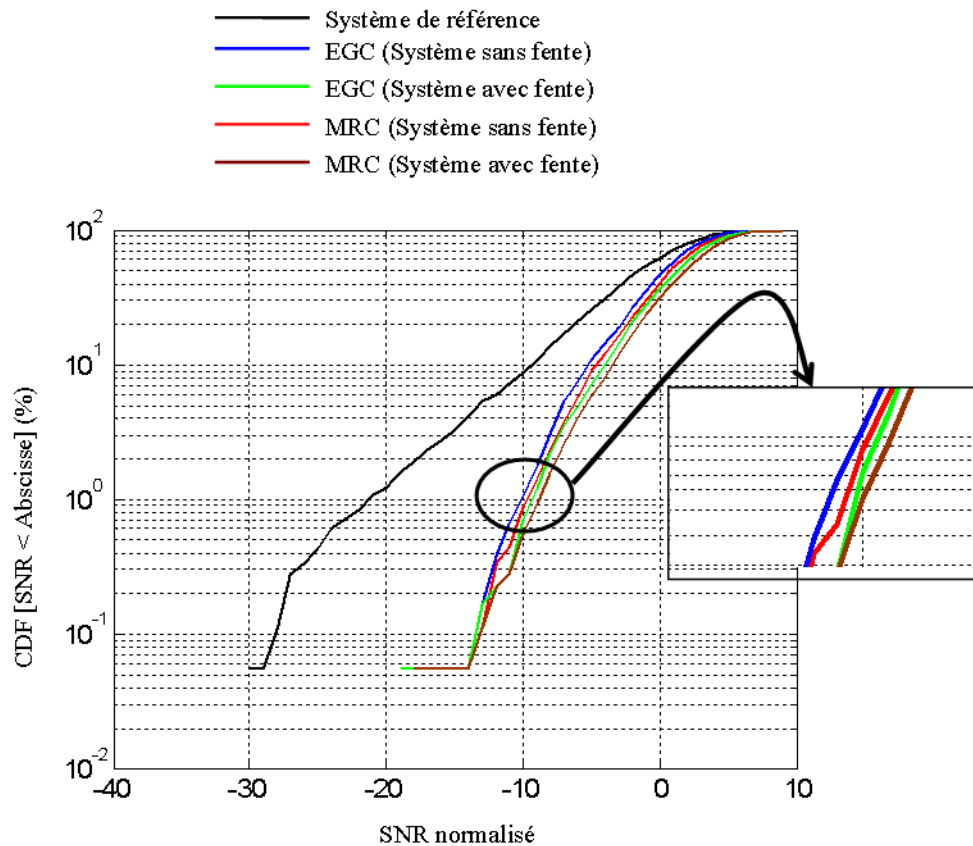


Figure. III. 54: Etude comparative (système sans fente-système avec fente et techniques EGC-MRC) des variations de densités de probabilités cumulées pour le calcul de gains de diversité effectifs mesurés en chambre réverbérante à brassage de modes de l'Institut de Recherche XLIM.

Les présentes études ont consisté à faire des mesures dans un canal présentant une distribution statistiquement uniforme d'angles d'arrivée. Il en ressort que les résultats mesurés et simulés sont quasiment identiques. L'amélioration des performances en diversité et de l'efficacité d'antenne a été prouvée dans les deux cas.

Pour que ces études soient complètes, il convient d'aborder d'autres cas où les prototypes antennaires sont placés dans des canaux de type gaussien (plus réaliste) et de comparer leurs performances.

III.IV ÉTUDES COMPARATIVES DES PERFORMANCES DE DIVERSITE EN CANAL GAUSSIEN

Au Chapitre. I, il a été rappelé que deux modèles sont souvent utilisés pour décrire le canal de propagation : il s'agit des modèles uniforme et gaussien. Les performances en diversité ayant été présentées en canal statistiquement uniforme (simulations et mesures), le présent paragraphe est consacré à l'étude des performances en diversité lorsque les prototypes simulés sont dans des canaux de type gaussien.

La plupart des études décrivent les milieux urbains et périurbains comme des environnements ayant des angles d'arrivée uniformément distribués en azimut et gaussien en élévation : c'est le canal gaussien de base. Ensuite, étant donné qu'il n'y a aucune raison pour que l'uniformité dans le plan azimutal soit toujours vérifiée (confère Chapitre.I), il sera intéressant d'étudier plusieurs cas de distributions gaussiennes conjointes en élévation et en azimut pour observer et comparer le comportement des paramètres de diversité.

III.IV.A Canal gaussien : distribution uniforme d'angle d'arrivée dans le plan azimutal

Lorsque les angles d'arrivée sont décrits par une densité de distribution uniforme en azimut et gaussienne dans le plan d'élévation, ses composantes θ et ϕ sont données par:

$$p_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \bar{\theta}_V \right)}{\sigma_V} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{III.8})$$

$$p_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\phi - \left(\frac{\pi}{2} - \bar{\theta}_H \right)}{\sigma_H} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{III.9})$$

Où $\bar{\theta}_V$ et $\bar{\theta}_H$ sont les angles moyens de la composante verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation qui sont référencés par rapport au plan azimutal, σ_V et σ_H sont leurs écarts types et A_{θ} et A_{ϕ} sont des constantes qui vérifient la relation :

$$\iint p_{\theta}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = \iint p_{\phi}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = 1 \quad (\text{III.10})$$

Dans [III.16], l'auteur (Taga) a fait des mesures d'angles d'arrivée dans deux endroits urbains différents de la ville de Tokyo au Japon, désignés par "Itinéraire kabuto-cho" et "Itinéraire Ningyo-cho". Ces mesures lui ont permis de confirmer l'uniformité de la distribution azimutale et de trouver les valeurs des paramètres de la gaussienne dans le plan d'élévation. Les angles moyens d'arrivée ($\bar{\theta}_V, \bar{\theta}_H$) et les écarts types (σ_V, σ_H) sont données dans le Tableau.III.8. Ces valeurs seront utilisées pour calculer les performances en diversité des deux systèmes bi antennaire à ces endroits.

Tableau. III. 8 : Paramètres de la distribution gaussienne en élévation dans deux endroits de la ville de Tokyo [III.16]

	$\bar{\theta}_V$ (°)	σ_V (°)	$\bar{\theta}_H$ (°)	σ_H (°)
Canal Ningyo-Cho	19	20	32	64
Canal Kabuto-Cho	20	42	50	90

Les valeurs de coefficients de corrélation d'enveloppe, des puissances moyennes reçues par les antennes monopôles imprimées et de gains de diversité effectifs sont données dans le Tableau.III.9 (système sans fente) et le Tableau.III.10 (système avec fente). Elles montrent que les deux conditions nécessaires de diversité (signaux décorrélés et puissances moyennes similaires) sont vérifiées dans le Ningyo-cho et le Kabuto-cho.

Toutes les conditions sont donc réunies pour faire de la diversité. Les gains de diversité effectifs sont déduits de la Figure.III.55 (système sans fente) et de la Figure.III.56 (système avec fente). Ces figures représentent les variations de densité de probabilités cumulées dans ces canaux différents. Tous les SNR sont normalisés par rapport à l'antenne de référence.

Tableau. III. 9 : Paramètres de diversité (système sans fente)

		Distribution uniforme	Distribution gaussienne (Kabuto-cho)	Distribution gaussienne (Ningyo-cho)
Coefficients de corrélation d'enveloppe		$5,23.10^{-2}$	$5,62.10^{-2}$	$6,86.10^{-2}$
Différence Puissance moyenne Δ : (dB)	(1&2)	0	0	0
	Référence & 1	1,28	1,3	1,5
	Référence & 2	1,28	1,3	1,5
Gain de diversité effectif à 1% de probabilité d'évanouissement (dB)		10,3	10,22	10,33

Tableau. III. 10: Paramètres de diversité (système avec fente)

		Distribution uniforme	Distribution gaussienne (Kabuto-cho)	Distribution gaussienne (Ningyo-cho)
Coefficients de corrélation d'enveloppe		$5,3.10^{-6}$	$5,31.10^{-4}$	$3,50.10^{-3}$
Différence Puissance moyenne Δ : (dB)	(1&2)	0	0,02	0
	Référence & 1	0,5	0,58	0,65
	Référence & 2	0,5	0,56	0,65
Gain de diversité effectif à 1% de probabilité d'évanouissement (dB)		11	10,77	11

Plusieurs constats se dégagent de l'observation de ces tableaux :

- ❖ Les signaux reçus par les accès des deux systèmes sont toujours dé-corrélés
- ❖ Dans chacun des canaux, les performances des deux antennes monopôles sont identiques.
- ❖ La différence entre la puissance moyenne reçue par l'antenne de référence et les autres dépend de l'environnement. Quel que soit le canal, les performances de l'antenne de référence sont toujours meilleures. L'écart entre ces performances est d'autant plus grand que les angles d'arrivée sont distribués spatialement (écart type plus grand). Dans l'ordre décroissant, il y a d'abord le canal uniforme, le canal gaussien type Ningyo-cho puis Kabuto-cho.

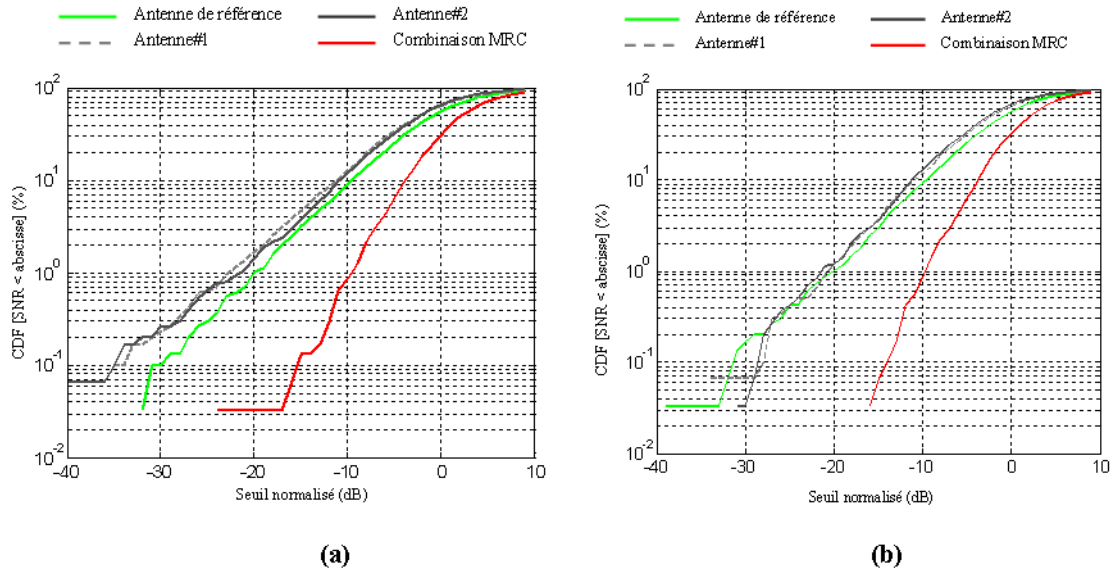


Figure. III. 55: Distribution de densités de probabilités cumulées de l'antenne du système de référence et du système des deux antennes monopôles non découplées par fente, Ningyo-cho (a), Kabuto-cho (b)

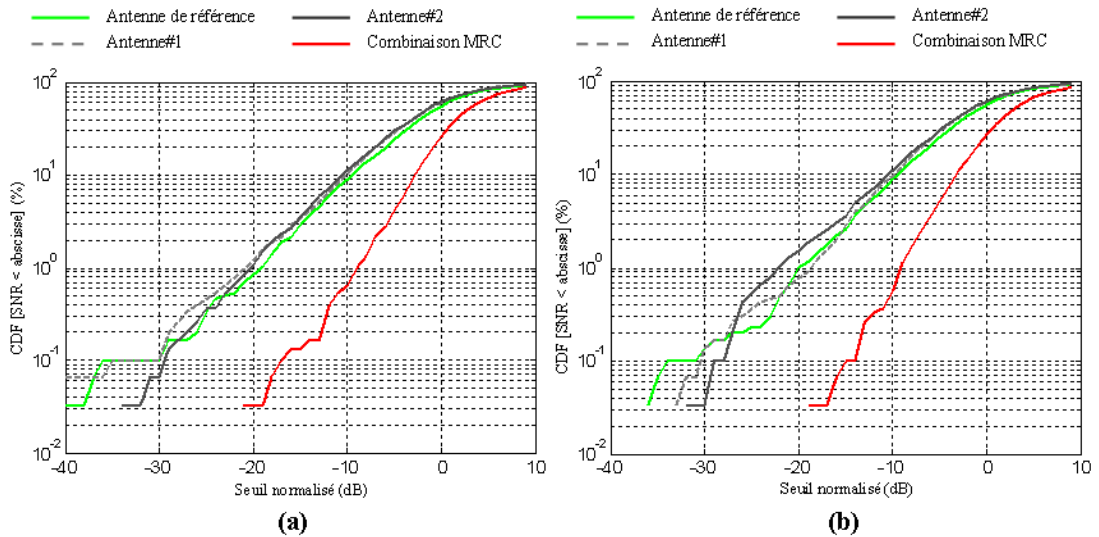


Figure. III. 56 : Distribution de densités de probabilités cumulées de l'antenne du système de référence et du système des deux antennes monopôles découplées par fente, Ningyo-cho (a), Kabuto-cho (b)

Ces travaux qui viennent d'être faits dans un canal gaussien à distribution uniforme d'angles d'arrivée dans le plan azimutal font apparaître de légères différences entre les performances en diversité selon le canal de propagation. Dans le but de pousser les comparaisons plus loin, il est souhaitable de s'intéresser à un canal ayant une distribution gaussienne d'angles d'arrivée dans les plans azimutaux et verticaux.

III.IV.B Canal gaussien en azimut et en élévation

Le canal de propagation en milieu urbain et périurbain a souvent été considéré comme présentant une distribution uniforme des angles d'arrivée dans le plan azimutal et gaussienne dans le plan d'élévation. Cette distribution uniforme est due aux réflexions et diffractions du signal émis par les obstacles dans le canal. Il n'y a donc pas de raison pour que l'uniformité de la répartition spatiale dans ce plan soit toujours de règle. Aussi, est-il intéressant d'étudier d'autres types de distributions spatiales d'angles d'arrivée dans le plan azimutal.

Pour les études à venir, les angles d'arrivée dans le plan d'élévation auront une distribution gaussienne type Ningyo-cho et Kabuto-cho (confère paragraphe III.IV.1), les angles moyens d'arrivée et les écarts types conservant les mêmes valeurs. Par contre, la distribution dans le plan azimutal ne sera plus uniforme mais gaussienne. Il sera surtout question de voir le comportement des paramètres de diversité en faisant varier l'écart type de cette gaussienne, l'angle moyen d'arrivée azimutal étant fixé à $\phi_m=20^\circ$. Les puissances moyennes des signaux reçus et des coefficients de corrélation seront analysés de façon à déterminer si les conditions nécessaires de diversité sont toujours remplies.

Dans le Tableau.III.11 (système sans fente) et le Tableau.III.12 (système avec fente) sont représentées les valeurs des différences de puissances moyennes entre les signaux (Δ) et des coefficients de corrélation d'enveloppe (ρ_e) dans les environnements Ningyo-cho-modifié et Kabuto-cho-modifié. Les courbes de variations de ces différences de puissances moyennes en fonctions des écarts type azimutal (σ_ϕ) sont représentées sur la Figure.III.57 (système sans fente) et la Figure.III.58 (système avec fente).

III.IV.B.1 Analyse du coefficient de corrélation

Dans tous les cas de figures, les coefficients de corrélation sont toujours en dessous du seuil requis (0,5), en particulier le système avec fente de découplage dont les coefficients de corrélation sont tous quasi-nuls. Pour le système sans fente, des coefficients de corrélation d'enveloppe non négligeables sont obtenus lorsque $\sigma_\phi \leq 180^\circ$. Cette valeur correspond à l'étalement de la distribution gaussienne en azimut. Lorsque $\sigma_\phi > 180^\circ$, les coefficients de corrélation sont encore quasi-nuls. Ces résultats prouvent que, dès que les ondes incidentes sont plus directives (en azimut), sans pour autant atteindre le seuil de corrélation, les signaux reçus par les antennes sont moins différents.

Le couplage mutuel entre les antennes déforme leurs diagrammes de rayonnement. En insérant une fente de découplage entre les deux antennes monopôles imprimées identiques, le résultat espéré devrait être des diagrammes de rayonnement plus semblables. En réalité, la fente qui constitue un élément parasite, apporte d'autres types de perturbations qui font que les diagrammes de rayonnement sont encore plus différents, raison pour laquelle les coefficients de corrélation sont globalement plus grands dans le cas du système sans fente.

III.IV.B.2 Analyse des différences de puissances moyennes

Les valeurs de différences entre les puissances moyennes (Δ) des signaux reçus par les antennes monopôles qui sont données dans le Tableau.III.11 et le Tableau.III.12 sont respectivement représentées sur la Figure.III.57 (système sans fente) et la Figure.III.58 (système avec fente).

Chaque figure montre que, pour un système bi-antennaire donné, les différences entre les puissances moyennes des signaux reçus sont plus grandes dans le cas du canal Ningyo-cho modifié où les angles d'arrivée sont plus étroits (les écarts types de la distribution gaussienne en élévation sont plus faibles) qu'en canal Kabuto-cho modifié. Les courbes présentent toutes un maximum à $\sigma_\phi = 90^\circ$. Elles croissent rapidement pour atteindre cette valeur maximale avant de décroître. Lorsque $\sigma_\phi > 180^\circ$, pratiquement toutes les Δ vérifient la condition de similarité à savoir $\Delta < 3\text{dB}$. À partir de $\sigma_\phi = 2\pi$ (360°), les conditions idéales sont réunies puisque $\Delta < 1\text{dB}$.

Pour comparer les deux systèmes de diversité dans chacun des différents environnements, la Figure.III.59 (canal Ningyo-cho modifié) et la Figure.III.60 (canal Kabuto-cho modifié) représentent les variations de leurs Δ en fonction des écart-types de la distribution gaussienne en azimut (σ_ϕ), l'angle moyen d'arrivée étant toujours $\phi_m = 20^\circ$. Elles montrent que les puissances des signaux reçus par les antennes sont plus différentes avec le prototype avec système de découplage par insertion de fente. Pour une même distribution d'angles d'arrivée, ce constat s'explique par la présence de la fente qui favorise le découplage et qui contribue à modifier les diagrammes de champ des antennes par sa simple présence (confère paragraphe III.IV.2.1).

Tableau. III. 11 : Paramètres de diversité dans un canal type gaussien en élévation et en azimut (écart type azimutal variable, angle moyen d'arrivée azimutal $\phi_m = 20^\circ$) avec le système de deux antennes monopôles imprimées sans découplage par fente.

	NINGYO-CHO MODIFIE		KABUTO-CHO MODIFIE	
	Différence entre les puissances moyennes : Δ (dB)	Coefficients de corrélation d'enveloppe : ρ_e	Différence entre les puissances moyennes : Δ (dB)	Coefficients de corrélation d'enveloppe : ρ_e
$\sigma_\phi=10^{-5}$ (°)	1,4	0,3	0,4	0,365
$\sigma_\phi=20$ (°)	1,77	0,34	0,876	0,38
$\sigma_\phi=40$ (°)	2,37	0,4	1,6	0,4
$\sigma_\phi=60$ (°)	2,86	0,42	2,24	0,41
$\sigma_\phi=90$ (°)	3,26	0,39	2,6	0,375
$\sigma_\phi=120$ (°)	3,00	0,3	2,44	0,29
$\sigma_\phi=150$ (°)	2,447	0,216	1,9	0,2
$\sigma_\phi=180$ (°)	1,9	0,16	1,54	0,15
$\sigma_\phi=360$ (°)	0,6	0,06	0,425	0,07
$\sigma_\phi=3 \times 180$ (°)	0,2	0,06	0,12	0,07
$\sigma_\phi=4 \times 180$ (°)	0,22	0,06	0,14	0,066
$\sigma_\phi=5 \times 180$ (°)	0,084	0,05	0,1	0,064
$\sigma_\phi=7 \times 180$ (°)	0,01	0,06	0,014	0,07
$\sigma_\phi=\infty$ (°)	0,03	0,05	0,02485	0,066

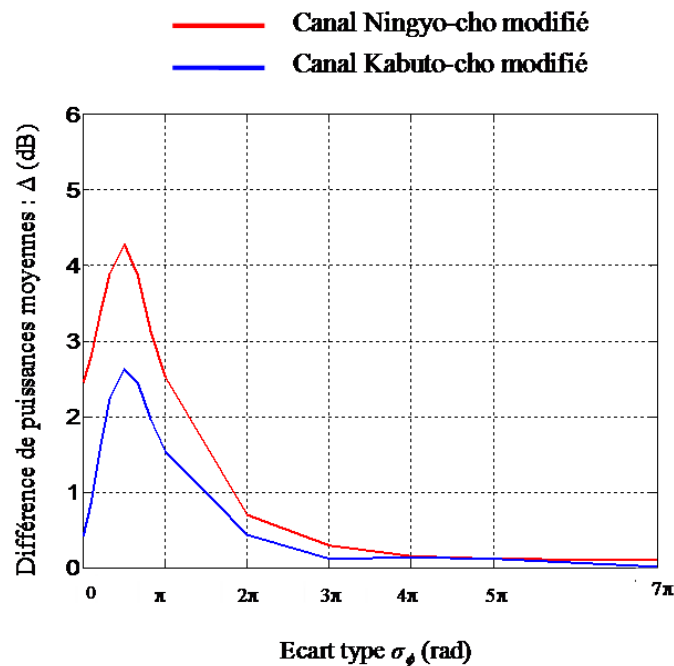


Figure. III. 57 : Variation de la différence de puissances moyennes entre les signaux reçus par les antennes monopôles en fonction de l'écart type de la gaussienne azimutale ($\phi_m = 20^\circ$), cas du système sans fente.

Tableau. III. 12: Paramètres de diversité dans un canal type gaussien en élévation et en azimut (écart type azimutal variable, angle moyen d'arrivée azimutal $\phi_m = 20^\circ$) avec le système de deux antennes monopôles imprimées avec découplage par fente.

	NINGYO-CHO MODIFIE		KABUTO-CHO MODIFIE	
	Différence entre les puissances moyennes : Δ (dB)	Coefficients de corrélation d'enveloppe : ρ_e	Différence entre les puissances moyennes : Δ (dB)	Coefficients de corrélation d'enveloppe : ρ_e
$\sigma_\phi=10^{-5}$ (°)	3,455	0,086	2,45	0,05
$\sigma_\phi=20$ (°)	3,54	0,065	2,8	0,04
$\sigma_\phi=40$ (°)	4,2	0,053	3,38	0,037
$\sigma_\phi=60$ (°)	4,87	0,047	3,9	0,036
$\sigma_\phi=90$ (°)	5,04	0,044	4,27	0,038
$\sigma_\phi=120$ (°)	4,41	0,034	3,86	0,03
$\sigma_\phi=150$ (°)	3,6	0,024	3,11	0,025
$\sigma_\phi=180$ (°)	3,04	0,015	2,5	0,018
$\sigma_\phi=360$ (°)	0,82	0,003	0,7	0,005
$\sigma_\phi=3 \times 180$ (°)	0,43	0,002	0,3	0,003
$\sigma_\phi=4 \times 180$ (°)	0,16	0,0008	0,15	0,004
$\sigma_\phi=5 \times 180$ (°)	0,15	0,0007	0,12	0,003
$\sigma_\phi=7 \times 180$ (°)	0,07	0,0004	0,1	0,005
$\sigma_\phi=\infty$ (°)	0,02	0,008	0,01	0,003

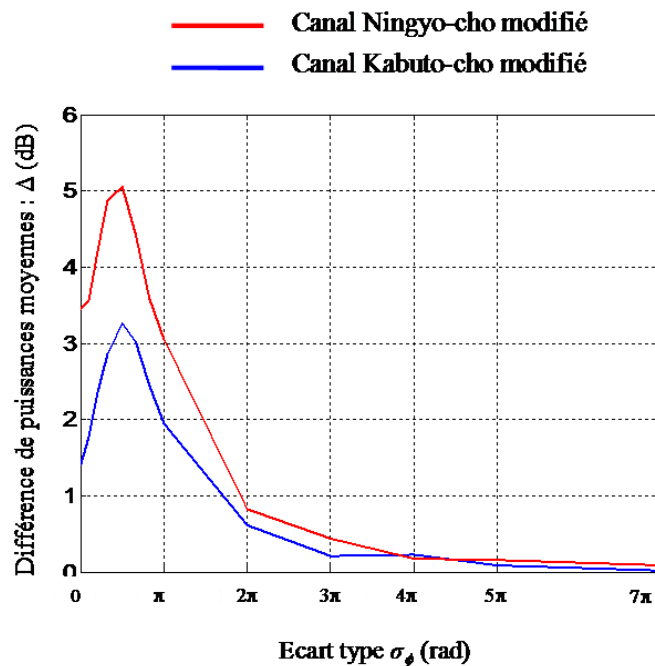


Figure. III. 58 : Variation de la différence de puissances moyennes entre les signaux reçus par les antennes monopôles en fonction de l'écart type de la gaussienne azimutale ($\phi_m = 20^\circ$), cas du système avec fente.

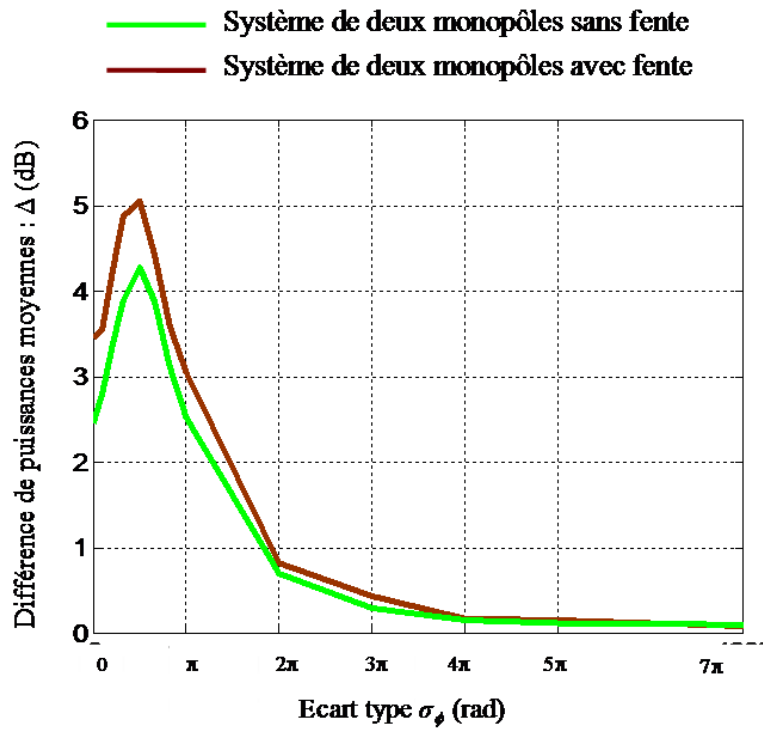


Figure. III. 59 : Variation de la différence de puissances moyennes entre les signaux reçus par les antennes en fonction de l'écart type de la gaussienne azimutale ($\phi_m = 20^\circ$), cas du canal Ningyo-cho modifié

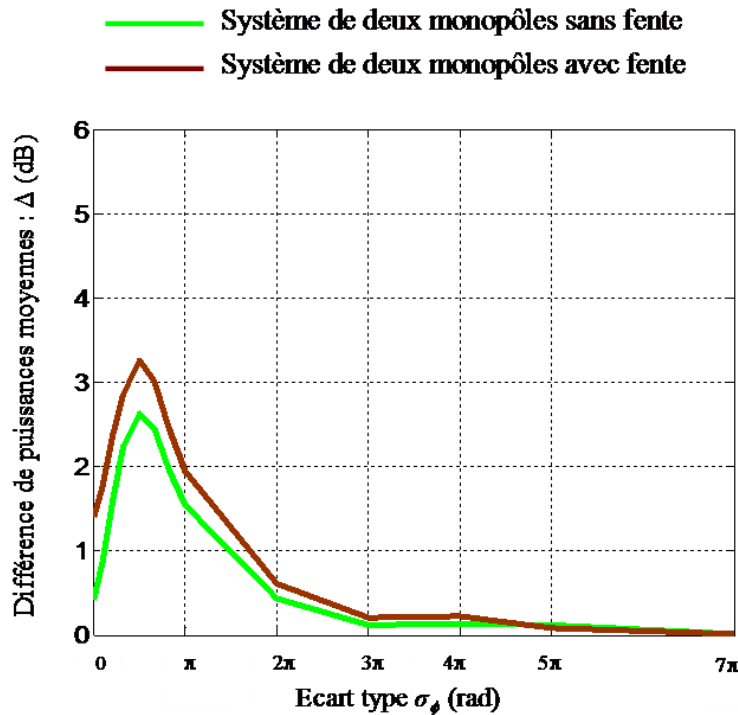


Figure. III. 60 : Variation de la différence de puissances moyennes entre les signaux reçus par les antennes en fonction de l'écart type de la gaussienne azimutale ($\phi_m = 20^\circ$), cas du canal Kabuto-cho modifié

III.V CONCLUSION

Une étude préliminaire avec deux antennes dipolaires a permis d'étudier les effets du couplage mutuel sur les paramètres de diversité. Les dipôles sont simulés avec le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio. La technique de simulation varie selon que le post-traitement des signaux est une technique de commutation (sélection, switch) ou de sommation (EGC, MRC). Une des antennes est alimentée par une source d'impédance interne de 50Ω quand la seconde est éteinte. Avec la technique de commutation, la source éteinte a une impédance infinie (circuit ouvert) et une impédance de 50Ω avec la technique de sommation. Dans le premier cas, le couplage n'existe pas. Les diagrammes de rayonnement d'un dipôle de référence et des deux autres simulés l'un en présence de l'autre sont recueillis et combinés de façon à isoler le couplage sur le module ou la phase, le module et la phase, ou en le prenant totalement en compte. Ces champs rayonnés sont utilisés pour calculer les coefficients de corrélation et le gain de diversité. Avec la technique MRC, le couplage permet de diminuer le coefficient de corrélation et d'augmenter le gain de diversité intrinsèque, notamment par la phase des champs rayonnés. Cependant, il dégrade les efficacités totales des dipôles. Ces deux résultats se retrouvent dans le gain de diversité effectif qui n'est pas forcément amélioré. De ce fait, il est souhaitable d'avoir un coefficient de corrélation faible tout en gardant une efficacité totale élevée (en diminuant le couplage).

Cette conclusion a été utilisée pour concevoir un système de deux antennes monopôles imprimées qui sera utilisé comme un terminal mobile. Les antennes sont découplées par insertion d'une fente dans le plan de masse. En se plaçant dans le contexte d'un canal uniforme, les paramètres de diversité simulés sont calculés. Des mesures sont faites en chambre réverbérante à brassage de modes et les résultats obtenus donnent un très bon accord avec les simulations.

Des études, en simulation, des paramètres de diversité dans deux milieux ayant une distribution gaussienne en élévation et uniforme dans le plan azimutal montrent que les résultats varient selon les paramètres de la fonction de Gauss (angle moyen d'arrivée et écart type d'élévation). Ensuite, en conservant les deux distributions en élévation, une autre distribution gaussienne est appliquée au plan azimutal. Une étude paramétrique de l'écart type de cette distribution a permis de voir que plus les ondes incidentes sont concentrées, moins la diversité est efficace. Ces deux derniers résultats correspondant aux cas des milieux réels

urbains, périurbains et intérieur, il sera intéressant de faire des mesures dans ces environnements enfin d'analyser la diversité d'antennes.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE.III

- [III.1] R. Vaughan, J. Bach Anderson, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, the IEE Electromagnetic Waves series 50, 2003.
- [III.2] S.B. Cohn, "Slot Line on a Dielectric Substrate", IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol. MTT-17, No. 10, October 1969.
- [III.3] www.atem-fr.com
- [III.4] C.A. Tounou, C. Decroze, D. Carsenat, T. Monédière, B. Jecko, "Diversity Antennas Efficiencies Enhancement", 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Honolulu, Hawai'i, USA, June 10-15 2007.
- [III.5] G. A. Mavridis, J.N. Sahalos, M.T. Chryssomalis, "Spatial Diversity branch for Wireless Devices", IEE Electronics Letters, Vol.42, No.5, March 2006.
- [III.6] C. Decroze, *Etude et Optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à des liaisons de proximité et Utilisation pour des dispositifs multifonctions et large bande*, thèse de doctorat, Université de Limoges, Décembre 2002.
- [III.7] K. Rosengren, P-S. kildal, C. Carlsson, J. Carlsson, "Characterization of Antennas for Mobile and Wireless terminals in reverberation Chambers: Improved Accuracy by Platform Stirring" Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 30, No.6, September 2001.
- [III.8] M. El Haffar, *Etudes théoriques de la structure du champ EM dans la chambre réverbérante à brassage de modes*, Mémoire de Master2 Recherche, Juillet 2006, Université de Limoges.
- [III.9] F. Petit, *Modélisation et simulation d'une chambre réverbérante à brassage de modes à l'aide de la méthode des différences finies dans le domaine temporel*, Thèse de doctorat, Université Marne La Vallée, soutenue le 10 Décembre 2002.

- [III.10] F. Hoeppe, Analyse du comportement électromagnétique des chambres réverbérantes à brassage de modes par l'utilisation de simulations numériques, thèse de doctorat, Université de Lille, décembre 2001.
- [III.11] O. Dafid, A. Reineix, influence de la forme du brasseur et du type d'antenne sur l'efficacité d'une CRBM, XLIM-UMR 6172 CNRS-CEM06-Saint Malo-4,6 Avril 2006.
- [III.12] A. Glazunov, "Theoretical Analysis of Mean Effective Gain of Mobile Terminal Antennas in Ricean Channels", 56th IEEE Conference on VTC, Vol.3, pp.1796-1800, Fall2002.
- [III.13] P.-S. Kildal, C. Carlsson and J. Yang, "Measurement of Free-Space Impedance of Small Antennas in Reverberation Chambers", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.32, No.2, January 20, 2002.
- [III.14] P. Hallbjörner and K. Madsén, "Terminal Antenna Diversity Characterisation using Mode Stirred Chamber", Electronics Letters, Vol.37, No.5, 1st March 2001.
- [III.15] P. Hallbjörner, "Reflective Antenna Efficiency Measurements in Reverberation Chambers", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.30, No.5, September 2001.
- [III.16] T. Taga, "Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments", IEEE transactions on Vehicular Technology, Vol.39, No.2, May 1990.

CHAPITRE. IV : MESURES DE PERFORMANCES EN DIVERSITE EN ENVIRONNEMENT REEL

Les mesures présentées au Chapitre III ont été effectuées en utilisant un analyseur de réseaux vectoriel (ARV). Les coefficients de transmissions (S_{ij}) entre l'antenne d'émission et le système sous test sont utilisés pour calculer les paramètres de diversité, les paramètres du canal (module et phase) étant directement obtenus grâce à ces coefficients de transmission. Il n'était pas nécessaire d'estimer le canal avant d'évaluer les performances en diversité. Cependant les expérimentations en canal réel avec un ARV présentent des limitations dues à la longueur des câbles. Il fallait donc utiliser un autre banc de mesures pour réaliser des expérimentations en environnement où des distances importantes entre émetteur et récepteur sont envisageables. L'intérêt s'est porté sur un banc de mesures pour communications numériques composé de systèmes d'émission et de réception séparés. De plus, ce nouveau dispositif permettra de déterminer les performances de la liaison sans fil en terme de taux d'erreur binaire (BER : binary error ratio), de taux d'erreur symboles (SER : symbol error ratio) et de taux d'erreur de trame (FER : frame error ratio) par exemple. Ainsi, les performances en diversité ne seront plus évaluées uniquement en fonction des paramètres classiques (coefficient de corrélation, SNR moyens, gain de diversité effectif) mais également en fonction du BER, SER et du FER.

Le banc de communications numériques utilisé est composé de deux dispositifs : l'un à l'émission et l'autre à la réception. Le premier permet de générer des trames de données qui seront modulées puis émises par l'intermédiaire d'une antenne. À leur passage dans le canal de propagation, les signaux émis sont modifiés. A la réception, la démodulation permet de retrouver des données numériques. Afin d'assurer une bonne qualité de transmission, il est nécessaire d'utiliser des algorithmes de synchronisation pour corriger les erreurs liées ou non au canal de propagation. Les signaux reçus seront donc synchronisés et il s'en suivra une estimation du canal et une application des algorithmes de diversité.

Dans la suite de ce chapitre, les principes de base des communications numériques seront d'abord rappelés. Le banc de mesures SYSCAM (SYStème de Communication à Antennes Multiples) de l'Institut de Recherche XLIM sera présenté. Il sera utilisé pour faire des expérimentations en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) en vue de comparer les résultats obtenus au Chapitre III en utilisant un signal CW (constante wave). Il servira par la suite à des mesures en environnement réel de type bureau. Une dernière campagne de mesures entre deux bâtiments différents permettra de mesurer les performances en diversité dans un contexte de communication « outdoor » vers « indoor ». L'objectif de ces

dernières expérimentations est de pouvoir évaluer l'intérêt d'un terminal WiMax dans ce contexte de déploiement.

IV. IRAPPELS SUR LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES

Le synoptique générale d'une chaîne de communications numériques est représenté sur la Figure. IV.1. Conformément à cette figure, avant sa transmission, le signal source est modulé. La technique de modulation consiste à adapter le signal, généralement en bande de base, au canal de propagation. C'est une opération qui consiste à transmettre un signal modulant au moyen d'un signal analogique appelé porteuse.

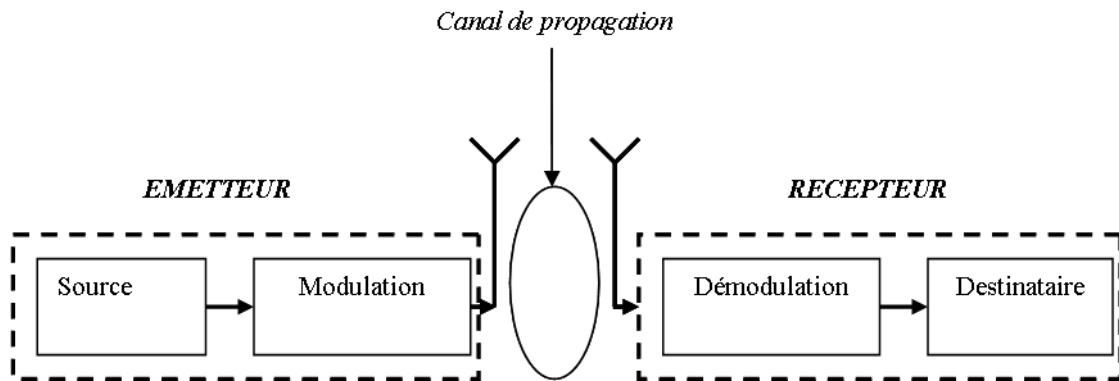


Figure. IV. 1 : Schéma synoptique générale d'une chaîne de transmission numérique

La porteuse est donc une onde électromagnétique qui peut se mettre sous forme complexe :

$$S(t) = A \cdot \exp\left[j \cdot (\omega t + \phi_p)\right] = A \cdot \exp\left[j \cdot (2\pi Ft + \phi_p)\right] \quad (\text{IV.1})$$

Ou sous une forme sinusoïdale :

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi_p) = A \cdot \cos(2\pi Ft + \phi_p) \quad (\text{IV.2})$$

Avec A l'amplitude, ω la pulsation de la porteuse et F la fréquence, ϕ_p la phase à l'origine des temps.

En se basant sur l'équation (IV.1), l'onde modulée est égale à :

$$S_{Mod}(t) = A(t) \cdot \exp\left[j \cdot (\omega t + \phi_p + \phi_t)\right] = A(t) \cdot \exp\left[j \cdot (2\pi Ft + \phi_p + \phi_t)\right] \quad (\text{IV.3})$$

Ou

$$S_{Mod}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t + \phi_p + \phi_t) = A(t) \cdot (2\pi Ft + \phi_p + \phi_t) \quad (IV.4)$$

A partir de l'équation (IV.3) ou de l'équation (IV.4), il est possible de dire que si le paramètre:

- ❖ ϕ_t est constant, la forme du signal modulé ne change que si son amplitude varie. La modulation est qualifiée de modulation d'amplitude (AM) et est très utilisée en aéronautique pour sa capacité à détecter le signal transmis, même avec une mauvaise qualité de réception.
- ❖ $A(t)$ est constant, toute variation du signal modulé ne dépend que de la phase. La modulation est dite de phase (PSK) ou de fréquence (FSK).

A la réception, le processus est inversé. Le signal est d'abord démodulé avant d'être reçu par le destinataire, la démodulation étant le processus inverse de la modulation.

IV.I.A Quelques modulations numériques

Les modulations PSK sont dites modulations angulaires ou exponentielles dans la mesure où le module est constant et que la phase change, provoquant une rotation du vecteur complexe associable à cette porteuse. Le signal s'écrit alors sous la forme :

$$S_{Mod}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t + \phi_p + \phi_k) = A(t) \cdot \cos(2\pi Ft + \phi_p + \phi_k) \quad (IV.5)$$

$$\text{Avec } \phi_k = (2k+1) \frac{\pi}{M}, \quad 0 \leq k < M \quad (IV.6)$$

M ($M=2^n$) représente le nombre de symboles. Ce sont des symboles répartis de façon uniforme sur un cercle de rayon 1.

L'Equation (IV.5) peut-être développée sous la forme :

$$S_{Mod}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\phi_p + \phi_k) - A(t) \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\phi_p + \phi_k) \quad (IV.7)$$

L'équation (IV.7) montre que le signal est la somme de deux porteuses en quadrature (I, Q) et modulées en amplitude.

IV.I.A.1 Modulation BPSK

C'est une modulation à deux états de phase (n=1 et M=2). Si la phase à l'origine est nulle, les états de phase sont représentés sur la Figure.IV.2.a. Les deux états de phase sont séparés de 180° et ne peuvent contenir qu'un bit par symbole. Pour des applications nécessitant un grand débit binaire, ce type de modulation n'est pas efficace.

IV.I.A.2 Modulation QPSK

La modulation QPSK est à quatre états de phase (n=2 et M=4) comme représentée sur la Figure IV.2.b. Ce type de modulation permet de moduler deux bits par symbole. Pour une bande passante de signal émis identique, son débit binaire est le double de celui de la modulation BPSK. De même pour un débit binaire identique, elle permet de réduire la bande passante par deux. Les états de phase de la modulation QPSK correspondent à :

$$\phi_k = (2k + 1)\frac{\pi}{4}, 0 \leq k < 4 \quad (IV.8)$$

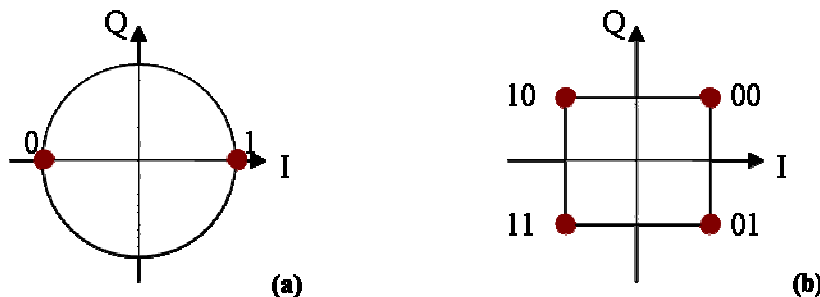


Figure. IV. 2 : Modulation à deux (BPSK : (a)) et à quatre (QPSK : (b)) états de phase

IV.I.A.3 Modulation 16QAM

La modulation 16QAM (Quadratic Amplitude Modulation) est une forme de modulation d'amplitude. Elle est constituée de 16 états formés à partir de 4 combinaisons de bits sur la voie I et de 4 autres combinaisons sur la voie Q. Il existe donc 16 états transitoires possibles pour ce type de modulation.

Chaque symbole est composé de 4 bits : 2 sur la voie I et 2 sur la voie Q. Le diagramme de constellation d'une modulation 16QAM est représenté sur la Figure.IV.3.

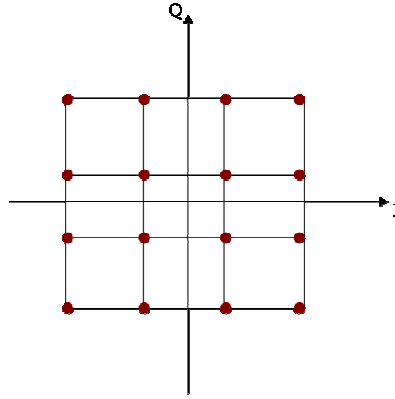


Figure. IV. 3 : Les constellations d'une modulation 16QAM

IV.I.B Probabilité d'erreur binaire, probabilité d'erreur symbole et probabilité d'erreur trame

En communications numériques, le signal envoyé se présente sous forme de trames de données dont le nombre total est noté N_T . Chaque trame est composée d'un nombre total de symboles (N_s) et chaque symbole de k bits. Le nombre total de bits par trame est $N_b = kN_s$.

On désigne par :

- ❖ Taux d'erreur binaire (TEB), le rapport entre le nombre de bits erronés (nb_erreur) et le nombre total de bits transmis (N_b), soit:

$$TEB = \frac{nb_erreur}{N_b} \quad (IV.9)$$

- ❖ Taux d'erreur symbole (SER), le rapport entre le nombre de symboles erronés (ns_erreur) et le nombre total de symboles transmis (N_s):

$$SER = \frac{ns_erreur}{N_s} \quad (IV.10)$$

- ❖ Taux d'erreur trame (FER), le rapport du nombre de trames erronées (nt_erreur) au nombre total de trames envoyés (N_T):

$$FER = \frac{nt_erreur}{N_T} \quad (IV.11)$$

Ces trois paramètres ajoutés aux paramètres classiques (coefficients de corrélation, SNR moyens, gain de diversité effectif) permettront une évaluation plus complète de la diversité d'antennes.

IV.I.C Mesure du rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit (SNR) est un paramètre de grande importance pour les études de communications numériques et de diversité. Il existe plusieurs techniques d'estimation de canal parmi lesquelles la méthode des moments (M_2M_4), la méthode d'estimation par maximum de vraisemblance (ML) et le calcul de l'EVM [IV.1]. Cette dernière a été retenue pour être implémentée sur le banc de mesures.

IV.I.C.1 Calcul de l'EVM

L'EVM (Error Vector Magnitude [IV.2] ou Error Vector Measurement [IV.3, P.489]) est la représentation des distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états caractéristiques d'une modulation numérique (confère paragraphe IV.I.1).

La Figure.IV.4 représente une portion de chaîne de communications numériques avec les signaux envoyés (signaux de référence: S) et les signaux reçus (signaux distordus: Z). Les composantes en phase du signal envoyé et reçu sont données par S_I et Z_I respectivement. Leurs composantes en quadrature de phase sont S_Q et Z_Q .

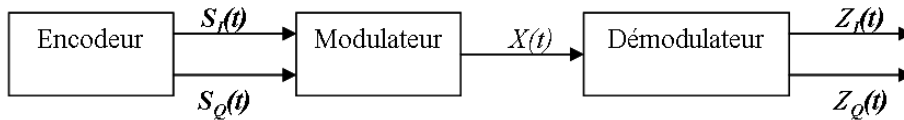


Figure. IV. 4 : Schéma représentatif des signaux utilisés pour le calcul de l'EVM

En utilisant l'équation (IV.7) et en désignant par :

- ❖ $S_I(k) = A(k) \cdot \cos(\phi_p + \phi_k)$, le signal en phase
- ❖ $S_Q(k) = A(k) \cdot \sin(\phi_p + \phi_k)$, le signal en quadrature de phase

Le signal à la sortie du modulateur est donné [IV.3, P.488] :

$$X(t) = S_I(t) \cos(\omega t) - S_Q(t) \sin(\omega t) \quad (IV.12)$$

Les signaux complexes émis $S(k)$ et reçu $Z(k)$ sont donnés par le système d'équations:

$$\begin{cases} S(k) = S_I(k) + jS_Q(k) \\ Z(k) = Z_I(k) + jZ_Q(k) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Dans un diagramme polaire, les composantes en phase et quadrature de phase du signal ont une constellation représentée sur la Figure.IV.5. Cette figure représente deux constellations consécutives $S(k)$ et $S(k+1)$.

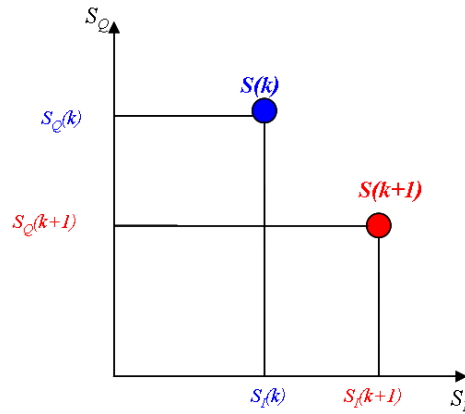


Figure. IV. 5 : Points de constellation des signaux $S(k)$ et $S(k+1)$

Le vecteur signal reçu noté $Z(k)$ peut-être différent du vecteur émis $S(k)$ à cause des interactions avec le canal de propagation, des bruits des instruments de mesure et de la différence de fréquence liée aux oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur. La Figure. IV.6 représente un cas où le signal émis est différent du signal reçu.

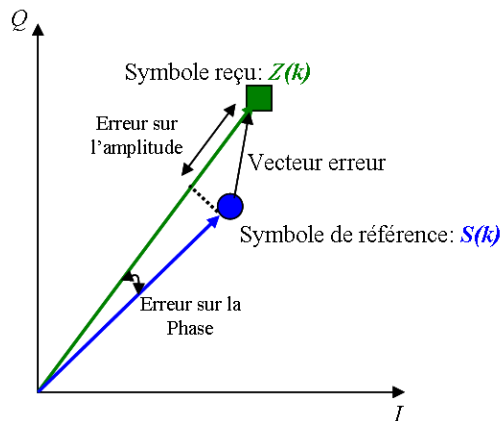


Figure. IV. 6 : Constellation des symboles émis et reçu et de l'erreur entre les deux.

La différence entre le vecteur signal émis (symbole idéal ou de référence) et le vecteur signal reçu (symbole distordu) est le vecteur-erreur. Pour un seul symbole, l'EVM du signal reçu est le module du vecteur-erreur. Si au contraire, plusieurs symboles N_s sont générés, l'EVM est donnée sous la forme suivante [IV.4]:

$$EVM(rms) = \left[\frac{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |Z(k) - S(k)|^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |S(k)|^2} \right]^{1/2} \quad (IV.14)$$

Le nombre total N_s de symboles nécessaires n'est pas arbitraire et est précisé dans les normes. Les valeurs maximales d'EVM (rms) sont imposées et varient suivant les normes. Quelques valeurs d'EVM normalisées sont données dans le Tableau.IV.1.

Tableau. IV. 1 : Valeurs d'EVM normalisées [IV.3, P.491]

Standards	IS 54	IS 136	IS 95	PHS	GSM	EDGE	UMTS
EVM (rms)	12,5%	12,5%	23,7%	12,5%	8,5%	12,5%	12,5%

IV.I.C.2 Calcul du rapport signal sur bruit

Dans la suite de ce chapitre, le gain de diversité effectif sera calculé avec le SNR reçu sur les branches du système bi-antennaires et du système de référence. Il permet de vérifier également la condition nécessaire de diversité d'antenne (différence de gain moyen effectif par exemple). Il sera calculé à partir de l'EVM par l'équation [IV. 5], [IV. 6] :

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{EVM} \right) \quad (IV.15)$$

Théoriquement, et par rapport à l'équation. IV.14, l'EVM varie entre 0 et 1. Par conséquent, les valeurs de SNR sont logiquement supérieures à 0.

IV.II PRESENTATION DU BANC DE MESURES DE DIVERSITE "SYSCAM"

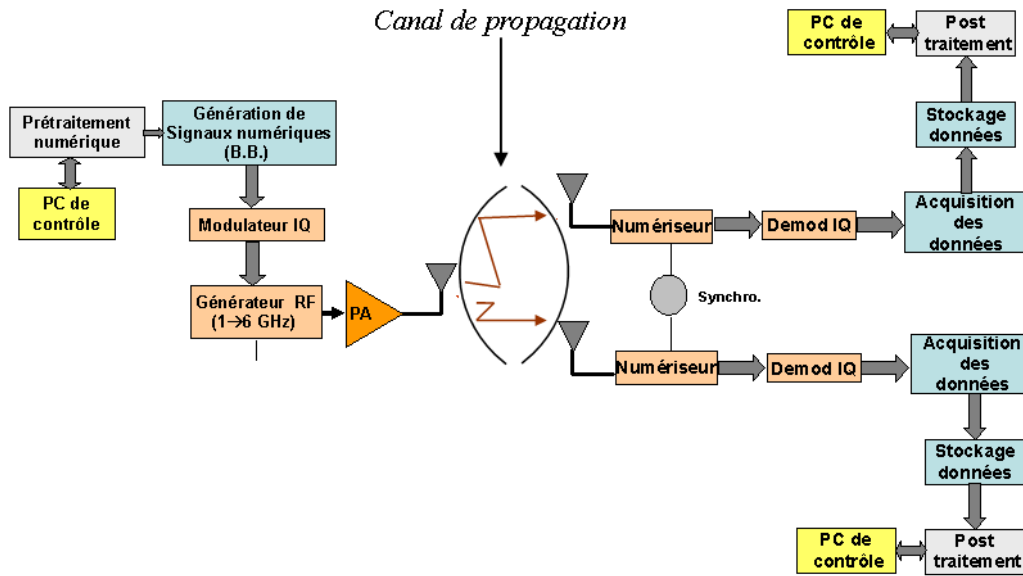


Figure. IV. 7: Schéma synoptique du banc de mesure de diversité (cas SIMO)

Le schéma synoptique du banc de mesures de communications numériques utilisé pour les expérimentations à venir est représenté sur la Figure.IV.7. De même, la plateforme de mesures SIMO (Simple-Input, Multiple-Output) développée au laboratoire à l'Institut de Recherche XLIM pour des mesures de diversité est représentée sur la Figure.IV.8.

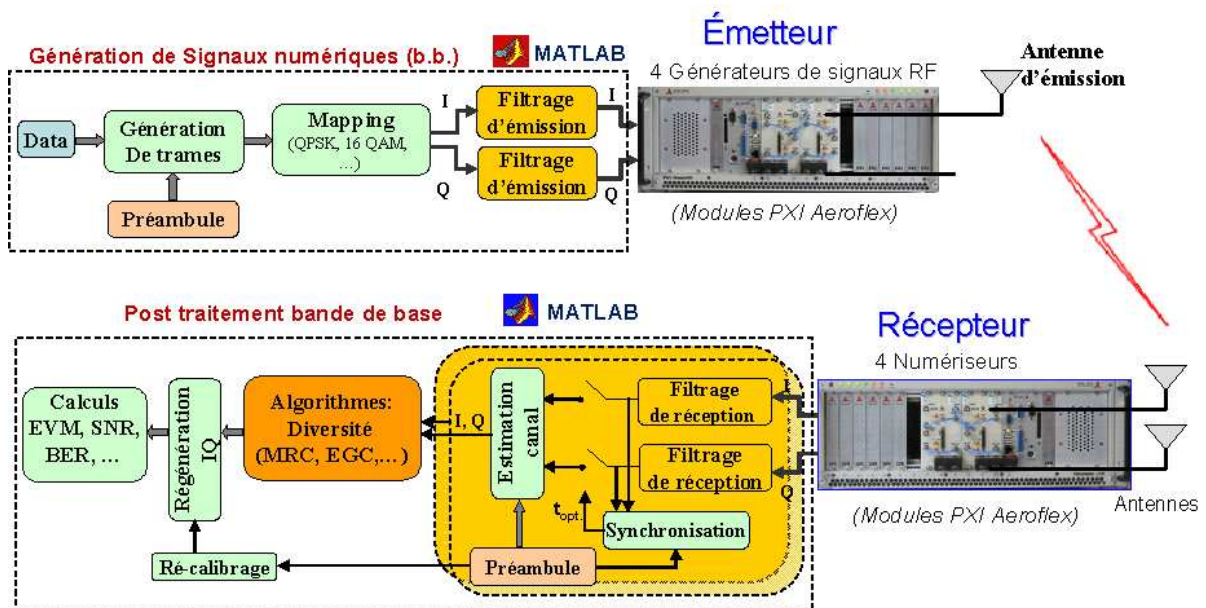


Figure. IV. 8 : La Plateforme de mesures de diversité du laboratoire de Recherche XLIM

Elle est composée d'un émetteur et de deux récepteurs. Des signaux générés en bande de base sont modulés par une forme d'onde radioélectrique de fréquence variant de 100MHz à 6GHz permettant des applications type WiFi, WiMax, UMTS, etc... Les signaux ainsi modulés sont transmis par un générateur RF vers un système multi-antennes. A la réception, chaque antenne est reliée à un numériseur RF chargé de la transposition en fréquence intermédiaire et de la conversion en signaux (I, Q) . Les signaux (I, Q) numérisés sont traités par des algorithmes de synchronisation (symbole, trame, fréquence) pour l'estimation du canal. Les signaux ainsi estimés sont finalement soumis à des algorithmes de diversité type MRC (Maximal Ratio Combining) et EGC (Equal Gain Combining). Les modules d'émission et de réception sont représentés sur la Figure.IV.9

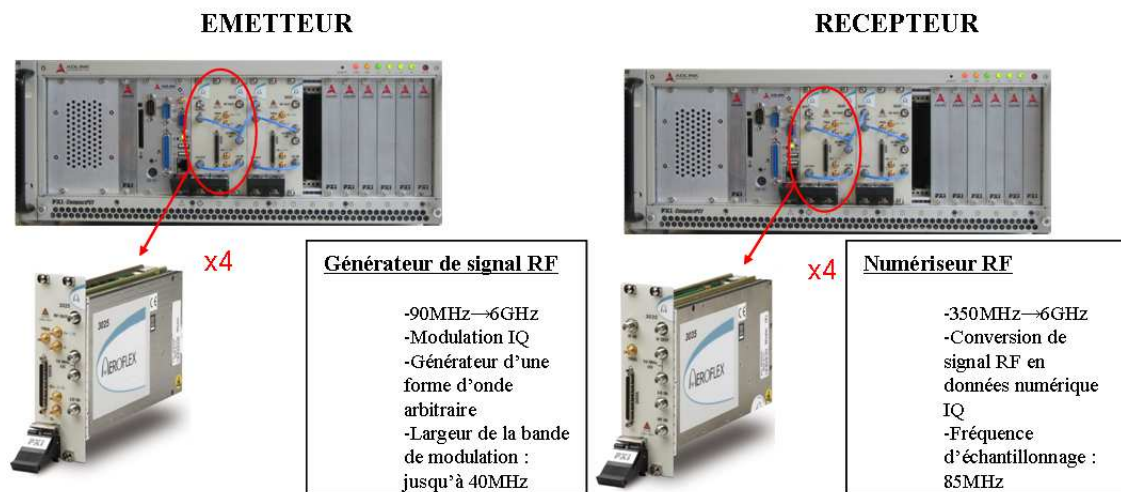


Figure. IV. 9 : Module d'émission et de réception

Le module d'émission est constitué d'un châssis intégrant quatre modules PXI pouvant être utilisés comme émetteur (voir Figure.IV.9). Chaque générateur de signal RF peut être utilisé pour des applications dans la bande de 90MHz à 6GHz. Il est capable de moduler les signaux avec une bande passante pouvant atteindre 40MHz.

Le récepteur (Figure.IV.9) est également constitué d'un châssis pouvant intégrer jusqu'à quatre modules numériques RF PXI et pouvant fonctionner dans la bande passante allant de 350MHz à 6GHz. Les numériseurs permettent de convertir les signaux RF en signaux (I, Q) et la fréquence d'échantillonnage maximale est de 85MHz.

Il convient, pour la compréhension globale du banc de mesures SYSCAM, de détailler toutes les étapes de la chaîne de communication : de l'émission à la réception.

IV.II.A Emission

Les signaux sont générés sous forme de trames de données. Les trames de la liaison descendante (confère Figure.IV.10) comportent une partie préambule de taille $N_{TS} = 32$ représentant le nombre de symboles et une partie données utiles de taille $N_d=100$.

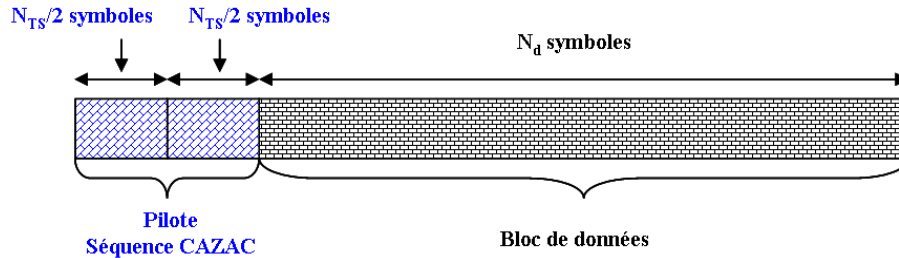


Figure. IV. 10 : Représentation d'une trame de données

La taille de la trame de données est ainsi égale à 132. Le préambule de trame qui est modulé en QPSK est constitué de 16 symboles d'une séquence CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation sequence) répétés une seule fois, la séquence CAZAC étant d'ailleurs utilisée dans le standard WiMax. La modulation QPSK sera choisie pour toutes les mesures suivantes. Les 16 symboles de la séquence CAZAC sont [IV.7, P.44] :

$1+j, -1+j, -1-j, 1-j, 1+j, -1-j, 1+j, -1-j, 1+j, 1-j, -1-j, -1+j, 1+j, 1+j, 1+j$ & $1+j$.

Les symboles sont traités par un filtre numérique en racine carrée de cosinus surélevé. Cette première étape permettant de générer des signaux numériques en bande de base est réalisée avec un programme Matlab. Les symboles (I, Q) filtrés sont transmis à l'émetteur intégré dans un châssis PXI Aeroflex (Figure.V.9).

IV.II.A.1 Séquence CAZAC

Les préambules des trames émises sont constitués de séquences CAZAC. D'une part, les séquences CAZAC sont composées en générale de 8 ou 16 symboles donc sous forme de 2^k symboles, avec $k=3$ ou 4. Ce sont des séquences périodiques et cette propriété est très utile aux algorithmes de synchronisation [IV.7, P.44]. C'est l'une des raisons qui a motivé ce choix dans la mesure où, comme le montre la Figure.IV.8, des algorithmes de synchronisation vont être implémentés dans le bloc de réception.

D'autre part, comme le nom l'indique, les séquences CAZAC sont caractérisées par une fonction d'auto-corrélation nulle. Elles sont donc assimilables à des impulsions (de type Dirac) et cette propriété permet une bonne estimation du canal de propagation. C'est la séquence utilisée par le standard WiMax.

IV.II.A.2 Filtre en racine carrée de cosinus surélevé

En bande de base, les signaux (I, Q) passent dans un filtre numérique en racine carrée de cosinus surélevé ($\sqrt{H(f)}$) dont la fonction de transfert correspond à [IV.3, P.128] :

$$H(f) = \begin{cases} T & , |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right) \right) & , \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & , |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (IV.16)$$

Avec $T = \frac{1}{2f_N}$, f_N étant la fréquence de Nyquist et α le coefficient de débordement (roll-off).

A titre d'exemple, la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert d'un filtre en racine carrée de cosinus surélevé pour un facteur de roll-off $\alpha = 0,35$ sont représentées sur la Figure.IV.11.

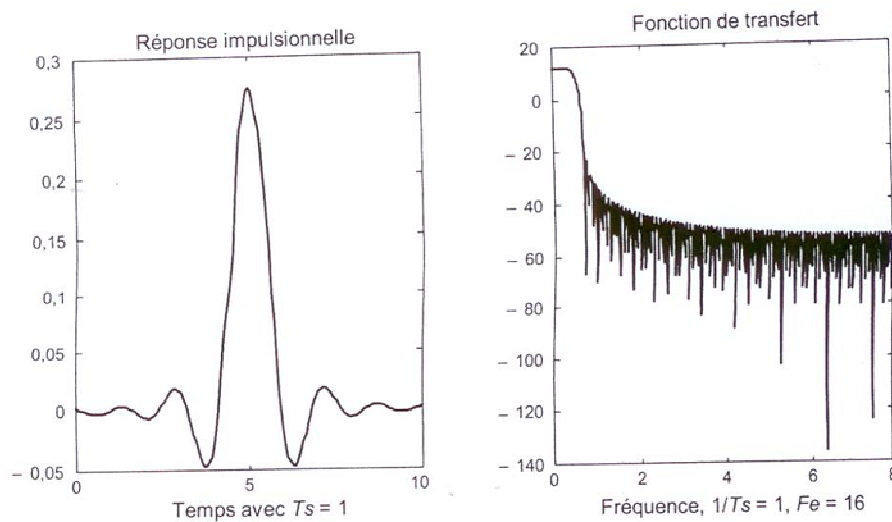


Figure. IV. 11 : Réponse impulsionnelle et fonction de transfert d'un filtre en racine carrée de cosinus surélevé pour $\alpha = 0,35$ [IV.3, P.128]

Pour les mesures à suivre, α est considéré comme étant égal à 3.

IV.II.B Réception

A la réception, les deux antennes sont connectées chacune à un numériseur RF. Deux grandes opérations sont faites :

- ❖ estimation des signaux reçus (retranscription sous forme de données (I, Q) numérisées, filtrage puis synchronisation)
- ❖ application des algorithmes de diversité.

IV.II.B.1 Estimation du canal

La synchronisation précède la démodulation proprement dite qui n'est autre que l'opération inverse de la modulation.

Trois étapes de synchronisation sont nécessaires à la démodulation [IV.1]:

- ❖ La récupération de rythme pour l'estimation des instants d'échantillonnage optimaux
- ❖ La récupération de trame par détection du préambule
- ❖ La récupération de la porteuse par détection du préambule et pour la synchronisation du démodulateur avec le modulateur

Il existe deux groupes de méthodes de synchronisation symboles et de synchronisation trames : ce sont les "méthodes de synchronisation découplées" et les "méthodes de synchronisation conjointes trame/symbole".

IV.II.B.1.a Méthodes de synchronisation découplée

Globalement, ce sont des méthodes qui permettent de synchroniser séparément les symboles et les trames.

IV.II.B.1.a.i Synchronisation symboles : technique MAM

La technique MAM (Maximum Amplitude Method) a été retenue pour être implémentée. C'est une technique permettant de détecter l'instant d'échantillonnage qui correspond à une ouverture maximale du diagramme de l'œil à la réception, donc à une énergie maximale.

A un instant τ , l'énergie est donnée par l'équation [IV.1]:

$$P(\tau) = \sum_{k=0}^N v^2(\tau + k \cdot OSR) \quad (IV.17)$$

Avec:

- ❖ OSR (over sampling rate) est le facteur de sur-échantillonnage
- ❖ τ est le décalage d'échantillon variant de 1 à l'OSR
- ❖ v est le signal reçu
- ❖ N est le nombre total de symboles

Sur la Figure. IV.12 sont représentés la variation de l'énergie des symboles en fonction de l'OSR et le diagramme de l'œil correspondant à un instant d'échantillonnage maximum. Elle montre que le diagramme de l'œil est complètement ouvert à cet instant.

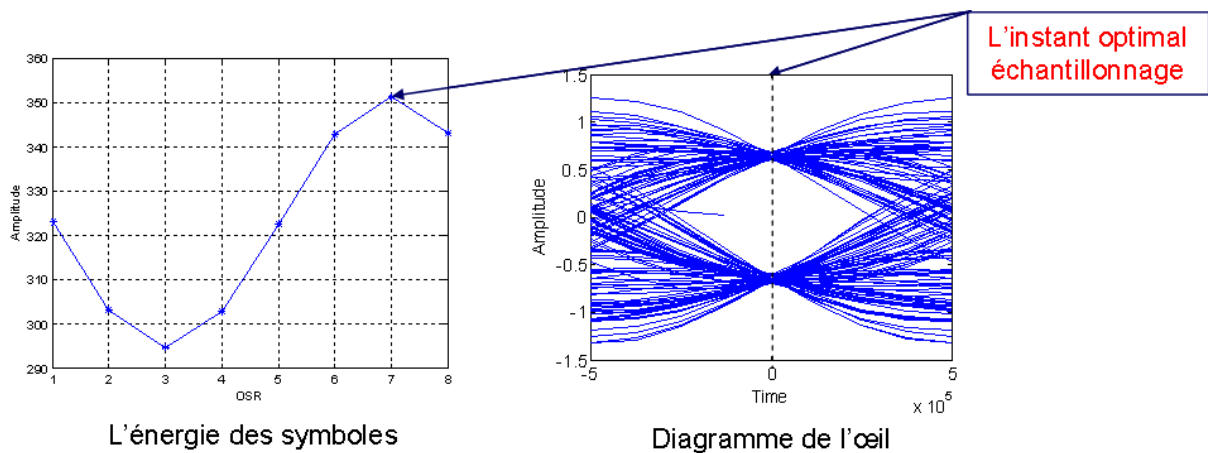


Figure. IV. 12 : Variation de l'énergie des symboles en fonction du taux de sur-échantillonnage et diagramme de l'œil à l'instant optimum d'échantillonnage

IV.II.B.1.a.ii *Synchronisation trame : synchronisation-trame par localisation de préambule*

La synchronisation-trame par localisation de préambule consiste à corrélérer la séquence reçue ($y(t)$) avec le préambule de la trame connue ($x(t)$). La fonction de corrélation qui permet de faire cette opération correspond à :

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) \cdot y^*(u - \tau) du = TF^{-1} \left(TF(x(u)) \cdot TF(y^*(u)) \right) \quad (IV.18)$$

A titre d'exemple, les fonctions de corrélation ont été calculées sur un certain nombre d'échantillons. Les variations de son amplitude normalisée en fonction de l'indice des échantillons sont représentées sur la Figure IV.13.

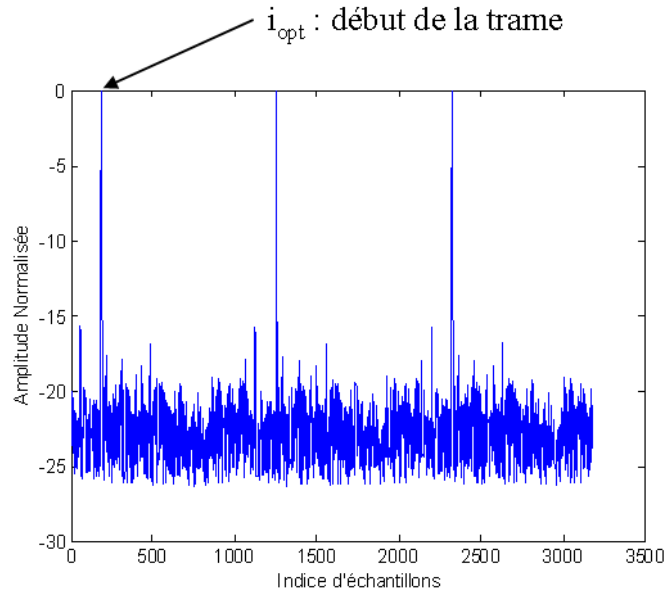


Figure. IV. 13 : Fonction de corrélation en fonction de l'indice d'échantillons pour la synchronisation-trame par détection du début de la trame

Une corrélation optimale permet de localiser un début de la trame.

IV.II.B.1.b Méthodes de synchronisation conjointe trame/symbole

Les méthodes de synchronisation conjointe trame/symbole consistent en la détermination simultanée du symbole et de la trame. Elles peuvent se faire en utilisant la méthode de l'estimation de l'erreur quadratique moyenne minimale (Minimal Mean Square Error) ou la méthode de calcul des valeurs propres de la matrice de corrélation entre la séquence reçue et la séquence connue [IV.1] confère (Annexe D).

IV.II.B.1.b.i Synchronisation fréquence

Lorsque la porteuse est récupérée, elle est sujette à une certaine erreur. Cette erreur peut provenir d'un décalage fréquentiel. L'erreur sur la porteuse peut-être liée à un décalage Doppler et à une différence de fréquence entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cadre du banc de mesures type SYSCAM, le décalage fréquentiel est généralement faible. Pour transmettre efficacement le signal d'émission, il convient de synchroniser les fréquences des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur: c'est la synchronisation fréquence.

Elle se fait en trois grandes étapes:

- ❖ l'estimation de la différence de phase entre la séquence reçue et la séquence connue
- ❖ l'estimation de la rampe de phase (interpolation linéaire de la phase estimée)
- ❖ la correction de la dérive.

La différence de phase entre la séquence reçue et la séquence émise se fait à des instants d'échantillonnage optimaux. Soit T_e la période d'échantillonnage, le signal reçu à l'instant kT_e , k entier non nul, est $Z(kT_e)$. Le signal à l'instant d'échantillonnage suivant $(k+1)T_e$ est obtenu appliquant une interpolation linéaire de $Z(kT_e)$ avec un retard τ . Cette fonction est assurée par un filtre interpolateur numérique. Or l'interpolation linéaire ne reflète pas exactement la réalité et provoque une dérive de la phase estimée : c'est la rampe de phase. Finalement, une correction est apportée à la dérive fréquentielle.

A titre d'exemple, la représentation de la constellation de signaux (I, Q) avant et après correction de la dérive fréquentielle des signaux reçus est donnée par la Figure.IV.14. Elle montre tout l'intérêt d'une correction car elle permet de retrouver les quatre symboles d'une constellation QPSK. Cependant, il subsiste un dés-appariement en amplitude et en phase des signaux corrigés qui se traduit par une rotation de la constellation.

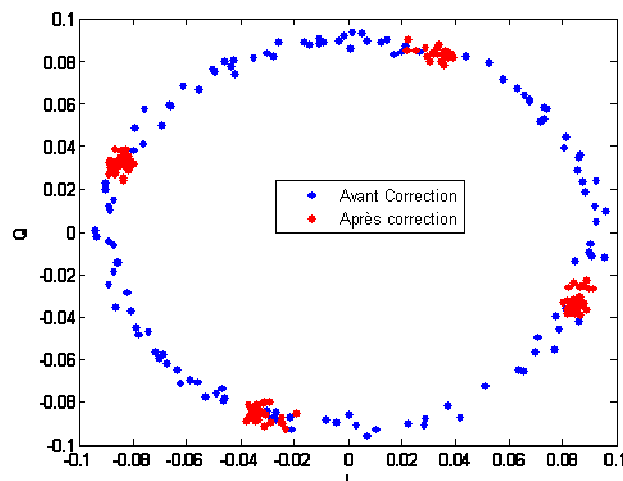


Figure. IV. 14 : Constellation (I, Q) avant et après correction de la dérive fréquentielle du signal reçu

IV.II.B.1.b.ii *Synchronisation de la porteuse et auto-calibrage de la chaîne de transmission*

Après la correction du décalage fréquentiel, le signal démodulé autour de la fréquence porteuse attendue comporte toujours une erreur de phase. Elle est corrigée par un traitement adéquat en bande de base d'où la synchronisation porteuse.

La synchronisation-porteuse permet de s'assurer que le modulateur et le démodulateur sont parfaitement synchronisés : c'est l'auto-calibrage du système. Le préambule reçu est utilisé pour corriger le dés-appariement en amplitude et en phase du diagramme de constellation. La Figure.IV.15 représente la constellation (I/Q) normalisée après auto-calibrage.

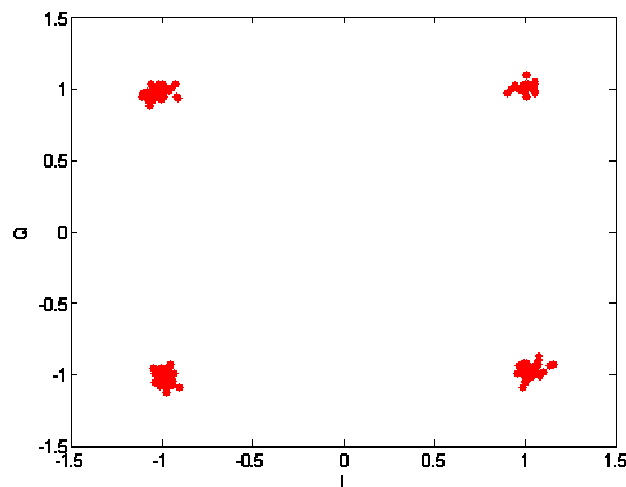


Figure. IV. 15 : Constellation (I, Q) normalisée après auto-calibrage du signal reçu

IV.II.B.2 *Application à la diversité*

Les signaux (I , Q) obtenus sont combinés pour former des signaux complexes et sont ensuite soumis à des algorithmes de diversité type combinaison équi-gain (EGC) et gain maximum (MRC). Ils sont retranscrits sous format (I, Q) pour calculer l'EVM en utilisant l'équation (IV.14). Le SNR est déduit de l'EVM par application de l'équation (IV.15). En comparant les symboles reçus à ceux émis, les taux d'erreurs (symbole, trame, bits) sont obtenus.

Une étude complète des performances de la chaîne de communication avec les trois algorithmes de synchronisation (méthode des moments : M2M4, estimation par maximum de vraisemblance : ML, technique de l'EVM) pour différentes techniques de modulation (QPSK et 16QAM) est présentée à l'Annexe D. Les résultats obtenus montrent que la modulation QPSK offre une meilleure sensibilité et les plus faibles pertes d'implémentation.

Dans toute la suite de ce chapitre, les signaux numériques générés seront modulés en QPSK et les rapports signal sur bruit (SNR) seront calculés avec la technique de l'EVM en appliquant l'équation (IV.15) à 3,5GHz.

La chaîne de communications numériques permet d'étudier les performances brutes en diversité. Il n'est pas nécessaire d'implémenter des codes correcteurs d'erreurs et des égaliseurs. Pour les expérimentations à venir, seules les techniques de sommation seront prises en compte. Il est à rappeler également que les résultats du chapitre précédent (Chapitre III) montrent que le système de deux antennes découplées par fente donne de meilleures performances en diversité. Il sera alors retenu avec le système de référence pour les expérimentations à faire avec ce nouveau banc de mesures.

IV.III MESURES EN CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES

Les mesures du chapitre précédent (Chapitre.III) ont été faites en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM). Dans ce même chapitre, l'aspect et le mode de fonctionnement de cette chambre avaient largement été décrits. Elle permet de créer un canal de propagation statistiquement isotrope et uniforme. Dans le cas précédent, une estimation du signal reçu par l'antenne sous test n'était pas requise puisque l'acquisition des données est faite avec un analyseur de réseaux vectoriel préalablement calibré. Cette nouvelle campagne de mesures a pour but d'étudier les performances en diversité avec un banc de mesures dont le générateur et les récepteurs sont indépendants.

IV.III.A Banc de mesures

Le banc de mesures de diversité en chambre réverbérante à brassage de modes est composé de:

- ❖ un émetteur de signaux numériques représenté par un châssis PXI intégrant un PC interne où est implémenté le programme Matlab permettant de générer les signaux en bande de base comme montré sur la Figure. IV.16.
- ❖ un amplificateur de puissance relié à la sortie RF du générateur PXI

- ❖ une antenne d'émission (antenne cornet placé dans un coin de la CRBM) et reliée à l'amplificateur de puissance
- ❖ le dispositif sous test (système de référence, système de deux antennes monopôles imprimées avec fente de découplage) est fixé sur le bras légèrement déporté d'un support en plexiglas. Ce support est assujéti à se mouvoir autour de l'axe d'un moteur auquel il est relié comme représenté sur la Figure.IV.17.b.
- ❖ le châssis PXI de réception constitué de numériseurs RF reliés aux antennes sous test.
- ❖ Un PC intégré au châssis PXI pour le post-traitement instantané des données (Figure.IV.17). Il permet également de contrôler le moteur qui pilote le bras rotatif sur lequel est fixée l'antenne sous test.

Les expérimentations sont faites successivement avec le système de référence à une seule antenne, le système des deux antennes monopôles imprimées sans fente puis le système avec fente.

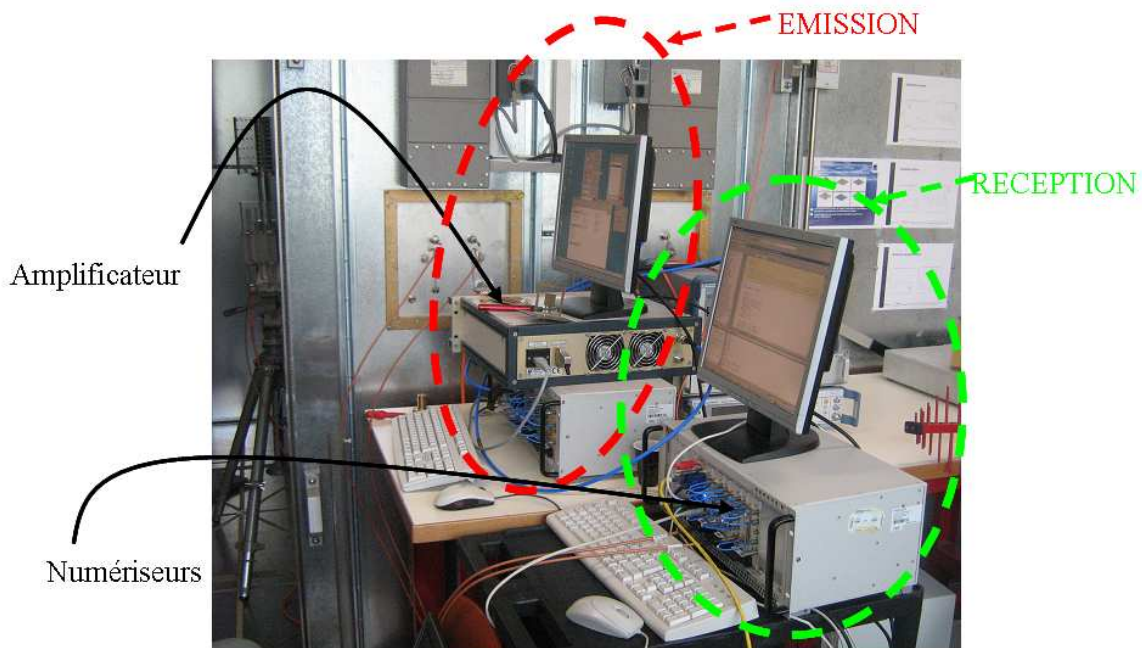


Figure. IV. 16 : Disposition des modules d'émission et de réception avec vue extérieure de la chambre réverbérante à brassage de modes de XLIM

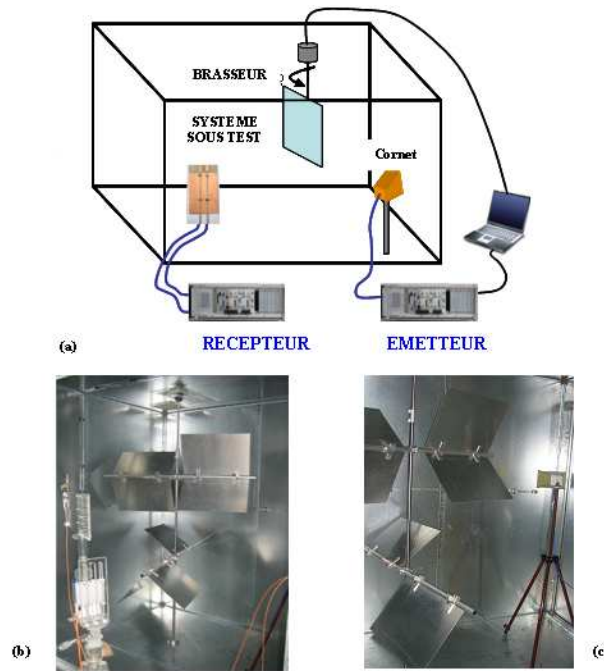


Figure. IV. 17 : Vue de la chambre réverbérante à brassage de modes, antenne cornet d'émission du signal modulé+brasseur (a), dispositif sous test fixé à un support en plexiglas rotatif (b)

IV.III.B Description de la mesure

La configuration du système de mesure a été décrite au paragraphe IV.III.A. Contrairement à la mesure faite au chapitre précédent avec un banc de test composé d'un analyseur de réseau vectoriel, le mouvement du brasseur est une rotation continue. Le fait de disposer de deux numériseurs (déclenchés aux mêmes instants) permettant de faire des acquisitions instantanées de données ne rend plus indispensable la prise en compte d'un pas de rotation et d'une durée de stabilisation de la chambre entre deux positions consécutives du brasseur. La position de l'antenne cornet (émetteur) est fixe. Dans le but d'avoir un nombre important de données pour les besoins de la statistique, en plus du mouvement continue du brasseur qui crée des distributions différentes dans la CRBM, le dispositif sous test se meut autour de l'axe de son support avec un pas constant de 5° . A chaque position du système sous test, 100 trames équivalentes à 132 kilo-symboles sont capturées.

Les signaux sont modulés à la fréquence de 3,5GHz. Deux expérimentations différentes sont réalisées en faisant varier le débit du signal. Il a été fixé à 100 kilo-symboles/s puis à 1Mégasymboles/s. Dans les deux cas, le taux de sur-échantillonnage (OSR) est égal à 8. La puissance délivrée par le générateur de signal RF pour chaque mesure est fixée de -5dBm.

A chaque position du brasseur, 100 trames, soit 1.10^4 symboles utiles sont capturées. Le post-traitement des données stockées a permis de tracer les courbes de variations de

probabilités cumulées en fonction de valeurs de seuils normalisés de SNR évaluées à partir de l'EVM sur la Figure.IV.18 (100 kilo-symboles/s) et sur la Figure.IV.19 (1 Méga-symboles/s).

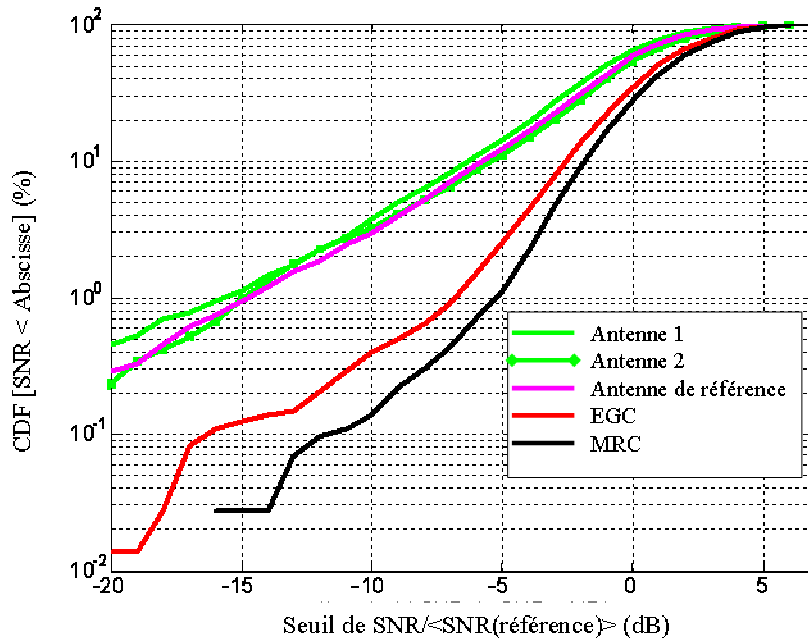


Figure. IV. 18 : Courbes de densité de probabilités cumulées pour la détermination du gain de diversité effectif (débit de signal émis=100 Kilo-symboles/s)

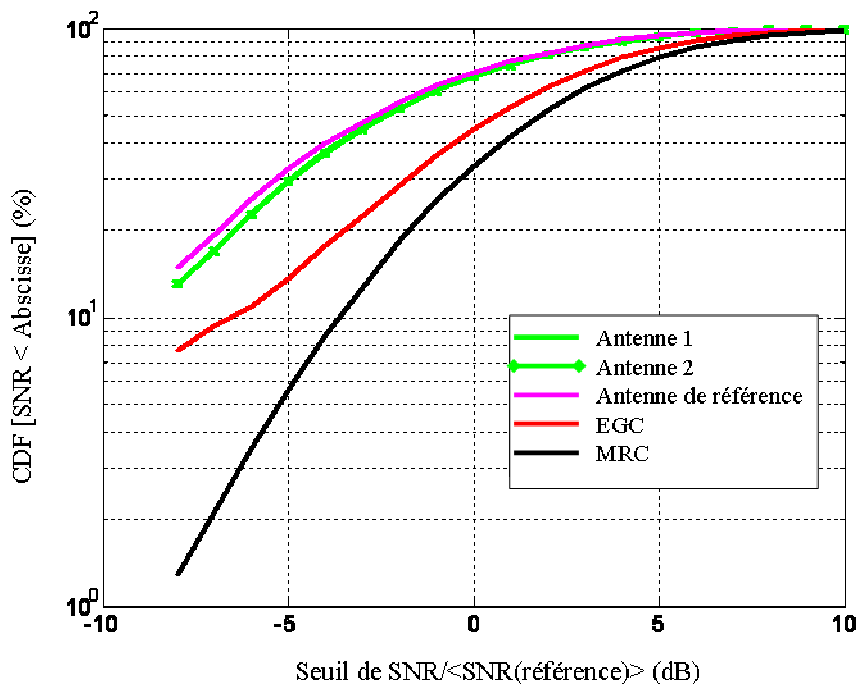


Figure. IV. 19 : Courbes de densité de probabilités cumulées pour la détermination du gain de diversité effectif (débit de signal émis=1 Méga-symboles/s)

La première remarque est la différence significative qui existe entre les deux figures (Figure.IV.18 et Figure.IV.19). Les valeurs de gains de diversité effectifs (à 1% et 10% de

probabilités cumulées) sont données dans le Tableau.IV.2. À 10%, elles sont différentes selon que le débit binaire est de 100 kilo-symboles/s ou 1 Méga-symboles/s. par contre, à 1%, les données (Figure. IV. 19) ne permettent pas de déterminer ces valeurs.

Tableau. IV. 2 : Gains effectifs de diversité pour deux débits binaire différents

	100 kilo-symboles/s		1 Méga-symboles/s	
	DG eff (1%)	DG eff (10%)	DG eff (1%)	DG eff (10%)
EGC	8dB	2,5dB		~3dB
MRC	10dB	4dB		~5dB

De même, les valeurs de SNR moyens, de BER (taux d'erreur binaire) et de FER (taux d'erreur trame) égales à 100 kilo-symboles/s et à 1 Méga-symboles/s, sont données dans le Tableau.IV.3. Il montre que les SNR moyen sont trop faibles à un débit de 1 Méga-symboles/s pour permettre d'obtenir des DG à 1%.

Tableau. IV. 3 : Valeurs de rapports signal sur bruit (SNR), taux d'erreur binaire (BER) et taux d'erreur de trame (FER)

	100 kilo-symboles/s			1 Méga-symboles/s		
	SNR Moyen (dB)	BER	FER	SNR Moyen (dB)	BER	FER
Antenne de référence	20,3	2.10^{-3}	1.10^{-2}	8	0,1	0,6
EGC	21,8	5.10^{-4}	$2,5.10^{-3}$	10,6	4.10^{-2}	0,4
MRC	22,2	1.10^{-4}	5.10^{-4}	11,6	2.10^{-2}	0,3

D'une part, la Figure IV.18 montre qu'à 100 kilo-symboles/s, les courbes sont comparables à celles du chapitre III où la mesure a été faite avec une CW (constante wave). La différence de gain de diversité provient des erreurs de synchronisation et d'estimation. Les résultats obtenus permettent de valider le banc de mesures mis en place. La limite inférieure de l'abscisse est -20dB environ. D'autre part, la Figure.IV.19 montre par contre qu'à 1 Méga-symboles/s, les courbes de densités de probabilités cumulées (CDF) sont nettement différentes du cas CW et la limite inférieure de l'abscisse est -8dB. Pour comprendre ce phénomène, il faut se rappeler que pour tracer les courbes de CDF, les SNR sont normalisés par rapport au SNR moyen de l'antenne de référence. Dans ce cas, le seuil minimal de l'abscisse sera toujours supérieur à l'opposé du SNR moyen de l'antenne de référence.

Le Tableau.IV.3 montre qu'il est respectivement égal à 20,3 dB (100 kilo-symboles/s) et à 8 dB (1 Méga-symboles/s), d'où les résultats obtenus. Toujours d'après le Tableau.IV.3 :

- ❖ les SNR moyens des signaux combinés MRC sont meilleurs que ceux des signaux EGC et ils sont tous les deux supérieurs à celui de l'antenne de référence.
- ❖ les SNR moyens sont largement plus faibles avec un débit binaire de 1 Méga-symboles/s qu'avec 100 kilo-symboles/s.
- ❖ logiquement, plus le SNR est grand, plus les taux d'erreur sont faibles
- ❖ à un débit binaire donné et comparativement au cas du système uni-antenne de référence, la diversité (MRC ou EGC) améliore le taux d'erreur binaire (BER) et le taux d'erreur de trame (FER). Ces résultats sont conformes aux attentes. En effet, des expérimentations ont été menées à INSA (Institut National des Sciences Appliquées) de Lyon avec un système SIMO (1→2) et un système SISO, c'est-à-dire 1→1. Elles ont montré une amélioration sensible du BER du système SIMO par rapport au système SISO [IV.8].
- ❖ L'amélioration est meilleure en combinaison MRC qu'en EGC.

Pour comprendre la différence entre les résultats, une représentation de la capture à un instant donné du spectre du signal émis et reçu avec un débit de 100 kilo-symboles/s puis de 1 Méga-symboles/s est donnée sur la Figure. IV.20.

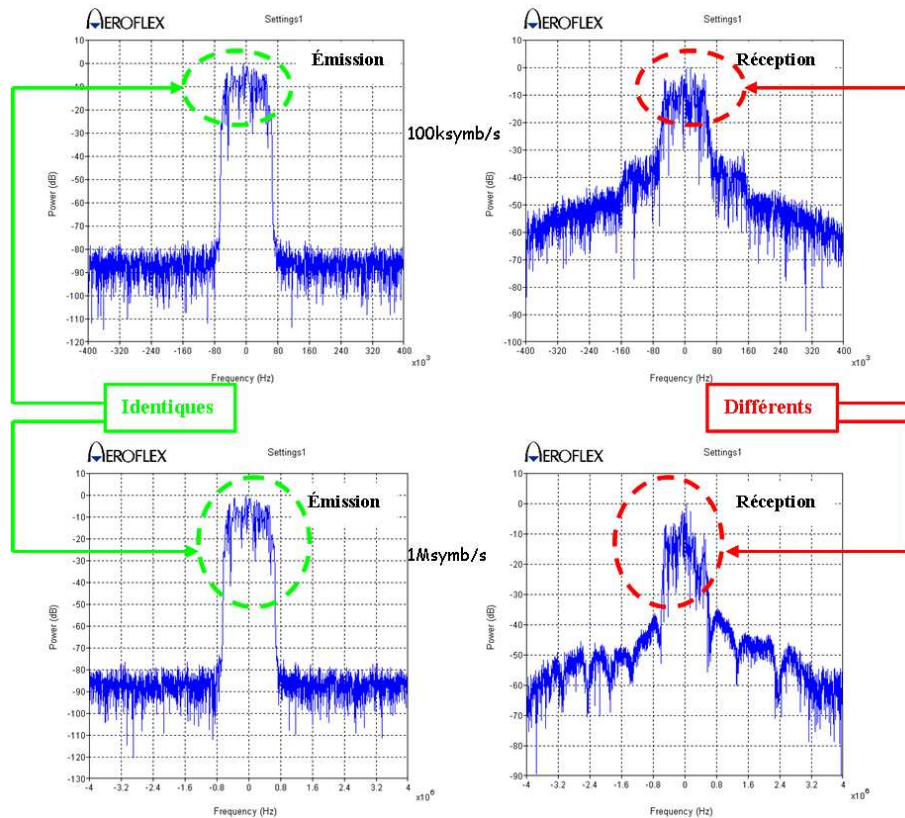


Figure. IV. 20: Spectre du signal (émission et réception) à 100 kilo-symboles/s et 1 Méga-symboles/s démontrant la sélectivité en fréquence du canal représenté par l'intérieur de la chambre réverbérante à brassage de modes.

Cette figure montre que pour les mêmes signaux émis, les signaux reçus sont complètement différents. Ce phénomène ne s'explique que par la sélectivité du canal (à l'intérieur de la CRBM) en fréquence. Plus le débit est grand, plus le canal est donc sélectif en fréquence et les SNR sont faibles. Pour se rapprocher des performances obtenues au Chapitre.III avec une onde CW (constante wave), il faudrait compléter le banc en ajoutant des égaliseurs sur les canaux sélectifs en fréquence. De même, l'augmentation du débit binaire provoque également une augmentation des taux d'erreur binaire (BER) et des taux d'erreur de trames (FER).

Les résultats des expérimentations faites en CRBM montrent que, dans un canal sélectif en fréquence, les performances en diversité d'un système multi-antennaires dépendent du débit binaire du signal émis. Plus il est grand, moins bonnes sont la qualité de la liaison (TEB, SER) et les performances en diversité.

Après ces mesures en chambre réverbérante à brassage de modes, il convient maintenant de faire des études expérimentales dans des environnements non-maîtrisés réels (à l'intérieur d'un bâtiment et à l'extérieur) pour observer le comportement des performances en diversité des prototypes développés.

IV.IV MESURES EN ENVIRONNEMENT INTERIEUR

Toutes les expérimentations décrites au chapitre précédent et dans le paragraphe IV.III ont été faites en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM), espace qui permet de créer un environnement statistiquement isotrope et uniforme. Cette configuration n'étant pas réaliste, il est donc nécessaire de faire toute une campagne de mesures en environnement réel.

Le premier choix s'est porté sur un espace intérieur. Les mesures « indoor » sont faites dans les locaux de XLIM situés au premier étage sur le site de l'E.S.T.E.R (Espace Scientifique et Technologique d'Echanges et de Recherche) Technopole de la ville de Limoges. Il s'agit d'un ensemble de bureaux dont certains ont été choisis en fonction de leurs proximités ou de leurs éloignements par rapport à l'antenne émettrice.

Deux campagnes de mesures ont été menées : la première permettant de dresser des cartes de SNR et de FER et la seconde permettant d'obtenir des courbes de densité de probabilités cumulées afin de déterminer des gains de diversité effectifs.

IV.IV.A Première campagne de mesures en milieu « indoor »

Une vue des locaux où se feront les expérimentations est représentée sur la Figure.IV.21.

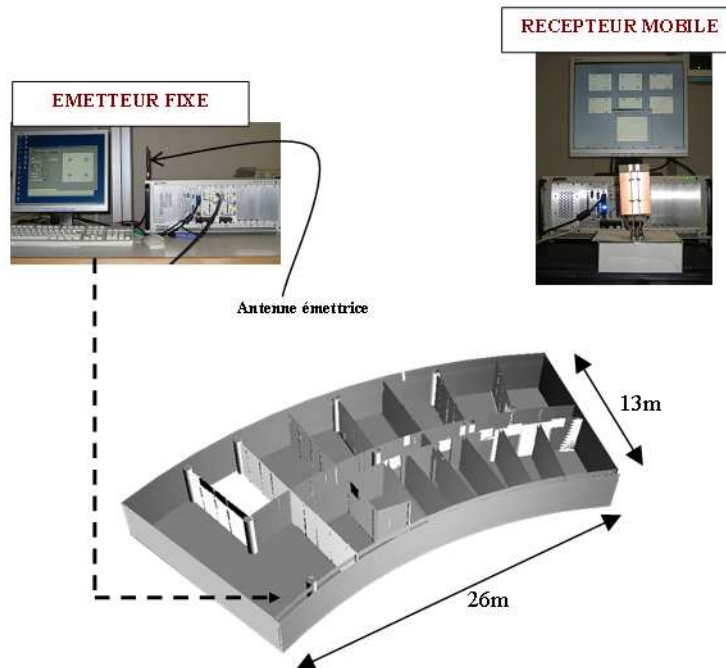


Figure. IV. 21 : Vue schématique de l'environnement intérieur des mesures et des systèmes d'émission et de réception

Le système d'émission est placé en un endroit fixe et le récepteur mobile est placé en 90 points différents, dont 6 par pièce. L'antenne émettrice est une antenne monopôle fonctionnant à 3,5GHz. La puissance du signal RF émis est de -5dBm. Le système de réception est composé du prototype des deux antennes monopôles imprimées avec fente de découplage dont la fréquence de fonctionnement est 3,5GHz.

Dans cette première campagne de mesures, l'antenne de référence n'a pas été utilisée à cause de la longueur des mesures. Il s'agit de se fixer les idées en observant le comportement de la liaison en technique MRC. A chaque point de mesure, $2 \cdot 10^5$ symboles sont capturés. Les résultats sont utilisés pour calculer le rapport signal sur bruit et le taux d'erreur de trame. Les cartographies de la différence de SNR entre le signal combiné en MRC et celui de l'antenne 1 et l'antenne 2 sont représentées sur la Figure.IV.22.(a) et la Figure.IV.22.(b) respectivement. Ces deux cartographies font apparaître une certaine similitude entre les résultats dans la zone proche de l'antenne émettrice. Lorsque le dispositif de réception est éloigné de l'émission, l'antenne 2 est plus performante que l'autre. Cependant, il serait trop prématuré de tirer une conclusion de ce constat qui n'est lié qu'à l'orientation des antennes.

Pour une meilleure compréhension, il conviendrait de fixer le système de réception sur un bras rotatif pour que les antennes se retrouvent dans différentes orientations.

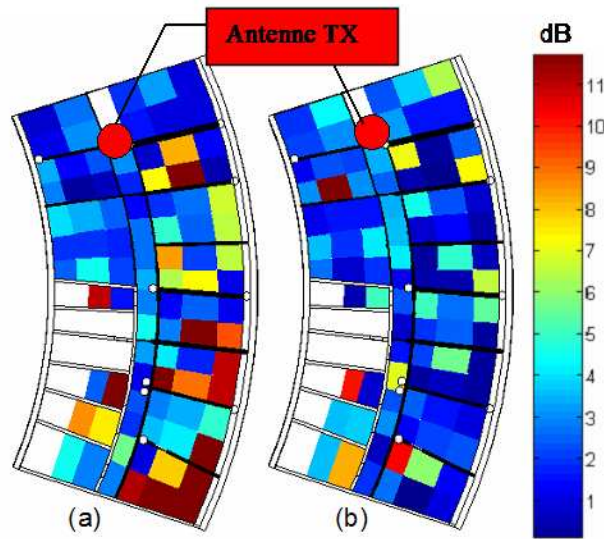


Figure. IV. 22 : Différence de SNR entre le système à diversité MRC et celui de l’antenne 1 (a) et de l’antenne 2 (b) [IV.9]

La Figure.IV.23 représente la cartographie du taux d’erreur trame (FER) des signaux reçus par chacune des deux antennes monopôles et le signal combiné avec la technique MRC. La cartographie fait apparaître deux zones distinctes : la zone proche de l’antenne émettrice et la zone éloignée. En fixant un seuil de FER à 0,5, deux zones se distinguent : la zone proche de l’antenne d’émission où les FER<0,5 sont majoritaires et la zone éloignée où ils sont minoritaires.

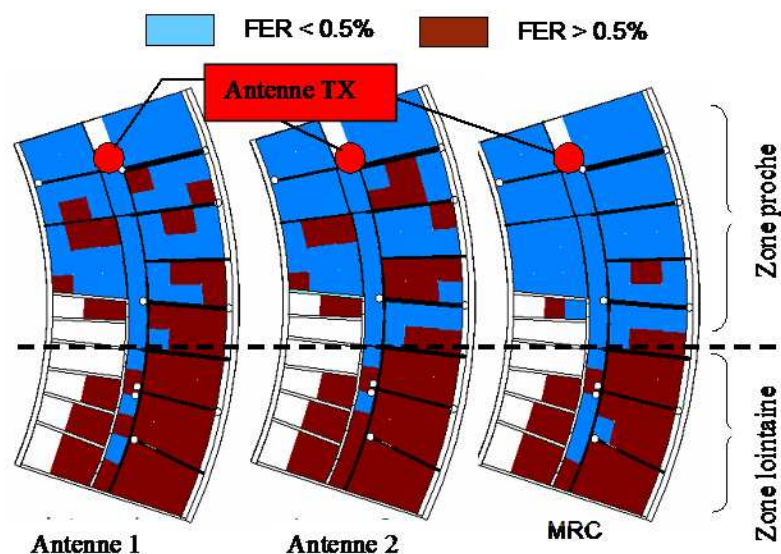


Figure. IV. 23 : Cartographie de FER des antennes 1 et 2 et du système de diversité MRC [IV.9]

Cette différence s'explique par le fait que contrairement à la zone éloignée, les SNR sont plus grands et les multitrajets sont plus nombreux dans la zone proche. Les cartographies de FER montrent également que des $FER < 0,5$ sont plus importants avec un signal combiné avec la technique MRC qu'avec les signaux reçus individuellement par chacune des deux antennes.

Pour $FER < 0,5$:

- ❖ Dans la zone proche, 70% de la surface est couverte par chacune des antennes 1 et 2 contre 92% en combinaison MRC. L'amélioration est alors de 22%.
- ❖ Sur toute la zone de test, 50% de la surface est couverte par chaque antenne contre 65% pour la combinaison MRC.

Les résultats de cette première campagne de mesures en milieu indoor sont représentés en termes de cartographies de SNR et de FER. L'interprétation de ces cartographies de SNR reçus par les antennes du système de réception et des taux d'erreur de trame (FER), montre que, de façon générale, la recombinaison des signaux (MRC) permet d'améliorer les liaisons sans fil.

IV.IV.B Deuxième campagne de mesures en milieu « indoor »

Pendant la première campagne de mesure, le système de réception était dans une position fixe à chaque instant. Cette disposition a nécessité un nombre important de points de mesure. Dans le but de simplifier le travail, le prototype à tester est monté sur bras rotatif piloté par un moteur. Le nombre de points de mesures passe ainsi de 90 à 7 comme représenté sur la Figure.IV.24.

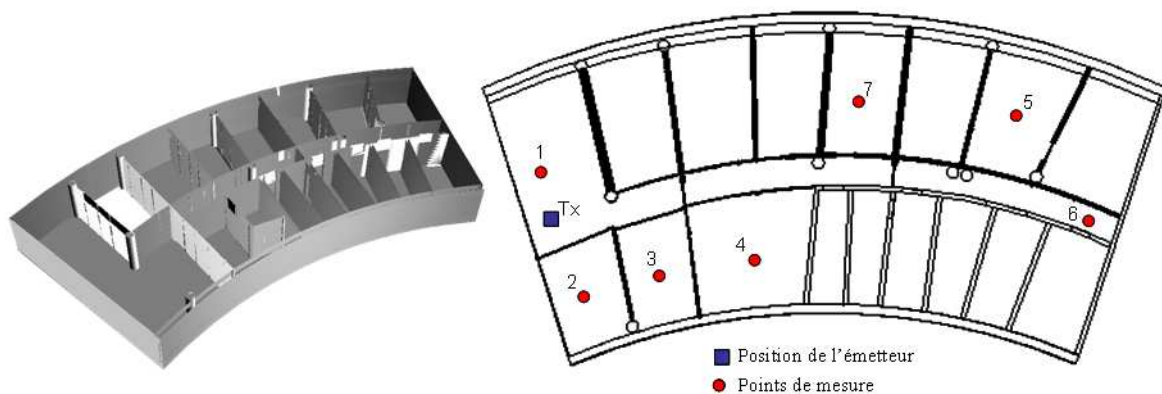


Figure. IV. 24 : L'environnement « indoor » avec une vue du point d'émission et des sept points de mesures

Le but principal de ce nouveau sous-paragraphe étant la détermination des gains de diversité effectifs, le prototype de référence à une antenne sera utilisé en plus du système des deux antennes découplées par insertion de fente.

La puissance du signal RF fournie par l'émetteur est égale à 10dBm après amplification et le débit est fixé à 1 Méga-symboles/s. Les signaux émis sont toujours modulés en QPSK. Le dispositif de réception est le même que celui qui a été utilisé lors de la deuxième campagne d'expérimentation en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM). Le pas de rotation est égal à 5° (mouvement de rotation dans le plan horizontal situé à 200 cm au-dessus du sol). Le système de réception est représenté sur la Figure.IV.25. A chaque position donnée du bras rotatif, 200 trames, soient symboles sont capturées. Ce nombre assez conséquent d'échantillons rend possible le tracé des courbes de densité de probabilités cumulées et le calcul des gains de diversité.

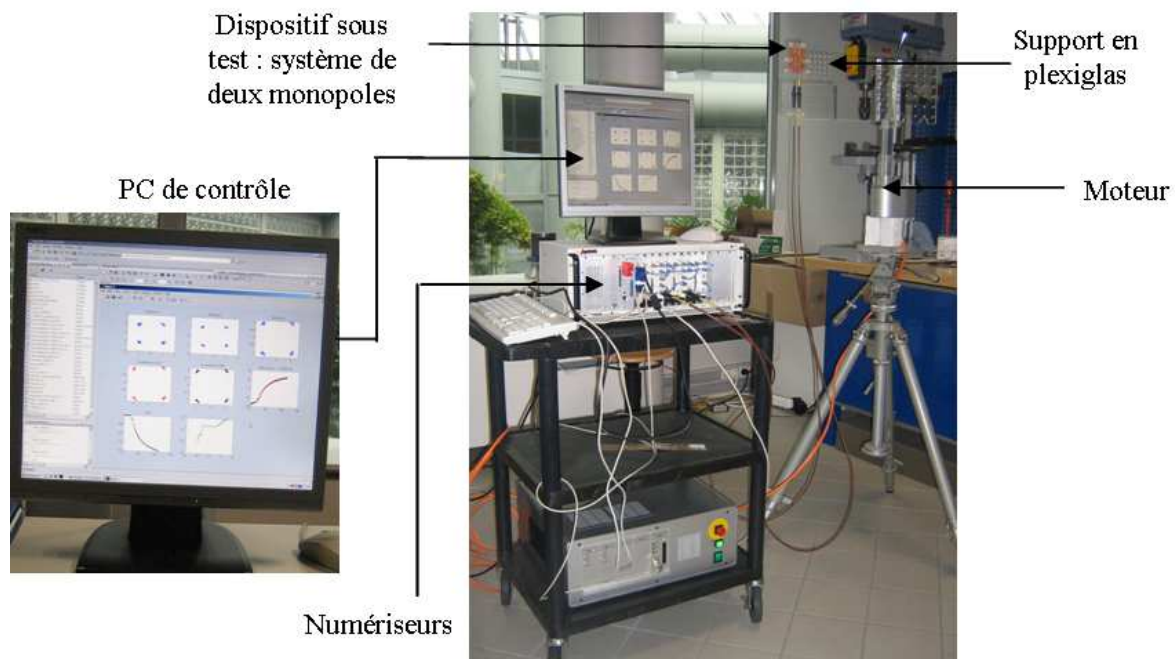


Figure. IV. 25 : Module de réception en un point de mesure de l'environnement « indoor »

Le post-traitement des données stockées permet de tracer les courbes de densité de probabilités cumulées et d'en déduire les gains de diversité effectifs et les taux d'erreur binaire et trames. Les courbes de densité probabilités cumulées tracées en utilisant l'ensemble des données obtenues aux 7 points de mesures sont représentées sur la Figure.IV.26. Cette figure est utilisée pour déterminer les gains de diversité effectifs avec les techniques de combinaison de signaux type EGC et MRC.

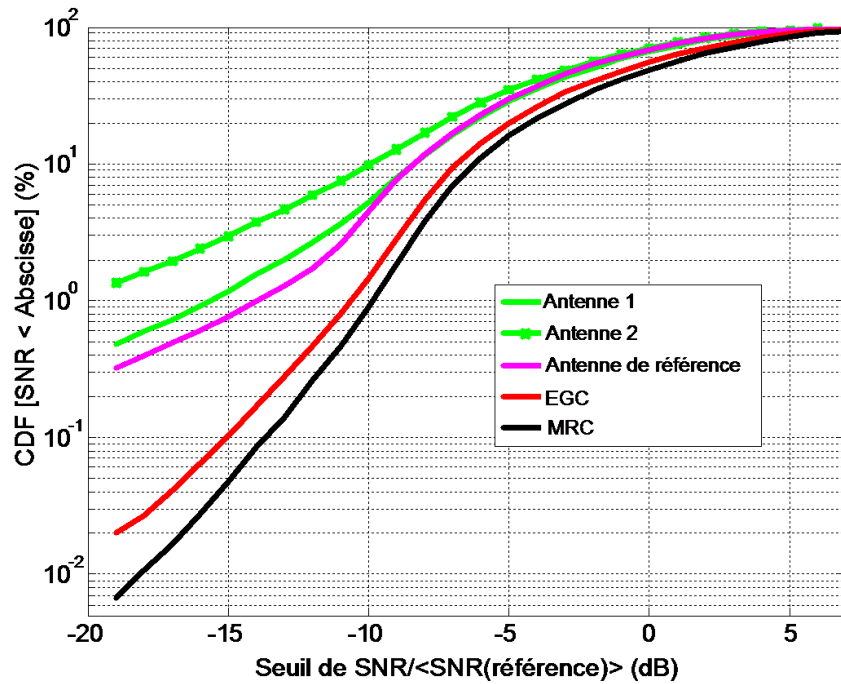


Figure. IV. 26 : courbes de densité de probabilités cumulées obtenues avec les résultats des sept points de mesure en canal « indoor »

Ces valeurs sont données dans le Tableau.IV.4. Encore une fois, les gains de diversité effectifs en recombinaison gain maximum (MRC) sont plus grands que ceux de la combinaison équi-gain (EGC). Cependant, l'écart entre les courbes EGC et MRC est plus important que les résultats obtenus sans estimation de canal. Cette augmentation de l'écart ne peut s'expliquer que par des erreurs d'estimation, notamment l'estimation d'amplitude des signaux reçus sur laquelle réside la différence entre les poids appliqués.

Tableau. IV. 4 : Gains de diversité effectifs en technique EGC et MRC en environnement « indoor »

	DG (1%)	DG (10%)
EGC	2,5 dB	1 dB
MRC	4 dB	2 dB

Les rapports signal sur bruit moyens des signaux combinés en technique EGC et MRC, des antennes 1 et 2 du système bi-antennaire avec fente de découplage et de l'antenne du système de référence sont répertoriés dans le Tableau.IV.5. Sont également répertoriés dans le même tableau, les taux d'erreurs binaire (BER) et les taux d'erreur par trame.

Tableau. IV. 5 : rapports signal sur bruit (SNR), taux d'erreur binaire (BER) et de trame (FER) en environnement « indoor »

	SNR moyen (dB)	BER	FER
Antenne 1	19,8	4.10^{-3}	$4,4.10^{-2}$
Antenne 2	19,1	9.10^{-3}	$8,3.10^{-2}$
Antenne de référence	19,5	2.10^{-3}	3.10^{-2}
EGC	21,1	5.10^{-4}	1.10^{-2}
MRC	21,9	3.10^{-4}	7.10^{-3}

A la lecture de ce tableau (Tableau.IV.5), les constats suivants sont faits :

- ❖ Les SNR moyens des signaux combinés sont plus grands que ceux des antennes individuelles. La technique MRC offre la valeur maximale
- ❖ Les taux d'erreur (binaire ou trame) faibles correspondent à ceux des séquences combinées en diversité. La technique du MRC est encore la plus performante.
- ❖ Encore une fois le SNR moyen de l'antenne de référence limite le seuil inférieur de l'abscisse.

Dans ce paragraphe, deux campagnes de mesures pour des applications de la diversité sont faites dans un ensemble de bureaux. Ces deux campagnes de mesures diffèrent par la procédure de mesures à la réception. Il s'agit d'expérimentations type « indoor » pour observer le comportement de la diversité d'antennes dans cet environnement.

La première série est faite avec un système de réception fixe en 90 points de mesures. Elle a permis de représenter une cartographie de SNR et de FER des signaux reçus par les deux antennes (prototype des deux antennes monopôles avec fente de découplage) et les signaux combinés en technique MRC. Les résultats obtenus montrent que l'amélioration apportée par la diversité est plus importante dans la zone proche de l'antenne émettrice que dans la zone lointaine à cause des SNR plus grands et d'un plus grand nombre de multi-trajets. Ils montrent également que sur toute l'étendue du domaine de mesures, la diversité permet d'améliorer nettement la qualité de la communication sans fil.

L'autre série d'expérimentations démontre aussi clairement que la diversité permet d'améliorer les communications sans fil dans cet environnement intérieur.

En effet, l'étude comparative des performances en diversité (antenne de référence comparée à la technique MRC) montre une amélioration en gain SNR de 42,45%, en gain BER de 85% et en gain FER de 76,6% malgré un gain de diversité effectif faible à cause d'un canal de propagation moins multi-trajets qu'en CRBM.

Les résultats obtenus dans les deux cas prouvent la faisabilité de la diversité avec un terminal dont l'espace alloué à l'antenne est très restreint.

Ces mesures sont faites en milieu intérieur. Il convient maintenant de faire d'autres études dans un contexte « outdoor » vers « indoor » afin d'observer le comportement du système de diversité dans ce canal.

IV.V MESURES DE PERFORMANCES EN DIVERSITE DANS UN CONTEXTE DE LIAISON MILIEU « OUTDOOR » VERS MILIEU « INDOOR »

Après les mesures faites à l'intérieur des locaux de XLIM sur le site de l'E.S.T.E.R Technopôle de Limoges, la prochaine étape est l'étude des performances en diversité dans un contexte « outdoor » vers « indoor ». Le site de l'espace technopôle de la ville de Limoges a été encore une fois retenu. Une vue de dessus des lieux est représentée sur la Figure.IV.27.

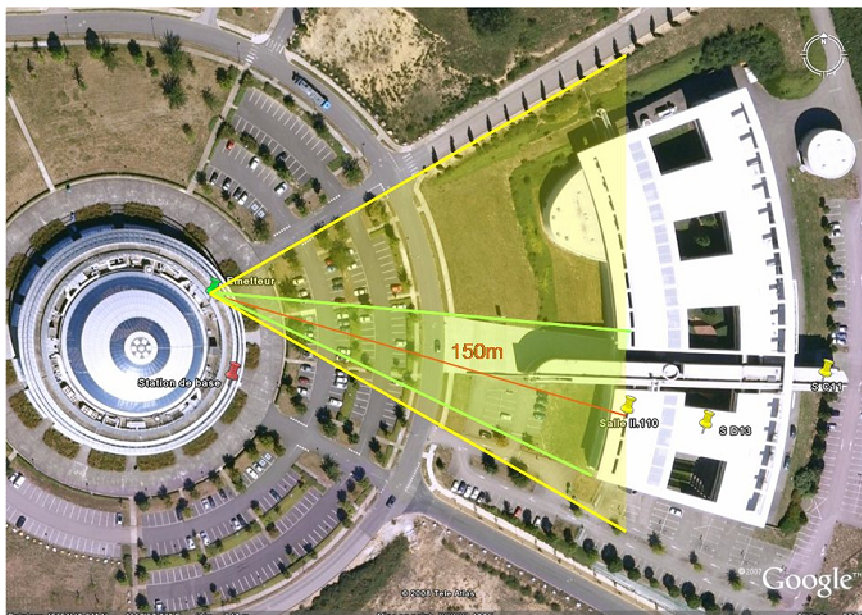


Figure. IV. 27 : Vue de-dessus des lieux de mesures, ESTER Technopôle à gauche et ENSIL à droite

L'antenne émettrice est une antenne patch (à deux accès pour l'excitation éventuelle de deux polarisations orthogonales) est disposée à l'une des fenêtres de la Technopôle de Limoges située à une hauteur de 7,35m par rapport au sol. Cette antenne et l'ensemble du module d'émission, plus un amplificateur de puissance (+30dB) et le générateur de signaux RF, sont représentés sur la Figure.IV.28. Le module de réception (voir Figure.IV.29) est placé dans une salle du bâtiment de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges (E.N.S.I.L) situé à 150m à vol d'oiseau du bâtiment où se situe l'antenne émettrice comme indiqué par la Figure.IV.27.

A la réception, les signaux sont d'abord amplifiés par un amplificateur LNA (+30dB) avant d'être numérisés par les modules PXI du récepteur.

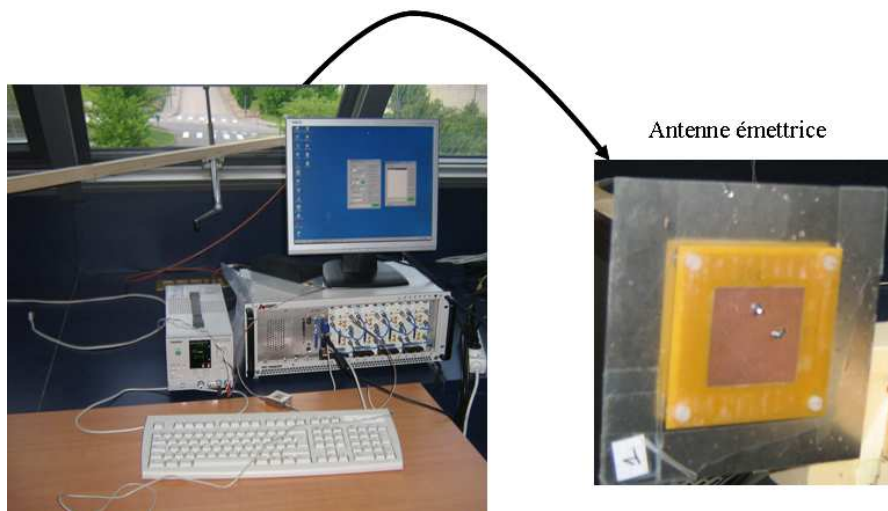


Figure. IV. 28 : Module et antenne d'émission

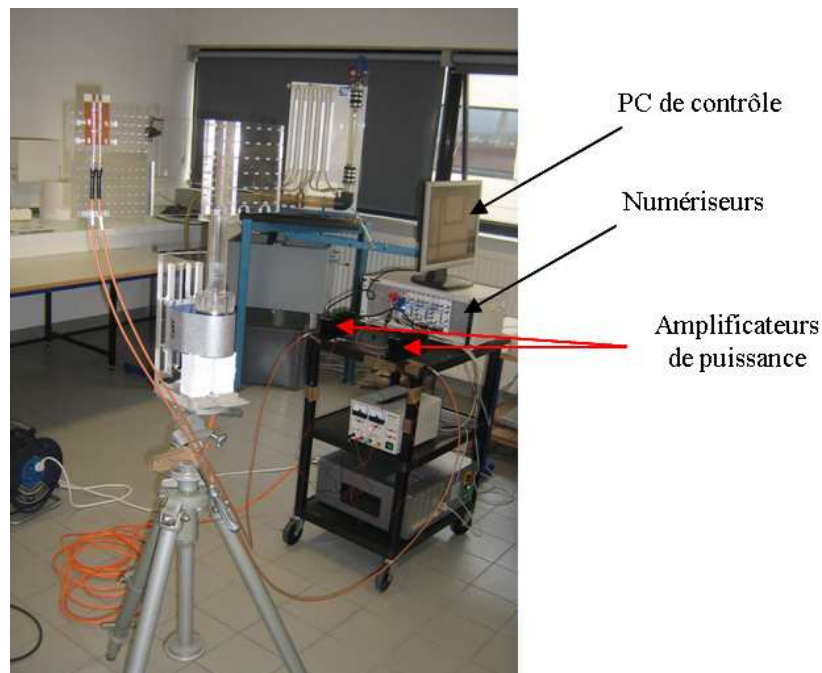


Figure. IV. 29 : Module de réception « indoor »

La position de l'antenne émettrice est fixe. Le schéma de la Figure.IV.30 montre deux salles de l'ENSIL (II.110, D.13) avec plusieurs points de mesures. Les mesures se feront aux points intérieurs représentés en couleur rouge (voir Figure.IV.30). La salle II.110 offre des conditions de visibilité directe alors que la salle D.13 ne l'offre pas. Elles seront qualifiées respectivement de LOS (Line Of Sight) et NLOS (Non Line Of Sight).

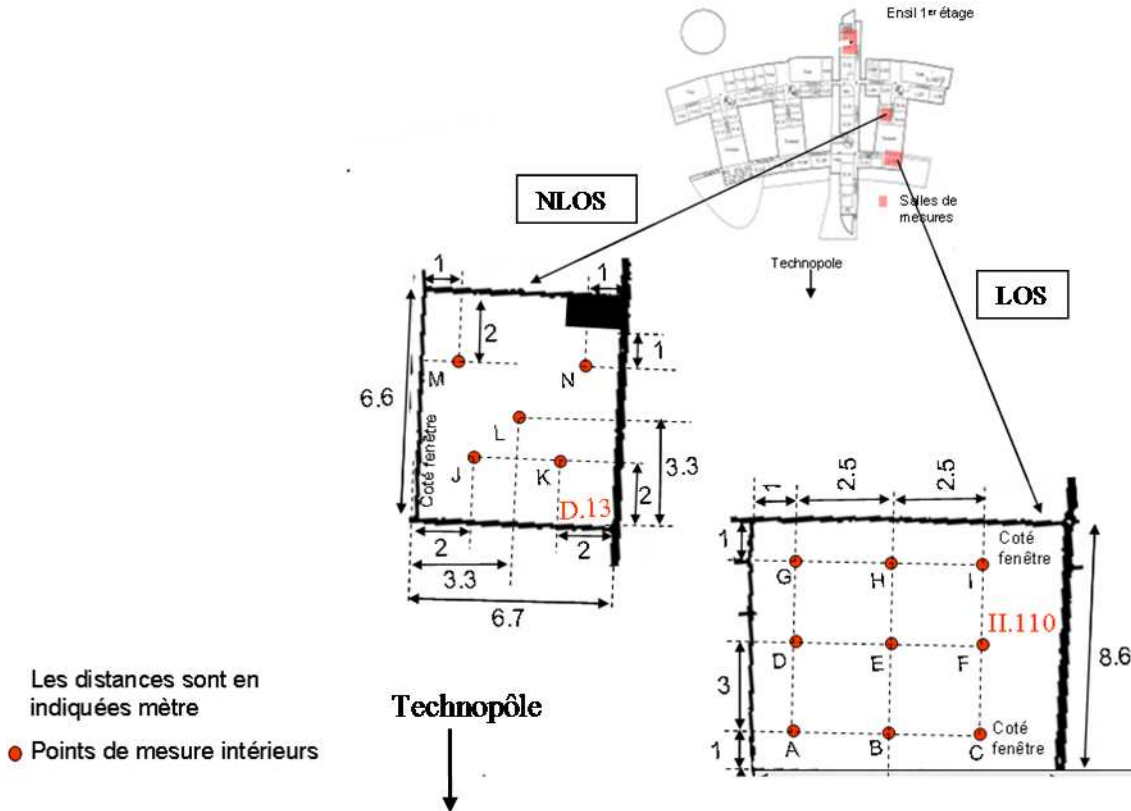


Figure. IV. 30 : Vue d'ensemble de tous les points de mesures dans les locaux de l'ENSIL

Le signal est toujours modulé en QPSK avec un débit binaire de 1 Méga-symboles/s et un taux de sur-échantillonnage $OSR = 8$. La puissance du signal RF émis (amplification comprise) est égale à 25dBm.

Dans les conditions de visibilité directe, les expérimentations sont faites en trois points différents de la salle II.110. Il s'agit notamment des points B, E et H. A chacun de ces points, les données reçues sont stockées pour être utilisées lors du post-traitement quasi-instantané. Elles ont permis de calculer des taux d'erreurs (binaire, trame) et de tracer les courbes de variation de densité de probabilités cumulées en fonction de SNR seuil normalisé.

Des mesures similaires sont refaites dans une autre salle où les conditions de non-visibilités directes (NLOS) sont remplies. Les nouvelles mesures sont faites en quatre points différents (K, L, M, J). De même, les données reçues sont de nouveau stockées et serviront au post-traitement pour le calcul des gains de diversité effectifs et des taux d'erreur.

Les courbes de densités de probabilités cumulées tracées avec l'ensemble des données recueillies dans chacune des deux salles sont tracées respectivement sur la Figure.IV.31 et la Figure.IV.32.

Visiblement, ces deux figures montrent qu'il existe une différence notable entre les courbes obtenues dans les deux salles. Encore une fois, les SNR moyens de l'antenne de référence (Tableau.IV.6 et Tableau.IV.7) déterminent le seuil minimum normalisé de l'abscisse. Elles sont utilisées pour calculer le gain de diversité effectif moyen dans chacune des salles. La faiblesse des SNR moyen dans les conditions NLOS ne permet pas de calculer des DG_{eff} à 1% de probabilités cumulées. Les résultats sont représentés dans le Tableau.IV.6. À la vue de ceux-ci, le gain de diversité effectif est plus grand en canal NLOS qu'en canal LOS. Cette remarque prouve que la diversité est d'autant plus intéressante que les conditions de multi trajets sont réunies.

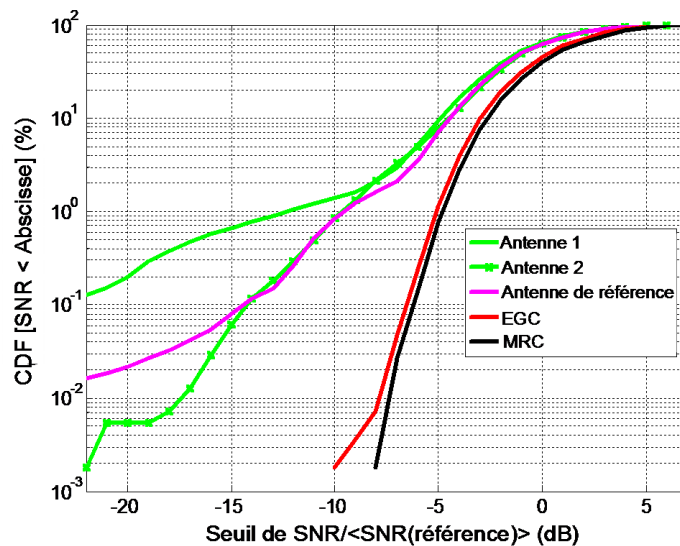


Figure. IV. 31: Courbes de densité de probabilités cumulées dans un contexte « outdoor » vers « indoor » type LOS

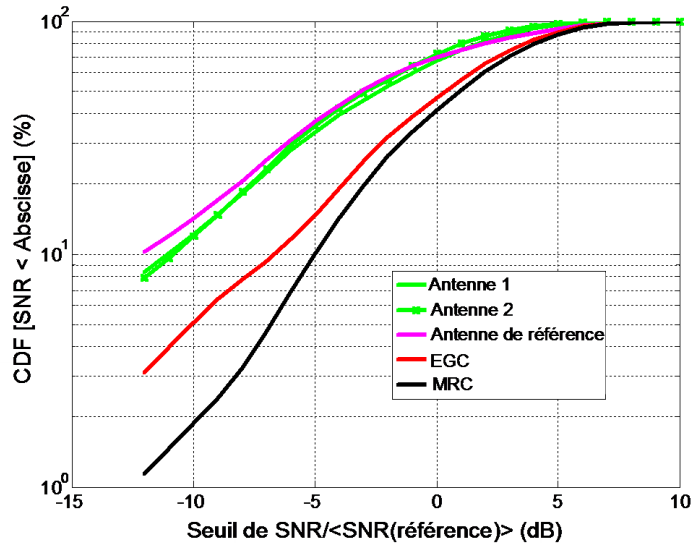


Figure. IV. 32: Courbes de densité de probabilités cumulées dans un contexte « outdoor » vers « indoor » type NLOS

Tableau. IV. 6 : Gains de diversité effectifs (DG)

	LOS		NLOS	
	DG (1%)	DG (10%)	DG (1%)	DG (10%)
MRC	4 dB	2 dB		7 dB

De même, les valeurs de SNR moyens et de taux d'erreur sont données dans le Tableau.IV.7 (cas LOS et NLOS).

Tableau. IV. 7 : Rapports signal sur bruit (SNR), taux d'erreur binaire (TEB) et de trame (FER) dans un contexte « outdoor » vers « indoor »

	LOS			NLOS		
	SNR moyen (dB)	TEB	FER	SNR moyen (dB)	TEB	FER
Antenne de référence	22,4	2.10^{-4}	1.10^{-3}	12,4	6.10^{-2}	0,4
EGC	23,6	0	0	14	2.10^{-2}	0,2
MRC	24	0	0	14,5	1.10^{-2}	0,14

Les valeurs données dans ce tableau montrent que :

- ❖ Dans une configuration spatiale donnée (LOS ou NLOS), le SNR moyen du signal combiné avec la technique MRC est le plus grand ; Il est légèrement supérieur au SNR combiné avec la technique EGC.
- ❖ D'une manière générale, le taux d'erreur (bits ou trames) est plus faible quand les techniques de diversité sont appliquées, et plus encore avec la combinaison MRC.
- ❖ En comparant le cas LOS au cas NLOS, il est à remarquer que les SNR moyens sont plus élevés dans le premier cas que dans le second. Parallèlement, les taux d'erreur (TEB, FER) sont respectivement plus faibles en condition LOS qu'en NLOS. Cette remarque s'explique par le fait qu'une augmentation du niveau moyen de signal permet de diminuer les risques d'erreurs.

Le schéma de la Figure.IV.33 récapitule les gains de performances en SNR, BER et FER de la combinaison MRC par rapport à l'antenne de référence dans les trois cas étudiés : chambre réverbérante à brassage de modes, « indoor », « indoor » vers « outdoor » (LOS+NLOS). Le débit est égal à 1 Méga-symboles/s.

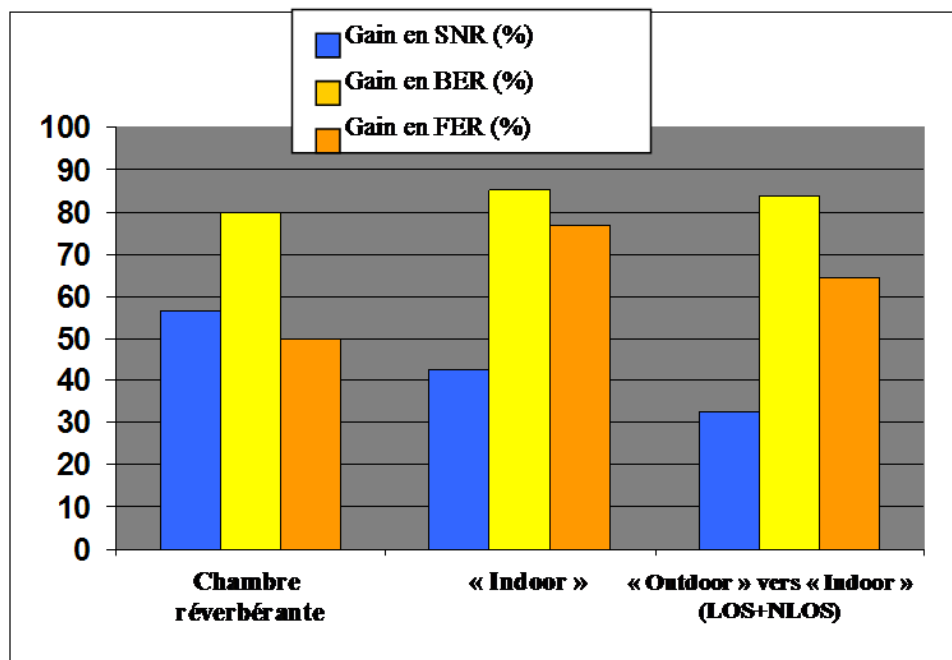


Figure. IV. 33 : Performances en diversité MRC dans les trois environnements différents (modulation QPSK, 1 Méga-symboles/s)

Les résultats montrent globalement que la diversité améliore beaucoup les performances des liaisons sans fil en canal maîtrisé CRBM et en environnement réel.

Elle permet entre autres d'enregistrer des améliorations de SNR moyen de 57% (CRBM), 43% (Indoor) et 33% (« indoor » vers « outdoor ») ; de BER de 80% (CRBM), 85% (Indoor) et 83% (« indoor » vers « outdoor ») et de FER de 50% (CRBM), 77% (Indoor) et 63% (« indoor » vers « outdoor »).

IV.VI CONCLUSION

Les mesures en diversité faites au Chapitre.III de ce manuscrit sont basées sur la génération et la réception d'une forme d'onde RF sans possibilité d'accéder aux informations sur les taux d'erreur (binaire, symboles et trames). Le fait de se servir d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV) pré-calibré permet de se passer de l'estimation du canal et du signal reçu par les antennes du système sous test. Les algorithmes de diversité sont directement appliqués aux coefficients de transmission récupérés par l'ARV. Emetteur et récepteur sont tous les deux connectés à l'ARV. Cette disposition complique les expérimentations en environnement réel où l'émetteur et le récepteur sont souvent très éloignés l'un de l'autre.

Il devenait indispensable de se munir d'un banc de test où les modules d'émission et de réception sont indépendants. C'est dans ce contexte que le banc de mesures pour communications numériques développé au sein de l'équipe OSA du laboratoire de Recherche XLIM s'est révélé très utile. Ce banc a permis de faire des études de diversité en mesurant le gain de diversité effectif et en analysant les performances de la liaison sans fil en terme de taux d'erreur (binaire et trame).

Une première campagne de mesures est faite en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) du laboratoire de Recherche XLIM. Le signal émis est d'abord généré à un débit binaire de 100 Kilo-symboles/s puis 1 Méga-symboles/s. Les résultats obtenus montrent que les performances en diversité (gain de diversité effectif) dépendent du débit binaire en canal sélectif en fréquence. Cette différence est expliquée par la sélectivité en fréquence du canal de propagation, phénomène qu'illustrent clairement les spectres émis et reçus des signaux. Les performances en diversité sont d'autant plus importantes que le débit binaire est faible.

Un débit binaire faible rapproche les conditions de mesures de celles d'une forme d'onde constante CW.

Le canal à l'intérieur d'une CRBM étant un canal maîtrisé statistiquement uniforme et isotrope, il a été jugé bon de faire d'autres types de mesures en environnement réel.

Deux autres séries de mesures sont donc réalisées dans un environnement « indoor » de type bureaux. Dans un premier temps, elles ont permis de dessiner une cartographie de SNR et de taux d'erreur trame (FER). La cartographie de SNR montre que la recombinaison des signaux pour des applications à la diversité d'antennes, notamment la technique MRC, permet d'améliorer significativement les performances des liaisons sans fil. Il en est de même de la cartographie de FER qui prouve que, contrairement aux signaux reçus par chaque antenne, les signaux combinés en MRC sont moins sujets à des erreurs. Dans un second temps, les mesures ont permis de tracer des courbes de densité de probabilités cumulées et de déterminer les gains de diversité effectifs.

Enfin, des expérimentations consistant à établir des liaisons type « outdoor » vers « indoor » sont réalisées. L'une est en condition visibilité directe (LOS) et l'autre en condition de non visibilité directe (NLOS). Il a été démontré que les risques d'erreur sont moins importants dans le premier cas que dans le second. Il a été constaté que le gain de diversité effectif est plus grand dans la condition de NLOS (environnement multi-trajets).

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE IV

- [IV.1] M. Mouhamadou, *Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives, applications à un système de communications sans fil haut débit*, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Septembre 2007
- [IV.2] A. Halder, A. Chatterjee, "Low-Cost Alternate EVM Test for Wireless Receiver System", Proceedings of the 23rd IEEE VLSI Test Symposium.
- [IV.3] G. Baudoin, *Radio-communications Numériques/1, Principes, modélisation et simulation*, Dunod, 2^e édition, 2003.
- [IV.4] M. D. McKinley, K. A. Remley, M. Myslinski, J. S. Kenney, D. Schreurs, B. Nauwelaers, "EVM Calculation for Broadband Modulated Signals", 64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, FL, pp. 45-52, Dec 2004.
- [IV.5] K. M. Gharaibeh, K. G. Gard, M. B. Steer, "Accurate Estimation of Digital Communication System Metrics- SNR, EVM and ρ in a Nonlinear Amplifier Environment",
- [IV.6] R. A. Shafik, M. S. Rahman, A. R. Islam, "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics", 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering, ICEC E 2006, 19-21 December 2006, Dhaka, Bangladesh
- [IV.7] S. A. Chakra, "*La Boucle Locale Radio et la Démodulation Directe de signaux larges bandes à 26GHz*", Thèse de Doctorat, Télécom Paris, ENST, P.44.
- [IV.8] P. F. Morlat, X. Gallon, G. Villemaud, J. M. Gorce, "Measured Performances of a SIMO multi-standard receiver", 2nd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, Edinburgh, UK, November 11-16 2007.
- [IV.9] C. Decroze, D. Carsenat, M. Mouhamadou, C. Tounou, S. Reynaud, T. Monédière, "Measurement of Antenna diversity Performances on a compact wireless device in real environment", IEEE International Symposium on Antennas and propagation", July 2008, San Diego, U.S.A

CHAPITRE. V : DIVERSITE ET RECONFIGURATION DE DIAGRAMMES D'ANTENNES

V.I INTRODUCTION

Reconfigurer une antenne ou un réseau d'antennes consiste à adapter dynamiquement un ou plusieurs paramètres qui lui sont liés de façon à ce qu'elle ou il garde un mode de fonctionnement optimum. Selon le paramètre antennaire, la notion de reconfiguration est de trois ordres : fréquence, polarisation et diagramme.

La reconfiguration de fréquence consiste à adapter la fréquence de résonance de l'antenne de façon à ce que ses caractéristiques d'adaptation et d'efficacité soient bien conservées. Elle peut s'appliquer aux terminaux mobiles et aux badges RFID dans la mesure où la fréquence de l'élément rayonnant change constamment à cause de son environnement proche (main et tête de l'utilisateur, etc.....). Des solutions ont été trouvées par association de composants de commutation (comme des diodes PIN par exemple) à l'antenne, ce qui lui permet de s'auto-adapter [V.1]. Cependant, cette solution présente certains inconvénients. En effet, l'insertion de composants de commutation est complexe et coûteux. Ce nouveau développement peut être contourné en utilisant des antennes passives. Mais ces types d'antennes ont une bande passante étroite très sensible aux tolérances de fabrication et elles nécessitent un filtrage pour supprimer le bruit qu'elles captent et sont difficilement miniaturisables [V.1].

La reconfiguration en polarisation permet d'adapter constamment la polarisation d'une antenne. Les ondes émises étant souvent dépolarisées par leurs passages dans le canal de propagation, cette solution permet d'améliorer la qualité de la liaison.

Enfin, la reconfiguration de diagramme offre une adaptation dynamique du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes. A chaque antenne du réseau est appliquée une pondération de phase ou/et d'amplitude. La reconfiguration de diagramme sert à la formation de faisceaux pour des applications spécifiques. Il faut donc disposer d'un système possédant au moins deux accès pour son application.

Parallèlement, les techniques de diversité d'antennes ont été largement abordées dans les chapitres précédents. Il est à rappeler que la diversité d'antennes consiste à utiliser un système

multi-antennaires. Elle utilise l'espace entre les antennes, la différence de leurs polarisations et/ou de leurs diagrammes pour lisser le signal résultant de la recombinaison des signaux sur chaque accès. Sur la Figure.V.1 est représenté le schéma synoptique général d'un système de diversité avec deux antennes. Elle montre que le signal à la sortie du combineur n'a pas autant de points d'évanouissement que ceux qui ont été reçus par les antennes.

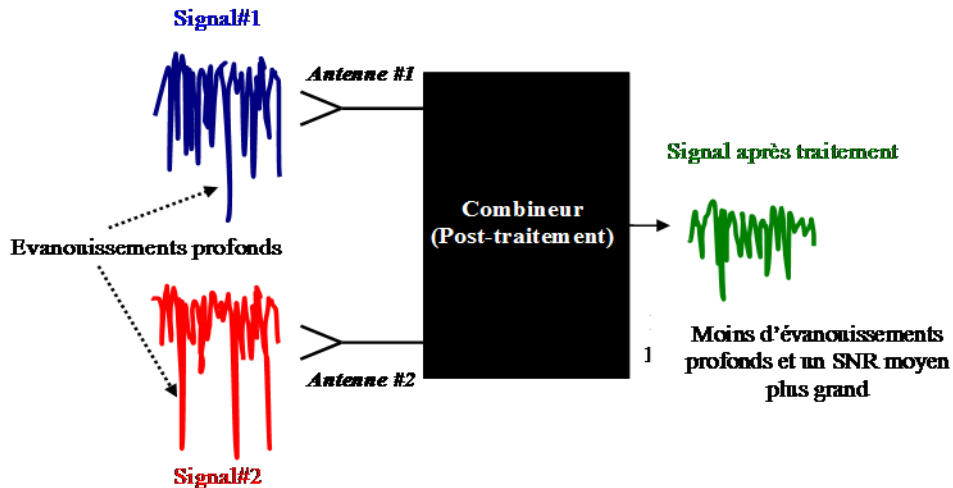


Figure. V. 1 : Schéma synoptique d'une structure de base de diversité d'antennes.

Ce lissage est le résultat d'un post-traitement basé sur les techniques de commutation (sélection, switch) ou de sommation (EGC, MRC) et qui consiste à lutter contre les évanouissements profonds. Les techniques de commutation sont basées sur des critères de décision en choisissant entre les rapports signal sur bruit (SNR) de tous les accès. Les techniques de sommation utilisent tous les SNR en les combinant. L'idée de base est de considérer un système multi-accès (multi-antennes) comme une antenne unique équivalente. Si les poids appliqués varient, alors le diagramme de rayonnement sera également dynamique.

De part leurs définitions respectives, la reconfiguration de diagrammes et la diversité d'antennes semblent remplir le même rôle : partir d'un système à plusieurs accès et en faire une antenne unique ayant un diagramme de rayonnement variable dans le temps.

Dans la suite de ce chapitre, il sera question de montrer la dépendance temporelle du rayonnement des diagrammes formés après application des techniques de combinaison. Cette étude sera analysée principalement avec la technique du MRC (Maximal Ratio Combining). Ainsi une démonstration analytique sera présentée avec la technique MRC et plusieurs exemples viendront démontrer l'agilité en diagramme du système de diversité.

V.II TECHNIQUES DE COMMUTATION : SELECTION ET SWITCH

Soit un réseau de K -antennes, $K \in \mathbb{N} - \{0,1\}$. Avec la technique de commutation, le SNR à la sortie du combineur est égale à celui d'une des antennes. Lorsque la sélection est utilisée, le commutateur scrute constamment tous les accès du système de façon à choisir celui qui a le SNR maximum. Par contre, avec le switch, il faut définir au préalable un seuil de SNR et l'accès choisi est le premier dont le SNR est plus grand (sans pour autant être le maximum). Deux cas peuvent se présenter : le réseau est composé d'antennes ayant des rayonnements différents ou identiques.

Lorsque les rayonnements des antennes sont différents et puisque la commutation est une technique de décision, le SNR et le signal à la sortie du combineur à un instant donné sont ceux d'une des antennes. A cet instant précis, le diagramme de rayonnement du système de diversité est le même que celui de l'antenne choisie. Donc, le choix d'une antenne ou d'une autre détermine le rayonnement du système : c'est la reconfiguration de diagramme d'antennes.

De même, si les rayonnements intrinsèques associés aux accès sont identiques en module, ils ne le sont pas forcément en phase. Le rayonnement ayant une nature complexe, ils sont rigoureusement différents. Cette différence est exploitable en diversité de commutation, l'antenne choisie n'étant pas toujours la même.

De plus, dans le contexte des terminaux portables où les antennes sont constamment sous l'influence du couplage mutuel et de leur environnement proche, quels que soient leurs rayonnements intrinsèques, les champs rayonnés associés aux accès sont forcément différents : la diversité avec la technique de commutation se présente toujours comme une forme de reconfiguration de diagramme.

V.II TECHNIQUE DE SOMMATION : CAS DE LA RECOMBINAISON GAIN MAXIMUM (MRC)

De nouveau, soit le réseau de K -antennes ; $K \in \mathbb{N} - \{0,1\}$. Lorsque la diversité utilise une technique de sommation (EGC ou MRC), à chaque accès du système antennaire est associée une chaîne de réception. Cette chaîne permet d'estimer le signal reçu par chaque accès, et d'appliquer les pondérations nécessaires. L'application de poids aux accès du système modifie le rayonnement de chaque antenne et l'adapte à l'environnement. Cette technique contribue à adapter constamment le rayonnement global du système.

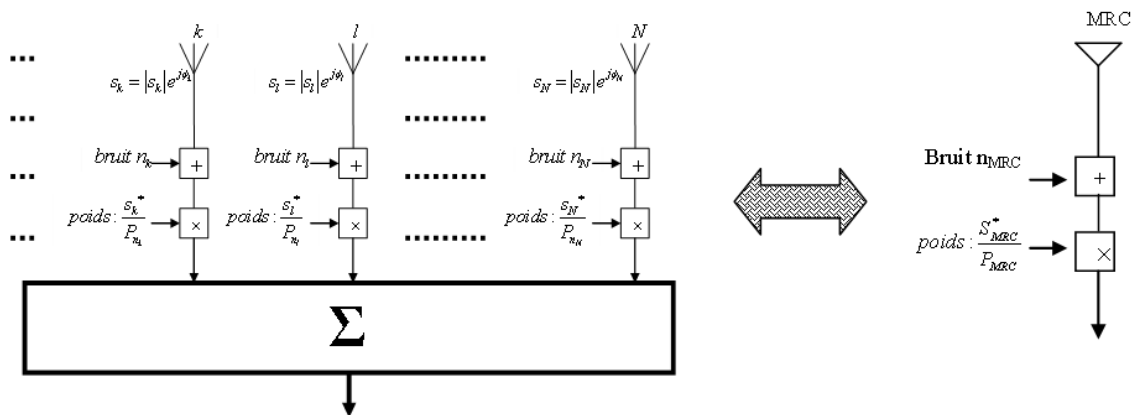


Figure. V. 2 : Système multi-antennes pondérées en MRC et son équivalent dit « antenne MRC ».

Comme représenté sur la Figure.V.2, au système multi-antennaires peut être substitué une antenne unique (antenne MRC) ayant le même signal à sa sortie.

Il faut rappeler que le signal reçu par une antenne est le produit de convolution du signal émis et de la fonction de transfert du canal de propagation qui est assimilable à un filtre spatio-temporel. Il a été rappelé (chapitre I) qu'il existe deux types de bruits : les bruits multiplicatifs et les bruits additifs. Les bruits multiplicatifs (perte de puissance avec la distance, effets de masque et évanouissements de Rayleigh sont pris en compte dans la densité de distribution des angles d'arrivée [V.2, P.17] (confère Chapitre I, paragraphe I.III) et donc dans le signal reçu par l'antenne. Les bruits additifs (bruits ambiants, bruits thermiques, etc...) peuvent-être gaussiens ou non. Les bruits thermiques qui sont les plus significatifs sont du type bruit blanc additif gaussien (additif white Gaussian noise : AWGN). Dans la suite, toute référence au bruit équivaldra au bruit additif, et spécialement au bruit AWGN.

Pour des applications de diversité basées sur la technique MRC (Maximal Ratio Combining), le poids appliqué à chaque signal est proportionnel au complexe conjugué du signal estimé et inversement proportionnel au bruit AWGN [V.3].

Il a été démontré que, dans ces conditions, le SNR à la sortie du combineur est égal à la somme des SNR calculés avec le signal reçu par chaque antenne, soit [V.3] :

$$SNR_{MRC}(t) = \sum_{k=1}^K SNR_k(t) \quad (V. 1)$$

Sur un terminal mobile, les chaînes de réception associées aux accès individuels sont identiques. Par conséquent, les puissances moyennes des bruits AWGN qu'ils génèrent sont également identiques. Dans ce cas, l'antenne fictive MRC qui pourrait se substituer au système de diversité aura le même bruit AWGN. L'équation (V. 1) devient alors :

$$|S_{MRC}(t)|^2 = \sum_{k=1}^K |S_k(t)|^2 \quad (V. 2)$$

Le signal $S_k(t)$ associé à une antenne "k" est donné par [V.3, P.] :

$$S_k(t) = \int \tilde{E}_k(\Omega) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \quad (V. 3)$$

Où $\tilde{E}_k(\Omega)$ est le champ complexe rayonné par l'accès "k" et $\tilde{A}(\Omega, t)$ la densité de distribution des angles d'arrivée (AOA) à l'instant "t" dans le canal de propagation.

Ce signal complexe peut se réécrire en écriture exponentielle sous la forme :

$$S_k(t) = |S_k(t)| e^{j\varphi_k(t)} \quad (V. 4)$$

Avec $|S_k(t)|$ et $\varphi_k(t)$ comme le module et la phase du signal $S_k(t)$ à l'instant "t".

En combinant adéquatement les équations (V. 3) et (V. 4), le module du signal $S_k(t)$ peut se mettre sous la forme :

$$|S_k(t)| = e^{-j\varphi_k(t)} \int \tilde{E}_k(\Omega, t) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \quad (V. 5)$$

En désignant par $S_{MRC}(t)$ le signal qu'aurait reçu l'antenne MRC équivalente, et par analogie avec l'équation (V. 5), son module est donné par :

$$|S_{MRC}(t)| = e^{-j\varphi_{MRC}(t)} \int \tilde{E}_{MRC}(\Omega, t) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \quad (V. 6)$$

Où $\tilde{E}_{MRC}(\Omega)$ représente le champ rayonné par cette antenne MRC et $\varphi_{s_{MRC}}(t)$ la phase du signal qu'il aurait reçu.

L'équation (V.2) devient :

$$\left[e^{-j\varphi_{s_{MRC}}(t)} \int \tilde{E}_{MRC}(\Omega, t) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \right]^2 = \sum_{k=1}^K \left[e^{-j\varphi_{s_k}(t)} \int \tilde{E}_k(\Omega, t) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \right]^2 \quad (V.7)$$

En dérivant les deux membres de l'égalité de cette équation par rapport l'angle solide Ω , le rayonnement complexe normalisé instantané du signal MRC est déduit sous la forme:

$$\tilde{E}_{MRC}(\Omega, t) = \frac{1}{\tilde{A}(\Omega, t)} \frac{d \left(\sqrt{\sum_{k=1}^K \left[e^{j(\varphi_{s_{MRC}}(t) - \varphi_{s_k}(t))} \int \tilde{E}_k(\Omega) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \right]^2} \right)}{d\Omega} \quad (V.8)$$

Et l'équation (V.8) conduit à :

$$\tilde{E}_{MRC}(\Omega, t) = \frac{1}{\tilde{A}(\Omega, t)} \frac{\sum_{k=1}^K e^{j2(\varphi_{s_{MRC}}(t) - \varphi_{s_k}(t))} \tilde{E}_k(\Omega) \tilde{A}(\Omega, t) \int \tilde{E}_k(\Omega) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega}{\sqrt{\sum_{k=1}^K \left[e^{j(\varphi_{s_{MRC}}(t) - \varphi_{s_k}(t))} \int \tilde{E}_k(\Omega) \tilde{A}(\Omega, t) d\Omega \right]^2}} \quad (V.9)$$

Puis à :

$$\tilde{E}_{MRC}(\Omega, t) = \frac{\sum_{k=1}^K e^{j2(\varphi_{s_{MRC}}(t) - \varphi_{s_k}(t))} \tilde{E}_k(\Omega) S_k(t)}{\sqrt{\sum_{k=1}^K \left[e^{j(\varphi_{s_{MRC}}(t) - \varphi_{s_k}(t))} S_k(t) \right]^2}} \quad (V.10)$$

Finalement, l'équation (V.10) se simplifie sous la forme :

$$\tilde{E}_{MRC}(\Omega, t) = e^{j\varphi_{s_{MRC}}(t)} \sum_{k=1}^K \left\{ \frac{s_k^*(t)}{\sqrt{\sum_{p=1}^K |s_p(t)|^2}} \right\} \tilde{E}_k(\Omega) \quad (V.11)$$

Où p est un entier non nul.

Il est à rappeler qu'en diversité, avec les techniques de sommation en général et le MRC en particulier, tous les signaux sont remis en phase.

La phase du signal combiné avec la technique MRC ($\varphi_{s_{MRC}}(t)$) est égale à celle de chaque accès après pondération. Il est simple de la considérer comme étant égale à zéro, et dans ce cas, le gain de l'antenne MRC est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{E}_{MRC}(\Omega, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \tilde{E}_k(\Omega) \\ a_k(t) = \left\{ \frac{s_k^*(t)}{\sqrt{\sum_{k=1}^K |s_k(t)|^2}} \right\} \end{array} \right. \quad (V. 12)$$

L'équation (V. 12) montre que le gain du champ rayonné par l'antenne fictive MRC est une somme pondérée des rayonnements de toutes les antennes du système de diversité. Les poids ($a_k(t)$) appliqués aux accès vérifient la condition :

$$\sum_{k=1}^K |a_k(t)| = 1 \quad (V. 13)$$

Dans la suite, et pour illustrer la notion de reconfiguration de diagrammes de rayonnement de systèmes multi-antennaires en technique MRC, il sera considéré un réseau de K antennes identiques régulièrement espacées suivant l'axe (Oy) d'une distance D telle que $D/\lambda = 0,5$ comme représenté sur la Figure. V.3. Ce réseau linéaire sera placé dans un canal multi-trajets ou non et la forme du diagramme de rayonnement sera déterminée par l'équation (V. 12).

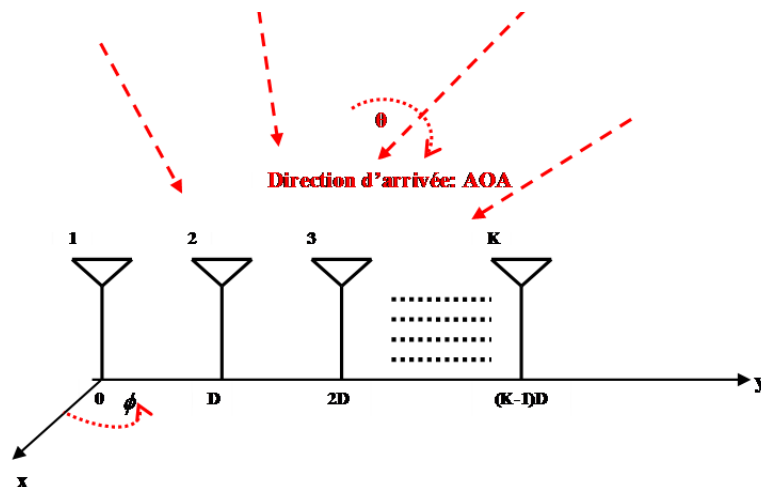


Figure. V. 3 : Réseau de K antennes identiques dans un canal multi-trajets.

V.III.A Canal de propagation décrit par un rayon unique

Dans cette approche, l'environnement n'est pas un canal de propagation multi-trajets. L'angle d'arrivée (AOA) est représenté par un rayon unique dans le plan du réseau, c'est-à-dire le plan (yOz) comme représenté sur la Figure.V.4. La distance de séparation entre deux antennes consécutives est égale à $0,5\lambda$.

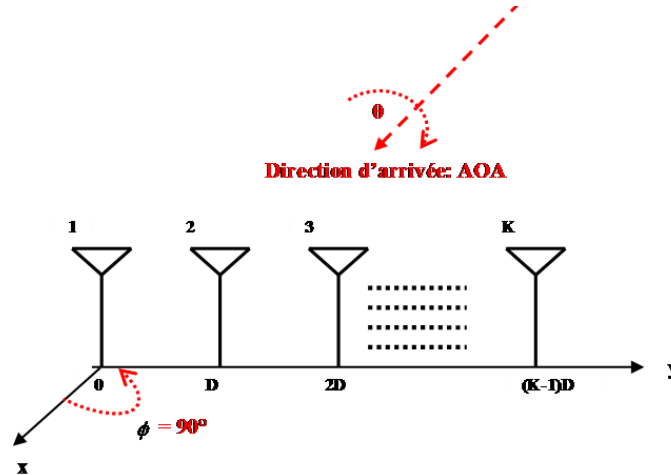


Figure. V. 4 : Système de “K” antennes identiques régulièrement espacées de “D” suivant l’axe (Oy).

Différentes catégories d’antennes de base sont utilisées pour constituer les réseaux. Elles sont utilisées pour les études afin de vérifier l’interprétation de la diversité (combinaison MRC) comme étant une forme de reconfiguration de diagramme.

Dans un canal de propagation donné, les signaux reçus par les antennes dans cet environnement sont calculés à partir du programme Matlab du Chapitre II.

Ils sont ensuite utilisés pour calculer les pondérations MRC à appliquer aux différents accès du réseau. L’application effective de ces pondérations aux accès, donc aux rayonnements d’antennes permet de reformer continuellement le diagramme de l’antenne MRC.

V.III.A.1 Réseau linéaire de huit antennes omnidirectionnelles

Le nombre total d’antennes est égale à 8. Le diagramme de rayonnement G_k de l’antenne k est donné par :

$$G_k(\theta, \phi) = \exp(j \cdot \varphi_k) \quad (\text{V. 14})$$

Avec $\varphi_k = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot D \cdot (k-1) \cdot \sin(\theta) \cdot \sin \phi$, la phase de l’antenne k , $1 \leq k \leq K$.

Dans cette équation, D est la distance de séparation entre deux antennes consécutives, λ est la longueur d'onde, θ et ϕ sont les coordonnées sphériques.

En effet, le module des antennes isotropes dans toutes les directions de l'espace sont toujours égaux à 1. Les gains d'une antenne omnidirectionnelle dans les plans d'élévation $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$ sont représentés sur la Figure.V.5 et le gain dans le plan $\theta=90^\circ$ est représenté sur la Figure.V.6. Ces deux figures font bien apparaître l'isotropie dans les trois plans.

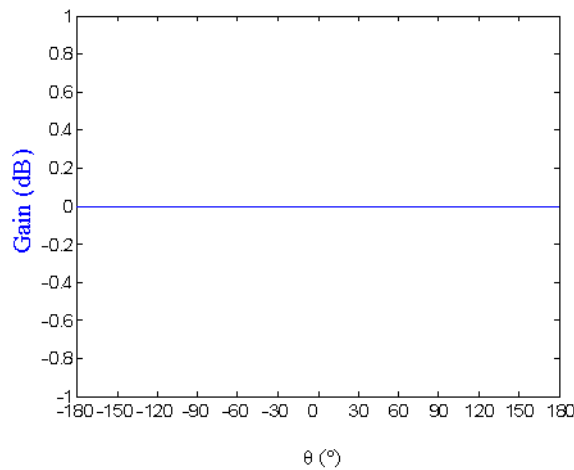


Figure. V. 5 : Gain d'une antenne isotrope, plan $\phi=0^\circ$ et plan $\phi=90^\circ$.

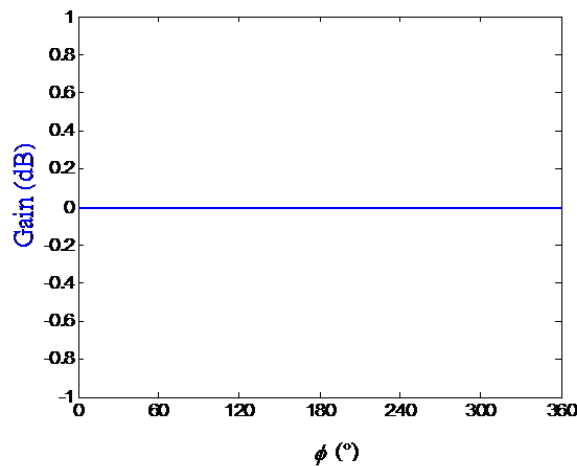


Figure. V. 6 : gain d'une antenne isotrope, plan $\theta=90^\circ$.

Les angles d'arrivée sont représentées par un rayon incident dans le plan du réseau ($\phi=90^\circ$). L'étude est faite pour quatre angles d'élévation : $\theta=20^\circ$, $\theta=40^\circ$, $\theta=60^\circ$ et $\theta=90^\circ$.

La Figure.V.7 représente les courbes de variations des densités de distribution d'AOA et des gains MRC.

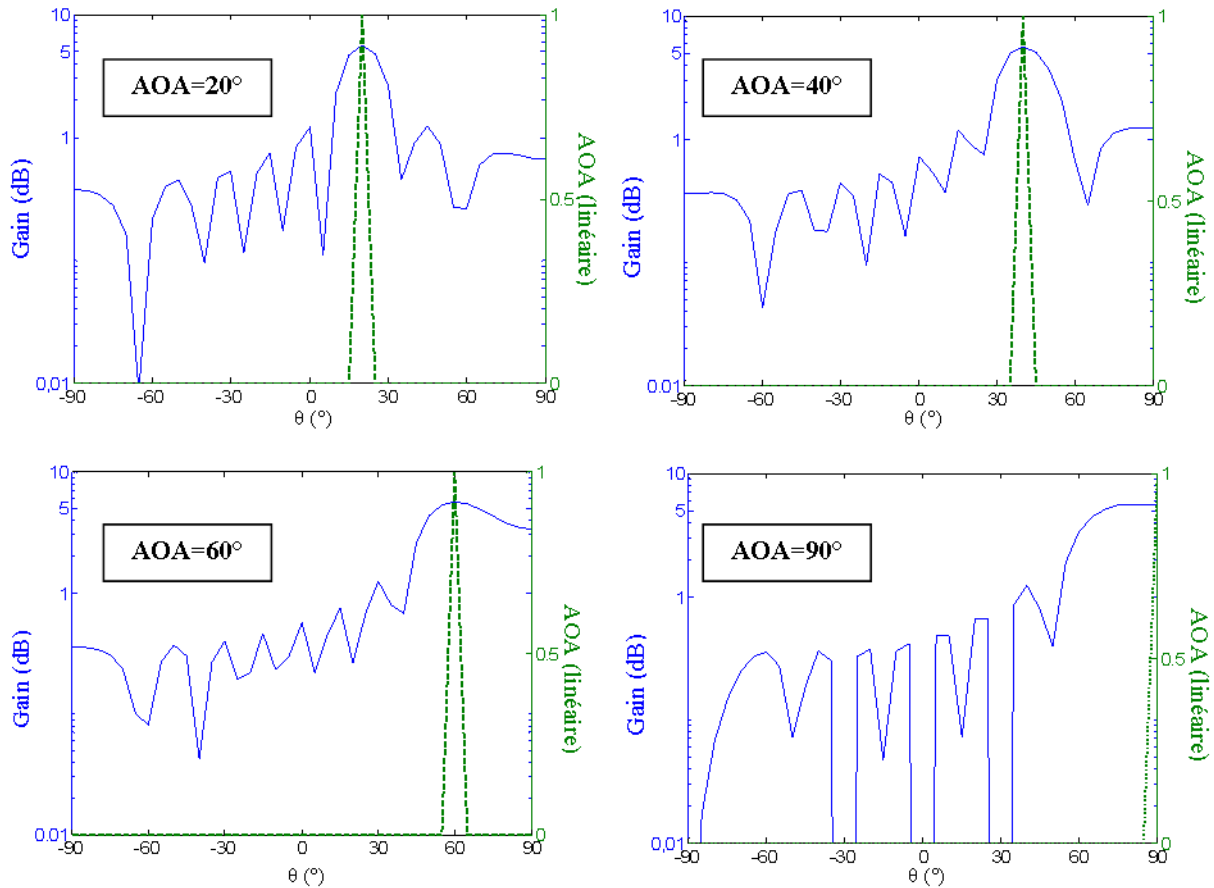


Figure. V. 7 : Gain de l'antenne MRC fictive obtenu avec un système de huit antennes omnidirectionnelles et un canal de propagation représenté par un rayon incident unique. Représentation dans le plan du réseau et de l'angle d'arrivée ($\phi = 90^\circ$)

Les courbes de cette figure montrent que dans le cas d'un rayon unique, le diagramme MRC est directif et le lobe de rayonnement se forme dans la direction d'arrivée (AOA) du rayon.

Elles montrent surtout que le gain varie d'une configuration d'AOA à une autre. Le diagramme de champ se forme en fonction de l'onde incidente : c'est la preuve que l'antenne MRC est reconfigurable en diagramme.

V.III.A.2 Réseau de huit antennes identiques de gain intrinsèque en « cosinus »

L'étude faite dans ce paragraphe est identique à celle du paragraphe V.III.A.1. à la différence que les antennes ne sont plus isotropes.

Le nombre total d'antennes du réseau linéaire est $K=8$. En considérant que l'antenne disposée à l'origine du repère a une phase nulle, le rayonnement G_k de l'antenne k est donné par :

$$G_k(\theta, \phi) = |\cos(\theta)| \exp(j \cdot \varphi_k) \quad (\text{V. 15})$$

Avec $\varphi_k = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot D \cdot (k-1) \cdot \sin(\theta) \cdot \sin \phi$

Où D est la distance de séparation entre deux antennes consécutives, θ et ϕ les coordonnées sphériques.

D'une part, les gains intrinsèque des antennes « cosinus » dans les plans $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ sont représentés sur la Figure.V.8. D'autre part, le gain dans le plan azimutal est représenté sur la Figure.V.9.

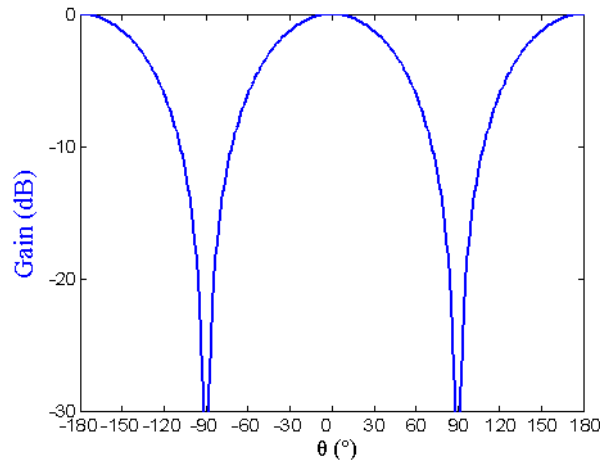


Figure. V. 8 : Gain de l'antenne « cosinus », plan $\phi=0^\circ$, plan $\phi=90^\circ$

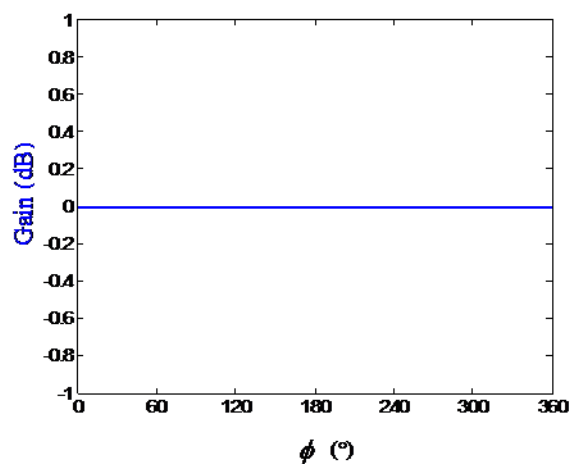


Figure. V. 9 : Gain de l'antenne « cosinus », plan $\theta=0^\circ$

Encore une fois, le système est placé dans un canal de propagation représenté par un rayon unique dans le plan ($\phi=90^\circ$) à quatre instants différents auxquels correspondent les directions ($\theta=20^\circ$, $\theta=40^\circ$, $\theta=60^\circ$ et $\theta=90^\circ$). Cette opération a permis de déterminer les gains des antennes MRC aux quatre instants précités. Les courbes représentatives des gains calculés et des AOA dans le plan (yOz) sont représentées sur la Figure.V.10.

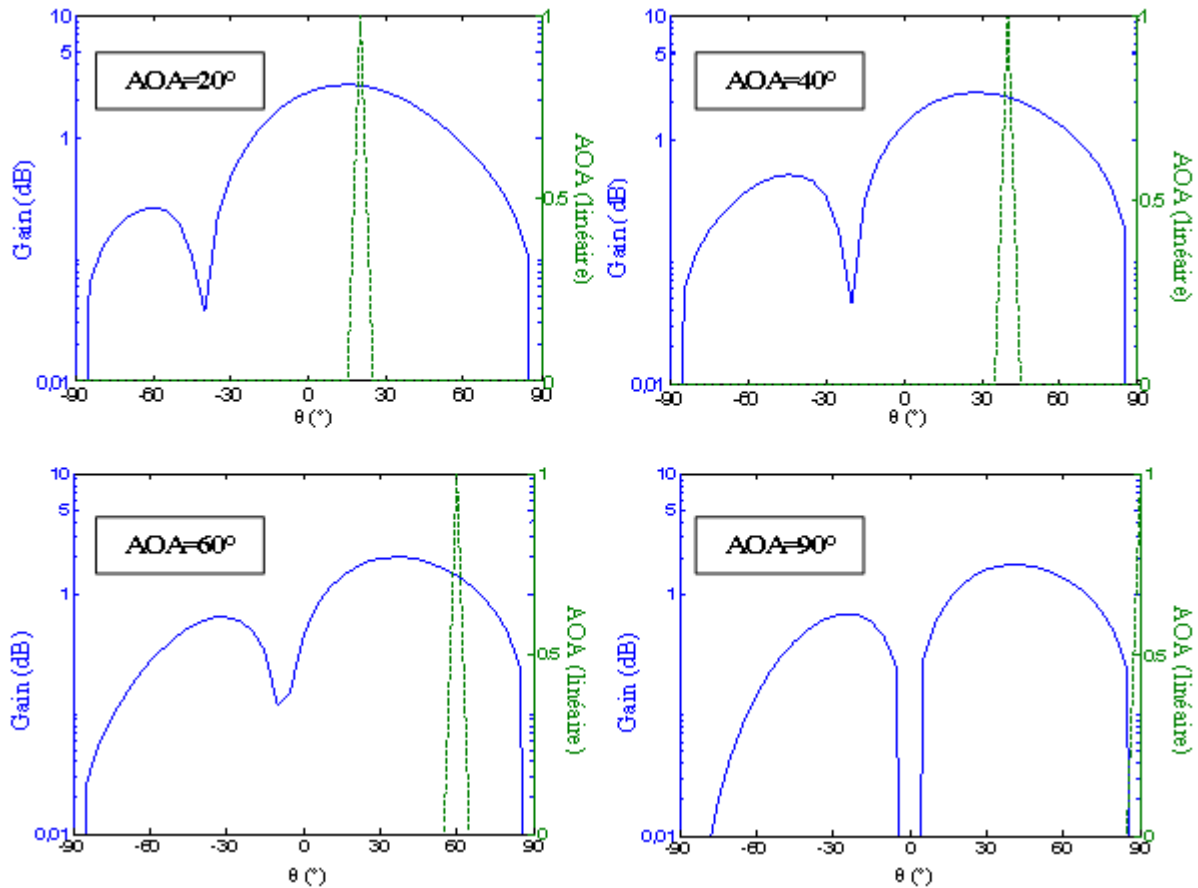


Figure. V. 10: Gain de l'antenne MRC fictive obtenu avec un système de huit antennes de gains intrinsèques en « cosinus » et un canal de propagation représenté par un rayon incident unique. Représentation dans le plan du réseau et de l'angle d'arrivée ($\phi=90^\circ$)

Le premier constat est que le gain de l'antenne MRC varie en fonction de l'angle d'arrivée, donc du temps. Ce constat confirme l'analyse selon laquelle appliquer la technique de diversité MRC à un système à plusieurs accès n'est qu'une autre forme de reconfiguration de rayonnement.

Cependant, contrairement au paragraphe V.III.A.1, le lobe principal du diagramme reconfiguré en technique MRC n'est pas forcément orienté dans la direction d'arrivée du

rayon incident. C'est surtout le cas des incidences rasantes ($AOA=90^\circ$) où l'amplitude commune des G_k tend progressivement vers 0.

En effet, comme représenté sur la Figure.V.8, le gain de l'antenne dans un plan vertical décroît de 1 ($\theta=0^\circ$: vertical) à 0 ($\theta=90^\circ$: plan horizontal). Elle n'a aucun effet sur la pondération de phase. Le MRC étant une pondération de phase et d'amplitude, l'amplitude du signal sera faible aux incidences rasantes. Lorsque les pondérations MRC seront appliquées, les chances de formation du lobe principal dans cette direction sont nettement diminuées.

Ce constat prouve qu'il faut préférer des antennes isotropes pour l'implémentation de la diversité.

V.III.A.3 Réseau de quatre antennes patches identiques

Après avoir vérifié la notion de reconfiguration de diagramme de l'antenne MRC fictive obtenue à partir d'un réseau d'antennes idéales de base (omnidirectionnelles, en cosinus), il convient de s'intéresser à des cas concrets de réseau d'antennes simulées. Le couplage sera donc pris en compte ainsi que la déformation des diagrammes de base qui en découle.

V.III.A.3.a Présentation de l'antenne patch de base et du réseau d'antennes

Soit une antenne patch représentée sur la Figure.V.11. Les dimensions du patch sont ($W_p=42\text{mm}$, $L_p=36,5\text{mm}$) et elle est située à $h=6\text{mm}$ au-dessus d'un plan de masse de dimensions ($W_g=78\text{mm}$, $L_g=72,5\text{mm}$). Il est alimenté par une sonde coaxiale dont les coordonnées du point d'excitation sont $E(x=51,5\text{mm}, y=39\text{mm})$. L'antenne a été conçue avec le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio.

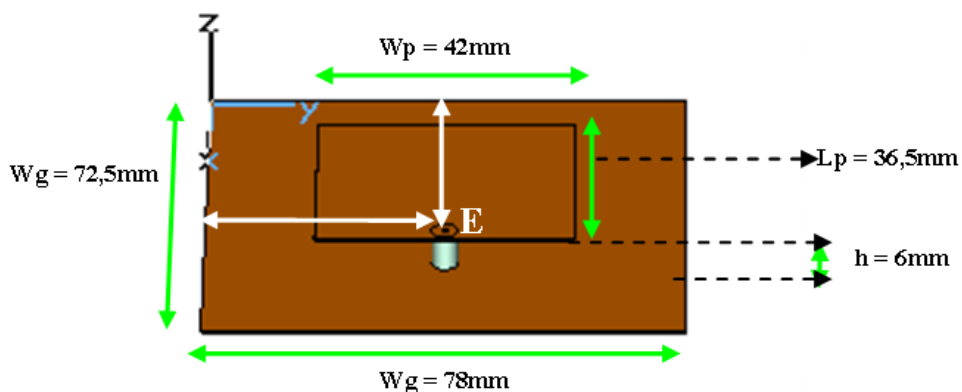


Figure. V. 11 : Antenne patch de base et ses dimensions

La courbe des variations du coefficient de réflexion simulé de cette antenne en fonction de la fréquence est représentée sur la Figure.V.7. Cette figure montre une très bonne adaptation qui est de -22dB à 3,5GHz et qui est toujours inférieure à -10dB dans toute la bande des 3,4-3,6GHz.

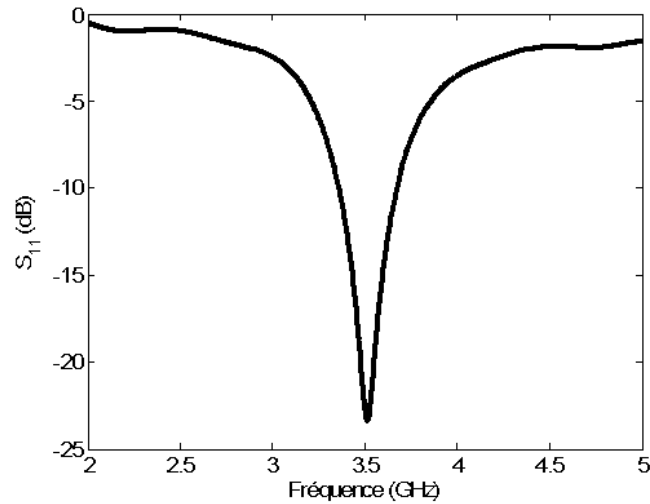


Figure. V. 12 : Variation du coefficient de réflexion de l'antenne patch en fonction de la fréquence

Son gain est représenté sur la Figure.V.13. L'efficacité totale simulée est $\eta_T = 97,13\%$ et sa directivité est 9,2dBi.

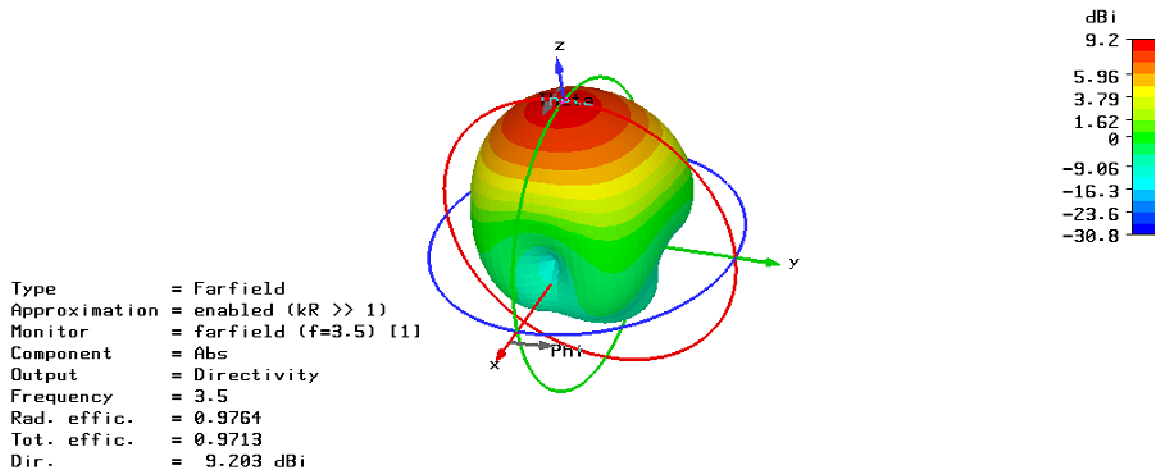


Figure. V. 13 : Gain rayonné par l'antenne patch de la Figure.V.6.

A partir de cette antenne de base, un réseau de quatre antennes patch identiques est conçu. Le réseau est tel que les sondes d'excitations sont régulièrement espacées de $0,5\lambda$ suivant l'axe (Oy). Il est représenté sur la Figure.V.14 et sera utilisé pour la détermination du rayonnement de l'antenne MRC donné par l'équation (V.12).

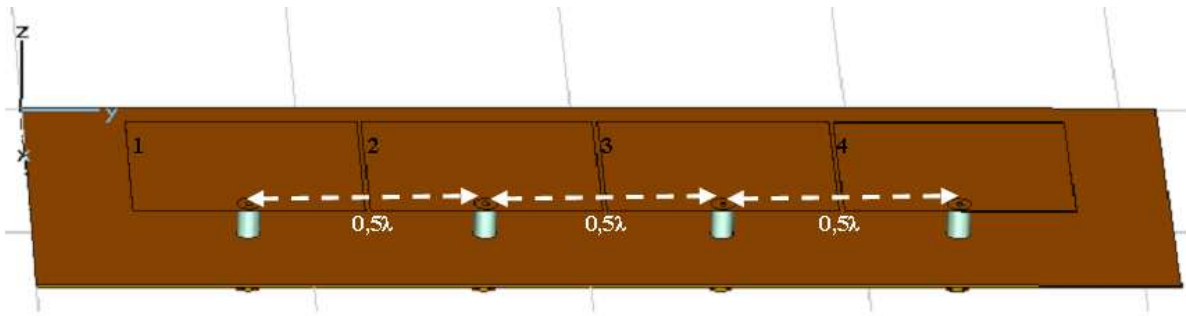


Figure. V. 14 : Réseau de quatre antennes patch disposées dans le plan (yOz)

V.III.A.4 Etude de la reconfiguration de diagramme

Pour démontrer la reconfiguration du diagramme de rayonnement de l'antenne MRC qui se substituerait au réseau des quatre antennes patches, une co-simulation CST-Matlab est faite. En effet, les diagrammes de champ simulés sous CST Microwave Studio sont recueillis, puis introduits dans le programme Matlab qui permet de créer un environnement donné et de calculer les signaux reçus par les antennes comme décrit au Chapitre II.

Les différents poids MRC ayant été calculés avec le programme Matlab, ils sont appliqués aux diagrammes de champ des antennes du réseau sous CST. Une nouvelle simulation permet de déterminer le gain rayonné par ce système pondéré auquel se substituerait l'antenne MRC fictive.

En plaçant le système des quatre antennes patch dans un environnement de propagation représenté par un rayon unique dans le plan du réseau à des instants différents, les rayonnements de l'antenne MRC sont représentés sur la Figure.V.15 ($\theta_m=20^\circ$, $\phi_m=90^\circ$) et sur la Figure.V.16 ($\theta_m=40^\circ$, $\phi_m=90^\circ$). Ces deux simulations montrent qu'à des instants différents, les antennes MRC n'ont pas les mêmes gains : c'est de la reconfiguration de diagramme. De plus, son efficacité totale à 3,5GHz est de 95,10% dans le premier cas contre 81,32% dans le second cas.

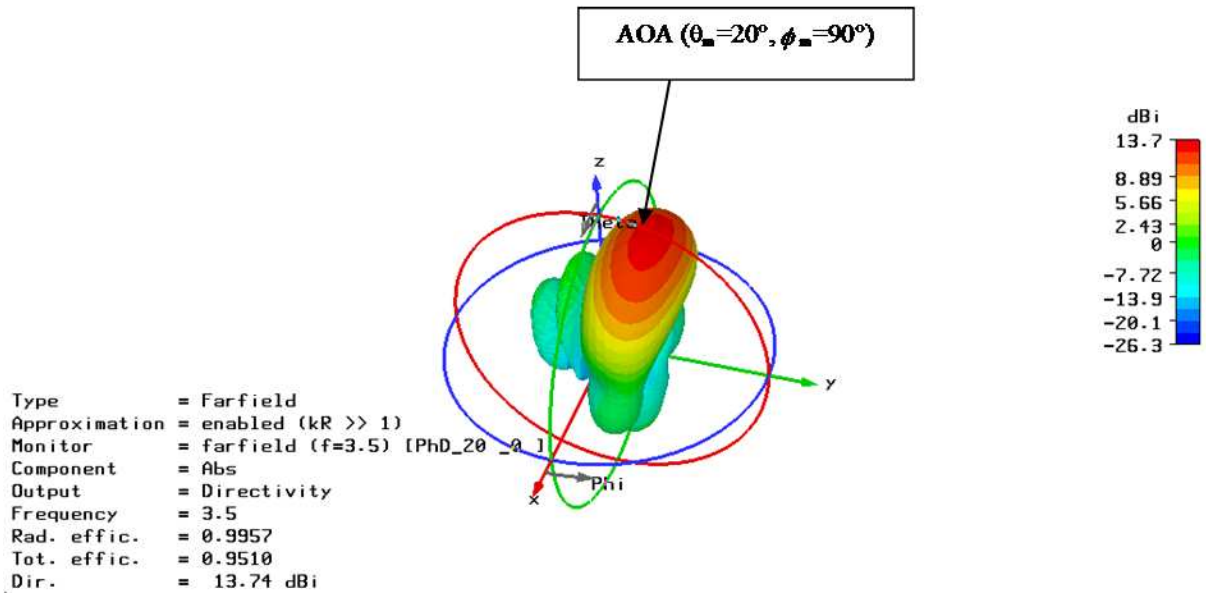


Figure. V. 15 : Rayonnement du réseau des quatre antennes patch après pondération MRC quand l'AOA est représenté par un rayon ($\theta=20^\circ, \phi=90^\circ$)

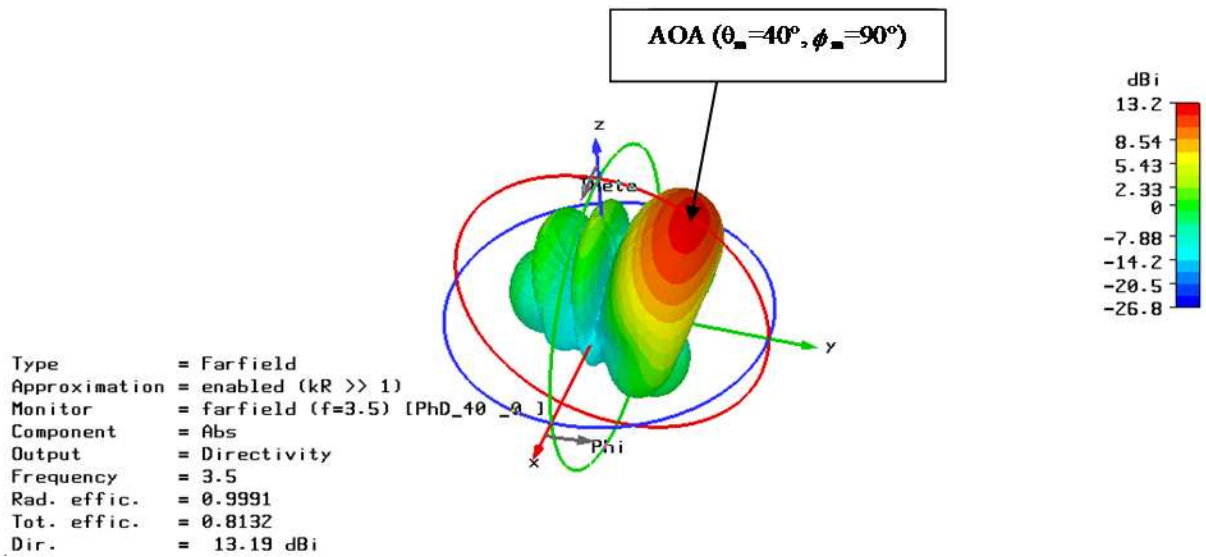


Figure. V. 16: Rayonnement du réseau des quatre antennes patch après pondération MRC quand l'AOA est représenté par un rayon ($\theta=40^\circ, \phi=90^\circ$)

Pour mieux illustrer la différence entre les deux rayonnements de la Figure.V.15 et de la Figure.V.16, les courbes de variation des gains dans le plan de coupe $\phi=90^\circ$ sont représentées sur la Figure.V.17. Il est à remarquer que les deux courbes n'ont pas la même directivité et qu'elles sont différentes.

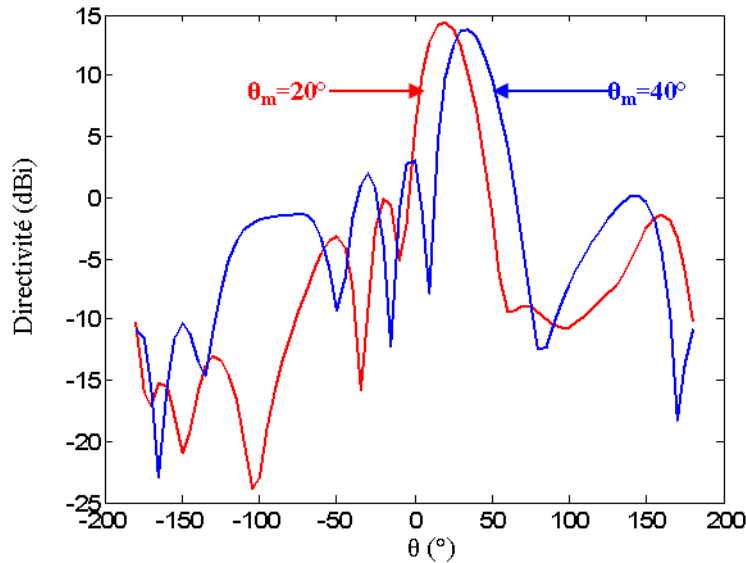


Figure. V. 17 : Gain de l'antenne MRC dans le plan du réseau des quatre antennes patch (plan $\phi = 90^\circ$)

En se servant de plusieurs réseaux linéaires d'antennes identiques placés dans un canal de propagation très directif (un rayon dans le plan du réseau), les études ont confirmé l'équivalence entre diversité d'antennes et reconfiguration de diagramme.

Pour plus de précision et de certitude dans les résultats obtenus, il convient de s'intéresser aux résultats probables dans d'autres types de canaux.

V.III.B Canal statistiquement gaussien dans le plan d'élévation et uniforme dans le plan azimutal

Au paragraphe précédent (paragraphe V.II.1), la preuve a été apportée en simulation que la technique de diversité MRC est équivalente à une reconfiguration de rayonnement d'antenne. Cette étude a été faite en positionnant le système multi-accès dans un canal où l'angle d'arrivée est un rayon unique dans le plan du réseau. Dans ce paragraphe, le canal de propagation sera décrit autrement. En effet, il sera considéré comme statistiquement (dans le temps) uniforme en azimut et statistiquement gaussien en élévation. Les propriétés des gaussiennes qui décrivent les deux composantes d'élévation sont identiques : angle moyen d'arrivée ($\theta_m = 20^\circ$) et écart type ($\sigma_v = 25^\circ$).

Cependant, à un instant donné, la distribution uniforme est une fonction aléatoire et la distribution de Gauss est une fonction aléatoire modulée par la gaussienne. Cette propriété est

utilisée pour décrire le canal de propagation à deux instants différents t_1 et t_2 . Pour cette étude, le réseau de quatre antennes patch présenté au paragraphe V.II.1.3 sera utilisé.

Les composantes θ et ϕ de la densité de distribution d'angles d'arrivée dans un canal gaussien en élévation sont données au paragraphe I.IV par :

$$p_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{mv} \right)}{\sigma_v} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{V.16})$$

$$p_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{mH} \right)}{\sigma_H} \right)^2}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{V.17})$$

Avec θ_{mv} et θ_{mH} , les angles moyens d'arrivée (référéncés par rapport au plan azimutal), σ_v et σ_H , les écarts types, et A_{θ} et A_{ϕ} , des constantes. Dans la suite, $\frac{\pi}{2} - \theta_{mv} = \frac{\pi}{2} - \theta_{mH} = 20^{\circ}$ et $\sigma_v = \sigma_H = 25^{\circ}$.

La procédure est toujours la même. Les champs rayonnés simulés de chaque antenne en présence des autres sont recueillis et introduits dans un programme Matlab qui permet de créer la densité de distribution d'angle d'arrivée (AOA) et de calculer les signaux. Les poids calculés à partir de ces signaux sont appliqués aux accès du réseau d'antennes patch et une nouvelle simulation permet d'avoir le rayonnement de cet ensemble pondéré qui est l'équivalent de l'antenne MRC fictive.

Les rayonnements 3D à la fréquence de 3,5GHz et aux instants " t_1 " et " t_2 " sont représentés sur la Figure. V.18 et la Figure. V.19 respectivement. La différence entre les deux diagrammes est très remarquable. De même, il existe aussi une petite différence au niveau de leur efficacité totale et de leur directivité.

Pour plus de clarté, les gains de l'antenne MRC ainsi que les densités de distribution des AOA dans le plan de coupe (yOz), c'est-à-dire le plan du réseau, sont représentés sur la Figure. V.20 (" t_1 ") et la Figure. V.21 (" t_2 "). Ces deux figures montrent que dans ce plan, pour des AOA différents correspondent des gains différents de l'antenne MRC.

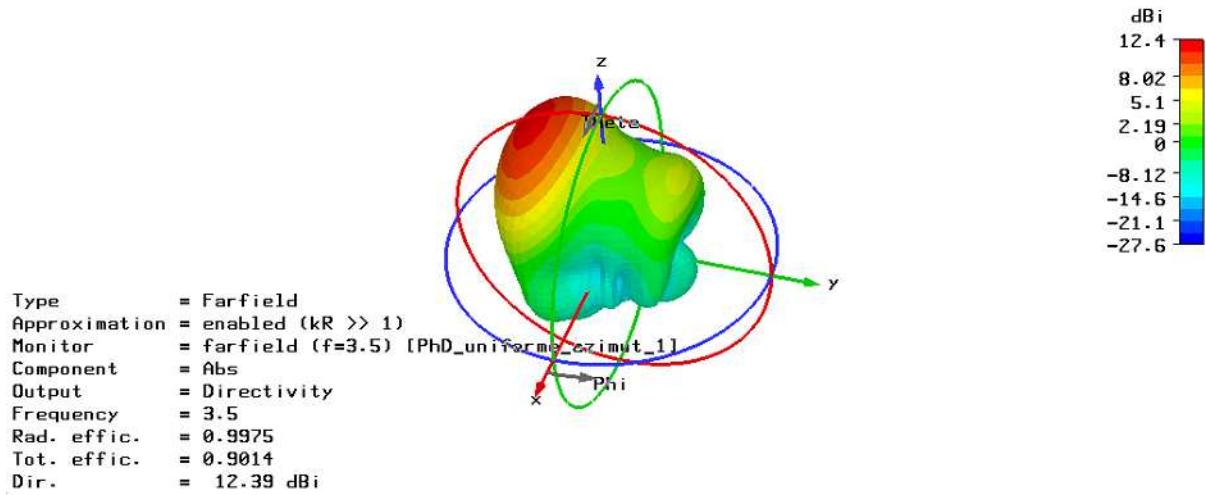


Figure. V. 18: Rayonnement 3D du réseau des quatre antennes patch après pondération MRC à l'instant "t₁"

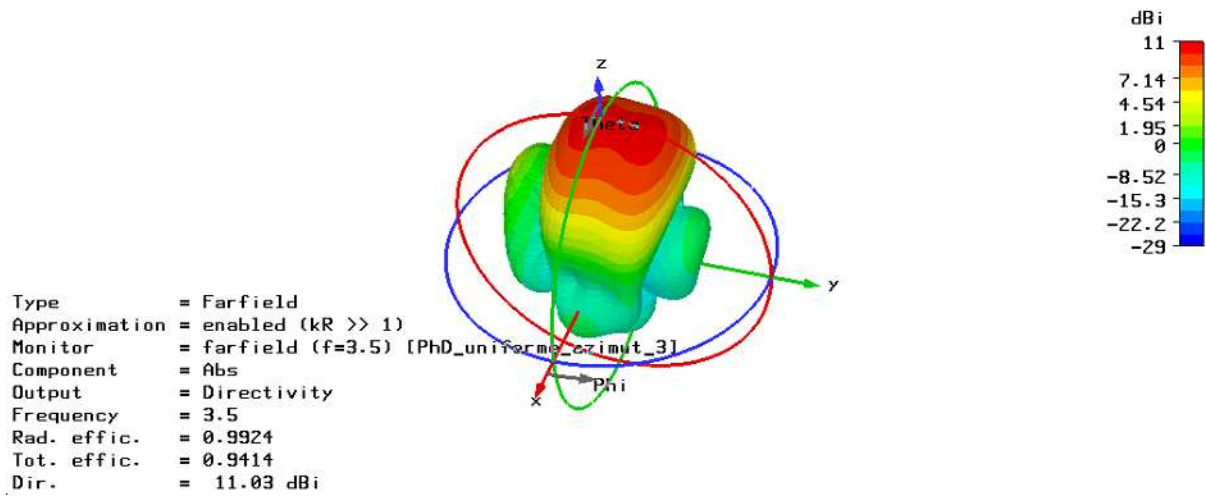


Figure. V. 19 : Rayonnement 3D du réseau des quatre antennes patch après pondération MRC à l'instant "t₂"

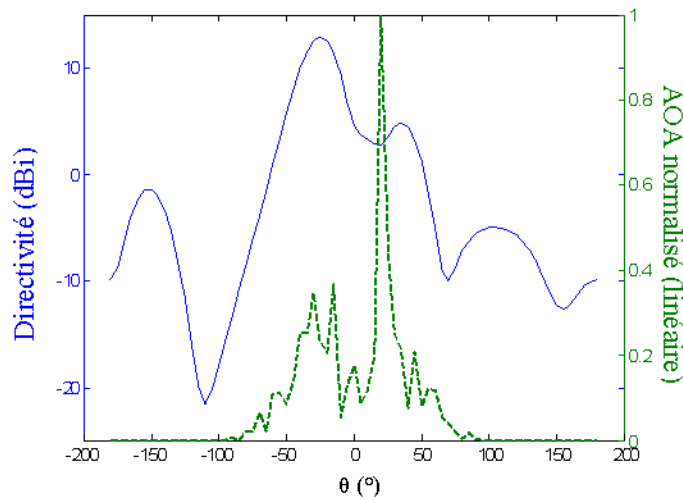


Figure. V. 20 : Gain de l'antenne MRC et densité de distribution d'AOA dans le plan du réseau des quatre antennes patch (plan $\phi=90^\circ$) à l'instant 't₁'

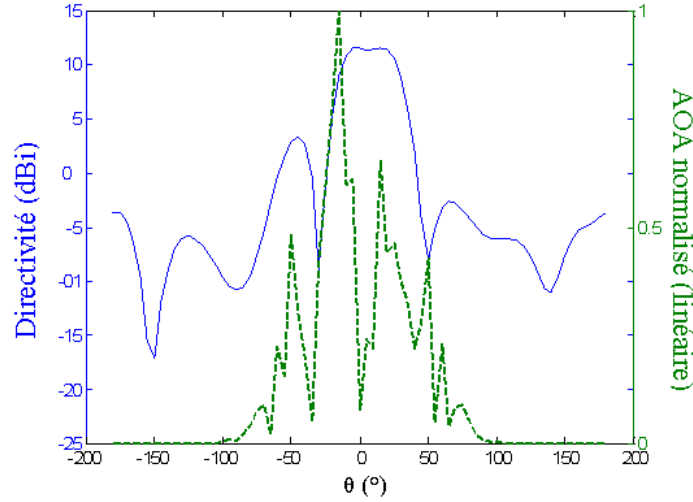


Figure. V. 21 : Gain de l'antenne MRC et densité de distribution d'AOA dans le plan du réseau des quatre antennes patch (plan $\phi=90^\circ$) à l'instant 't₂'

Le constat général qui se dégage de l'observation de ces figures est que le gain maximum n'est pas orienté suivant l'AOA de plus grande amplitude. A cause de la dispersion spatiale de l'AOA, le diagramme se forme de façon optimisée. Les poids MRC ne sont pas uniquement des pondérations de phase, mais aussi d'amplitude.

V.III.C Canal gaussien en élévation et en azimut

C'est une distribution plus réaliste que celle du paragraphe V.III.B et qui a été présentée au paragraphe I.VI. Les composantes θ et ϕ de la densité de distribution d'angle d'arrivée sont données par (confère paragraphe I.VI) :

$$p_\theta(\theta, \phi) = A_\theta \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{mv} \right)}{\sigma_{\theta v}} \right)^2 \right] \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\phi - \phi_m}{\sigma_{\phi v}} \right)^2 \right], \quad 0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi. \quad (\text{V.18})$$

$$p_\phi(\theta, \phi) = A_\phi \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{mH} \right)}{\sigma_{\theta H}} \right)^2 \right] \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\phi - \phi_H}{\sigma_{\phi H}} \right)^2 \right], \quad 0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi. \quad (\text{V.19})$$

Où :

- ❖ $\overline{\theta}_V$ et $\overline{\theta}_H$ sont les angles moyens de la composante θ et ϕ de la distribution en élévation et sont référencés par rapport au plan azimutal. ϕ_m est l'angle moyen d'arrivée dans le plan azimutal (il est référencé par rapport à l'axe-X dans le plan azimutal).
- ❖ $\sigma_{\theta V}$ et $\sigma_{\theta H}$ sont les écarts types de la composante θ et ϕ de la distribution dans le plan d'élévation quand $\sigma_{\phi V}$ et $\sigma_{\phi H}$ sont les écarts types des composantes θ et ϕ de la distribution des AOA dans le plan azimutal.
- ❖ A_θ et A_ϕ sont des constantes.

Les paramètres de la gaussienne dans le plan d'élévation sont toujours décrits comme au paragraphe V.III.2 ($\frac{\pi}{2} - \theta_{mv} = \frac{\pi}{2} - \theta_{mH} = 20^\circ$ et $\sigma_v = \sigma_H = 25^\circ$). L'autre distribution a pour paramètres $\phi_m = 90^\circ, \sigma_{\phi V} = \sigma_{\phi H} = 10^\circ = \sigma_\phi$.

Encore une fois, les champs rayonnés simulés de chaque patch en présence des autres sont placés dans cet environnement créé sous Matlab pour calculer les signaux. Les pondérations MRC sont prises, et appliquées aux accès pour une nouvelle simulation Matlab. Le nouveau diagramme de rayonnement obtenu est celui de l'antenne MRC.

A un instant donné, toute distribution statistiquement gaussienne est considérée comme une distribution aléatoire modulée par cette gaussienne. Cette propriété est appliquée en élévation et en azimut à deux instant t_1 et t_2 .

Les rayonnements 3D à la fréquence de 3,5GHz et à "t₁" et à "t₂" sont d'abord représentés sur la Figure.V.22 et la Figure.V.23 respectivement. Ces deux figures sont assez différentes pour être soulignées en termes de rayonnements 3D et d'efficacités.

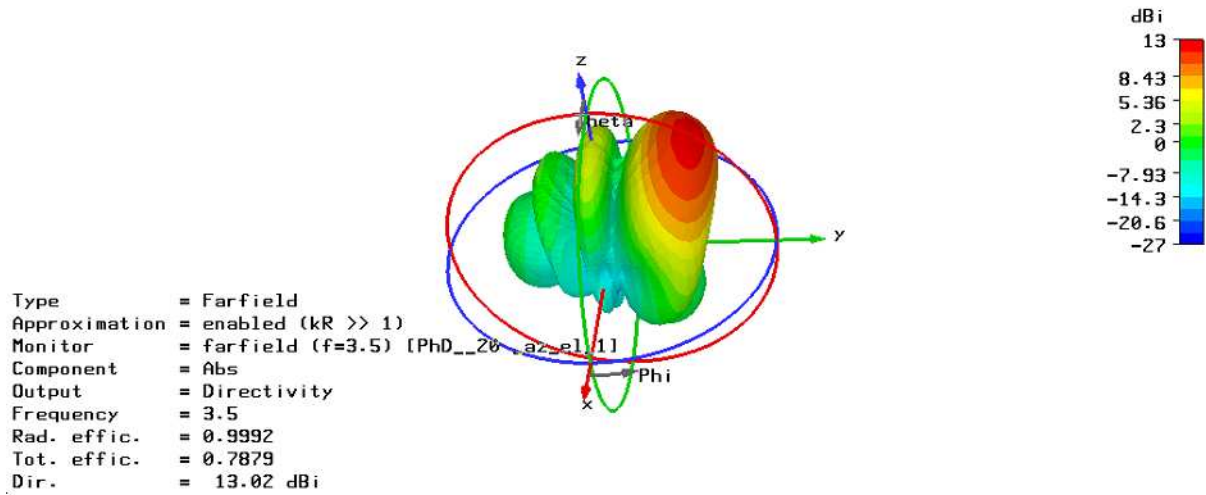


Figure. V. 22: Rayonnement 3D du réseau des quatre antennes patch après pondération MRC à l'instant "t₁" (canal gaussien en élévation et en azimut)

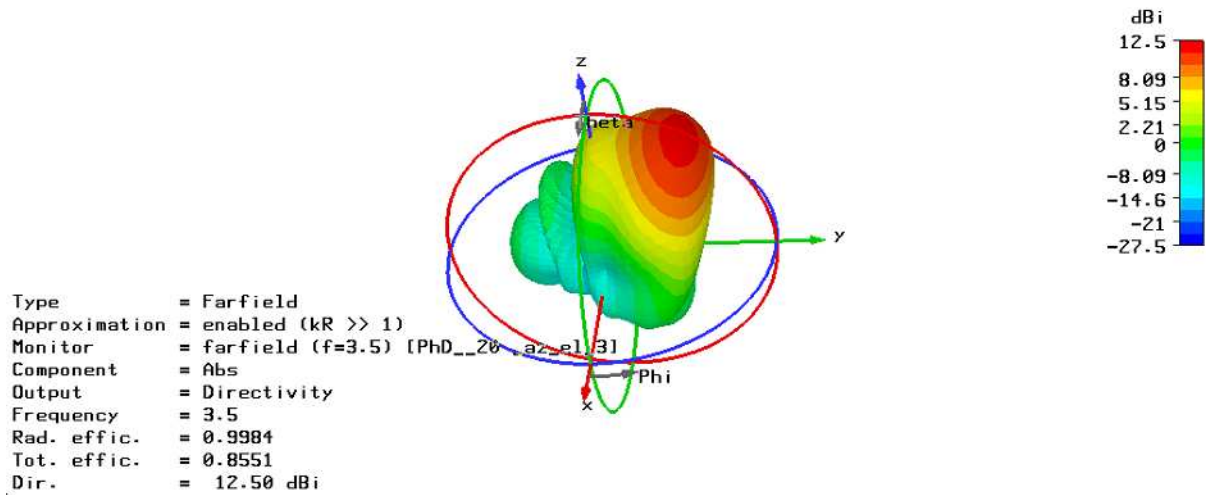


Figure. V. 23: Rayonnement 3D du réseau des quatre antennes patch après pondération MRC à l'instant "t₂" (canal gaussien en élévation et en azimut)

Les deux diagrammes de rayonnement sont ensuite représentés dans des plans de coupe $\phi_m=90^\circ$ avec les distributions normalisées d'AOA qui leur sont associées (Figure.V.24 à l'instant t₁ Figure.V.25 à l'instant t₂). Ces figures montrent que de légères différences d'AOA entraînent une différence entre les rayonnements.

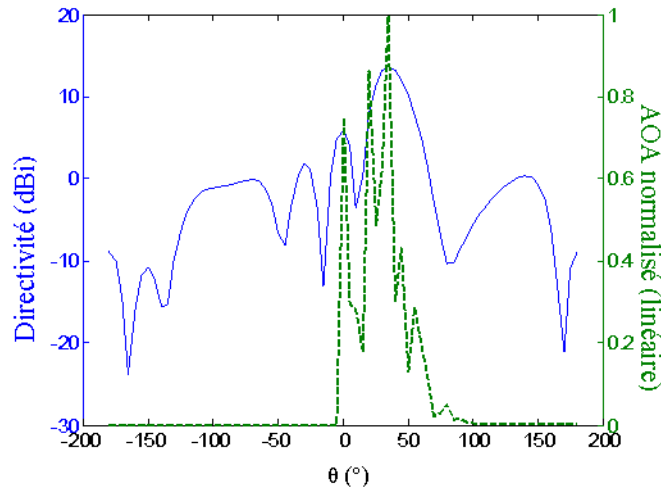


Figure. V. 24: Gain de l'antenne MRC et densité de distribution d'AOA dans le plan du réseau des quatre antennes patch (plan $\phi=90^\circ$) à l'instant ' t_1 ' (canal gaussien en élévation et en azimut)

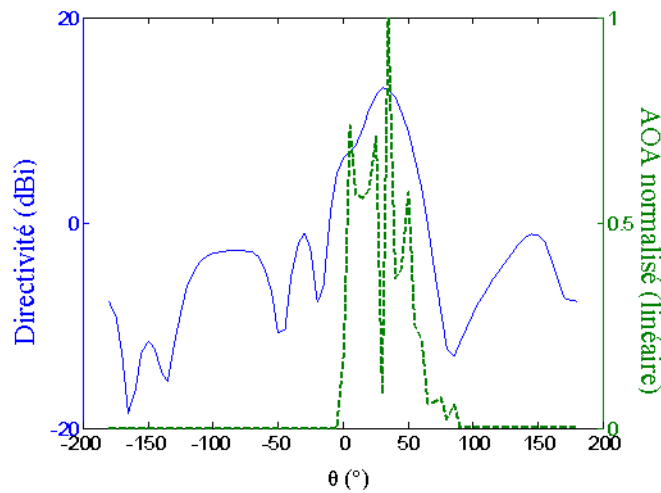


Figure. V. 25: Gain de l'antenne MRC et densité de distribution d'AOA dans le plan du réseau des quatre antennes patch (plan $\phi=90^\circ$) à l'instant ' t_2 ' (canal gaussien en élévation et en azimut)

Les distributions gaussiennes n'étant plus seulement décrites dans le plan d'élévation, il convient de s'intéresser au plan horizontal passant par l'angle moyen d'arrivée $\theta_m = 20^\circ$. Les courbes de directivités et de distributions normalisées d'AOA sont représentées sur la Figure.V.26 (instant t_1) et sur la Figure.V.27 (instant t_2). La différence entre les rayonnements est encore perceptible.

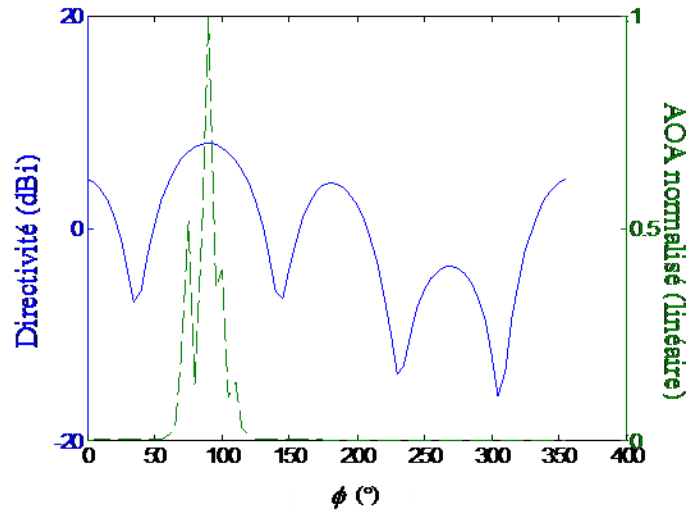


Figure. V. 26 : Gain de l'antenne MRC et densité de distribution d'AOA dans le plan $\theta=90^\circ$ à l'instant ' t_1 ' (canal gaussien en élévation et en azimut)

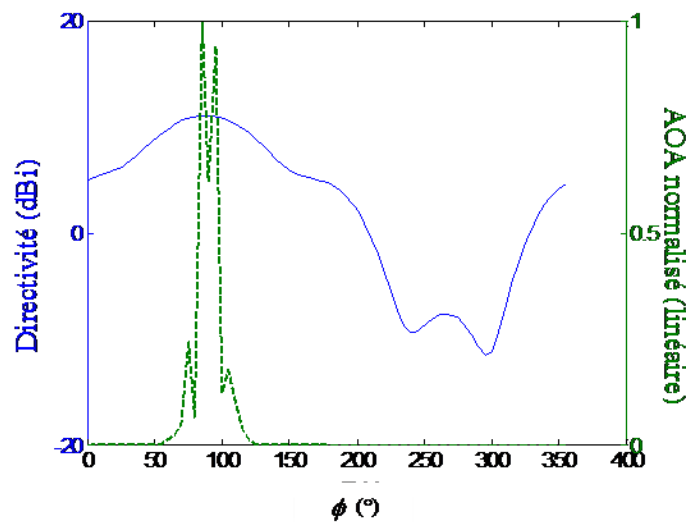


Figure. V. 27: Gain de l'antenne MRC et densité de distribution d'AOA dans le plan $\theta=90^\circ$ à l'instant ' t_2 ' (canal gaussien en élévation et en azimut)

Les comportements des diagrammes de rayonnement d'un système multi-antennaires auquel sont appliqués des poids MRC ont été étudiés à des instants différents. A chaque instant correspond une distribution propre d'AOA. Les résultats obtenus en simulation montrent que le système multi-antennaire pondéré avec des poids MRC permet de faire de la synthèse de diagramme.

V.IV CONCLUSION

La diversité d'antennes à la réception consiste à utiliser un dispositif à plusieurs accès afin de minimiser, voire de supprimer totalement les évanouissements profonds des signaux. Elle est réalisée en appliquant des poids spécifiques à chaque accès. Ce procédé revient à suivre les recombinaisons constructives d'angles d'arrivée. Les cas de la sélection et du MRC sont étudiés dans ce chapitre.

En sélection, les poids sont des nombres réels : 1 sur l'accès choisi et 0 sur tous les autres. Le gain du système entier est donc égal à celui de cet accès. Puisque le choix varie au cours du temps, le gain équivalent du système de diversité varie également. Le système est donc équivalent à une antenne reconfigurable en diagramme.

D'autres études sont faites en appliquant la technique de pondération MRC aux accès. La première est une étude théorique qui prouve analytiquement que le gain de l'antenne MRC, qui pourrait se substituer au système multi-accès, dépend de la variable temps. Elle est ensuite illustrée par plusieurs cas de réseaux linéaires d'antennes. A chaque fois, les résultats simulés montrent que le diagramme de rayonnement formé est dynamique. La technique de MRC permet donc de faire de la synthèse de diagramme. Elle est très utile pour améliorer le bilan de liaison même en canal très sélectif angulairement (mono-trajet). Il n'est donc pas impératif de se situer en canal multi trajets. Cependant, le coefficient de corrélation entre les signaux augmente beaucoup.

La diversité d'antennes est donc équivalente à une reconfiguration de diagramme de rayonnement.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE V

- [V.1] B. Poussot, Antennes imprimées reconfigurables et Techniques de Diversité d'antennes, Etudes, réalisation et Caractérisation en milieu indoor, Thèse de Doctorat, Université Paris-Est Marne-La-Vallée, décembre 2007
- [V.2] S .R. Saunders, *Antennas and Propagation for wireless communication systems*, Wiley, April 2005.
- [V.3] R. Vaughan, J. Bach Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, Electromagnetic Waves series 50, 2003

CONCLUSION GENERALE

Les études abordées dans ce manuscrit portent sur les systèmes à diversité d'antennes. Les principaux problèmes auxquels sont confrontés les systèmes de communications sans fil sont les effets de la propagation multi-trajets qui sont la conséquence des réflexions et diffractions de l'onde émise dans le canal de propagation. La puissance émise étant soumise à des réglementations, elle ne peut-être augmentée délibérément pour pallier à ce problème. Des solutions alternatives existent, parmi lesquelles la diversité d'antennes.

Au chapitre I, un état de l'art des systèmes à diversité a été présenté. Il concerne au premier abord une description du principe général de la diversité. Puis, il a été rappelé que les études de diversité requièrent une certaine connaissance de la nature du canal de propagation. Elles dépendent aussi du rayonnement de chacun des accès du système ainsi que de la chaîne de traitement de signal qui lui est associée. Trois catégories de diversité ont été recensées: la diversité de temps, la diversité de fréquence et la diversité d'antennes. Cette dernière qui peut exister sous forme de diversité d'espace, de polarisation et de diagramme est retenue et fait l'objet d'une étude approfondie. Les signaux reçus sont traités par des techniques dites de commutation (sélection, switch) ou de combinaison (EGC : equal gain combining, MRC : maximal ratio combining). L'évaluation des performances de diversité d'antennes est basée sur trois paramètres qui sont le coefficient de corrélation, le gain moyen effectif (MEG: mean effective gain), et le gain de diversité (DG). Le DG est tributaire des deux premiers auxquels sont attribués des conditions nécessaires (signaux décorrélés, MEG équivalent sur chaque accès). Théoriquement, les trois formes de diversité d'antennes précitées peuvent être exploitées individuellement et indépendamment l'une de l'autre. Sur les stations de base, il est possible de conserver les rayonnements intrinsèques des antennes et les deux formes de diversité les plus utilisées sont les diversités d'espace et de polarisation. Sur les terminaux portables, il est plus compliqué de conserver les rayonnements intrinsèques des antennes. Leurs environnements proches participent à leurs rayonnements. Il s'agit entre autres de la carte électronique (PCB), de la main et de la tête de l'utilisateur par exemple. Le rayonnement des antennes change constamment et rend difficile l'exploitation indépendante des différentes formes de diversité.

Les paramètres de diversité dépendent à la fois de la distribution des angles d'arrivée dans le canal de propagation et du rayonnement des antennes. Le canal de propagation est souvent décrit par des modèles analytiques dont les plus utilisés sont le modèle uniforme et le modèle gaussien. Ce dernier est fonction de l'angle d'arrivée moyen et de l'écart type. Les deux

derniers paragraphes de ce chapitre sont consacrés à un rappel sur les principes fondamentaux d'une antenne en générale (adaptation, gain, directivité, efficacité totale, etc..) puis sur les antennes miniatures de base. Finalement, un état de l'art détaillé des antennes pour systèmes à diversité permet de se rendre compte de l'avancement des travaux dans ce domaine.

Le Chapitre II a été consacré à la description des algorithmes et des programmes de calcul des paramètres de diversité (coefficient de corrélation, gain moyen effectif et gain de diversité). Les formules analytiques qui permettent de les calculer sont obtenues à partir de certaines suppositions : absence totale de couplage mutuel entre les antennes, diagrammes de rayonnement isotropes, antennes à 100% d'efficacité totale. A titre d'exemple, le calcul analytique du coefficient de corrélation requiert une valeur du taux de polarisation croisée : XPR. Or, en considérant un canal de propagation décrit par un modèle gaussien, ce dernier dépend de l'angle moyen d'arrivée et de l'écart type. Sa détermination nécessite de nombreux calculs intermédiaires. Toutes ces contraintes limitent la portée et l'utilisation de ces formules analytiques. Les codes de calcul qui sont développés utilisent en plus des diagrammes de rayonnement issus de simulations électromagnétiques et ils présentent ainsi l'avantage de prendre en compte l'adaptation, le couplage et l'efficacité totale et le rayonnement des antennes. Ils sont basés sur une approche utilisant le dénombrement et le calcul de probabilité pour la détermination du gain de diversité. L'intérêt des codes développés réside dans l'approche statistique qui a été adoptée. Ils ont été ensuite validés par comparaison avec des expressions analytiques existantes dans la littérature. Il a été également constaté que le gain de diversité tel que défini, ne permet pas de prendre en compte les efficacités totales des antennes. Or, dans un contexte réel, les couplages mutuels et de possibles désadaptations des antennes ont tendance à les dégrader. Pour avoir des résultats plus réalistes, un nouveau paramètre dénommé « Gain de diversité effectif » est défini et il diffère du gain de diversité dit « intrinsèque » par la prise en compte des efficacités totales d'antennes.

Le Chapitre III est consacré à une démarche nouvelle de conception de prototype de terminaux mobiles pour des applications à la diversité. Il s'agit de concevoir les antennes à diversité en tenant compte des relations qui existent entre le coefficient de couplage d'une part, le coefficient de corrélation et le gain de diversité d'autre part. Pour ce faire, une antenne

dipolaire fonctionnant à 3,5GHz et servant de système de référence est d'abord conçue avec un logiciel de simulation électromagnétique (CST microwave Studio dans ce cas précis). Ensuite, un système de deux dipôles identiques au dipôle de référence et séparés d'une certaine distance dans le plan azimutal est également conçu. Le mode de simulation dépend de la technique de traitement associée : commutation ou sommation. La technique de simulation doit refléter la réalité de l'ensemble (antennes+système RF associé). En commutation, un commutateur permet de choisir une branche en connectant une antenne à sa chaîne RF associée et en déconnectant les autres antennes de leurs chaînes RF respectives. En simulation, ce cas consiste à alimenter une antenne par une source d'impédance interne 50Ω , la seconde étant en circuit ouvert et inversement. En technique de sommation par contre, toutes les chaînes RF sont reliées à leurs antennes respectives. En simulation, cette configuration correspond à l'alimentation d'une antenne par une source d'impédance interne 50Ω quand l'autre est reliée à une charge impédance de 50Ω et inversement.

L'objectif est d'observer les variations du coefficient de corrélation et des gains de diversité intrinsèque et effectif en fonction du coefficient de couplage mutuel. Pour cette première étude, les diagrammes de rayonnement sont reformés à partir des diagrammes simulés de l'antenne de référence et des deux antennes simulées avec la technique de commutation ou de sommation. Ils sont utilisés pour des applications à quatre types de diversité : la diversité d'amplitude (prise en compte du couplage mutuel sur le module des diagrammes de champ et pas sur la phase), la diversité de phase (prise en compte du couplage sur la phase des diagrammes de champ et pas sur les modules), diversité sans couplage (le couplage n'est pas du tout pris en compte) et la diversité globale (diagrammes de champ réels avec module et phase couplés). L'étude a révélé que le couplage mutuel permet de diminuer le coefficient de corrélation, et donc de contribuer à l'augmentation du gain de diversité intrinsèque. Elle a également montré une prépondérance de la phase par rapport au module dans cette évolution lorsque le couplage est pris en compte. Cependant, cette répercussion positive du couplage mutuel sur le coefficient de corrélation n'apporte pas forcément des améliorations en termes de gain de diversité effectif puisqu'elle s'accompagne d'une diminution des efficacités d'antennes. Ces résultats montrent qu'il serait plus judicieux de diminuer le couplage mutuel entre antennes tout en gardant un coefficient de corrélation le plus faible possible.

Cette conclusion est ensuite utilisée pour concevoir un prototype de terminal mobile très compact composé de deux antennes monopôles imprimées. Il s'agit d'étudier la faisabilité de la diversité avec un espace alloué aux antennes très restreint. Un système de référence est d'abord conçu, les dimensions du plan de masse qui fait office de carte électronique (PCB)

ont été choisies de façon à ce que l'antenne soit bien adaptée. Ensuite, les dimensions de la carte PCB ainsi que des deux antennes du système de diversité sont identiques à celle du système de référence. La distance entre les antennes est telle qu'elles conservent une bonne adaptation. L'effet positif du couplage mutuel sur la dé-corrélation des signaux reçus par les antennes a été vérifié encore une fois. Cet effet n'a toutefois pas permis d'augmenter le gain de diversité effectif à cause d'un couplage fort. Aussi, dans le but d'améliorer les performances du système, une fente quart d'onde a été convenablement insérée dans le plan de masse. Elle permet de diminuer le couplage mutuel tout en augmentant l'efficacité totale et le gain de diversité effectif simulés. Les trois prototypes sont réalisés et les mesures d'antennes (paramètres-S et diagrammes de champs) comparées aux simulations sont satisfaisantes.

Par la suite, des mesures de diversité sont faites en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) qui permet de créer les conditions d'une isotropie statistique du canal de propagation. Les mesures sont effectuées avec un analyseur de réseaux vectoriel (ARV). Les coefficients de transmissions entre l'antenne émettrice (cornet) et les antennes des trois prototypes sont recueillis pour plusieurs positions du brasseur. Un post-traitement a permis de vérifier les conditions nécessaires de diversité et de calculer les gains de diversité effectifs. Les puissances moyennes reçues par les antennes ont montré, comme en simulation, que la fente de découplage permet d'améliorer significativement l'efficacité totale des antennes. Ces mesures ont permis du même coup de valider l'outil de simulation développé. En utilisant les mêmes systèmes, d'autres études ont été faites en simulant des canaux de propagation de type gaussien. Ils ont permis d'obtenir des résultats très variés en fonction des écarts types et des angles d'incidence moyens. Ces distributions laissent présager de faibles intérêts de la diversité dans le contexte d'angles d'arrivée peu dispersifs.

Le chapitre IV est consacré à l'utilisation d'un banc de mesures pour communications numériques développé au sein de l'équipe réseaux sans fil du département OSA (ondes et Systèmes Associés) pour des expérimentations en canal réel. En effet, avec le type de dispositif du Chapitre III, l'émetteur et le récepteur sont reliés au même ARV. Or, dans un canal réel, les distances entre l'émission et la réception sont souvent importantes. Il fallait donc se munir d'un système dont les modules d'émission et de réception sont complètement indépendants. C'est pour cette raison que le banc de mesures SYSCAM (système de communication à antennes multiples) est développé. De plus, ce nouveau dispositif permet de

déterminer la qualité de la liaison par le calcul des taux d'erreur binaire (BER), de symboles (SER) et de trames (FER). Le dispositif consiste en une chaîne d'émission qui permet d'émettre des signaux modulés et en une chaîne de réception pour la démodulation et l'application des algorithmes de synchronisation, d'estimation de canal et des algorithmes de diversité. Toutes les mesures sont faites en modulant le signal en QPSK.

Dans le but de comparer les nouveaux résultats de diversité aux cas précédents, une autre campagne de mesures est faite en CRBM. Les résultats obtenus montrent que les performances en diversité dépendent de la bande passante. Elles ne sont pas identiques avec des bandes passantes de 100 kilo-symboles/s et de 1 Méga-symboles/s: plus la bande passante du signal émis est faible, plus les résultats se rapprochent du cas CW (constante wave) présenté au chapitre III. Ces différences s'expliquent par la sélectivité du canal de propagation "très" multi-trajets dans la CRBM.

Deux autres mesures en environnement « indoor » de type bureaux ont permis de dresser dans un premier temps une cartographie de BER et de FER, puis de tracer des courbes de densité de probabilités cumulées permettant de déterminer le gain de diversité effectif. Les résultats montrent la faisabilité de la diversité dans cet environnement « indoor » avec un terminal sur lequel l'espace alloué à l'antenne est très restreint. Les améliorations apportées par la combinaison MRC en termes de SNR moyens, de BER et de FER sont très significatives.

Une dernière série de mesures a consisté à émettre en milieu « outdoor » vers deux environnements indoor, l'un en visibilité directe (LOS) et l'autre en non visibilité directe (NLOS).

Enfin, le dernier chapitre permet de faire un parallèle entre techniques de diversité et reconfiguration de diagrammes de rayonnement. En effet, la diversité consistant à appliquer des poids aux accès du système, il a été démontré analytiquement dans ce chapitre que la diversité d'antennes et la reconfiguration de diagrammes de rayonnement d'antennes sont équivalentes. Plusieurs exemples ont été donnés, notamment avec un réseau de quatre antennes patchs. Une co-simulation CST Microwave Studio (simulation électromagnétique) et Matlab a permis d'obtenir les diagrammes de champ pour différentes distributions d'angles d'arrivée (rayon unique, distribution gaussienne). Dans tous les cas, les diagrammes de rayonnement en technique de combinaison MRC sont formés de façon à optimiser le gain de l'antenne équivalente au réseau. Ce constat ouvre des perspectives intéressantes quant à

l'utilisation des antennes reconfigurables dans les systèmes de diversité ou à l'utilisation de la technique MRC pour la synthèse de réseaux d'antennes.

Les perspectives sont nombreuses et variées. Elles consisteront à faire des expérimentations avec d'autres types de modulation que le QPSK (le 16QAM par exemple). Il sera intéressant d'effectuer des simulations de diversité avec un logiciel de tracé de rayon pour prendre en compte avec plus de précision le canal de propagation et de vérifier les résultats en mesures « indoor » et « outdoor ». Il serait également judicieux de développer des antennes multi-bandes (WiFi-WiMax par exemple) pour des applications à la diversité.

LISTE DES TRAVAUX

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

1. C. DECROZE, D. CARSENAT, M. MOUHAMADOU, **C. TOUNOU**, S. REYNAUD, T. MONEDIERE, "Measurement of Antenna Diversity Performances on a compact Wireless Device, in a real environment", 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego, California, USA, July 05-12 2008.
2. **C.A. TOUNOU**, C. DECROZE, D. CARSENAT, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Mobile Communication Antennas in Uniform and Gaussian Propagation Channels", 2nd European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, UK, November 11-16 2007.
3. **C.A. TOUNOU**, C. DECROZE, D. CARSENAT, N. MURAD, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Effects of Coupling, Magnitude and Phase of radiation Patterns on Antenna Diversity Performances", 2007 European Microwave Week, Munich, Germany, October 08-12 2007.
4. **C.A. TOUNOU**, C. DECROZE, D. CARSENAT, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Diversity Antennas Efficiencies Enhancement", 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Honolulu, HAWAII, USA, June 10-15 2007.

COMMUNICATION NATIONALE

5. **C.A. TOUNOU**, C. DECROZE, D. CARSENAT, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Evaluation des performances en diversité d'antennes intégrées sur terminaux Portables", 15^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, Toulouse, France, May 23-25 2007.

ANNEXES

ANNEXE A: PUISSANCE DE SIGNAL COMME FORME QUADRATIQUE

➤ **Rappel : forme bilinéaire et forme quadratique**

Soient E et \mathbb{F} , deux espaces vectoriels et soit Ψ une application définie par :

$$\Psi : \begin{cases} E \times E \rightarrow \mathbb{F} \\ (u, v) \mapsto \Psi(u, v) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Soit K un autre espace vectoriel. Ψ est dite « *forme bilinéaire symétrique* » si et seulement si [II.7, P.2]:

$$\begin{cases} \forall \lambda, \mu \in K \\ \forall u_1, u_2, v \in E \\ \forall v \in E \end{cases} \begin{cases} \Psi(\lambda u_1 + \mu u_2, v) = \lambda \Psi(u_1, v) + \mu \Psi(u_2, v) \\ \Psi(u, v) = \Psi^*(v, u) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

Et à une forme bilinéaire, on peut associer une forme quadratique définie positive q telle que [II.7, P.13]:

$$q : \begin{cases} E - \{0\} \rightarrow K \\ u \mapsto q(u) = \Psi(u, u) \\ q(u) > 0 \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Montrons maintenant que le signal moyen derrière une antenne est une forme quadratique définie positive.

➤ **Signal Moyen : Une forme quadratique définie positive**

Pour que la puissance moyenne du signal derrière une antenne soit considérée comme une forme quadratique définie positive, il faut qu'elle vérifie les conditions présentées au paragraphe II.II.1.

Soit S_k un vecteur définit comme suit :

$$S_k = [s_k(1), s_k(2), \dots, s_k(N)] \quad (\text{A.4})$$

Où chaque composante $s_k(t)$ du vecteur S_k représente le signal derrière l'antenne k à l'instant t . Puisque $s_k(t)$ est une grandeur complexe ($s_k(t) \in \mathbb{C}$), S_k est un vecteur de nombres complexes, donc $S_k \in \mathbb{C}^N$. La puissance moyenne du signal derrière l'antenne k , $\overline{S_k}$ est donnée par :

$$\overline{S_k} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N |s_k(t)|^2 \quad (\text{A.5})$$

Soit :

$$\overline{S_k} = \frac{1}{N} |S_k|^2 = \frac{1}{N} \langle S_k, S_k^* \rangle \quad (\text{A.6})$$

Où $\langle \cdot, \cdot \rangle$ représente le produit hermitien.

Il est évident que $\overline{S_k} \geq 0$.

Soit Ψ une application définie par :

$$\Psi : \begin{cases} \mathbb{C}^N \times \mathbb{C}^N \rightarrow \mathbb{C} \\ (S_k, S_l) \mapsto \Psi(S_k, S_l) = \frac{1}{N} \langle S_k, S_l^* \rangle \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

Montrons que l'application Ψ est une forme bilinéaire.

Par analogie avec l'équation,

$$\overline{S_k} = \Psi(S_k, S_k) \geq 0 \quad (\text{A.8})$$

Et,

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall \lambda, \mu \in \mathbb{C} \\ \forall S_k, S_l, S_m \in \mathbb{C}^N \\ \Psi(\lambda S_k + \mu S_l, S_m) = \frac{1}{N} \langle \lambda S_k + \mu S_l, S_m^* \rangle \\ \qquad \qquad \qquad = \frac{1}{N} \langle \lambda S_k, S_m^* \rangle + \frac{1}{N} \langle \mu S_l, S_m^* \rangle \\ \qquad \qquad \qquad = \lambda \left(\frac{1}{N} \langle S_k, S_m^* \rangle \right) + \mu \left(\frac{1}{N} \langle S_l, S_m^* \rangle \right) \\ \Psi(\lambda S_k + \mu S_l, S_m) = \lambda \Psi(S_k, S_m) + \mu \Psi(S_l, S_m) \end{array} \right. \quad (\text{A.9})$$

Ce résultat, soit :

$$\Psi(\lambda S_i + \mu S_k, S_j) = \lambda \Psi(S_i, S_j) + \mu \Psi(S_k, S_j) \quad (\text{A.10})$$

L'équation (B.10) prouve que l'application Ψ est une forme bilinéaire.

Il faut donc montrer par la suite la symétrie de l'application Ψ . Conformément à la définition de l'application Ψ , on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall S_k, S_l \in \mathbb{C}^N \\ \Psi(S_k, S_l) = \langle S_k, S_l^* \rangle \\ \qquad \qquad \qquad = \langle (S_k^*)^*, S_l^* \rangle \\ \Psi(S_k, S_l) = \langle S_l, S_k^* \rangle^* \end{array} \right. \quad (\text{A.11})$$

Soit :

$$\Psi(S_i, S_j) = \Psi^*(S_j, S_i) \quad (\text{A.12})$$

Ce résultat vient démontrer que la forme Ψ est symétrique.

Etant donné que Ψ est une forme bilinéaire et qu'elle est symétrique, cette application est dite "forme bilinéaire symétrique". De plus, parce que $\Psi(S_k, S_k) \geq 0$, elle est dite "Forme bilinéaire définie positive".

La forme quadratique associée à l'application Ψ est notée :

$$\Psi(S_k, S_k) = \overline{S_k} \quad (\text{A.13})$$

Et qui n'est autre que le signal moyen ou la puissance moyenne du signal.

La puissance moyenne du signal ($\overline{S_k}$) reçu par l'antenne "k" est une forme quadratique définie positive.

Comparer donc deux puissances moyennes de signaux revient à comparer deux formes quadratiques définies positives. Ainsi, pour que deux puissances moyennes $\overline{S_k}$ et $\overline{S_l}$ soient semblables, il faut que l'une ne soit pas plus du double de l'autre, donc qu'elles vérifient la relation :

$$-3dB \leq 10 \log_{10} \left(\frac{\overline{S_k}}{\overline{S_l}} \right) \leq 3dB \quad (\text{A.14})$$

ANNEXE B : FONCTION MARCUM Q

La fonction Marcum-Q généralisée est donnée par :

$$Q_M(\alpha, \beta) = \frac{1}{\alpha^{M-1}} \int_{\beta}^{\infty} x^M e^{-\frac{(x^2 + \alpha^2)}{2}} I_{M-1}(\alpha x) dx \quad (\text{B.1})$$

Ou sous la forme d'une série

$$Q_M(\alpha, \beta) = e^{-\frac{(\alpha^2 + \beta^2)}{2}} \sum_{k=1-M}^{\infty} \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^k I_k(\alpha\beta) \quad (\text{B.2})$$

Où $I_n(x)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce.

Elle vérifie les conditions :

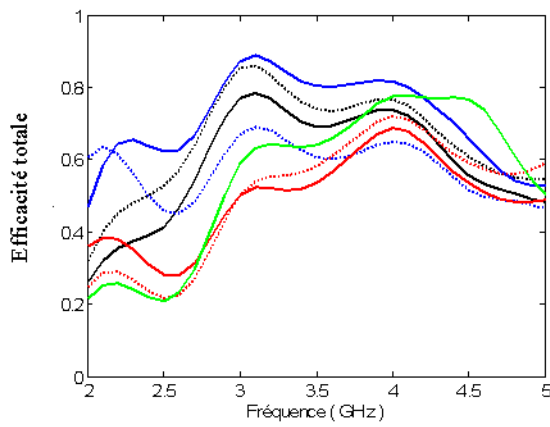
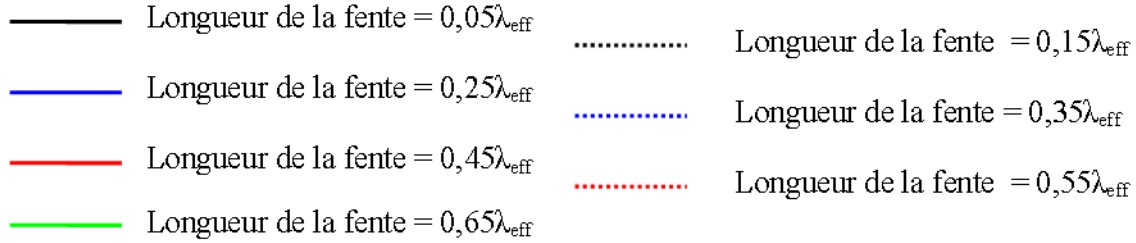
$$\begin{cases} Q_1(\alpha, \alpha) = \frac{1}{2} [1 + e^{-\alpha^2} I_0(\alpha^2)] \\ Q_1(\alpha, \beta) + Q_1(\beta, \alpha) = 1 + e^{-\frac{(\alpha^2 + \beta^2)}{2}} I_0(\alpha\beta) \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Sa dérivée par rapport à β est égale à :

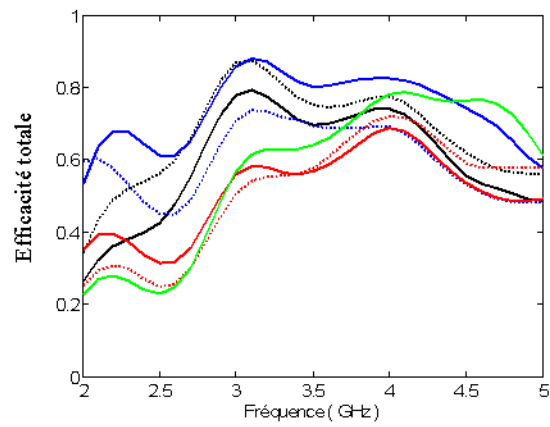
$$\frac{\partial Q_M}{\partial \beta} = -\frac{\beta^M}{\alpha^{M-1}} e^{-\frac{(\alpha^2 + \beta^2)}{2}} I_{M-1}(\alpha\beta) \quad (\text{B.4})$$

ANNEXE C : ETUDE DES DIMENSIONS DE LA FENTE DE DECOUPLAGE

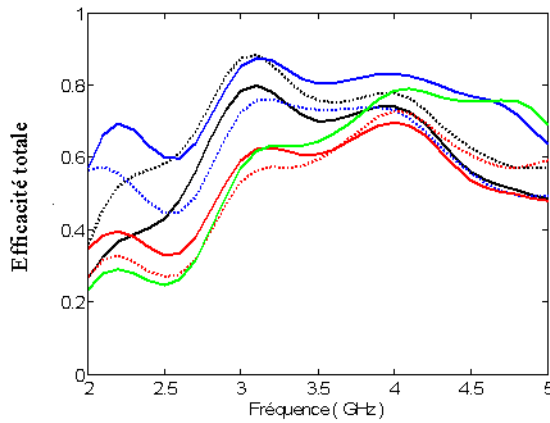
DE DECOUPLAGE



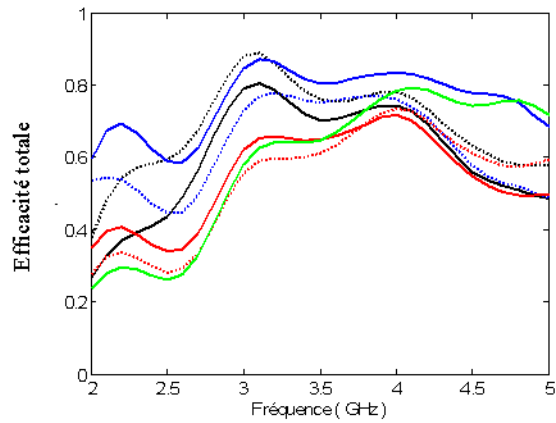
(a) : Largeur de la fente=0,5mm



(b) : largeur de la fente = 1mm



(c) : largeur de la fente = 1,5mm



(d) : largeur de la fente = 2mm

Figure. C. 1 : Variation de l'efficacité totale des monopôles imprimés en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de fente à des largeurs de fente précises.

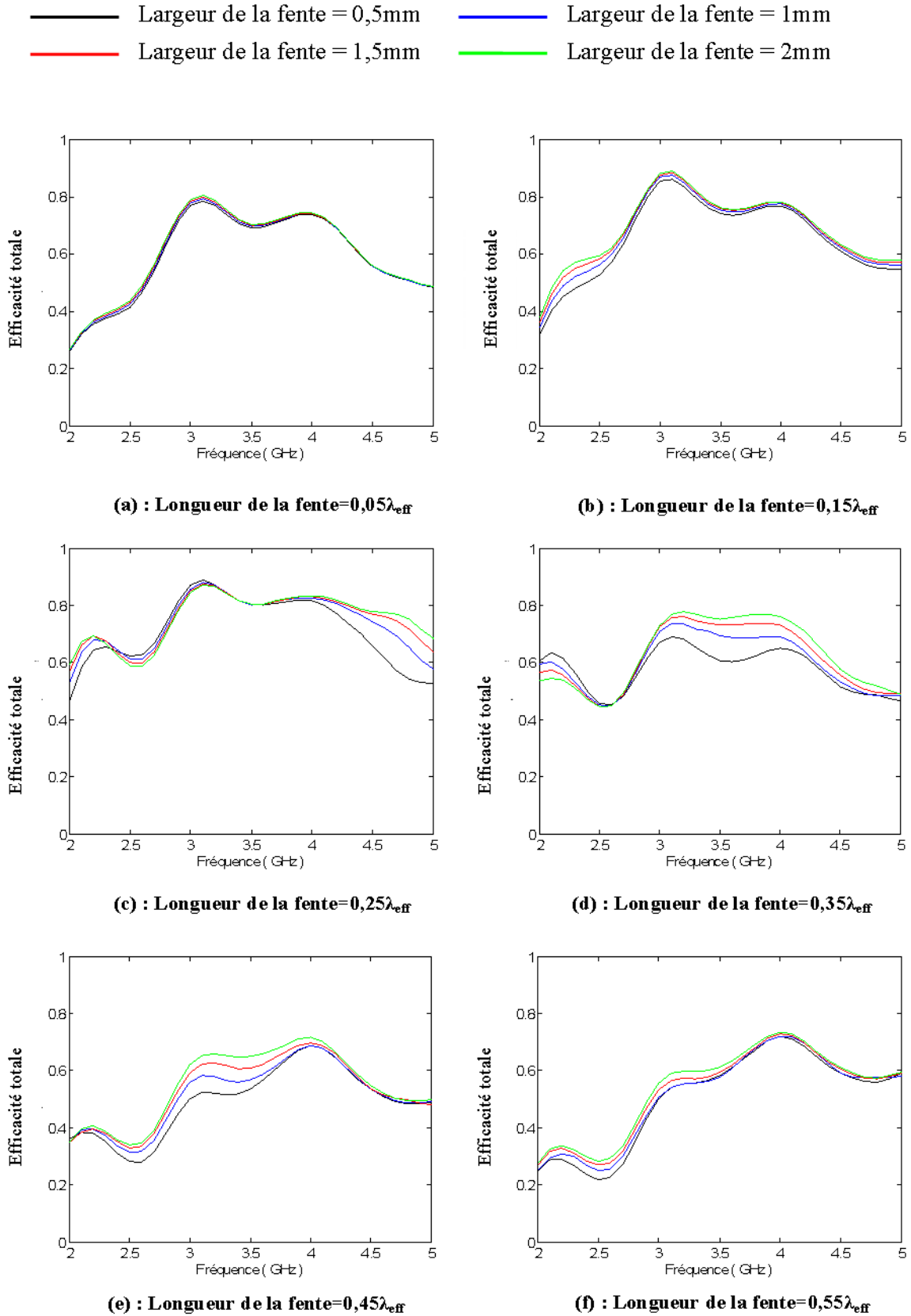


Figure. C. 2: Variation de l'efficacité totale des antennes monopôles imprimés en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de fente à des longueurs de fente précises.

ANNEXE D : PERFORMANCES DU BANC DE MESURES SYSCAM

METHODE DE SYNCHRONISATION CONJOINTE TRAME/SYMBOLE

Méthode basée sur l'estimation de l'erreur quadratique entre les séquences estimée et mesurée

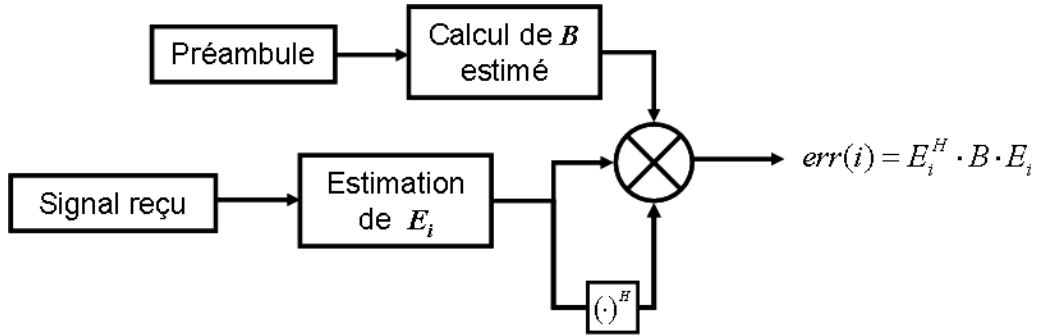


Figure. D. 1: Schéma synoptique de la méthode d'estimation de l'erreur quadratique entre séquences estimée et connue

Avec

$$E_i = S(i + k \cdot OSR), \quad k = 0, 1, \dots, (N_{TS} - 1) \cdot OSR \quad (D.1)$$

$$B = I(N_{TS}) - A \cdot (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \quad (D.2)$$

Méthode basée sur le calcul des valeurs propres d'une matrice de corrélation entre les données reçues et la séquence connue

La matrice de corrélation est donnée par :

$$R_{SS}(i) = \sum_{k=0}^{(N_{TS}-1) \cdot OSR} S(i + k \times OSR) \cdot S_{TS}^*(k) \Rightarrow R_{SS}(i) = U_i \cdot R_i \cdot U_i^H \quad (D.3)$$

Où $R_i = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{pmatrix}$ et $\det(R_{SS}) = \lambda_1 \cdot \lambda_2$, λ_1 et λ_2 étant les valeurs propres de la matrice R_{SS} .

$$\text{Avec } \begin{cases} \lambda_1 \propto \sum_{k=1}^N v_I^2 \\ \lambda_2 \propto \sum_{k=1}^N v_Q^2 \end{cases} \quad (D.4)$$

ETUDE DES PERFORMANCES DE LA CHAÎNE DE COMMUNICATION SYSCAM

Estimation du rapport signal à bruit

Parmi les techniques d'estimation du rapport signal à bruit (SNR), il y a :

- ❖ La méthode des moments (M_2M_4)
- ❖ Estimation d'amplitude par maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Amplitude Estimation : ML)
- ❖ Méthode basée sur le calcul de l'EVM

Les performances comparées avec les trois méthodes sont tracées sur la Figure.D.2

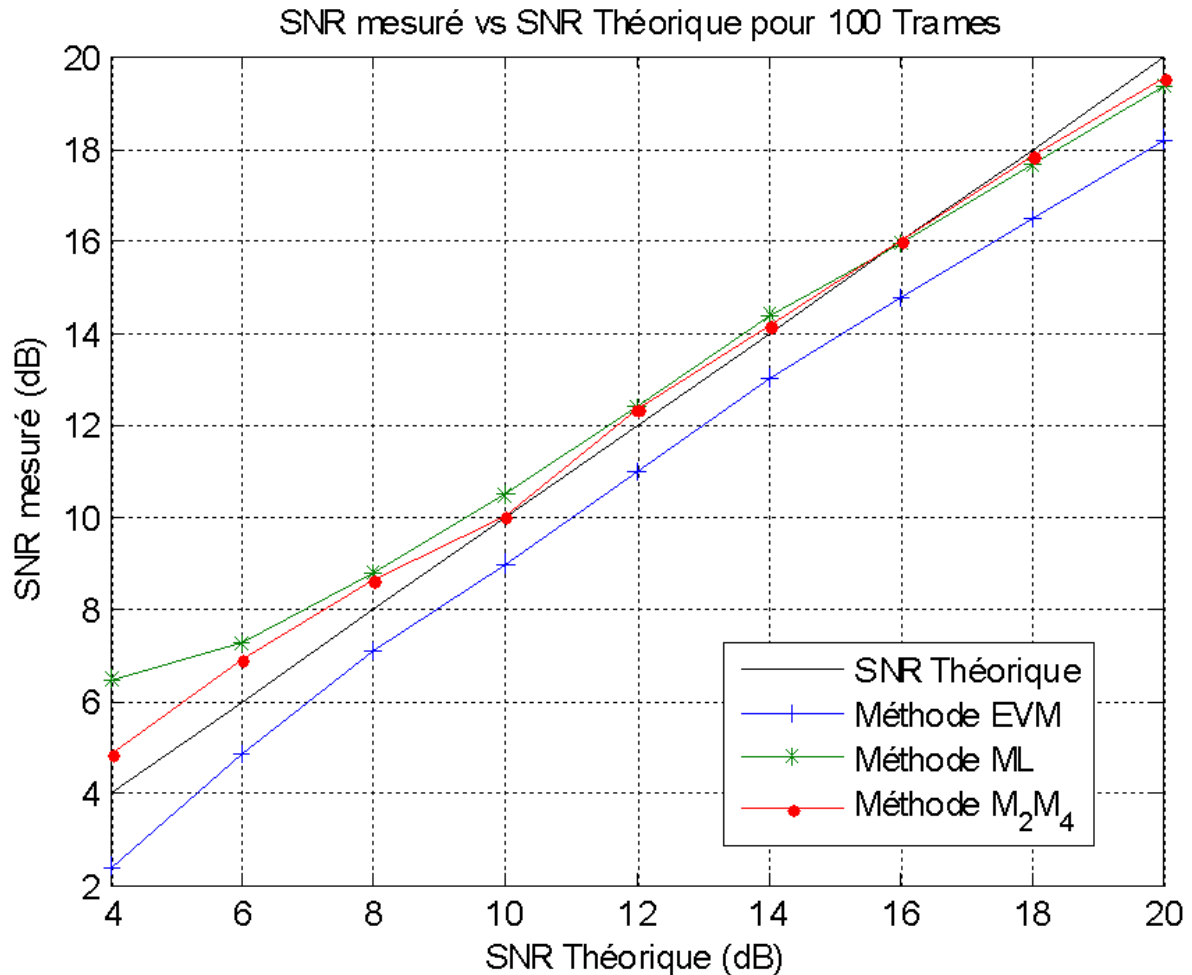


Figure. D. 2 : Etude comparative des trois algorithmes de synchronisation et résultats de mesures pour une modulation QPSK

Mesures avec la modulation QPSK

- *Etudes comparatives des algorithmes de synchronisation*
- ❖ Modulation : QPSK, 1 Msps, filtre en Racine de cosinus surélevé, burst de N=132 symboles ($N_{TS}=32$, $N_d=100$).
- ❖ Echantillonnage : fréquence d'échantillonnage ($f_e=8\text{MHz}$ (OSR=8), 3424 échantillons
- ❖ Taux d'erreurs binaire (BER) : comptage de 1500 erreurs

Tableau. D. 1: sensibilité du récepteur

	Syncho1	Syncho2	Syncho3
BER= 10^{-3}	-83dBm	-82,5dBm	-82,3dBm

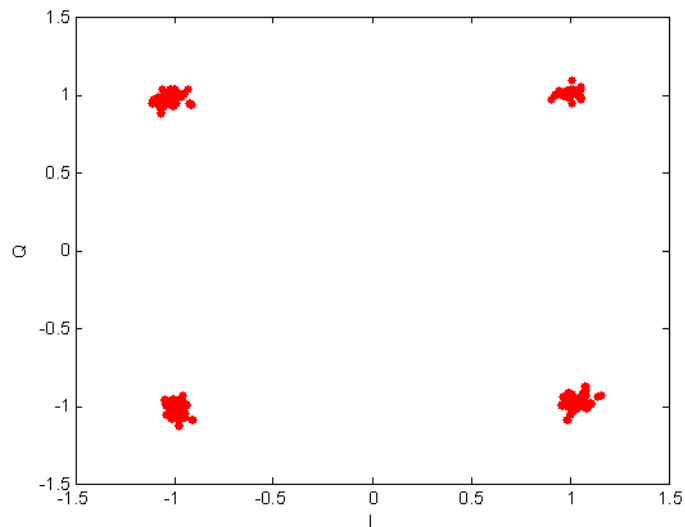


Figure. D. 3: Résultats de démodulation

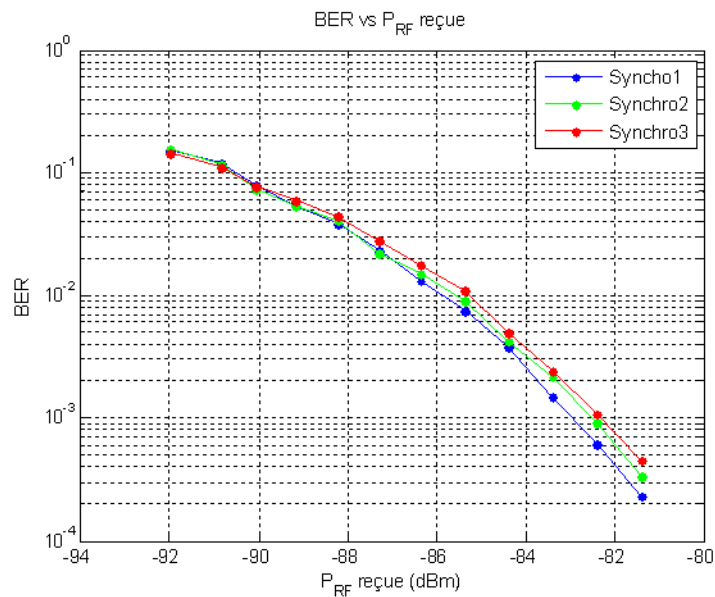


Figure. D. 4: Comparaison des trois algorithmes de synchronisation

➤ Variation des taux d'erreur binaire et symbole en fonction du rapport signal à bruit d'un bit

Soit E_b , l'énergie par bit et $N_0/2$ le bruit de densité spectrale. Le rapport E_b / N_0 est donné par :

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} = \left(\frac{S}{N}\right)_{dB} - 10 \cdot \log_{10}(k)$$

Où k est le nombre total de bits par symboles et $\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = SNR_{dB}$ est le rapport signal à bruit.

Tableau. C. 1 : Pertes d'implémentation en modulation QPSK

	Synchro1	Synchro2	Synchro3
BER=10 ⁻³	0,9dB	1,2dB	1,3dB

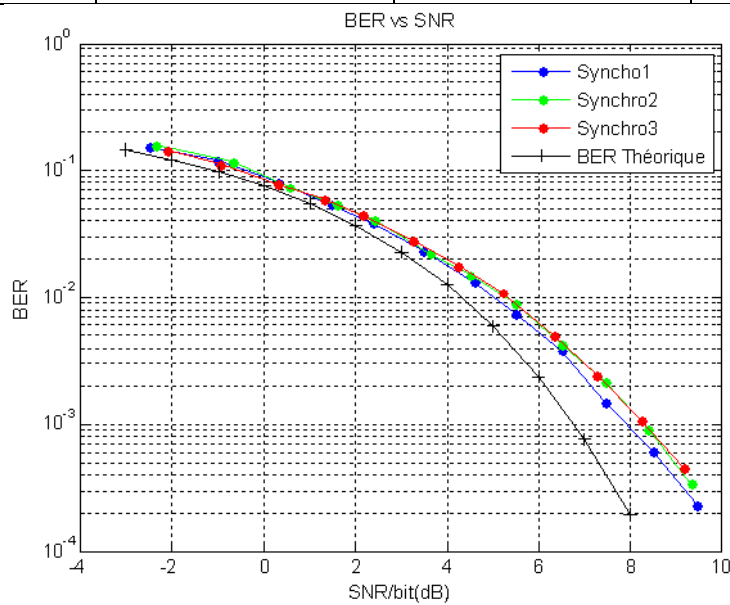


Figure. D. 5 : Variation du taux d'erreur binaire en fonction du SNR d'un bit avec une modulation QPSK

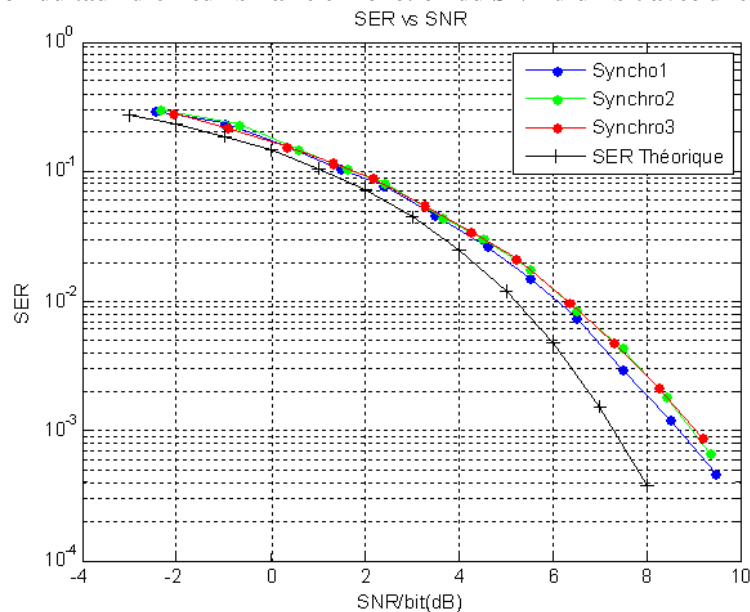


Figure. D. 6: Variation du taux d'erreur symbole en fonction du SNR d'un bit avec une modulation QPSK

Mesures avec la modulation 16QAM

- ❖ Préambule: QPSK, 1 Msps, filtre en Racine de cosinus surélevé, $N_{TS}=32$ symboles (64bits)
- ❖ Données : modulation 16QAM, 1Msps, filtre en Racine de cosinus surélevé, $N_d = 60$ symboles (240bits)
- ❖ Echantillonnage : fréquence d'échantillonnage $f_e = 8\text{MHz}$ (OSR=8), 2464 échantillons
- ❖ Taux d'erreurs binaire (BER) : comptage de 1500 erreurs

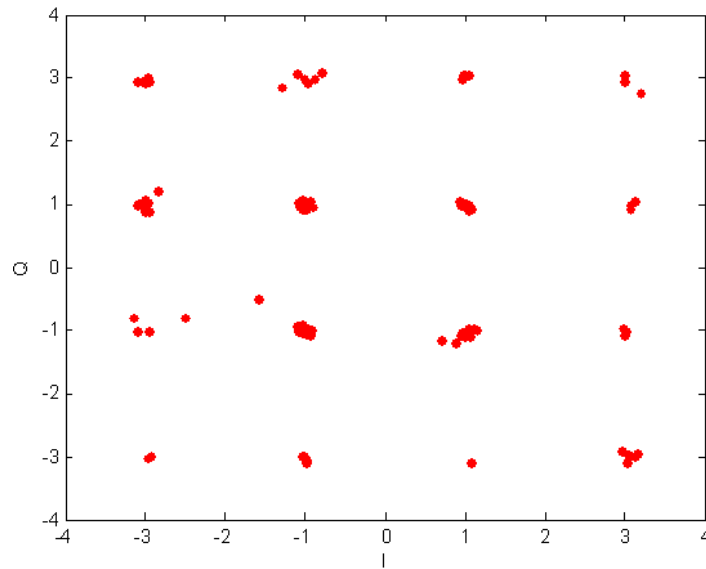


Figure. D. 7: Résultats de démodulation 16QAM

Variation des taux d'erreur binaire et symbole en fonction du rapport signal à bruit d'un bit

Tableau. D. 2 : Pertes d'implémentation en modulation 16QAM

	Synchro1	Synchro2	Synchro3
$BER=10^{-3}$	2,1dB	2,1dB	2dB

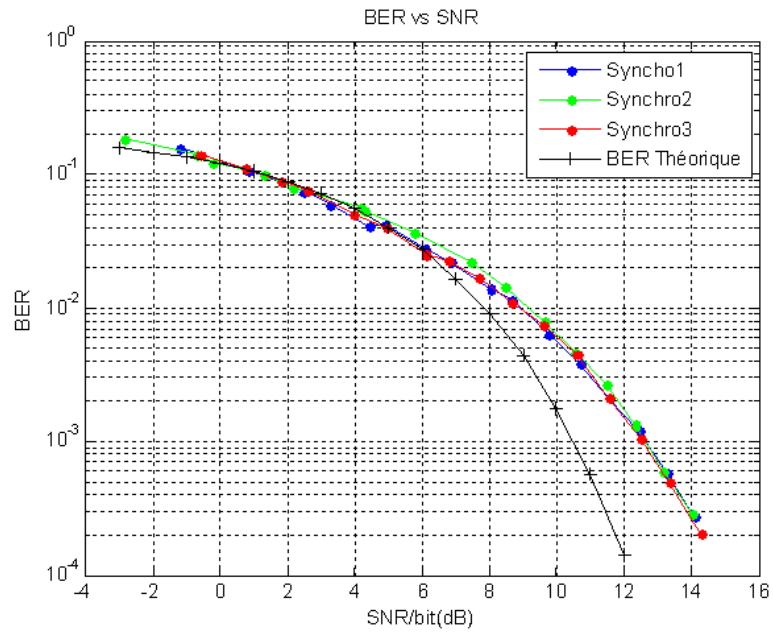


Figure. D. 8 : Variation du taux d'erreur binaire en fonction du SNR d'un bit avec une modulation 16QAM

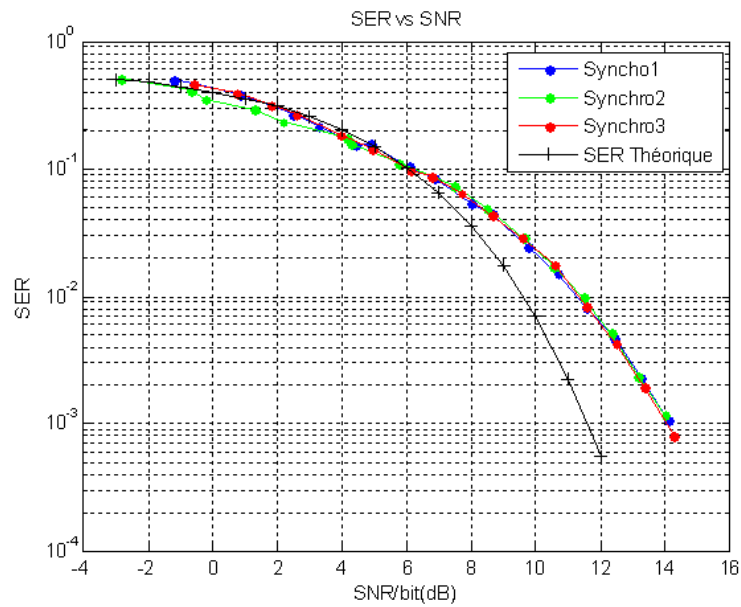


Figure. D. 9: Variation du taux d'erreur symbole en fonction du SNR d'un bit avec une modulation 16QAM

Résumé : La diversité d'antennes consiste à utiliser un système à accès multiples pour améliorer les performances des communications sans fil. Ce manuscrit est consacré à l'étude, aux analyses et aux mesures des performances en diversité de réception.

En premier lieu, des outils numériques souples et d'utilisation très générale sont développés pour calculer les paramètres de diversité dans n'importe quel contexte et sans restriction. Ensuite, une étude préliminaire des relations entre les couplages mutuels et les paramètres de diversité montre que les coefficients de corrélation et de couplage devraient être faibles. Cette conclusion a été utilisée pour concevoir et optimiser un terminal compact constitué de deux antennes monopôlaires imprimées fonctionnant dans la bande du WiMax 3.4-3.6 GHz par insertion de fente. Des mesures ont été faites en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) avec un analyseur de réseaux vectoriel qui délivre une onde CW (constante wave), puis avec un dispositif constitué de deux modules indépendants (émission et réception) de communications numériques. Ce dernier a permis de faire d'autres mesures en milieu « indoor » et dans un contexte milieu « indoor » vers milieu « outdoor ». Finalement, une étude analytique permet de montrer que la diversité d'antennes et la synthèse de diagrammes sont équivalentes.

Study of antenna diversity systems. Application to compact terminals and measurements of performances in real environments

Abstract: Wireless communication performances are improved by using multiple antennas or multiple access systems: this is the antenna diversity principle. Diversity studies, its analysis and some measurement results are depicted in this PhD thesis.

First, numerical tools that allow the calculation of diversity parameters are developed. These tools are highly efficient since they are independent of any assumption. Second, a preliminary study of the relationships between mutual coupling and diversity parameters is done. The results demonstrated that mutual coupling and correlation coefficients should be preferably low. This conclusion is used to design and optimize a compact terminal that consists of two printed monopole antennas working in the WiMax 3.4-3.6GHz band by a slot insertion for decoupling. Next, measurements took place in a modes stirred reverberation chamber (MSRC) using two different test-beds. The first one used a network analyzer which delivers a constant wave in the chamber. The second one is constituted by two independent digital communication modules (transmission and reception). This latest test-bed allows also measurements in indoor and indoor to outdoor environments. Finally, an analytical study proves that antenna diversity and radiation pattern synthesis are equivalent.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés :

Coefficient de corrélation	Communication sans fil
Gain de diversité	Radiocommunications
Système multi-antennes	Communications numériques
Système embarqué compact	Synthèse de diagramme
Couplage et découplage	

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex