



HAL
open science

Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G

Emmanuel Dreina

► **To cite this version:**

Emmanuel Dreina. Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G. Physique [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2010. Français. NNT : . tel-00634931

HAL Id: tel-00634931

<https://theses.hal.science/tel-00634931>

Submitted on 24 Oct 2011

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

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

**UNIVERSITE DE GRENOBLE
INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'Université de Grenoble
délivré par l'Institut polytechnique de Grenoble**

Spécialité : «Optique et Radiofréquence»

préparée au laboratoire **France Télécom R&D** et **LCIS/INPG**

dans le cadre de l'**Ecole Doctorale** «*Electronique, Electrotechnique, Automatique,*

Télécommunications, Signal»

présentée et soutenue publiquement
par

DREINA Emmanuel

Le 1^{er} Juillet 2010

**Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes
miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les
performances radio d'un terminal mobile 4G**

***DIRECTEUR DE THESE
Smail TEDJINI***

JURY

M. Philippe PANNIER	, Président
M. Georges KOSSAVIAS	, Rapporteur
M. Jean-Marc LAHEURTE	, Rapporteur
M. Smail TEDJINI	, Directeur de thèse
M. Michel PONS	, Co-encadrant France Télécom R&D
M. Tan-Phu VUONG	, Co-encadrant INPG

"Le mieux est l'ennemi du bien ..."

REMERCIEMENTS

Cette thèse est le fruit d'une coopération entre France Télécom R&D et le laboratoire LCIS de l'Institut National Polytechnique de Grenoble. Je tiens à remercier Mme Marilyn Arndt, responsable de l'unité de R&D IROC à France Télécom R&D à Meylan, pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Je tiens tout d'abord à exprimer toute ma gratitude à Michel Pons, pour m'avoir proposé un stage puis cette thèse. Je le remercie chaleureusement pour la grande qualité de son encadrement au quotidien, ainsi que la confiance et la grande autonomie qu'il m'a accordées pendant ces trois années. Je le remercie également pour sa disponibilité, ses encouragements pour finaliser mes travaux et sa relecture attentive de ce manuscrit. Je tiens à remercier sincèrement M. Smaïl Tedjini, professeur au laboratoire LCIS de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, directeur de cette thèse qui a contribué à l'aboutissement de celle-ci. Je remercie également M. Tan-Phu Vuong maître de conférences au laboratoire LCIS de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, co-encadrant de cette thèse pour ses conseils scientifiques et son soutien.

J'adresse tous mes remerciements à l'ensemble des membres du jury et salue leur lecture attentive de l'ensemble de ce volumineux manuscrit. Je remercie M. Georges Kossiavas, professeur à l'université de Nice Sophia-Antipolis et M. Jean-Marc Laheurte, professeur à l'université de Marne-La-Vallée pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant d'être les rapporteurs de cette thèse. Je remercie M. Philippe Pannier, professeur à l'université de Provence, de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

Je remercie particulièrement les stagiaires que j'ai pu encadrer durant ces trois années de thèse : Youness Boufeloussen, Célia D'Almeida et Evanaska Nogueira. Une part de mes travaux n'aurait pu être aussi aboutie sans leurs contributions et leur implication.

Je remercie chaleureusement ma famille, tout particulièrement mes parents, mes grands parents et mon frère, pour leur soutien tout au long de cette entreprise et pour l'éducation qu'ils ont su me donner. Je n'oublie pas également ma belle famille qui m'a soutenu.

Je remercie également mes collègues de France Télécom, les permanents, post-doc, thésards et stagiaires pour la bonne ambiance de travail et les moments partagés : Chawki, Nico C, Ioan, Philippe M., Matthieu, Jean , Jérémie, Apostolos, Benoit, Stéphane, Mohamed, Lahouari, Thomas, Misha, Fred, Christian, Philippe G, René, Marc... Merci également à Anthony et Laurent du LCIS pour leur disponibilité et leur aide à la fabrication et à la mesure de certaines antennes.

Je remercie tous mes amis qui m'ont encouragé au cours des mois de rédaction qui ont suivi mes trois années de thèse. Et à tout ceux qui m'ont dit un jour « Alors, elle en est où cette thèse ? », je peux leur dire qu'elle est aujourd'hui finie.

Pour terminer, je dédie ce manuscrit à Julie qui est devenue ma « p'tite » femme au cours de cette thèse. Elle a su me soutenir et m'encourager dans les moments les plus difficiles et sait plus que quiconque le temps passé sur la rédaction de ce manuscrit. Elle a également su se montrer patiente et compréhensive notamment pendant ces mois de rédaction nocturne où mon investissement a pesé sur ma disponibilité et mon humeur.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	v
TABLE DES MATIERES	vii
LISTE DES TABLEAUX.....	xiv
LISTE DES FIGURES	xv
INTRODUCTION.....	1

CHAPITRE 1 : LES RESEAUX DE COMMUNICATION SANS FIL

1.1 BREF HISTORIQUE : DE LA NAISSANCE A L'EXPLOSION DES MOYENS DE COMMUNICATION SANS FIL.....	5
1.2 LES DIFFERENTES ARCHITECTURES DE RESEAUX SANS FIL.....	9
1.2.1 Les réseaux sans fil point à point et point à multi point	9
1.2.2 Les réseaux sans fil avec infrastructure ou cellulaire	10
1.2.3 Les réseaux sans fil sans infrastructure ou Ad Hoc	12
1.3 LES CATEGORIES DE RESEAUX SANS FIL.....	13
1.3.1 Introduction.....	13
1.3.2 Les réseaux personnels sans fil.....	15
1.3.3 Les réseaux locaux sans fil	17
1.3.4 Les réseaux métropolitains sans fil.....	19
1.3.5 Les réseaux étendus sans fil.....	21
1.3.6 Une nouvelle catégorie de réseau : le réseau sans fil corporel	22
1.4 LES OBJETS COMMUNICANTS MOBILES.....	23
1.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 1.....	26
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 1	28

CHAPITRE 2 : LES ANTENNES ET LEURS PARAMETRES FONDAMENTAUX

2.1	DEFINITION D'UNE ANTENNE	29
2.2	LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES	31
2.2.1	L'impédance d'entrée d'une antenne.....	31
2.2.2	Le coefficient de réflexion	32
2.2.3	Le Rapport d'Onde Stationnaire.....	32
2.2.4	La fréquence de résonance et la bande passante	33
2.3	LES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT.....	34
2.3.1	Les régions du champ électromagnétique.....	35
2.3.2	Le diagramme de rayonnement.....	36
2.3.3	L'angle d'ouverture.....	37
2.3.4	Le gain et la directivité	38
2.3.5	L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale d'antenne	39
2.3.6	La polarisation	40
2.3.7	Le bilan de liaison en espace libre : formule de Friis	43
2.4	LES DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES	44
2.4.1	Les antennes filaires.....	45
2.4.2	Les PIFA - Planar Inverted F Antennas	49
2.4.3	Les antennes Patch.....	52
2.4.4	Les antennes directives	54
2.4.5	Les antennes à ouverture.....	56
2.5	LA MINIATURISATION DES ANTENNES	57
2.5.1	La modification du design de l'antenne	57
2.5.2	Les matériaux à forte permittivité.....	60
2.5.3	Les métamatériaux	61
2.5.4	L'utilisation de court circuit ou de charge.....	62
2.6	CONCLUSION DU CHAPITRE 2.....	63
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....	65

CHAPITRE 3 : LA DIVERSITE D'ANTENNES

3.1 PROPAGATION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES.....	67
3.1.1 Les phénomènes de propagation.....	68
3.1.2 La propagation par trajets multiples	70
3.1.3 Evolution de la puissance au cours de la propagation	71
3.2 LES ENVIRONNEMENTS DE PROPAGATION CONSIDERES ET LEURS PROPRIETES.....	73
3.2.1 Les environnements indoor et urbain, des milieux contraints	73
3.2.2 L'architecture choisie : SIMO	73
3.2.3 Distribution angulaire de la puissance incidente	74
3.2.4 Evolution de la polarisation	75
3.3 DEFINITION DE LA DIVERSITE D'ANTENNES	77
3.3.1 Les différents types de diversité d'antennes.....	77
3.3.2 Le gain de diversité.....	80
3.3.3 Les techniques de recombinaison d'antennes.....	82
3.3.4 Les finalités du gain de diversité	85
3.4 SYNTHESE SUR LES DIFFERENTES DIVERSITES D'ANTENNES.....	86
3.4.1 La diversité spatiale	86
3.4.2 La diversité de polarisation.....	89
3.4.3 La diversité de diagramme.....	91
3.4.4 Conclusion	93
3.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 3.....	94
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3.....	96

CHAPITRE 4 : ANTENNES CONCUES POUR L'EVALUATION DE LA DIVERSITE

4.1 INTRODUCTION.....	103
4.2 SYSTEMES A DIVERSITE SPATIALE ET/OU DE POLARISATION : SYSTEMES A DOUBLE PATCHS.....	104
4.3 SYSTEMES A DIVERSITE SPATIALE	108

4.3.1	Système à deux monopoles	108
4.3.2	Antennes miniatures ou "chip antenna"	111
4.4	SYSTEMES A DIVERSITE DE POLARISATION.....	115
4.4.1	Antenne agile en polarisation et en fréquence	115
4.4.2	Systèmes à base d'IFA	121
4.5	SYSTEMES A DIVERSITE DE DIAGRAMME : SYSTEME A 4 ANTENNES YAGI-UDA	125
4.5.1	Première version du système à quatre antennes Yagi-Uda.....	126
4.5.2	Seconde version du système à quatre antennes Yagi-Uda.....	127
4.5.3	Circuit de commutation.....	130
4.6	CONCLUSION DU CHAPITRE 4.....	131
	BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 4	132

CHAPITRE 5 : L'EVALUATION DE LA DIVERSITE

5.1	PARAMETRES NECESSAIRES A L'EVALUATION DE LA DIVERSITE.....	134
5.1.1	La corrélation	134
5.1.2	Le Mean Effective Gain ou gain effectif moyen	139
5.1.3	Modélisation de l'environnement de propagation.....	141
5.2	DEFINITION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE EN FONCTION DE SON ORIENTATION	144
5.2.1	Introduction.....	144
5.2.2	Repère et systèmes de coordonnées considérés	145
5.2.3	Rotation du diagramme de rayonnement	147
5.2.4	Repolarisation des champs électriques	148
5.2.5	Ré-échantillonnage et interpolation	150
5.2.6	Exemple : rotation d'un dipôle	151
5.3	GAIN DE DIVERSITE - PRINCIPE DE BASE.....	152
5.3.1	Le gain de diversité.....	152
5.3.2	Le gain de diversité effectif	157
5.3.3	Principe de base du calcul du gain de diversité	158

5.4	METHODOLOGIE D'EVALUATION THEORIQUE DE LA DIVERSITE	159
5.4.1	Les limites du gain de diversité	159
5.4.2	Le gain de diversité référencé	161
5.4.3	Méthodologie d'évaluation théorique de la diversité	164
5.5	CONCLUSION DU CHAPITRE 5.....	169
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 5.....	170

CHAPITRE 6 : EXEMPLES DE RESULTATS OBTENUS AVEC LA METHODOLOGIE D'EVALUATION THEORIQUE DE LA DIVERSITE

6.1	EXEMPLE 1 : RESEAU DE CAPTEURS	174
6.1.1	Description de l'application et de ses situations.....	174
6.1.2	Description des environnements	176
6.1.3	Systèmes d'antennes.....	178
6.1.4	Analyse des résultats de l'exemple 1.....	179
6.2	EXEMPLE 2 : TELEPHONE MOBILE UNIK.....	181
6.2.1	Description de l'application et de ses situations.....	181
6.2.2	Description des environnements	184
6.2.3	Systèmes d'antennes.....	185
6.2.4	Résultats et analyses de l'exemple 2	187
6.3	EXEMPLE 3 : SYSTEME UWB.....	190
6.3.1	Description de l'application et de ses situations.....	190
6.3.2	Description des environnements	192
6.3.3	Systèmes d'antennes.....	193
6.3.4	Résultats et analyses de l'exemple 3	196
6.4	EXEMPLE 4 : ANTENNE UNIQUE OU ANTENNES MINIATURES EN DIVERSITE ?.....	199
6.4.1	Description de l'application et de ses situations.....	199
6.4.2	Description des environnements	200
6.4.3	Systèmes d'antennes.....	201
6.4.4	Résultats et analyses de l'exemple 4	205

6.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 6.....	209
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 6.....	210

CHAPITRE 7 : EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE D'ANTENNES

7.1 ETAT DE L'ART DES METHODES D'EVALUATION EXPERIMENTALES DE LA DIVERSITE EXISTANTES.....	211
7.1.1 Environnements contrôlés et non contrôlés	211
7.1.2 Evaluations expérimentales de la diversité.....	212
7.1.3 Les propriétés générales des systèmes utilisés en environnement non contrôlé.....	214
7.1.4 Les différents systèmes d'évaluation en environnement non contrôlé.....	218
7.2 NOTRE SYSTEME D'EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE D'ANTENNES.....	224
7.2.1 Objectifs et choix pour notre système.....	224
7.2.2 Architecture générale du système	225
7.2.3 La partie émission	226
7.2.4 La partie réception	228
7.2.5 Le traitement des données.....	233
7.2.6 Protocole expérimental	235
7.3 PREMIERE CAMPAGNE DE MESURE ET RESULTATS.....	238
7.3.1 Le système d'antennes.....	238
7.3.2 Environnement de la campagne de mesure.....	239
7.3.3 Conditions de mesure.....	242
7.3.4 Analyse des résultats de la campagne de mesures	243
7.4 CONCLUSION DU CHAPITRE 7.....	248
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 7.....	250
 CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	 253

ANNEXES

ANNEXE A : ANTENNE PIFA AGILE EN POLARISATION POUR RECEPTION EN DIVERSITE.....	259
ANNEXE B : MESURE ET UTILISATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT POUR EVALUER LA DIVERSITE.....	265
ANNEXE C : IMPLEMENTATION DE LA METHODOLOGIE D'EVALUATION THEORIQUE DE LA DIVERSITE.....	283
ANNEXE D : METHODOLOGIES D'EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE EN ENVIRONNEMENTS CONTROLES	293
ANNEXE E : LES TRAITEMENTS MULTI-ANTENNES UTILISES DANS NOTRE SYSTEME D'EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE.....	307
ANNEXE F : LISTE DES PUBLICATIONS ET DES BREVETS	313
ANNEXE G : RESUMES.....	315

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 5.1. Paramètres des modèles Gaussien et double exponentiel pour différents environnements mesurés par [5.8]	143
Tableau 6-1. Synthèse de l'application compteur d'eau	176
Tableau 6-2. Gain de diversité référencé et Gain de Diversité Final Pondéré pour chaque association antennes/traitement étudiée	180
Tableau 6-3. Synthèse des situations pour l'application téléphone mobile Unik.....	184
Tableau 6-4. Synthèse des différentes associations traitement / antenne étudiées	187
Tableau 6-5. Synthèse des résultats obtenus pour chaque association antenne / traitement.....	188
Tableau 6-6. Synthèse des situations pour les systèmes UWB.....	192
Tableau 6-7. Fréquences centrales étudiées et numéros de bande associés.....	192
Tableau 6-8. Longueur des brins des dipôles utilisés pour chaque fréquence étudiée	193
Tableau 6-9. Gains de diversité référencés (en dB) obtenus pour chaque situation avec le système FTRD	197
Tableau 6-10. Gains de diversité référencés (en dB) obtenus pour chaque situation avec le système LCIS	197
Tableau 6-11. Efficacités totales des différentes antennes de l'exemple en fonction de la fréquence.....	204
Tableau 6-12. Gains de diversité référencés (en dB) obtenus pour chaque situation en fonction de l'antenne de référence.....	206
Tableau 6-13. Gains de diversité référencés moyens (en dB) pour chaque antenne de référence	207
Tableau 6-14. Volumes occupés par les différentes antennes de l'exemple	208

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1. Cohéreur de Branly	8
Figure 1-2. Émetteur de Marconi.....	8
Figure 1-3. Schéma d'un réseau cellulaire	11
Figure 1-4. Modèle de couverture cellulaire basé sur l'utilisation de 7 fréquences.....	11
Figure 1-5. Exemple de réseau Ad Hoc	12
Figure 1-6. Les catégories de réseau sans fil	14
Figure 1-7. Les différentes couches du modèle OSI.....	15
Figure 1-8. Logo du Bluetooth.....	16
Figure 1-9. Logo du ZigBee.....	16
Figure 1-10. Logo de l'IRDA	17
Figure 1-11. Logo du WiFi	18
Figure 1-12. Logo de HiperLAN2	19
Figure 1-13. Illustration de la Boucle Locale Radio.....	20
Figure 1-14. Logo du WiMAX	20
Figure 1-15. Exemple de réseau corporel sans fil ou WBAN.....	23
Figure 1-16. Evolution de l'ergonomie et de l'esthétisme des téléphones portables.....	26
Figure 2-1. Schéma de principe d'un système de communication radio.....	30
Figure 2-2. Illustration de la bande passante à -10 dB d'une antenne.....	34
Figure 2-3. Illustration des régions du champ électromagnétique d'une antenne.....	35
Figure 2-4. Exemples de diagramme de rayonnement d'antenne	37
Figure 2-5. Illustration de l'angle d'ouverture.....	37
Figure 2-6. Illustration de la conservation de l'énergie dans une antenne	39
Figure 2-7. Composantes orthogonales du champ électrique	41
Figure 2-8. Représentation de la rotation du vecteur champ électrique \vec{E} dans le plan xy	42
Figure 2-9. Polarisation en fonction du rapport E_y/E_x et du déphasage ϕ	43

Figure 2-10. Distribution du courant le long d'un dipôle en fonction du rapport d/λ	46
Figure 2-11. Diagramme de rayonnement d'un dipôle.....	47
Figure 2-12. Monopole quart d'onde et représentation de son image.....	48
Figure 2-13. Exemples de produits mettant en œuvre des monopoles	49
Figure 2-14. Structure de l'antenne PIFA	50
Figure 2-15. Exemples d'antennes PIFA présentes dans des téléphones portables	51
Figure 2-16. Structure d'une antenne IFA.....	51
Figure 2-17. Exemple de mise en œuvre d'une antenne IFA dans un module Bluetooth.....	52
Figure 2-18. Structure d'une antenne patch	53
Figure 2-19. Exemple de mise en œuvre de patches parasites pour élargir la bande passante.....	53
Figure 2-20. Exemples d'antennes directives.....	54
Figure 2-21. Exemple de réseau d'antennes patches à 16 éléments.....	55
Figure 2-22. Eléments constitutifs d'une antenne Yagi-Uda à 5 éléments	55
Figure 2-23. Exemples d'antennes cornet utilisées en métrologie	56
Figure 2-24. Exemples de miniaturisation par introduction de fente.....	58
Figure 2-25. Exemple d'antenne monopole repliée	58
Figure 2-26. Exemple d'antenne PIFA repliée.....	59
Figure 2-27. Structure de Von Koch appliquée à un dipôle	59
Figure 2-28. Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle.....	60
Figure 2-29. Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch.....	60
Figure 2-30. Exemples d'antennes sur substrat à forte permittivité.....	61
Figure 2-31. Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif.....	62
Figure 3-1. Illustration du phénomène de réflexion (a) et de réfraction (b)	68
Figure 3-2. Illustration du phénomène de diffusion.....	69
Figure 3-3. Illustration des phénomènes de diffusion.....	70
Figure 3-4. Puissance du signal reçu en fonction de la distance.....	72
Figure 3-5. Principe de l'amélioration du niveau de puissance en réception par l'effet de la diversité d'antennes	78
Figure 3-6. Schéma de principe de la sélection de voie.....	83
Figure 3-7. Schéma de principe de la sélection de voie à seuil	83
Figure 3-8. Schéma de principe du MRC	84

Figure 3-9. Schéma de principe de l'EGC.....	85
Figure 3-10. Corrélation en fonction de la distance entre antennes avec un angle d'incidence de 30° et différents étalements angulaires	87
Figure 3-11. Représentation de la corrélation en fonction de la distance selon la formule de Clarke.....	88
Figure 4-1. Systèmes à double patches réalisés.....	104
Figure 4-2. Systèmes à deux patches à double polarisation, à gauche celui avec un substrat de 120x53 mm et à droite celui avec le substrat de 110x43 mm.....	105
Figure 4-3. Coefficients de réflexion et de transmission d'une des voies de l'antenne à double patches	106
Figure 4-4. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation pour la voie du patch polarisée verticalement	107
Figure 4-5. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation pour la voie du patch polarisée horizontalement	107
Figure 4-6. Dimensions des systèmes d'antenne à deux monopoles triangulaires.....	108
Figure 4-7. Photographies des quatre systèmes d'antennes à deux monopoles réalisés	109
Figure 4-8. Coefficients de réflexion simulés et mesurés des systèmes à deux monopoles pour différents écartements	110
Figure 4-9. Vues de l'antenne PIFA miniature	112
Figure 4-10. Vue de l'antenne PIFA sur substrat de type FoamClad.....	113
Figure 4-11. Bande passante obtenue pour l'antenne PIFA miniature en fonction du substrat ..	113
Figure 4-12. Dimensions d'un système à diversité spatiale utilisant deux antennes miniatures.	114
Figure 4-13 Schéma de l'antenne PIFA agile en polarisation et en fréquence.....	116
Figure 4-14. Tableau de correspondance entre les états de l'antenne agile et les états des diodes PIN	117
Figure 4-15. Antenne dans un repère sphérique et cartésien	118
Figure 4-16. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation à 3,53 GHz lorsque le plan de court-circuit 1 est connecté.....	119
Figure 4-17. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation à 3,53 GHz lorsque le plan de court-circuit 2 est connecté	119
Figure 4-18. Coefficient de réflexion de l'antenne agile lorsque le plateau rectangulaire est non	

connecté (courbe rouge) et connecté (courbe verte).....	120
Figure 4-19. Systèmes à diversité de polarisation à base d'IFA	122
Figure 4-20. Photographies des trois systèmes à deux IFA	123
Figure 4-21. Coefficients de réflexion simulés et mesurés des trois systèmes à deux IFA.....	124
Figure 4-22. Système d'antennes à quatre Yagi-Uda simulé et réalisé.....	126
Figure 4-23. Diagramme de rayonnement d'une des antennes du système.....	127
Figure 4-24. Dimensions du système à quatre antennes Yagi-Uda imprimées	128
Figure 4-25. Photographie du système Yagi-Uda imprimé avec les deux plaques assemblées .	129
Figure 4-26. Coefficients de réflexion et de transmission d'une des antennes du système à quatre Yagi-Uda.....	129
Figure 4-27. Comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus en simulation et par la mesure.....	130
Figure 4-28. Photographie du commutateur RF 4 voies réalisé.....	131
Figure 5-1. Exemple d'orientations possibles pour un téléphone mobile	145
Figure 5-2. Représentation des repères cartésien et sphérique considérés	146
Figure 5-3. Représentation des rotations élémentaires	148
Figure 5-4. Représentation des repères avant et après rotation	149
Figure 5-5. Exemple de rotation du champ électrique total d'un dipôle, de ré-échantillonnage et d'interpolation de celui-ci dans le repère initial	150
Figure 5-6. Champs électriques d'un dipôle avant et après rotation de 45° selon l'axe x.....	151
Figure 5-7. Calcul du gain de diversité.....	153
Figure 5-8. Gain de diversité en fonction du nombre de branche.....	154
Figure 5-9. Gain de diversité en dB pour la Sélection.....	155
Figure 5-10. Gain de diversité en dB pour le Maximum Ratio Combining	156
Figure 5-11. Différence entre le gain de diversité et le gain de diversité effectif.....	157
Figure 5-12. Diagramme du principe de base du calcul du gain de diversité.....	158
Figure 5-13. Mise en évidence des limites du gain de diversité	160
Figure 5-14. Illustration de la définition du Gain de Diversité Référencé.....	162
Figure 5-15. Diagramme du principe de base du calcul du gain de diversité référencé.....	163
Figure 5-16. Diagramme synthétisant la méthodologie d'évaluation de la diversité	167
Figure 5-17. Diagramme synthétisant le choix d'un système multi-antennes.....	168

Figure 6-1. Compteur d'eau sous les différentes orientations considérées	175
Figure 6-2. Distribution normalisée du champ incident pour les composantes θ et ϕ	177
Figure 6-3. Représentation du dipôle dans le repère initial	178
Figure 6-4. Représentation des systèmes d'antennes évalués	179
Figure 6-5. Orientation du téléphone mobile Unik avant rotation.....	182
Figure 6-6. Représentation des différentes orientations pouvant être prises par le téléphone mobile Unik	183
Figure 6-7. Représentation 3D des composantes selon θ et ϕ du champ incident urbain	185
Figure 6-8. Identification des ports RF du système à deux patches à double polarisation.....	186
Figure 6-9. Représentation des trois orientations dans l'espace d'un des systèmes UWB étudiés	191
Figure 6-10. Représentation de la géométrie du système d'antennes LCIS	194
Figure 6-11. Représentation des trois orientations dans l'espace du système LCIS	194
Figure 6-12. Représentation de la géométrie du système d'antennes FTRD	195
Figure 6-13. Coefficients de réflexion (S11) des deux systèmes UWB	196
Figure 6-14. Antenne miniature utilisée dans le système à diversité.....	201
Figure 6-15. Système d'antennes miniatures avant rotation	201
Figure 6-16. Représentation du dipôle dans le repère initial	202
Figure 6-17. Vue des antennes patches de référence avant rotation.....	203
Figure 6-18. Coefficients de réflexion des antennes patches polarisées verticalement et horizontalement et de l'antenne miniature ("chip antenna").....	204
Figure 7-1. Probabilités de densité cumulée avant et après recombinaison et mesure du gain de diversité.....	214
Figure 7-2. Schéma de principe du banc de test HAAT [7.26].....	219
Figure 7-3. Schéma de principe de la partie réception du système VIPER	220
Figure 7-4. Chaines de réception du système [7.15].....	221
Figure 7-5. Principe du banc de test utilisant un analyseur de réseau vectoriel [7.17].....	222
Figure 7-6. Schéma de principe du banc de test utilisant des analyseurs de spectre [7.20]	223
Figure 7-7. Schéma de principe du système [7.18].....	223
Figure 7-8. Architecture du banc de test conçu	226
Figure 7-9. Vue de la partie émission de notre système	227

Figure 7-10. Vues du déplaceur linéaire et de la partie réception du banc de test.....	229
Figure 7-11. Vue du bloc moteur et de l'arrêt d'urgence.....	230
Figure 7-12. Vue du support du mât télescopique et des joints tournants	230
Figure 7-13. Vue du récepteur à deux voies reposant sur un châssis VXI	231
Figure 7-14. Architecture détaillée de la partie réception du système.....	232
Figure 7-15. Alimentation prise sur Canalis	233
Figure 7-16. Vue du tableau électrique et du servomoteur.....	233
Figure 7-17. Principe du traitement des signaux sous le logiciel ADS	234
Figure 7-18. Exemple d'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du traitement appliqué	237
Figure 7-19. Schéma du système d'antennes utilisé.....	239
Figure 7-20. Photo du système d'antennes utilisé.....	239
Figure 7-21. Plan du 1 ^{er} étage du bâtiment E.....	240
Figure 7-22. Position et orientation de la partie réception placée dans le laboratoire	241
Figure 7-23. Position de la partie émission dans le bureau E003	241
Figure 7-24. Position de la partie émission dans le bureau E010	241
Figure 7-25. Evolution du Taux d'erreur binaire obtenu avec la diversité spatiale	243
Figure 7-26. Evolution du Taux d'erreur binaire obtenu avec la diversité de polarisation.....	244
Figure 7-27. Evolution du Taux d'erreur binaire obtenu avec la diversité de polarisation et d'espace	244
Figure 7-28. Exemple de résultats obtenus avec la voie 2 défectueuse	247

INTRODUCTION

Grâce aux progrès de la microélectronique et maintenant de la nanoélectronique, les objets communicants envahissent, de plus en plus, notre vie quotidienne. La progression des performances des circuits de traitement numérique et dans une moindre mesure celle des circuits analogiques est liée à la "fameuse" loi de Moore. La réduction drastique des dimensions physique de ces objets qui doivent "se faire oublier" dans notre environnement est ainsi une tendance historique lourde.

Malheureusement la miniaturisation de certaines fonctions (par exemple l'énergie) n'obéit pas à la loi de Moore puisque celles-ci ne mettent pas en jeu la microélectronique et ses progrès réguliers. C'est tout particulièrement le cas des antennes qui sont régies par les lois de l'électromagnétisme. On ne peut ainsi pas réduire les dimensions d'une antenne par les mêmes procédures que celles employées pour les transistors d'un circuit et il existe de toute façon des limites théoriques "plancher" au gain et à l'efficacité de ces éléments rayonnants.

L'optimisation du lien radio qui conduit à minimiser la puissance émise, augmenter la portée ou encore augmenter le débit d'information et qui passe par l'utilisation d'antennes efficaces est ainsi limitée par les contraintes d'encombrement donc de taille de ces éléments. Celle-ci est typiquement de l'ordre du quart de la longueur d'onde, donc de l'ordre de quelques centimètres à la dizaine de centimètres pour les bandes de fréquence UHF généralement utilisées, ce qui est en général très élevé par rapport aux dimensions idéalement souhaitées. On peut également retourner la proposition précédente et dire que les possibilités de miniaturisation d'antennes sont restreintes par le risque de dégradation excessive du lien radio lié à un sous dimensionnement.

Il existe par ailleurs une difficulté inhérente au fait que les objets communicants auxquels nous nous intéressons ici, sont généralement situés dans un environnement très contraint du point de vue topographique (par exemple intérieur ou urbain dense). En effet le canal de propagation que nous devons considérer conduit à des atténuations et à des perturbations (trajets multiples) du signal bien plus importantes que celles obtenus avec des objets communicants en vue directe.

On notera que la montée en fréquence de travail qui permettrait dans une certaine mesure de réduire les dimensions à efficacité constante va malheureusement dans le "mauvais sens" quand l'on considère le canal. En effet l'atténuation d'espace varie comme le carré de la fréquence si on est dans une situation de canal gaussien (transmission en espace libre sans obstacles) et elle est encore bien plus marquée dans le cas d'une propagation sans vue directe.

L'optimisation d'antenne pour le meilleur lien radio possible relève donc d'un certain art du compromis dans lequel des méthodes de miniaturisation (évoquées dans ce document) se révèlent certes intéressantes et utiles mais pas suffisantes. Ainsi ces méthodes ne peuvent pas résoudre la difficulté principale que nous avons mentionnée et qui est liée aux perturbations du signal en environnement contraint. Celles-ci, notamment dues aux phénomènes de réflexion, réfraction et diffusion des ondes électromagnétiques, créent des interférences (multi-trajets) et produisent des effets d'évanouissement du signal (fading). Autrement dit il existe ainsi dans un lieu confiné donné des zones d'ombre dans lesquelles une antenne (un récepteur) ne recevra pas ou peu de signal, alors qu'à une fraction de longueur d'onde de là, d'autres zones seront "éclairées" permettant une réception convenable.

Un principe permettant de pallier cette difficulté est celui de la diversité et donc en particulier de la diversité d'antennes. Il consiste à utiliser par exemple deux ou plusieurs antennes distantes les unes des autres pour récupérer des signaux que l'on pourra recombinaison de façon à obtenir un signal d'amplitude la plus grande possible, la probabilité d'avoir un phénomène de fading sur toutes les antennes simultanément étant extrêmement minimisé par un choix judicieux de la distance entre celles-ci. Une modalité simple d'utilisation de la diversité peut être par exemple aussi de choisir à l'aide d'un commutateur le meilleur signal fourni par deux antennes séparées spatialement. Ces techniques de diversité sont connues dans leur principe et parfois mises en œuvre dans le cas d'objets communicants "macroscopiques"(routeur Wifi par exemple) mais très rarement ou jamais quand il s'agit d'objets communicants de petites dimensions.

Par ailleurs la question de l'évaluation du gain apporté (en termes de rapport signal sur bruit) par ces techniques de diversité est extrêmement difficile à modéliser et également à mesurer surtout quand sont mis en jeu des modulations et des signaux numériques. Un certain nombre de travaux a été réalisé dans ce domaine mais de réelles difficultés subsistent si l'on se propose d'avoir une vision globale de l'apport de la diversité. En effet l'idéal serait pour un certain type d'objet communicant dans un environnement de propagation donné, connaissant les

caractéristiques d'un système d'antennes en diversité, de prédire le taux d'erreur binaire du flux numérique après traitement et démodulation. L'objectif ambitieux de ce travail est donc de contribuer à établir une modélisation la plus générale possible du gain de diversité partant de paramètres d'entrée que sont les structures d'antennes et l'environnement radioélectrique.

Le travail consiste également d'une certaine manière à essayer d'établir un pont ("un sorte de chaînon manquant") entre le monde des antennes - front-end RF et celui du traitement du signal. Il s'agit également d'étudier et de mettre au point une méthode de mesure de ce gain qui prenne en compte des signaux numériques réalistes (ceux des protocoles de communication actuels) et qui puisse permettre ultérieurement une confrontation avec les résultats fournis par la modélisation.

Ce mémoire comporte sept chapitres.

Au cours du premier chapitre après un bref historique de la radio, nous donnons un aperçu des réseaux de communication sans fil modernes : des réseaux corporels aux réseaux étendus des mobiles. L'accent est mis dans ce chapitre sur la tendance très forte d'intégrer des fonctions de connectivité à radio à un nombre croissant d'objets du quotidien.

Dans le chapitre deux, nous rappelons quelques définitions de base concernant les antennes, caractéristiques électriques et caractéristiques de rayonnement. Quelques structures typiques d'antennes sont abordées. Les méthodes de miniaturisation les plus connues sont présentées de façon succincte dans une perspective d'intégration à des objets communicants de petites dimensions.

Le chapitre trois présentent les propriétés de propagations des ondes électromagnétiques et les caractéristiques des environnements considérés dans la thèse. Ces environnements sont caractérisés par la présence d'évanouissements de puissance dus aux multi-trajets. Dans ce chapitre est également introduit les différents concepts de diversité d'antennes (diversité spatiale, diversité de diagramme, diversité de polarisation) qui permettent d'améliorer le lien radio dans ces environnements

Le chapitre quatre décrit différentes structures d'antennes que nous avons conçues, simulées et réalisées. Ces antennes, dont certaines sont originales, sont susceptibles de conduire à des systèmes à diversité spatiale, de polarisation ou de diagramme. Leurs caractéristiques simulées ou mesurées sont détaillées.

Au cours du chapitre cinq, nous donnons une description détaillée de la méthodologie d'évaluation théorique de la diversité que nous avons établie. Les différentes données d'entrée pour cette modélisation sont examinées : la structure de l'environnement (angles d'arrivée des ondes), les caractéristiques des antennes simulées ou mesurées, la géométrie du système d'antennes considéré. Ces paramètres permettent de calculer le coefficient de corrélation des signaux ainsi que le gain effectif moyen. A ce stade il est possible pour une technique de recombinaison de signaux donnée, d'aboutir au gain de diversité. Nous introduisons également la notion de gain de diversité référencé.

Dans le chapitre six est décrite l'application de cette méthodologie théorique à différents types d'objets communicants et à différentes situations. Ainsi cette méthodologie est utilisée pour comparer les performances de systèmes d'antenne en diversité dans la cas d'un réseau de capteurs urbains (télé-relève), dans le cas du système Unik (GSM et Wifi) ainsi que dans le cas d'un système ultra-large bande. Il apparaît ainsi qu'il est possible dans un environnement donné d'optimiser le gain de diversité par le choix judicieux d'un système d'antennes ayant une structure et une orientation spatiale appropriées.

Dans le septième et dernier chapitre nous décrivons une méthode expérimentale de mesure du gain de diversité dans un contexte réaliste. Ainsi cette méthode prend en particulier en compte des signaux numériques réalistes des protocoles de communication moderne. Le dispositif utilise un système à deux voies d'analyse et de démodulation des signaux ainsi qu'un déplaceur linéaire pour produire des situations de fading. Des mesures expérimentales en termes d'évolution du taux d'erreur binaire obtenus avec des systèmes d'antennes en diversité sont présentées.

CHAPITRE 1

LES RESEAUX DE COMMUNICATION SANS FIL

1.1 BREF HISTORIQUE : DE LA NAISSANCE A L'EXPLOSION DES MOYENS DE COMMUNICATION SANS FIL

Les historiographies de la radio sont nombreuses et la paternité de cette découverte diffère en fonction des grandes encyclopédies qui attribuent plusieurs inventeurs à la radio. Ainsi pour le "Lexicon der deustchen Buchgemeinschaft", Hertz est le père de la radio, pour la "Malaïa Saviestkaïa Entsiklopedia" c'est Popov. Alors que la "Nuova Enciclopedia Songonzo" attribue évidemment la paternité à Marconi qui est aussi mentionné dans le "Larousse universel" mais après Edouard Branly. Les britanniques ont choisi Lodge dans l'"encyclopedia Britannica". Ce qu'il faut retenir de cela, c'est que la radio est une invention collective, née de la coopération d'inventeurs de différentes nations dont les travaux ont commencé au 19^{ième} siècle. Cette partie rappelle les principales inventions et événements marquant le développement de la radio.

Bien que les travaux de Poisson et Coulomb sur l'électrostatique et ceux de Gauss et Weber sur la magnétostatique datent du 18^{ième} siècle, il faudra attendre l'invention de la pile électrique par l'italien Alessandro Volta en 1799 pour voir l'explosion des expériences dans le domaine de l'électricité et du magnétisme.

En 1820, Hans Christian Oersted démontre par l'expérience qu'un courant électrique génère un champ magnétique, ces travaux seront repris par Ampère qui développa la théorie qui allait permettre l'émergence de l'électromagnétisme. A l'inverse Henry et Faraday montrent, en 1831, que la variation d'un champ magnétique produit un courant électrique [1.1].

La théorie de l'électromagnétisme restera cependant incomplète jusqu'en 1864 où James Clerk Maxwell unifie les phénomènes électriques et magnétiques mis en évidence par ses prédécesseurs [1.2]. La théorie de Maxwell originellement décrite par un système de vingt

équations à vingt inconnues sera simplifiée et publiée sous la forme de quatre équations aux dérivées partielles couplées en 1873 dans l'ouvrage "Electricity and magnetism" [1.3]. Il faudra attendre les travaux d'Heaviside pour voir reformulées les quatre équations sous leur forme vectorielle que l'on appelle couramment les équations de Maxwell.

L'une des prédictions des équations de Maxwell était la propagation des ondes électromagnétiques. C'est en 1888 que H. Hertz démontra expérimentalement leur existence en réalisant un système permettant de générer et de détecter les ondes radio appelées plus tard ondes "hertziennes" [1.4]. Suite à cette découverte, Hertz la publia devant une assemblée d'étudiants. L'un d'entre eux demanda s'il y aurait des applications de ces ondes. Hertz répondit alors qu'il n'y en aurait aucune... C'est en 1933 que le hertz a été introduit officiellement dans le Système International des unités.

Dans les années 1860, les travaux de Loomis sur la récupération de charges électriques disponibles dans l'atmosphère au moyen de cerf-volant le mettent sur la voie du développement d'un système de télégraphie sans fil. Il déposera en 1872 le premier brevet concernant la télégraphie sans fil.

En 1890, le français Edouard Branly invente un détecteur d'ondes électromagnétiques appelé radioconducteur ou cohéreur. Cette invention sera améliorée en 1894 par Oliver Lodge qui adjoignit au cohéreur de Branly un dispositif permettant de décoherer la limaille contenu dans le cohéreur de manière automatique.

Nikolai Tesla, expert en systèmes de puissance haute fréquence, inventa en 1893 le transmetteur radio à éclatement (Spark Transmitter) délivrant une puissance largement supérieure à ceux de l'état de l'art de son époque. Il définit les bases de la télécommande et envisage des applications autres que la télégraphie sans fil.

En 1895, Popov, en raccordant une antenne filaire à un cohéreur, fut le premier à détecter et à recevoir des ondes électromagnétiques produites par un oscillateur. Popov est le premier à introduire le concept d'antenne et ce fut le premier à utiliser une antenne pour transmettre et recevoir des ondes électromagnétiques. En mars 1896, il transmet le premier message sans fil en Morse entre 2 bâtiments de l'université de Saint Petersburg distant de 250m.

Guglielmo Marconi reprenant de ses prédécesseurs dont Tesla et Popov, mais aussi Branly établit des liaisons radio de plus en plus grandes. En juillet 1897, il effectue une liaison sur 20Km entre deux navires de guerre Italiens. Dans le même temps, Eugene Ducretet construit

le premier appareil de TSF (Télégraphie Sans Fil) français et le 26 octobre 1898 il établit une liaison télégraphique sur 4 Km entre la tour Eiffel et le Panthéon avec un équipement dérivé de celui de Popov. Le 28 mars 1899, Marconi réalise la première liaison radio au dessus de la manche sur 46 km. Deux ans plus tard en 1901, il réalise la première liaison transatlantique entre Poldhu (Cornouailles) et Terre Neuve.

Les travaux de Reginald Fessenden permettent dès décembre 1900 la transmission par modulation d'amplitude du son et de la voix. Le 24 décembre 1906, on assiste à la première émission diffusant musique et voix humaine depuis une station du Massachusetts

En 1907, le tube à vide ou triode de Lee De Forest permet l'amplification des ondes hertziennes. Cette même année la société Marconi met en place la première liaison radio commerciale régulière transatlantique entre l'Irlande et Terre-Neuve.

En 1908 Lee de Forest réalise sa première grande démonstration en émettant du haut de la tour Eiffel de la musique d'un phonographe. Alors que Marconi ne voyait dans la télégraphie sans fil qu'un complément du télégraphe, Lee de Forest voit déjà dans l'émission radio d'autres applications : "Un jour l'opéra pourra être apporté dans chaque maison. [...]Un jour, les nouvelles et même la publicité seront envoyées par le téléphone sans fil."

La période entre 1911 et 1930 a vu la naissance et le développement de la Radio qui fut la première application grand public des ondes radio électromagnétiques [1.5]. Les décennies 1930 et surtout 1940 furent marquées par le développement du radar dont le principe a été breveté par Robert Watson-Watt en 1935. L'intérêt militaire évident de l'application radar dans le contexte de la deuxième guerre mondiale a impulsé de très nombreux travaux et développements sur la génération, la détection, la transmission et le traitement des ondes électromagnétiques et particulièrement la fonction antenne.

Si la transmission de l'information est très ancienne, ce n'est pas le cas de la théorie la décrivant, en effet cette théorie appelée théorie de l'information est relativement récente puisque les premiers travaux sur ce sujet datent des années 1940-50. On notera notamment les travaux de Claude Shannon l'un des pères de ce domaine avec son article "A mathematical theory of communications" publié en 1949.

L'invention du transistor en 1947 par Walter Brattain, John Bardeen et William Shockley, puis celle du circuit intégré en 1958 et le développement des lignes et guides planaires dans les années 1950 ont permis l'émergence des nombreuses applications sans fil aussi bien

dans le domaine civil que dans le domaine militaire. C'est vers la fin des années 1980, grâce à l'émergence de l'électronique numérique et du logiciel embarqué que de nombreuses nouvelles applications, en particulier grand public, ont vu le jour. La plus emblématique est sans doute la téléphonie mobile associée aux réseaux cellulaires.

Ces nouvelles applications vont introduire des contraintes supplémentaires et grandement modifier les techniques de conception des antennes. La mobilité, la mise en réseau, la miniaturisation, l'esthétisme et la faible consommation sont aujourd'hui des contraintes à respecter. Le début du 21^{ème} siècle connaît une explosion des technologies sans fil qui font maintenant partie de la vie courante. Nous aborderons une partie d'entre elles dans la suite de ce chapitre.

En conclusion l'histoire de la radiocommunication peut se résumer en trois grandes périodes. La première, couvrant les dernières décennies du 19^{ème} siècle, est une période expérimentale où des liaisons sans fils sont testées sur des distances plus ou moins courtes et où quelques appareils rendant possibles celles-ci voient le jour.

Une seconde période commençant au début du 20^{ème} siècle et finissant peu après la fin de la seconde guerre mondiale voit de nombreuses applications basées sur la radiocommunication. Cette période est notamment marquée par la radiodiffusion, les communications point à point mais également l'invention du radar et la mise au point de technique de modulation analogique. Enfin une dernière période marquée par l'invention du transistor et du circuit intégré qui, couplée à une solide théorie de l'information, va permettre le développement de tous types de liaisons sans fil et de nouvelles applications que nous utilisons au quotidien.



Figure 1-1. Cohéreur de Branly

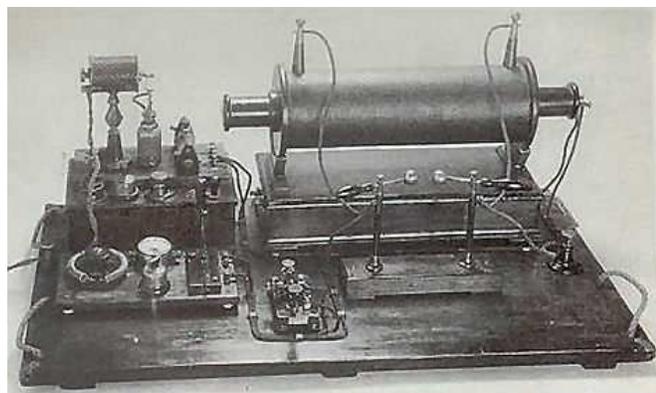


Figure 1-2. Émetteur de Marconi

1.2 LES DIFFERENTES ARCHITECTURES DE RESEAUX SANS FIL

Après avoir rappelé les principales étapes et acteurs du développement de la radio, nous allons nous attacher à définir et classer les différents réseaux sans fil. Nous présentons dans cette partie les différentes architectures possibles pour un réseau sans fil.

1.2.1 Les réseaux sans fil point à point et point à multi point

Ce mode de communication est le plus simple des réseaux sans fil, il met en œuvre uniquement deux unités radio présentant un lien radio privilégié. Dans la plupart des applications de ce type les deux parties sont fixes. Comme nous venons de le voir lors du rappel historique, ce type de réseau resta longtemps le seul à être mis en œuvre.

Ce type de système se caractérise généralement par la mise en œuvre d'antennes très directives comme des paraboles ou des antennes Yagi-Uda. L'objectif étant d'obtenir une connexion radio dédiée présentant des performances élevées en termes de débit et de robustesse. Ce type de topologie est généralement utilisé pour se substituer de manière plus économique à un lien filaire. Comme exemple d'architecture point à point nous pouvons citer les liaisons radio inter bâtiment pour étendre des réseaux locaux ou encore certaines liaisons satellitaires. Les liaisons point à point prennent également l'appellation de faisceau hertzien.

Il existe une déclinaison de ce type d'architecture, les réseaux point à multipoint. L'ensemble des équipements radio en jeu reste fixe, on distingue la station de base et les terminaux. Au niveau de la station de base les antennes sont omnidirectionnelles ou sectorielles alors qu'au niveau du terminal une antenne directionnelle pointée vers la station de base est généralement préférée. Nous retrouvons ce type de configuration dans les réseaux sans fil métropolitain que nous détaillerons par la suite.

Il est également possible d'inclure dans ce type de réseau les réseaux de diffusion, où un ensemble de récepteur radio partage une même zone géographique couverte au niveau radio par un unique émetteur. Les réseaux de diffusion regroupent toutes les applications telles que la radio et la télévision. Il s'agit de transmission sans voie montante, c'est un lien unidirectionnel où il n'existe pas de transmission de l'utilisateur vers le réseau ou le distributeur.

Nous ne rentrerons pas plus dans le détail sur ces types de réseaux car ils ne sont pas constitués d'éléments mobiles et ne rentrent donc pas dans le contexte de notre étude.

1.2.2 Les réseaux sans fil avec infrastructure ou cellulaires

Les réseaux sans fil avec infrastructure ou réseau cellulaires constituent certainement le type d'architecture de réseau sans fil le plus répandu dans le monde aujourd'hui. En effet il est utilisé dans la téléphonie mobile et il prédomine dans les réseaux locaux basés sur la norme wifi.

Les réseaux sans fil avec infrastructure se caractérisent par la présence de deux ensembles d'entités fondamentalement différents : les unités fixes du réseau généralement appelées stations de base ou point d'accès et les unités mobiles ou terminaux mobiles localisés dans une zone géographique restreinte. Ces zones géographiques sont appelées cellules d'où le terme de réseau cellulaire.

Chaque station de base gère les transmissions à l'intérieur d'une cellule où la propagation des ondes électromagnétiques est assurée. L'interface entre la station de base et les terminaux mobiles situés à l'intérieur de sa cellule s'effectue par un lien radio. A l'inverse l'interface entre les stations de base est une connexion filaire généralement très fiable et haut débit. Les stations de base sont reliées à une unité de commande couramment appelée "cœur de réseau" qui assure le transfert d'information entre les différentes stations de base et éventuellement vers d'autres réseaux si nécessaire. Ainsi le réseau de téléphonie cellulaire est entièrement interconnecté avec le réseau téléphonique classique dit fixe. De même, maintenant l'un des intérêts des réseaux locaux sans fil est d'être relié au réseau internet, ou à un réseau intranet dans un environnement professionnel par exemple.

Dans cette architecture, un terminal mobile ne peut être connecté qu'à une seule station de base à un moment donné et il communique alors exclusivement à travers la station de base à laquelle il est directement rattaché. Il est alors libre de se déplacer au sein de la cellule tout en maintenant sa connexion. Mais il peut également changer de cellule, la gestion du passage d'une cellule vers une autre étant assurée par le cœur de réseau comme le montre la Figure 1-3.

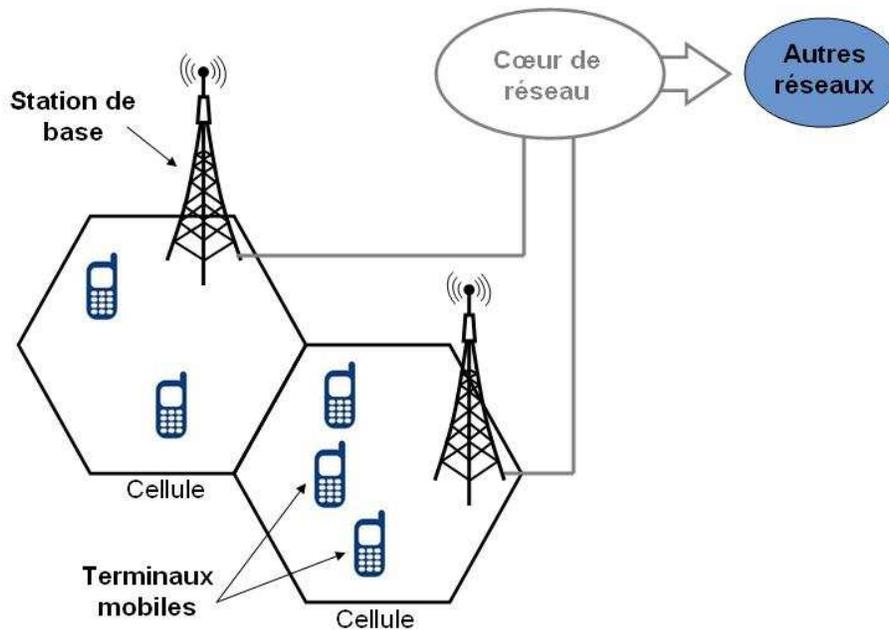


Figure 1-3. Schéma d'un réseau cellulaire

Afin d'assurer un fonctionnement sur une large zone géographique de manière continue, la couverture radio est réalisée de telle sorte que les différentes cellules se chevauchent (recouvrent) à certains endroits. Il est alors nécessaire d'allouer à chaque cellule une fréquence différente pour prévenir des problèmes d'interférences. Les cellules sont généralement organisées en motifs comme sur la Figure 1-4 qui propose un exemple de couverture basée sur l'utilisation de sept fréquences distinctes.

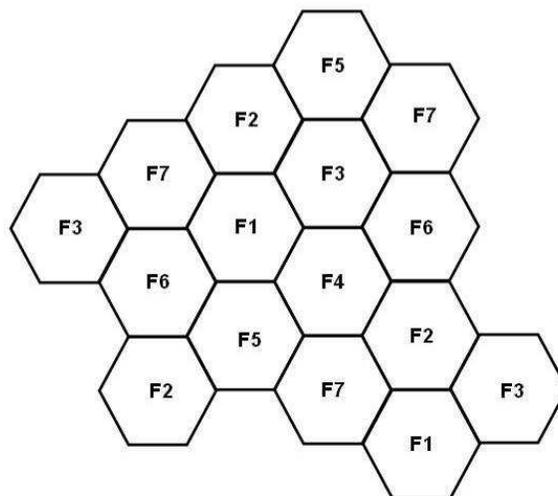


Figure 1-4. Modèle de couverture cellulaire basé sur l'utilisation de 7 fréquences

1.2.3 Les réseaux sans fil sans infrastructure ou Ad Hoc

A l'inverse des réseaux sans fil avec infrastructure, il existe des réseaux sans fil qui se caractérisent par l'absence de cette infrastructure fixe, il s'agit des réseaux Ad Hoc. Dans ce type de réseau il n'y a pas de notion de cellule ou de station de base. Un réseau Ad Hoc se définit par une collection d'unités mobiles équipées d'une technologie de transmission sans fil et dotées d'un protocole permettant la mise en réseau de ceux-ci. Chaque unité mobile est alors appelée nœud et peut communiquer avec n'importe quel autre nœud du réseau. Si deux nœuds ne peuvent communiquer directement pour des raisons de portée par exemple, ils communiqueront en passant par une série de nœuds intermédiaires qui joueront le rôle de relais entre les deux entités cherchant à communiquer. L'un des grands avantages de ce type de réseau par rapport au réseau avec infrastructure est qu'ils sont très simples à mettre en œuvre et ils n'impliquent pas de surcoûts liés à la mise en œuvre d'une infrastructure. La Figure 1-5 ci-dessous montre le principe des réseaux Ad Hoc.

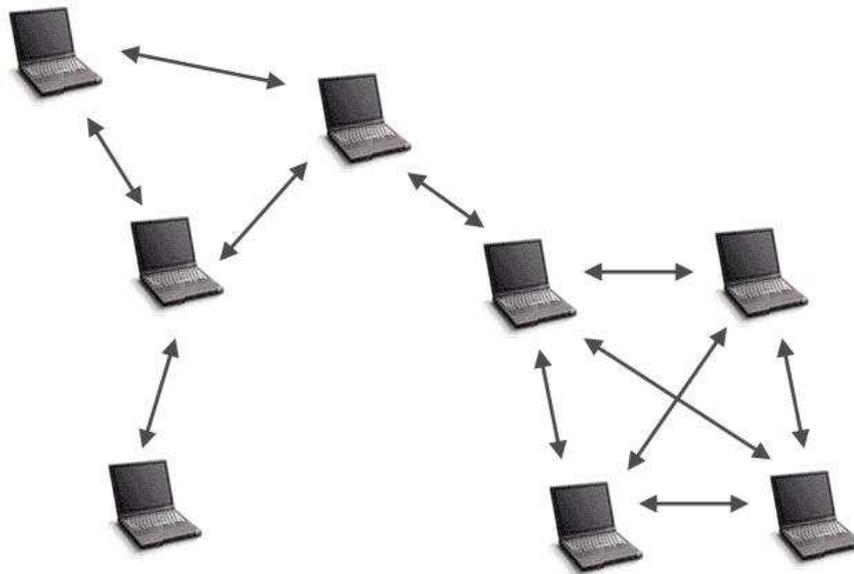


Figure 1-5. Exemple de réseau Ad Hoc

Initialement les réseaux Ad hoc étaient destinés à la mise en réseau d'ordinateur mais la baisse des prix des technologies de transmission sans fil et l'apparition de standard comme le Wifi, Bluetooth ou Zigbee ont largement contribué au développement de ce type de réseau au travers de toutes sortes d'équipements mobiles comme des téléphones cellulaires, des PDA

(Personal Digital Assistant), des consoles de jeux portables. Les réseaux MANET pour Mobile Ad Hoc NETwork est une déclinaison récente de ce type de réseaux. Il se caractérise par une très grande mobilité des nœuds et une hétérogénéité de leurs caractéristiques en termes d'autonomie, de ressources de calcul et de mémoire. Ceci explique également que ce type de réseau souffre d'une bande passante limitée car le médium de communication est partagé par l'ensemble des nœuds et est sujet à des problèmes d'interférences et de collisions s'expliquant par la présence de nœuds cachés. L'autonomie est également un point dur qui peut être amélioré soit par des avancées technologiques soit par la mise en œuvre de protocoles de communication adaptés à l'application.

1.3 LES CATEGORIES DE RESEAUX SANS FIL

1.3.1 Introduction

Nous venons de présenter les différentes architectures possibles pour un réseau sans fil. Cependant il n'est pas forcément pertinent d'utiliser cette caractéristique d'un réseau sans fil pour le définir car comme nous le verrons, certains standards permettent la mise en œuvre d'un réseau de type Ad Hoc ou alors avec infrastructure comme par exemple le Wifi. C'est pour cette raison qu'il est préférable de classer les très nombreux réseaux sans fil selon l'étendue de la zone couverte. Comme le montre la Figure 1-6, nous distinguons quatre catégories différentes, pour les réseaux de communication sans fil, qui tiennent compte essentiellement de la portée des technologies radio mises en œuvre :

- WPAN (Wireless Personal Area network) ou réseau personnel sans fil
- WLAN (Wireless Local Area network) ou réseau local sans fil
- WMAN (Wireless Metropolitan Area network) ou réseau métropolitain sans fil
- WWAN (Wide Wireless Area network) ou réseau étendu sans fil

Mais comme nous le verrons dans la fin de cette partie une nouvelle catégorie est en train de voir le jour, il s'agit des réseaux sans fil corporels ou WBAN (Wireless Body Area Network).

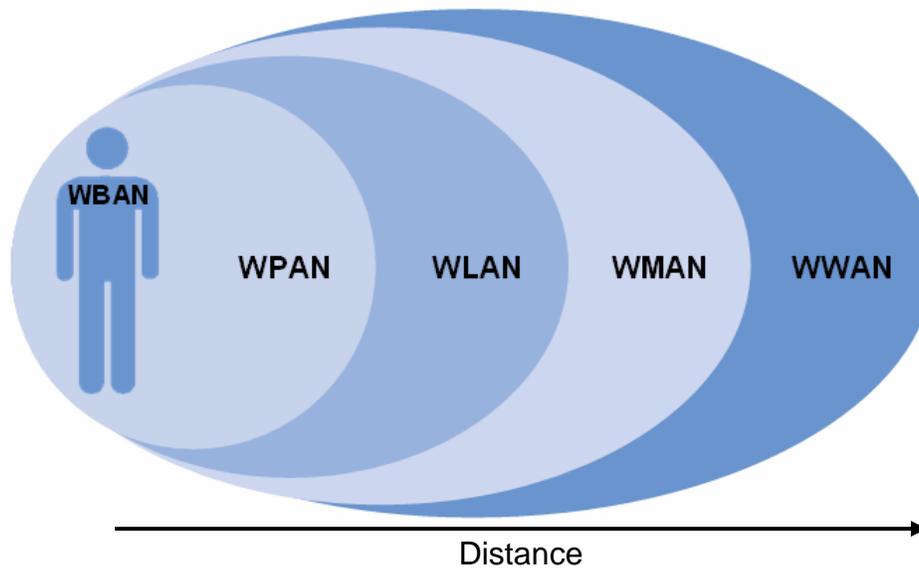


Figure 1-6. Les catégories de réseau sans fil

L'ensemble des réseaux sans fil répond à des standards qui constituent une spécification technique pour une application qui se doit d'être approuvée par un organisme de standardisation. Ces organismes peuvent être nationaux ou internationaux. Parmi eux, il y a l'ETSI (European Telecommunication Standards Institute) qui intervient au niveau européen. L'équivalent aux Etats-Unis d'Amérique est la Federal Communications Commission (FCC). Au niveau international, l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) est une organisation à but non lucratif qui joue un rôle important dans la proposition et l'établissement de normes. Ces organismes définissent les normes et/ou sont en charge de la régulation et de la réglementation des usages radio. Ils peuvent être amenés à travailler conjointement dans le but d'harmoniser les différents réseaux et de garantir une interopérabilité.

Généralement les normes sur les réseaux sans fil portent sur les sept couches du modèle OSI (Open system Interconnection) proposé par l'ISO (international Organization for Standardization). Les couches hiérarchiques de ce modèle sont : physique, liaison, réseau, transport, session, présentation, application. Chaque couche assure une fonction particulière. Plus on remonte dans les couches plus le niveau d'abstraction est important. La Figure 1-7 propose une représentation schématique du modèle OSI.

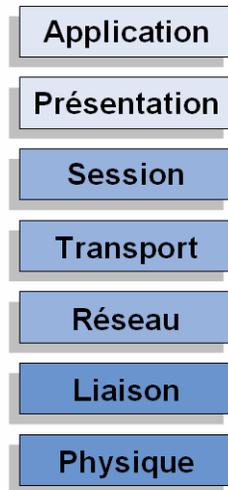


Figure 1-7. Les différentes couches du modèle OSI

Dans nos travaux nous nous intéresserons essentiellement à la première couche du modèle, la couche physique. C'est elle qui va assurer la transmission et la réception des signaux. D'une manière générale, elle est en charge de la conversion de bit de données en signaux électriques adaptés et inversement. Dans le cas des réseaux sans fil, cette couche définit notamment la fréquence de travail, la largeur de bande et la modulation.

1.3.2 Les réseaux personnels sans fil

Contrairement aux autres types de réseaux dont l'un des principaux objectifs est d'assurer la connexion des équipements à un autre réseau comme internet, les réseaux personnels ne permettent que de relier entre eux des équipements autonomes conçus pour le monde de l'embarqué. Autre originalité, nous notons une certaine volonté et aptitude de quelques réseaux sans fil personnel de s'adapter au monde industriel.

La norme IEEE 802.15.1 plus connue sous le label Bluetooth est certainement le plus développé des réseaux personnels sans fil. Il est apparu en 1994 avec un débit théorique de 1 Mbps et une portée d'une dizaine de mètres. Il se veut faible consommation, bas coût, simple dans sa mise œuvre. Cette norme s'est imposée sur le marché des téléphones portables et des accessoires associés (kits main libre, oreillettes). Elle est largement utilisée pour connecter différents périphériques à un ordinateur comme par exemple un casque audio, une souris ou un

clavier sans fil. Bien qu'utilisant la bande ISM des 2.4GHz comme le Wifi, le Bluetooth s'en distingue car il propose une pile protocolaire qui ne se limite pas aux couches matérielles mais va jusqu'à l'applicatif.



Figure 1-8. Logo du Bluetooth

Autre norme de réseau personnel sans fil travaillant dans la bande ISM des 2,4 GHz, Home RF est une norme destinée à un usage domestique comme son nom le laisse entendre. L'objectif était de permettre l'échange de la voix et de données multimédia au sein de la maison. Lancée en 1998 par un groupe d'industriels dont Intel, Microsoft, HP et IBM, elle est abandonnée en 2003 car on lui préfère la norme wifi présentant des performances plus intéressantes. Home RF ne propose qu'un débit maximum de 10 Mbps pour une portée de plusieurs dizaines de mètres.

Dernier né des réseaux personnels sans fil, le ZigBee est aujourd'hui en pleine expansion. Cette norme officiellement parue en 2005 définit toutes les couches du modèle OSI et reprend les couches matérielles de la norme IEEE 802.15.4 ratifiée en 2003. Le ZigBee se caractérise par une faible consommation énergétique et un faible débit, 250 Kbps au maximum. Ces deux propriétés le rendent particulièrement bien adapté aux applications de réseaux de capteurs. La norme utilise également la bande ISM des 2,4 GHz et est conçue pour fonctionner sur une architecture de type Ad Hoc ; elle gère la configuration du réseau maillé de manière automatique et dynamique en fonction des nœuds en présence.

On trouve aujourd'hui le Zigbee aussi bien dans des applications de domotique mais également dans des applications industrielles ou médicales.



Figure 1-9. Logo du ZigBee

Même si pour ce dernier réseau personnel sans fil le lien n'est pas radio, il convient de citer la norme IrDA (InfraRed Data Association) qui repose sur une liaison infrarouge pour communiquer sur des distances de quelques mètres. Les débits peuvent atteindre quelques mégabits par seconde. Dès la fin des années 1990, cette technologie est largement utilisée dans la domotique mais également sur les ordinateurs portables et les téléphones portables, en effet elle permet entre autre de synchroniser des données. Elle sera cependant supplantée par l'apparition du Bluetooth qui a l'avantage d'une portée plus grande et n'implique pas que les équipements soient en vue directe pour communiquer.



Figure 1-10. Logo de l'IRDA

1.3.3 Les réseaux locaux sans fil

A une échelle plus grande que les réseaux personnels on trouve les réseaux locaux qui peuvent couvrir une zone de quelques centaines de mètres au maximum. Ce type de réseau se trouve dans les entreprises, les bâtiments administratifs ou universitaires mais également chez le particulier. Il est principalement utilisé pour partager des documents, des ressources (serveur, imprimantes) et il permet un accès à d'autres réseaux comme internet. Le réseau local sans fil est souvent mis en œuvre dans un environnement où le développement d'un réseau local filaire est possible ou même existant. Il répond essentiellement à un objectif de confort pour l'utilisateur final en le rendant autonome et mobile. Un réseau local sans fil connu du grand public sous le nom de Wifi connaît une très forte expansion étroitement lié au développement d'objets communicants mobiles. En effet aujourd'hui de plus en plus d'objets sont à même de communiquer sur ce type de réseau comme par exemple les téléphones portables, les consoles de jeux vidéo portable, les appareils photographique numériques ou des périphériques informatiques (imprimantes, disques durs multimédia).

Comme nous l'avons indiquée, le réseau local sans fil le plus connu aujourd'hui est le Wifi pour Wireless Fidelity. Ce label englobe l'ensemble des normes 802.11 établies par l'organisme IEEE. Ces normes définissent les deux couches matérielles du modèle OSI. La plus répandue d'entre elle est la 802.11b qui utilise la bande de fréquence de 2.4 à 2.484 GHz et offre un débit théorique de 11 Mbps pour une portée d'environ cent mètres.

Depuis l'acceptation et le développement de cette norme en 1999 beaucoup de propositions ont conduit à des améliorations ou des variantes de la norme. Nous retiendrons notamment la 802.11g qui propose un débit de 54 Mbps sur la même bande de fréquence que la 802.11b. Le gain de débit est obtenu par l'utilisation de l'étalement de spectre par OFDM. La 802.11g assure également une compatibilité avec la 802.11b. La norme 802.11 a l'avantage de proposer les deux types d'architectures pour des réseaux sans fil. Ainsi ce type de réseau sans fil peut être organisé soit autour d'une infrastructure constituée de points d'accès soit en mode Ad Hoc en l'absence d'infrastructure.



Figure 1-11. Logo du WiFi

Les différentes normes IEEE 802.11 que nous venons d'exposer sont concurrencées par les normes HiperLAN 1 (HIGH PERFORMANCE Local Area Network) et HiperLAN 2 [ETSI00 de Bossches] élaborées par l'ETSI. Ces deux normes ratifiées respectivement en 1996 et 2000 définissent complètement les deux premières couches du modèle OSI. HiperLAN 1 opère sur la bande de fréquence de 5,15 GHz à 5,3GHz et offre un débit maximum de 23,5Mb/s sur une portée d'une cinquantaine de mètres. Les couches basses d'HiperLAN1 autorisent la possibilité d'élaborer des réseaux Ad Hoc.

La seconde version d'HiperLAN utilise la bande de fréquence de 5,4 à 5,7 GHz et permet des débits pouvant aller jusqu'à 54 Mbits/s en fonction de la couche physique mise en œuvre. HiperLAN2 se différencie essentiellement d'HiperLAN1 car c'est un réseau avec infrastructure. Même si ces différentes normes offrent des fonctionnalités concurrentes voire supérieures au

Wifi, elles sont en concurrence directe avec les différentes normes IEEE 802.11. Il y a donc peu de chance de voir un développement commercial de ces normes.



Figure 1-12. Logo de HiperLAN2

1.3.4 Les réseaux métropolitains sans fil

Les réseaux sans fil métropolitains sont de plus grande taille que les réseaux locaux que nous venons de présenter; ce type de réseau permet de créer des liens de communication sur une étendue relativement grande de la taille d'une ville ou d'une région. Contrairement aux réseaux locaux ou personnels sans fil qui remplacent une connexion filaire dans un environnement où ceci est facilement réalisable, le réseau métropolitain vient en complément d'un réseau filaire et permet de donner l'accès à un réseau où le développement d'une liaison filaire est soit trop difficile ou soit trop coûteux. Ainsi par exemple, il est utilisé pour relier plusieurs bâtiments d'une même entreprise ou d'une même administration ou alors pour améliorer les services de communications dans les zones rurales. Les réseaux métropolitains mettent en œuvre soit des liaisons point à point soit des liaisons point à multipoint.

En France, la Boucle Locale Radio (BLR) est un réseau métropolitain sans fil qui a été développé à la fin des années 1990 pour desservir des abonnés téléphoniques résidant dans des lieux difficiles d'accès ou à faible densité de population. Le terme boucle locale désigne le support qui relie l'abonné à son opérateur téléphonique. La BLR effectue la même chose mais en remplaçant la paire de fils de cuivre par un lien radio. Comparé à une installation filaire classique le coût d'une telle solution est rentable économiquement car les coûts liés au génie civil sont très réduits. Les bandes de fréquence allouées pour la BLR sont autour des 3,5 GHz et 26 GHz. La portée de ce type de système est de quelques kilomètres pour un débit allant 1 à 10 Mbps. Dans le cas de la BLR, tous les éléments du réseau sont fixes et généralement, la liaison de la station de base vers les abonnés est point à multipoint alors que dans le sens retour la liaison est de type point à point. La figure ci-dessous illustre ces liaisons.

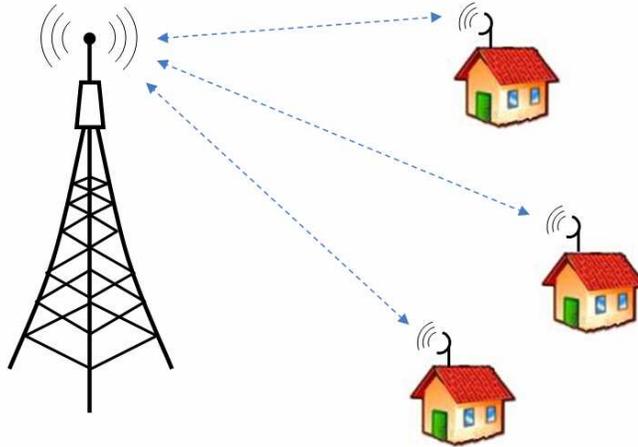


Figure 1-13. Illustration de la Boucle Locale Radio

Comme la Boucle Locale radio, le Wimax pour Worldwide Interoperability for Microwave Access est un réseau métropolitain destiné à relier un abonné à un central de rattachement. Il est basé sur la norme IEEE 802.16 [1.6]. Le WiMAX se décline en plusieurs technologies présentant des performances différentes en fonction de l'application visée. En fonction des variantes plusieurs bandes de fréquence sont prévues allant de 2 GHz à 66 GHz. En France la bande allouée pour le Wimax est autour des 3,5 GHz. Le débit théorique est de 70 Mbps pour une portée de 50 Km au maximum. Cette technologie est aujourd'hui généralement préférée à la solution BLR car les performances sont supérieures notamment en termes de débit. De plus, contrairement à la BLR le Wimax introduit des notions de mobilité dans le réseau, ainsi un terminal mobile conservera une qualité de service même s'il se déplace. Cette fonctionnalité supplémentaire pourrait mettre en concurrence un tel réseau avec le réseau de téléphonie mobile.

En Europe l'ETSI a défini la norme HiperMAN (High PERFORMANCE Metropolitan Area Network) [1.7] qui est très semblable à la norme 802.16.a et le consortium WiMAX a regroupé ces deux normes dans un souci d'interopérabilité.



Figure 1-14. Logo du WiMAX

1.3.5 Les réseaux étendus sans fil

Les réseaux sans fil étendus ou WWAN (Wide wireless Area Network) constituent le dernier niveau dans la classification des réseaux sans fil. Ils permettent de couvrir une zone géographique très vaste comme un pays ou une région du globe. Le meilleur exemple de ce type de réseau est les réseaux de téléphonie cellulaire mobile. Ce type de réseau est certainement le plus répandu aujourd'hui.

C'est dans les années 1980 qu'est introduit le concept de cellule et de réutilisation de fréquences; ces principes furent utilisés pour mettre en œuvre les premiers réseaux cellulaires dit de 1^{ière} génération [1.8]. Les communications entre les terminaux mobiles, alors relativement volumineux et les stations de base étaient analogiques. Parmi les normes de cette première génération nous retiendrons l'AMPS (Advanced Mobile Phone System) développée aux Etats-Unis par le Bell Labs et la norme TACS (Totals Access Communication system) que l'on peut voir comme la version européenne de l'AMPS.

La 2^{ième} génération est caractérisée par le passage de l'analogique vers le numérique. La norme représentative de cette deuxième génération est le GSM (Global System for Mobile) qui est apparu au début des années 1990 mais ne se démocratisa qu'à la fin de la décennie. En Europe les bandes de fréquence utilisées sont celles de 900 MHz et 1800 MHz alors qu'aux Etats-Unis la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz. Cette norme propose un débit de 9,6 Kbps, ce qui ne permet que de transmettre de la voix et des données numériques de faible volume comme les SMS (Short Message Service) ou les MMS (Multimedia Message Service).

Pour améliorer ce faible débit, des extensions de la norme GSM ont été mises au point, ces technologies ne marquant pas une rupture, le terme de 2,5 G ou 2^{ième} génération et demie est employé. Nous retiendrons la norme GPRS (General Packet Radio System) qui permet d'atteindre un débit moyen de 40 Kbps, puis arriva la norme EDGE qui offre un débit maximum théorique de 473 Kbps.

Les travaux de l'ITU (International Telecommunication Union) dans le cadre de l'IMT 2000 n'ont pas permis de définir une norme unique pour les réseaux de 3ième génération. Ainsi aujourd'hui le CDMA 2000 constitue la 3G en Amérique alors qu'en Europe la technologie 3G porte le nom d'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). Il se différencie de la 2G ou de la 2,5G par un changement de bande de fréquence, l'UMTS utilise la bande autour des 2

GHz. En améliorant le débit par rapport à la génération précédente, l'UMTS est destiné à fournir des services multimédia comme l'accès à internet et la transmission de données en haut débit. Il permet aussi des applications aux contraintes temporelles fortes comme la visiophonie ou le streaming vidéo. Enfin, dans la norme HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) ou 3G+, une évolution logicielle appliquée au réseau UMTS actuel, permet de porter le débit à plusieurs Mbps dans le sens descendant permettant ainsi de télécharger à des débits comparables aux réseaux DSL (Digital Subscriber line).

La téléphonie mobile ne constitue pas la totalité des réseaux sans fil étendus. En effet, ce type de réseau inclut également les technologies utilisant les satellites géostationnaires qui permettent de diffuser de l'information à l'échelle d'un pays ou d'une région du globe. Par exemple la norme VSAT [1.9] pour Very Small Antenna Aperture Terminal permet une communication bidirectionnelle avec un satellite, ce qui permet notamment d'avoir accès à des services de téléphonie ou Internet. Nous pouvons également citer la norme DVB-S [1.10] qui permet la diffusion de contenus télévisuels et de services de données.

1.3.6 Une nouvelle catégorie de réseau : le réseau sans fil corporel

Parallèlement aux réseaux sans fil que nous venons de présenter, une nouvelle catégorie de réseau sans fil est train de voir le jour, il s'agit des réseaux sans fil corporels ou WBAN pour Wireless Body Area Network. Ce type de réseau a une couverture encore plus réduite que les réseaux sans fil personnels. Il a pour objectif de faire communiquer des équipements électroniques très proches du corps humains (téléphone, montre, PDA), des capteurs placés sur le corps et des implants. L'une des applications est l'enregistrement de données physiologiques pour des usages médicaux ou sportifs (connaissance du geste et l'effort).

Cet environnement de propagation, proche, sur ou dans le corps humain fait actuellement l'objet d'étude pour définir les couches matérielles du modèle OSI. L'interface radio devra répondre à des contraintes de miniaturisation et de consommation sévères.

La technologie Ultra Large Bande impulsionnelle (ULB ou UWB en anglais pour Ultra Wide Band) adaptée à des liens radio robustes avec une très faible énergie rayonnée est un candidat très pertinent pour être la base de la radio des réseaux sans fil corporels. Cette

technologie est fondamentalement différente de toutes celles vues jusqu'à présent. En effet au lieu de transmettre de l'information en modulant une fréquence porteuse, le codage de l'information est obtenu par la position dans le temps d'impulsions très courtes (inférieure à la nanoseconde) donc à large bande au niveau spectral. Aucune norme n'est actuellement dédiée à ce nouveau type de réseau sans fil mais cela devrait changer dans les prochaines années avec notamment le groupe de travail IEEE 802.15.6 [1.11] et le projet Banet (Body Area Network Technologies) [1.12].

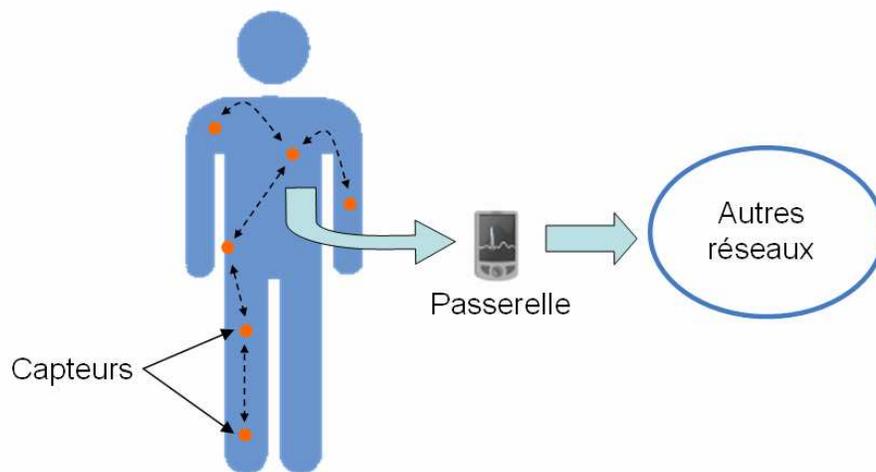


Figure 1-15. Exemple de réseau corporel sans fil ou WBAN

1.4 LES OBJETS COMMUNICANTS MOBILES

Nous venons de présenter les différentes architectures des réseaux sans fil ainsi que les différentes catégories dans lesquelles nous pouvons les classer. Ceci nous a permis de donner une vision générale du monde des communications sans fil; il est cependant nécessaire pour finaliser ce chapitre de recentrer notre intérêt sur les objets communicants. En effet dans la suite des travaux nous allons uniquement nous attacher aux objets communicants d'un réseau. Pour cela il est important de redéfinir ce que nous entendons par objet communicant ainsi que les principales caractéristiques d'un tel objet.

Nous avons fait précédemment la distinction entre les stations de base et les terminaux mobiles, les objets communicants se situent du côté des terminaux. Cependant, il n'est pas simple de définir un objet communicant en une seule phrase, le meilleur moyen de le définir est d'énumérer ses principales caractéristiques ainsi que les fonctions qu'il est capable de réaliser.

Pour France Telecom R&D, il se définit comme un objet capable d'acquérir, de recevoir et de distribuer de l'information dans un environnement proche ou distant, et de réaliser et/ou faire réaliser par d'autres objets des actions diverses. Physiquement cela se traduit par la présence d'un processeur intégré, de mémoire, de capteurs et d'actionneurs et d'une connexion à un réseau via un module radio.

Un objet communicant se doit d'être portable, mobile et de petite taille lorsque sa principale fonction est de communiquer, c'est le cas pour les téléphones portables. Dans d'autres cas l'objet en tant que tel peut être plus volumineux de par sa fonction mais les contraintes de taille se retrouvent alors généralement sur la partie qui rend l'objet communicant. Ainsi un réfrigérateur capable de se connecter en radio à internet pour commander des produits alimentaires venant à manquer peut être considéré comme un objet communicant.

De plus, un objet communicant bénéficie généralement sans que cela soit obligatoire, d'une interface homme machine qui nous permet d'interagir avec l'objet. Il peut s'agir d'interfaces très simples comme les boutons, des oreillettes Bluetooth des kits main libre de téléphones portables, ou alors d'associations plus complexes avec par exemple un écran tactile, des touches, des voyants, ...

Un objet communicant dispose également d'une grande autonomie, aussi bien au sens énergétique qu'en termes de prise de décisions et d'actions qui en découlent. Ainsi les "anciens" postes de radio FM ne sont pas des objets communicants mais uniquement des récepteurs passifs qui ne démodulent que le signal correspondant à la fréquence sur laquelle ils ont été réglés. Alors que si nous prenons l'exemple d'un autoradio équipé de la fonction RDS (radio Data System), nous pouvons le considérer comme un objet communicant car il va changer automatiquement de fréquence en fonction du lieu où l'on se trouve afin de permettre de continuer à écouter la même station.

Les objets communicants, de plus en plus destinés au grand public qu'il soit particulier ou professionnel, se doivent de répondre à un certain nombre d'exigences pour garantir leur

développement et leur pérennité.

Parmi les contraintes liées à ces exigences, la première est certainement la nécessité de normalisation et de compatibilité avec les réseaux existants. En effet pendant longtemps les industriels ont cherché à développer dans leur coin des objets communicants destinés à créer un réseau mais face à la difficulté d'imposer leur technologie au niveau mondial, ils ont trouvé comme solution la normalisation qui garantit une interopérabilité entre des équipements. En effet, aujourd'hui l'essentiel des objets communicants répond à des standards américains, asiatiques ou européens comme nous l'avons vu dans ce chapitre. De plus concernant la pérennité, la plupart des améliorations apportées à des normes assurent une compatibilité avec les normes antérieures. C'est par exemple le cas dans la téléphonie mobile où, bien que vendus comme terminaux de 3^{ème} génération, ces téléphones sont bien évidemment capables de fonctionner sur le réseau UMTS mais également sur les normes des générations précédentes comme le GSM. Il en est de même avec les évolutions du Wifi où les équipements intégrant la norme 802.11g ou 802.11n restent capables de communiquer avec des équipements travaillant sur la norme 802.11b.

Une autre contrainte des objets communicants est la miniaturisation. En effet ils sont de plus en plus près de la personne, comme le montrent les travaux sur les réseaux corporels et personnels. Le développement de la microélectronique et l'intégration de fonctions complexes au sein d'un seul composant sont en grande partie à l'origine de l'explosion du nombre d'objets communicants. Dans un sens, les objets communicants sont bien aidés par la loi de Moore qui prévoit un doublement de la densité de transistors sur une même surface de silicium tous les deux ans.

Malheureusement cette loi ne s'applique pas aux parties passives comme les antennes. Même si de nombreux travaux ont permis de réduire leurs dimensions, ces éléments indispensables dans une communication radio restent contraints en taille par la longueur d'onde. La montée en fréquence est alors une voie pour la conception de systèmes RF miniaturisés.

L'amélioration de l'ergonomie et de l'esthétisme est une autre caractéristique de nombreux objets communicants qui est de plus en plus prise en compte. Cette amélioration est étroitement liée aux avancées technologiques qui permettent la miniaturisation. Ainsi, alors que les premiers téléphones portables arboraient fièrement des antennes filaires de grandes dimensions, la tendance a été de faire disparaître cette excroissance "disgracieuse" pour l'intégrer et la cacher de

l'utilisateur. La Figure 1-16 illustre ce phénomène à travers l'évolution des téléphones portables au cours de ces quinze dernières années.



Figure 1-16. Evolution de l'ergonomie et de l'esthétisme des téléphones portables

1.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 1

Comme nous venons de le voir dans ce chapitre l'invention collective de la radio ne remonte qu'à la fin du 19^{ème} siècle alors que le nombre d'applications utilisant cette technologie est resté faible pendant de nombreuses années, des avancées tel que le transistor, la microélectronique et le traitement de l'information permirent aux communications radio de se développer au travers de nouvelles applications dont la plus emblématique reste certainement la téléphonie mobile. L'augmentation continue du nombre d'applications conduit à différentes architectures radio comme les réseaux avec infrastructures dit cellulaires qui s'opposent aux réseaux Ad Hoc caractérisés par l'absence d'infrastructure. Cette croissance n'a pu se faire que

par la mise en œuvre de normes au niveau mondial ou continental. Ces normes classent les réseaux sans fil selon différentes catégories fonction de la portée caractéristique du réseau et, à l'image des réseaux corporels, il semble possible que la technologie donne encore naissance à d'autres nouveaux types de réseaux sans fil.

Aujourd'hui, les fonctions de communication radio et de connectivité à différents réseaux s'intègrent de plus en plus dans toutes sortes d'objets. Ceci nous a conduit à définir le terme d'objet communicant. Ainsi ces objets qui se veulent de plus en plus petits, discrets, esthétiques sont capables de se connecter à plusieurs réseaux sans fil et d'être de plus en plus autonomes pour nous paraître plus simples et transparents à l'usage. En résumé, ils nous envahissent tout en voulant se faire oublier.

Nos travaux portant sur des systèmes d'antennes à même d'améliorer les liens radio, nous nous attacherons, dans le prochain chapitre, à définir les principales propriétés de cet élément passif qui sert d'interface entre l'objet lui-même et son environnement, médium de la communication radio. Nous présenterons également les principaux types d'antennes mis en œuvre dans les objets communicants.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 1

- [1.1] I. V. Lindell, "Four revolutions in electricity and magnetism in the 19th century," *Millennium conference on Antennas and Propagation*, , Davos, Switzerland, april 2000.
- [1.2] J. Maxwell, "A dynamical theory of the electromagnetic field," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, vol. 155, pp. 459-512, 1865.
- [1.3] J. C. Maxwell, "Traité d'électricité et de magnétisme," *Gauthier-Villars, tome I (1885) et tome II (1887). Réédité par Jacques Gabay (1989), ISBN 2-87647-045-4*
- [1.4] H. Hertz, "On the finite velocity of propagation of electromagnetic actions," *Electric Waves*, vol. 110, 1888.
- [1.5] K. G. Beauchamp, " History of telegraphy," *Institution of Electr. Eng. ES, 2001 ISBN 0852967926, 9780852967928.*
- [1.6] *IEEE Computer Society and IEEE Microwave Theory and Techniques Society 802.16 IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems - IEEE Std 802.16-2004 (Octobre 2004).*
- [1.7] *ETSI Project Broadband Radio Access Networks – Broadband Radio Access Networks (BRAN) : HiperMAN Physical (PHY) Layer – ETSI Technical Specification ETSI TS 102 177 V1.3.1 (Février 2006).*
- [1.8] C. K.-K. Toh, *Ad Hoc Wireless Networks: Protocols and Systems*: Prentice Hall PTR, 2001.
- [1.9] D. Howe, "Ku-band satellite two-way timing using a very small aperture terminal (VSAT)," in *41st Annual Symposium on Frequency Control*, 1987, pp. 149-160.
- [1.10] S. A. Smerzi, G. Girlando, T. Copani, and G. Palmisano, "A Ku-band monolithic receiver for DVB-S applications," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 42, pp. 132-139, 2004.
- [1.11] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG6.html>.
- [1.12] <http://www.banet.fr>.

CHAPITRE 2

LES ANTENNES ET LEURS PARAMETRES FONDAMENTAUX

Même si cela semblera évident à la majorité de lecteurs de cette thèse, je considère important de rappeler ce qu'est une antenne et ce dans un but pédagogique. Ce chapitre sera l'occasion de rappeler les principales caractéristiques qui permettent de définir une antenne et ses propriétés. Nous traiterons d'abord des caractéristiques électriques puis des caractéristiques de rayonnement d'une antenne. Ce chapitre sera également le moyen de présenter rapidement quelques unes des structures d'antennes de base couramment employées dans les objets communicants ou qui ont été utilisées durant les travaux de la thèse. Nous aborderons également les différentes techniques qu'il est possible de mettre en œuvre pour miniaturiser les antennes car comme nous l'avons remarqué dans le chapitre précédent ces éléments passifs sont parfois contraignants par leur taille qui évolue peu en comparaison de la miniaturisation des composants de l'électronique numérique.

2.1 DEFINITION D'UNE ANTENNE

Cette première partie de chapitre a pour objectif de définir ce qu'est une antenne, cet élément passif parfois mal connu de certains électroniciens mais pourtant indispensable.

Si nous considérons un système de communication sans fil le plus simple qui soit, celui-ci serait composé d'un bloc d'émission et d'un bloc de réception. Ces deux blocs seraient séparés par un canal de propagation dans lequel le signal émis transite avant d'être reçu comme le montre la Figure 2-1.

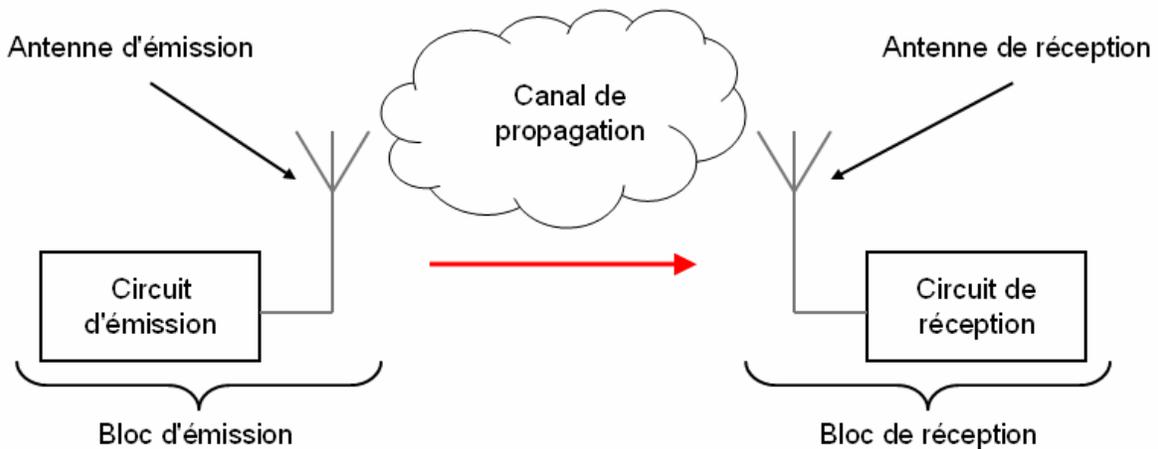


Figure 2-1. Schéma de principe d'un système de communication radio

Au niveau du bloc d'émission, le circuit d'émission fournit à sa sortie un courant haute fréquence généralement modulé qui va être transformé en ondes électromagnétiques capables de se propager dans le canal, c'est l'antenne d'émission qui assure ce rôle. A l'inverse au niveau du bloc de réception, lorsque les ondes atteignent le récepteur c'est à l'antenne de réception qu'incombe le rôle de les transformer en courant susceptible d'être traité par le circuit de réception.

Ainsi une antenne peut se définir par sa fonction : c'est un transducteur passif qui convertit les grandeurs électriques d'un conducteur ou d'une ligne de transmission (tension et courant) en grandeurs électromagnétiques dans l'espace (champ électrique et champ magnétique) et inversement. Une antenne peut donc indifféremment être utilisée à la réception ou à l'émission; de plus comme le montre le théorème de réciprocité de Lorentz [2.1], l'ensemble des caractéristiques d'une antenne sont identiques que l'antenne soit utilisée comme antenne d'émission ou de réception. Ceci est très intéressant car cela signifie qu'un objet communicant disposant d'une partie émission et d'une partie réception pourra utiliser la même antenne. L'antenne, qui permet de recevoir ou de rayonner des ondes, peut également être vue comme un adaptateur d'impédance entre le milieu de propagation et un circuit électronique.

Dans les parties qui suivent nous allons donc préciser quelles sont ces caractéristiques qui définissent de manière exhaustive une antenne. Ces caractéristiques comprennent des

caractéristiques électriques et des caractéristiques de rayonnement que nous allons présenter séparément. Il est intéressant de noter qu'une standardisation des termes utilisés pour décrire une antenne a été établie par l'IEEE en 1983; cette norme est référencée sous le nom de STD-145-1983 [2.2].

2.2 LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Bien qu'une antenne soit destinée à rayonner, elle reste un composant en partie défini par des caractéristiques électriques que nous allons détailler et énumérer dans cette partie.

2.2.1 L'impédance d'entrée d'une antenne

Une chaîne de transmission radiofréquence est toujours composée au minimum d'un générateur et d'une charge. Lorsque l'antenne est utilisée en émission, le générateur est constitué par le circuit de sortie de l'émetteur et la charge par l'antenne qui rayonne les signaux électromagnétiques. A l'inverse en mode réception, l'antenne constitue le générateur qui collecte les signaux électromagnétiques et le circuit d'entrée du circuit récepteur constitue la charge.

D'un point de vue circuit, une antenne est un composant qui se caractérise par son impédance appelée "impédance d'entrée" de l'antenne. L'expression de cette impédance Z_{ant} se présente sous forme complexe composée d'une partie réelle R_{ant} et d'une partie imaginaire X_{ant} reliée par l'expression (2.1).

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \quad (2.1)$$

La partie réelle de l'impédance d'entrée regroupe la résistance de rayonnement R_{ray} et la résistance de perte R_{pertes} comme exprimées dans l'équation (2.2). La résistance de rayonnement correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne alors que la résistance de perte correspond aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

$$R_{ant} = R_{ray} + R_{pertes} \quad (2.2)$$

2.2.2 Le coefficient de réflexion

D'une manière générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface; une partie de cette onde incidente est réfléchiée et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion, Γ , et le coefficient de transmission, T , quantifient ces deux parties, respectivement. Ces deux coefficients sont reliés par l'expression suivante (2.3) qui traduit la conservation de l'énergie :

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad (2.3)$$

Afin que le maximum de puissance soit transmis entre différents éléments d'un circuit, il faut que le coefficient de réflexion soit le plus faible possible. Pour cela les différents éléments d'une chaîne d'émission / réception radiofréquence sont conçus pour être adaptés à une impédance caractéristique Z_0 . L'impédance caractéristique peut prendre différentes valeurs en fonction des applications. Par exemple elle prend une valeur de 75 ohms pour des applications grand public comme la réception de la télévision hertzienne ou par satellite. Mais le plus souvent l'impédance caractéristique est fixée à 50 ohms dans les milieux professionnels.

A partir de l'impédance caractéristique et de l'impédance d'entrée de l'antenne, nous pouvons définir le coefficient de réflexion comme dans l'expression (2.4).

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0} \quad (2.4)$$

Le coefficient de réflexion peut également s'exprimer en décibel, on parle alors du paramètre S_{11} qui se définit comme suit (2.5):

$$S_{11} = 20 \cdot \log(\Gamma) \quad (2.5)$$

2.2.3 Le Rapport d'Onde Stationnaire

Le Rapport d'Onde Stationnaire ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments ([2.1], [2.3]). Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchiée se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire. Il se définit comme le rapport des valeurs

maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire. Le ROS ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio peut également s'exprimer à partir du coefficient de réflexion que nous venons de définir à travers l'expression (2.6).

$$ROS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.6)$$

Autrefois cette valeur était exprimée en pourcentage, on parlait alors de Taux d'Onde Stationnaire mais cette forme de caractérisation est aujourd'hui abandonnée.

2.2.4 La fréquence de résonance et la bande passante

Hormis les antennes multi-bandes et large bandes, les antennes sont souvent conçues pour travailler selon une seule norme. Cette norme impose une plage de fréquence sur laquelle l'objet communicant doit être à même de travailler, cette contrainte se retrouve donc sur tous les composants du module RF dont l'antenne. Ainsi il faut, pour l'antenne, garantir des caractéristiques acceptables notamment au niveau de l'impédance qui est dépendante de la fréquence. La bande passante d'une antenne définit donc la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil fixé arbitrairement. Généralement la bande passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ce qui permet relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne, c'est le cas, par exemple, pour certaines antennes de téléphone mobile. Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considéré la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un S_{11} inférieur à -10dB. La Figure 2-2 montre le paramètre S_{11} d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante à -10 dB. Dans cet exemple la bande passante qui s'exprime en Hertz (Hz) est de 226 Mhz.

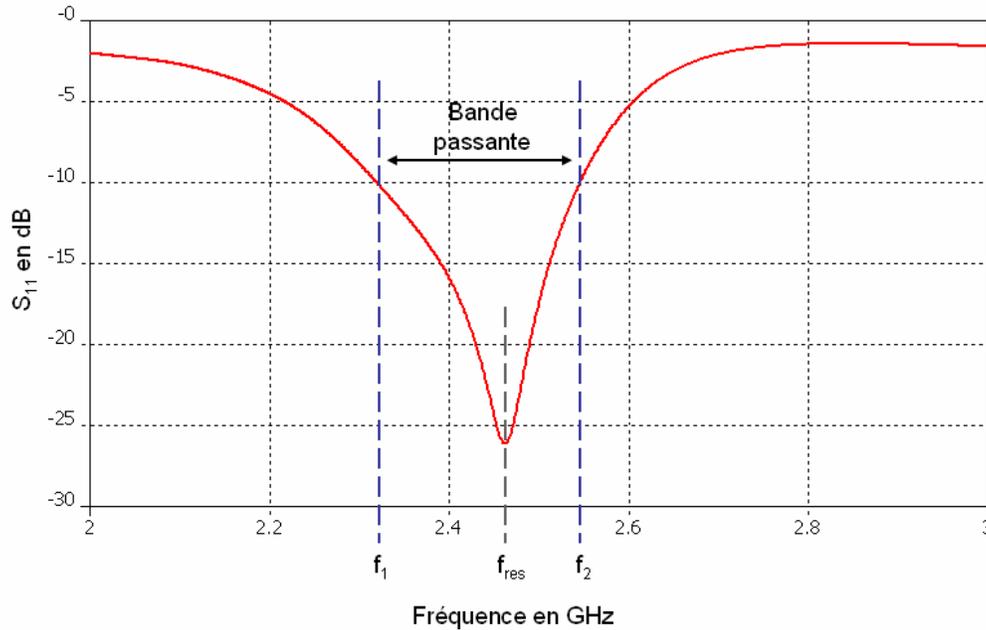


Figure 2-2. Illustration de la bande passante à -10 dB d'une antenne

La fréquence de résonance, f_{res} , correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima donc plusieurs fréquences de résonance.

Afin de comparer des structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante, BP, d'une antenne en pourcentage par rapport à la fréquence de résonance(2.7).

$$BP(en\ %) = \frac{f_2 - f_1}{f_{res}} \cdot 100 \quad (2.7)$$

2.3 LES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT

Un grand nombre de paramètres électriques que nous venons de définir sont valables pour d'autres composants d'une chaîne de transmission radiofréquence. Mais, ce qui différencie réellement les antennes sont leur capacité à rayonner qui se définit au moyen de plusieurs paramètres que nous allons présenter dans cette partie.

2.3.1 Les régions du champ électromagnétique

D'après [2.1], l'espace entourant une antenne peut être divisé en trois régions distinctes comme le montre la Figure 2-3. La structure du champ électromagnétique est différente en fonction des régions. Bien qu'il n'y ait pas de changement brutal de la configuration des champs aux frontières de ces régions, il existe de réelles différences entre elles.

Ces régions sont délimitées par des sphères de rayon R_1 et R_2 qui sont décrites par les expressions (2.8) et (2.9) respectivement, et où a correspond à la plus grande longueur de l'antenne et λ est la longueur d'onde.

$$R_1 = 0,62\sqrt{\frac{a^3}{\lambda}} \quad (2.8)$$

$$R_2 = \frac{2a^2}{\lambda} \quad (2.9)$$

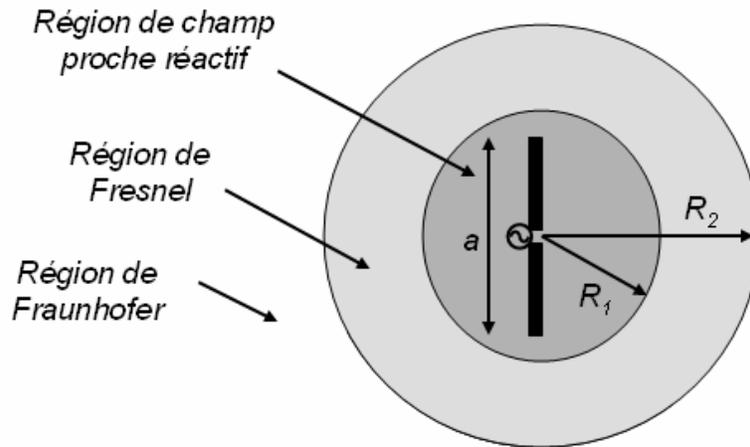


Figure 2-3. Illustration des régions du champ électromagnétique d'une antenne

La région entourant directement l'antenne est appelée la région de champ proche réactif. Dans cette région également appelée région de Rayleigh, le champ réactif est dominant. Pour une antenne de très petites dimensions, cette région est communément incluse dans une sphère de rayon $\lambda/2\pi$. La région intermédiaire appelée région de Fresnel ou région de champ proche radiatif est caractérisée par une distribution du champ électromagnétique rayonné dépendante de la distance par rapport à l'antenne. Dans le cas d'antenne de faible dimension, cette zone peut ne

pas exister. Enfin la dernière région est appelée la région de Fraunhofer ou région de champ lointain. Dans cette région, la distribution du champ électromagnétique est indépendante de la distance par rapport à l'antenne. Le rayon de courbure des ondes devenant grand, ces ondes peuvent être considérées comme planes. A voir définition ondes planes pas de décroissance de E

Lorsque l'on parle des propriétés de rayonnement d'une antenne il est sous entendu que l'on considère les propriétés observables en champ lointain car c'est cette distribution du champ électromagnétique qui va être vu par l'autre antenne de la chaîne de transmission.

2.3.2 Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation géométrique de la façon dont une antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace. Cette représentation peut se faire soit en trois dimensions soit en deux dimensions sur des diagrammes polaires présentant différents plans. Ces types de représentation sont présentés par la suite à travers le diagramme de rayonnement d'un dipôle.

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

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne son énergie uniformément dans toutes les directions de l'espace. Même si différents travaux tentent de s'approcher de cette propriété ([2.4], [2.5]), cette antenne reste purement théorique est sert de référence pour établir la directivité ou le gain d'une antenne réelle.

Une antenne omnidirectionnelle se caractérise par la faculté à rayonner de manière égale dans toutes les directions contenues dans un plan. L'antenne dipôle que nous présenterons par la suite est un exemple d'antenne omnidirectionnelle.

A l'inverse, une antenne directive est une antenne qui va concentrer l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace.

La Figure 2-4 ci-dessous présente une représentation en trois dimensions des formes de diagrammes de rayonnement que nous venons de présenter.

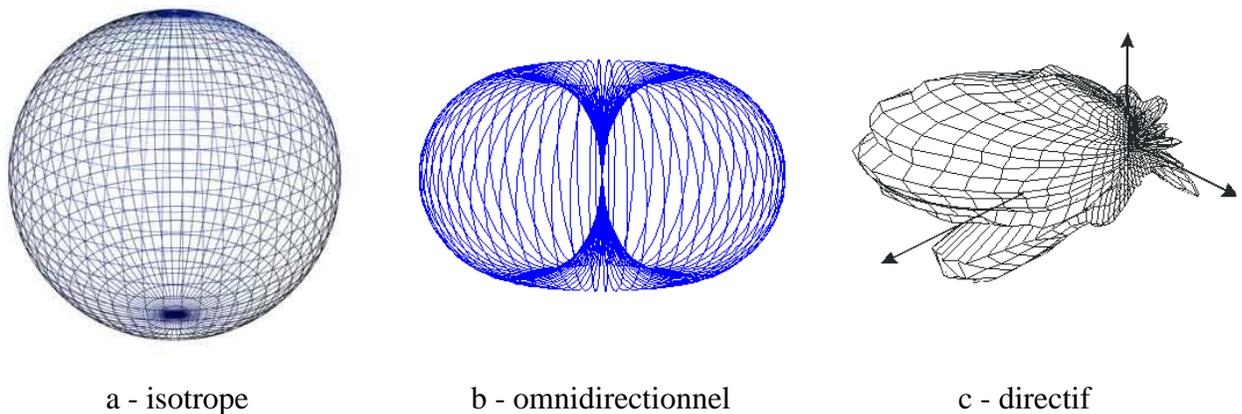


Figure 2-4. Exemples de diagramme de rayonnement d'antenne

2.3.3 L'angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est défini comme l'angle existant entre les points dont la densité de puissance de rayonnement est égale à la moitié de la puissance de rayonnement maximum. C'est donc une séparation angulaire correspondant à une atténuation de 3dB sur le diagramme de rayonnement de la Figure 2-5. Comme le montre la figure, l'angle d'ouverture est défini dans un plan qu'il convient de préciser.

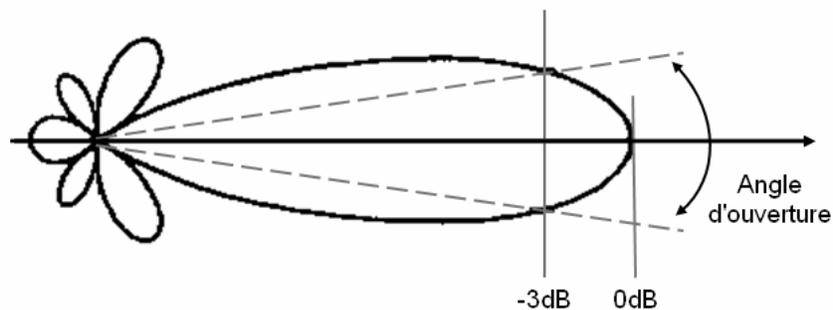


Figure 2-5. Illustration de l'angle d'ouverture

Cette donnée ne s'applique généralement qu'aux antennes directives présentant un lobe principal de rayonnement. L'angle d'ouverture est une donnée importante pour les antennes très directives utilisées dans des liaisons point à point ou alors dans la mise en œuvre d'antennes sectorielles au niveau des stations de base des réseaux de téléphonie sans fil.

2.3.4 Le gain et la directivité

A priori, il est surprenant de parler de gain à propos d'une antenne qui est un composant passif. En effet une antenne ne peut émettre une puissance plus grande que la puissance qu'elle reçoit mais elle est capable de concentrer cette puissance de façon à ce que la puissance, dans certaines directions de l'espace, semble accrue par comparaison à une répartition isotrope d'énergie rayonnée (antenne isotrope).

Pour définir un gain directionnel ou de puissance nous comparons l'antenne considérée à une antenne de référence. Pour des raisons de facilité l'antenne de référence utilisée est l'antenne isotrope que nous avons définie précédemment.

Le gain d'une antenne est un paramètre qui prend en compte ses performances électriques pour exprimer sa propriété d'orienter dans une direction donnée le rayonnement. Le gain d'une antenne peut se définir comme le rapport de la densité de puissance rayonnée par l'antenne sur la densité de puissance rayonnée par l'antenne isotrope de référence, dans la même direction, les deux antennes étant alimentées par la même puissance d'excitation. Le gain peut alors s'exprimer en dBi qui quantifie le gain en décibel par rapport à l'antenne isotrope qui présente un gain de zéro décibel dans l'espace libre.

Le gain s'exprime en fonction des angles d'orientation (θ, ϕ) selon l'expression (2.10) où $U(\theta, \phi)$ est la densité de puissance de l'antenne et P_{in} la puissance injectée dans l'antenne :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.10)$$

Dans le calcul du gain, la puissance injectée prend en compte les pertes diélectriques et les pertes par effet joule dans la structure de l'antenne. Le gain de l'antenne intègre les pertes d'insertion dues à la désadaptation. Le gain maximum de l'antenne est obtenu en considérant le couple d'angle $(\theta, \phi)_{max}$ qui correspond à un maximum de puissance rayonnée.

La directivité est proche du gain de l'antenne, elle ne traduit cependant que son aptitude à émettre ou recevoir dans les différentes directions de l'espace sans prendre en compte l'efficacité de rayonnement de l'antenne (en faisant abstraction des pertes). La directivité d'une antenne se définit ainsi comme le rapport de densité de puissance créée dans une direction et la densité de

puissance d'une antenne isotrope. La directivité s'exprime en fonction des angles d'orientation (θ, ϕ) selon l'expression (2.11) où $U(\theta, \phi)$ est la densité de puissance de l'antenne et P_{ray} la puissance rayonnée par l'antenne :

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{ray}} \quad (2.11)$$

Le gain de puissance est égal au produit du gain de directivité par l'efficacité de rayonnement d'une antenne que nous allons définir par la suite. Dans le cas où il n'y a pas de pertes dans l'antenne le gain en puissance et la directivité sont égaux.

2.3.5 L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale d'antenne

Avant de définir les différentes efficacités, il convient de considérer une antenne comme un système dont nous étudions la conservation de l'énergie. Ainsi la puissance initiale que nous appellerons P_{source} se décompose en deux parties. Une partie de cette puissance, $P_{reflechie}$ est réfléchiée et n'entre pas dans la structure de l'antenne contrairement à l'autre partie, P_{in} qui est injectée dans la structure de l'antenne. La puissance sortant de ce système, P_{ray} , est la puissance rayonnée par l'antenne. Elle est égale à la puissance injectée moins la puissance des pertes dans la structure de l'antenne. Le schéma de la Figure 2-6 illustre la notion de conservation d'énergie au sein d'une antenne.

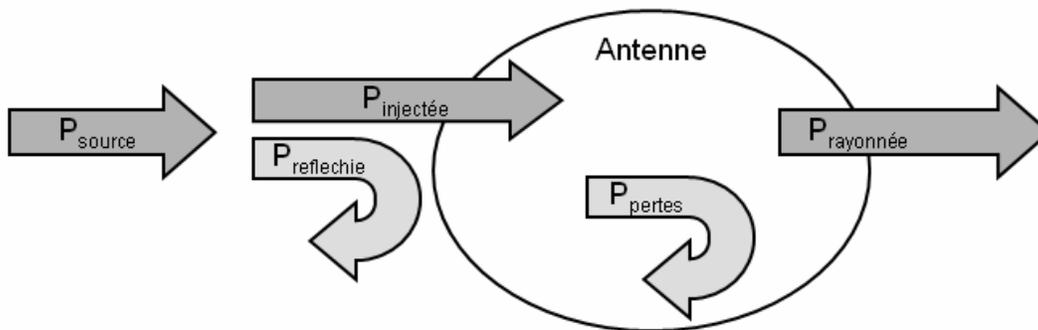


Figure 2-6. Illustration de la conservation de l'énergie dans une antenne

D'après ce que nous venons d'expliquer nous pouvons écrire les relations suivantes, (2.12) et (2.13) :

$$P_{in} = P_{pertes} + P_{ray} \quad (2.12)$$

Et

$$P_{source} = P_{in} + P_{reflechie} = P_{ray} + P_{pertes} + P_{reflechie} \quad (2.13)$$

A partir de ces relations de puissance, il est possible de définir l'efficacité de rayonnement d'une antenne. D'après [2.1], l'efficacité de rayonnement ne prend en compte que les pertes dans la structure de l'antenne. Ses pertes peuvent se décomposer en pertes dans le diélectrique et en pertes dans le conducteur (pertes par effet joule) mais il est souvent difficile de les dissocier. L'efficacité de rayonnement, η_{ray} , est donc le rapport entre la puissance rayonné et la puissance injectée et est donc définit par l'expression (2.14) :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \quad (2.14)$$

Comme nous l'avions précisé précédemment, l'efficacité de rayonnement permet de relier le gain d'une antenne à sa directivité selon l'expression (2.15):

$$G(\theta, \phi) = \eta_{ray} \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.15)$$

L'efficacité totale d'une antenne, η_{total} , regroupe quant à elle l'efficacité due à la réflexion, $\eta_{reflechie}$, et l'efficacité de rayonnement, η_{ray} . Nous avons donc l'efficacité totale qui est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance initiale :

$$\eta_{total} = \eta_{reflechie} \cdot \eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{source}} \quad (2.16)$$

$$\text{Avec } \eta_{reflechie} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.17)$$

2.3.6 La polarisation

La polarisation est un paramètre très important dans la caractérisation d'une antenne, essentiellement parce que si deux antennes devant communiquer ensemble proposent des polarisations non adaptées, la puissance transmise sera très fortement diminuée voire nulle.

Lorsque l'on parle de la polarisation d'une antenne, il s'agit de la polarisation observée dans la direction du gain maximum de l'antenne car la polarisation peut être différente en fonction de la direction considérée.

La polarisation d'une onde électromagnétique est une "figure géométrique", décrite au cours du temps, par l'extrémité du vecteur champ électrique dans le plan d'onde. Le plan d'onde est le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Le vecteur champ électrique se décompose souvent en deux composantes orthogonales comme le montre la Figure 2-7.

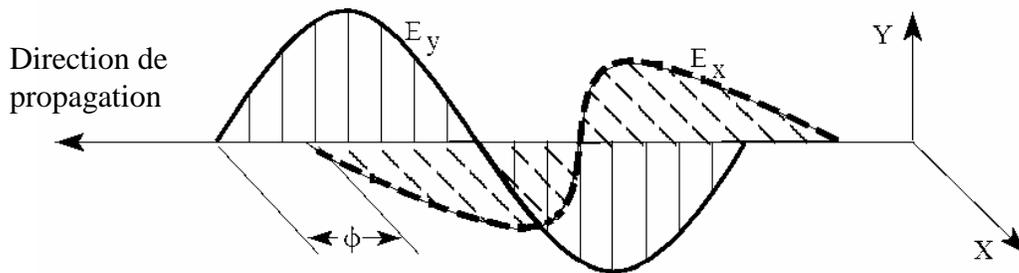


Figure 2-7. Composantes orthogonales du champ électrique

L'expression du champ électrique $E(z, t)$ sous la forme de composantes orthogonales $E_x(z, t)$ et $E_y(z, t)$ est donnée par l'expression (2.18):

$$E(z, t) = E_x(z, t) \cdot u_x + E_y(z, t) \cdot u_y \quad (2.18)$$

Où

$$E_x(z, t) = \text{Re} \left(E_{x0} e^{j(\omega t - kz)} \right) = E_{x0} \cos(\omega t - kz) \quad (2.19)$$

$$E_y(z, t) = \text{Re} \left(E_{y0} e^{j(\omega t - kz + \phi)} \right) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \phi) \quad (2.20)$$

Avec E_{x0} et E_{y0} , les magnitudes maximum des composantes en x et en y du champ électrique. ϕ représente la différence de phase entre les deux composantes et u_x et u_y les vecteurs unitaires.

Dans le cas général, le vecteur champ électrique décrit une ellipse dans le plan d'onde, comme le propose la Figure 2-8. A partir des expressions précédentes, nous pouvons définir le taux d'ellipticité ou rapport axial (AR) qui est le rapport de l'axe majeur, b , sur l'axe mineur, a et qui s'exprime selon l'expression (2.21) :

$$AR = \frac{b}{a} = \frac{1}{\tan\left(\frac{1}{2} \cdot \arcsin\left(\frac{2 \cdot E_{x0} \cdot E_{y0} \cdot \sin(\phi)}{E_{x0}^2 + E_{y0}^2}\right)\right)} \quad (2.21)$$

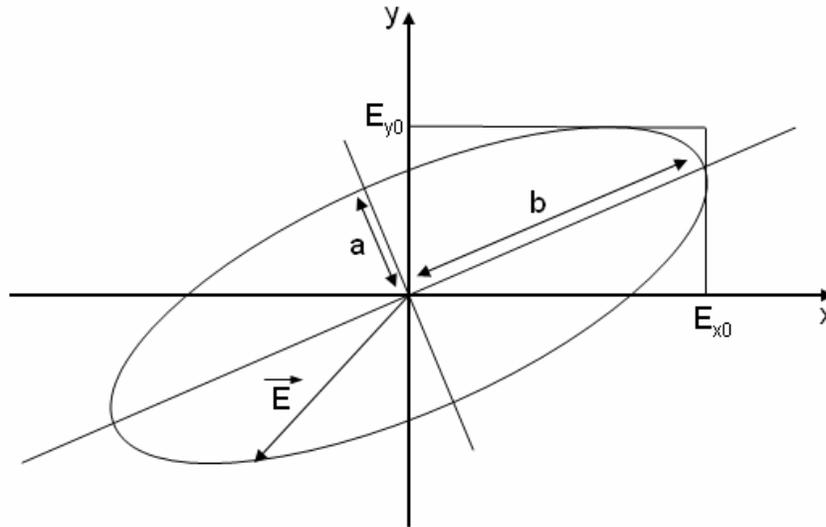


Figure 2-8. Représentation de la rotation du vecteur champ électrique \vec{E} dans le plan xy

On distingue trois types de polarisation en fonction du taux d'ellipticité :

- la polarisation linéaire
- la polarisation circulaire
- la polarisation elliptique

La polarisation est considérée comme linéaire si à chaque instant, le champ électrique est orienté selon une même direction. Cette polarisation est obtenue pour un taux d'ellipticité $AR = \infty$. Ceci est un cas particulier de la polarisation elliptique qui apparaît lorsque le rapport E_{y0}/E_{x0} vaut l'infini ou zéro, ou alors lorsque les deux composantes sont en phases ou en opposition de phase. Ces différents cas sont représentés sur la Figure 2-9. Une polarisation linéaire est dite verticale lorsque le vecteur champ électrique est orienté verticalement par rapport à l'horizon. Inversement, une polarisation linéaire est dite horizontale lorsque le vecteur champ électrique est orienté parallèlement par rapport à l'horizon.

La polarisation est circulaire si le vecteur champ électrique décrit un cercle au cours du

temps. Dans ce cas le taux d'ellipticité $AR=1$ mais on considère communément que la polarisation est circulaire pour $1 < AR < 2$. Une polarisation circulaire implique donc que les deux composantes du champ soient en quadrature de phase et que les deux magnitudes E_{x0} et E_{y0} soient égales. Si le déphasage vaut 90° , la polarisation circulaire est dite de main gauche (LHCP : Left Hand Circular Polarization) ; si il vaut -90° alors la polarisation circulaire est dite de main droite (RHCP : Right Hand Circular Polarization). C'est deux cas sont présentés sur la Figure 2-9. Enfin, lorsque la polarisation n'est ni circulaire ni linéaire, elle est elliptique. Le taux d'ellipticité vaut alors $1 < AR < \infty$.

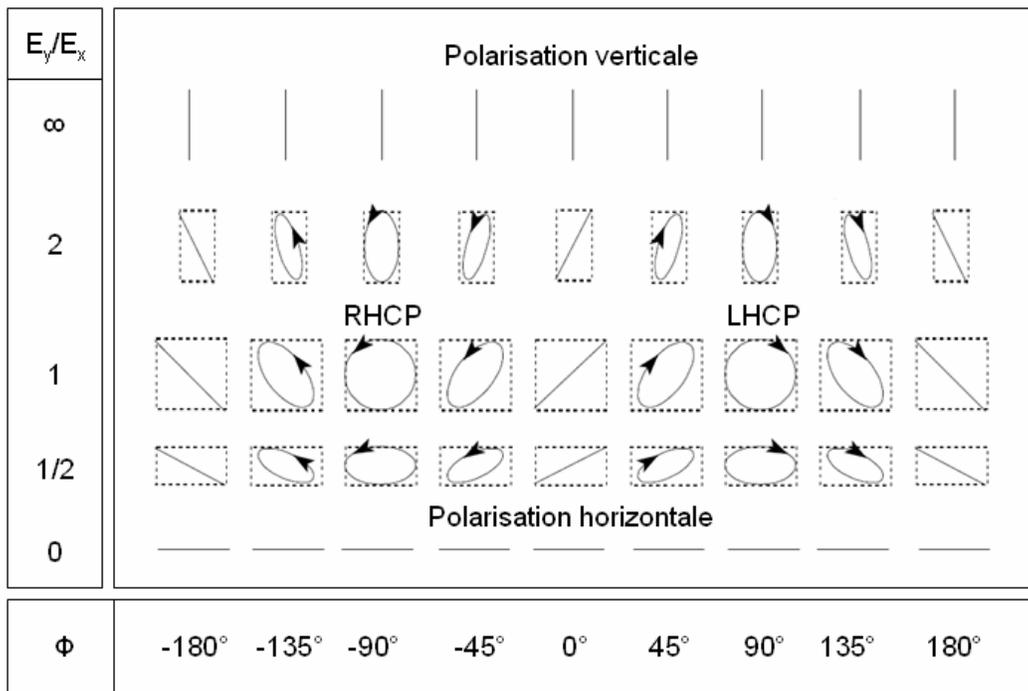


Figure 2-9. Polarisation en fonction du rapport E_y/E_x et du déphasage ϕ

2.3.7 Le bilan de liaison en espace libre : formule de Friis

Lors de l'étude de systèmes de communication sans fil, il est important de déterminer la puissance disponible au niveau de la charge en réception et ce en fonction de la puissance fournie à l'antenne d'émission. La formule de Friis permet de répondre à cela simplement dans une première approche [2.6]. On considère une antenne d'émission de gain maximum, G_e , et une

antenne de réception de gain maximum, G_r , disposées de telle sorte que leur direction de gain maximum soit alignée, que leur polarisation soit identique et qu'elles soient séparées d'une distance d suffisante pour que chacune des antennes soit localisée dans le champ lointain de l'autre. Alors pour une puissance à l'émission, P_e , la puissance disponible à la réception, P_r , s'exprime par l'expression suivante (2.22) :

$$P_r = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot G_e \cdot G_r \cdot P_e \quad (2.22)$$

Cette expression ne prend pas en compte des pertes de polarisation ou de désadaptation des antennes.

A partir de la formule de Friis, nous pouvons déduire l'atténuation en espace libre des ondes électromagnétique. L'atténuation, A_{dB} , en dB est donnée par l'expression suivante (2.23):

$$A_{dB} = -20 \log_{10} \left(\frac{c \cdot d}{4\pi \cdot F} \right) \quad (2.23)$$

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

2.4 LES DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES

L'objectif de cette partie est de présenter les structures de base que l'on retrouve généralement dans les objets communicants. Ainsi nous présenterons les antennes filaires dont l'antenne dipôle qui sert très souvent de référence, nous aborderons également les antennes patchs et PIFA (Planar Inverted F Antenna). L'objectif de cette partie étant également d'introduire les antennes que nous aborderons par la suite, de ce fait nous présenterons également les antennes directives de type Yagi-Uda et les antennes à ouverture de type cornet très utilisées dans la métrologie des antennes.

Il ne serait pas raisonnable de présenter toutes les différentes structures d'antennes existantes car la "zoologie" d'antenne est trop vaste et elle ne cesse d'augmenter. Cette partie ne constitue donc pas une énumération exhaustive de tous les types d'antennes.

Dans cette partie, nous faisons également le choix de ne pas présenter les règles de conception ainsi que les formules théoriques permettant le dimensionnement d'une antenne à une

fréquence choisie. En effet, dans la plupart des cas l'obtention d'une antenne avec des caractéristiques précises ne peut pas s'obtenir qu'avec des règles de conception empirique. L'expérience du concepteur d'antenne ainsi qu'une succession de simulations électromagnétiques permettent de faire converger la structure vers une antenne optimale répondant au cahier des charges.

2.4.1 Les antennes filaires

Les antennes filaires sont les plus anciennes des antennes et ce sont des antennes élémentaires qui servent de référence. Les concepts théoriques de ces antennes sont régis par la théorie du doublet de Hertz qui est constitué de deux conducteurs alimentés par une source radiofréquence en différentiel. La dimension de ces conducteurs est très petite devant la longueur d'onde ($< \lambda/10$). La distribution du courant présent le long du fil est déterminée par la dimension de la structure par rapport à la longueur d'onde du signal à émettre ou à recevoir.

C'est à partir de cette théorie qu'ont été élaborées les théories du dipôle demi-onde et du monopole quart d'onde.

Le dipôle demi-onde ou $\lambda/2$ est un cas particulier du doublet de Hertz dont la longueur est sensiblement égale à la moitié de la longueur d'onde du signal ou à émettre. En effet, si l'on considère la distribution de courant le long d'un dipôle de longueur d en fonction du rapport d/λ , on constate que l'intensité maximale du courant se retrouve sur les points de l'excitation différentielle comme le montre la Figure 2-10.

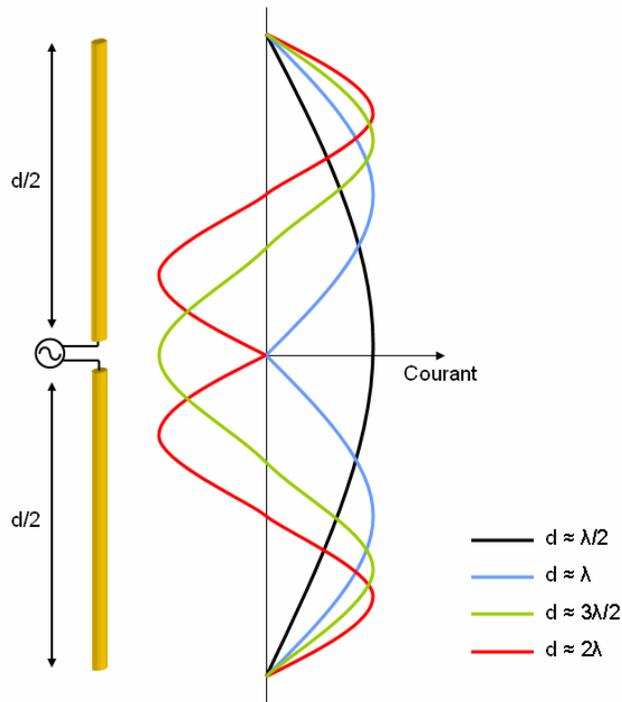
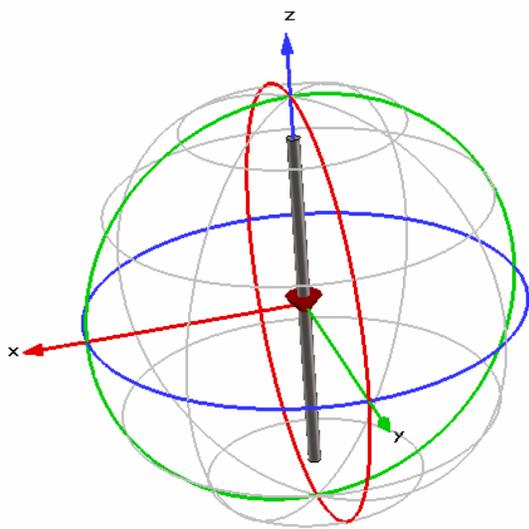
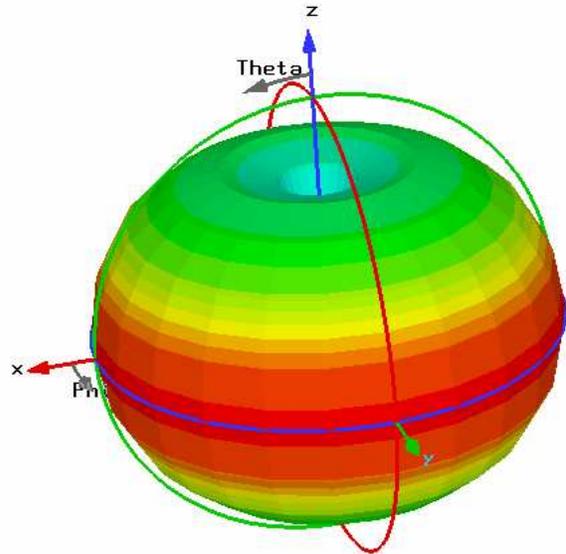


Figure 2-10. Distribution du courant le long d'un dipôle en fonction du rapport d/λ

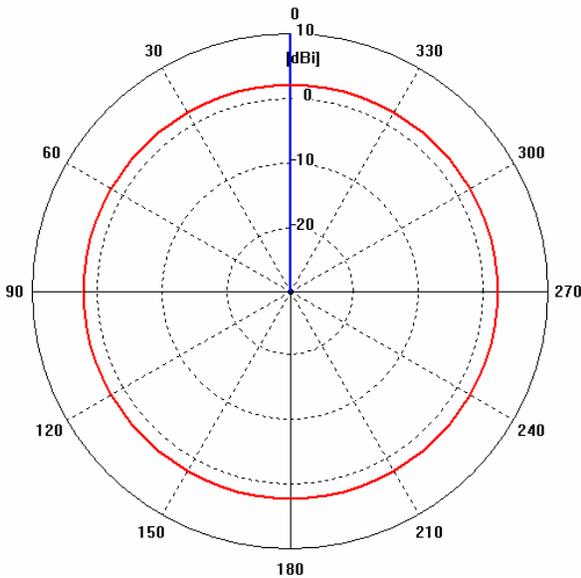
Le dipôle $\lambda/2$ est très simplement réalisable à partir de conducteur rigide et ses propriétés théoriques sont très bien définies ce qui fait que cette antenne peut servir de référence. De plus, elle a l'avantage de présenter un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de forme torique et une polarisation linéaire parallèle à la direction des conducteurs. La Figure 2-11 représente le diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle. Dans la suite de la thèse lorsque nous emploierons le terme de dipôle sans en préciser la longueur, cela sous entend que nous faisons référence à un dipôle demi-onde.



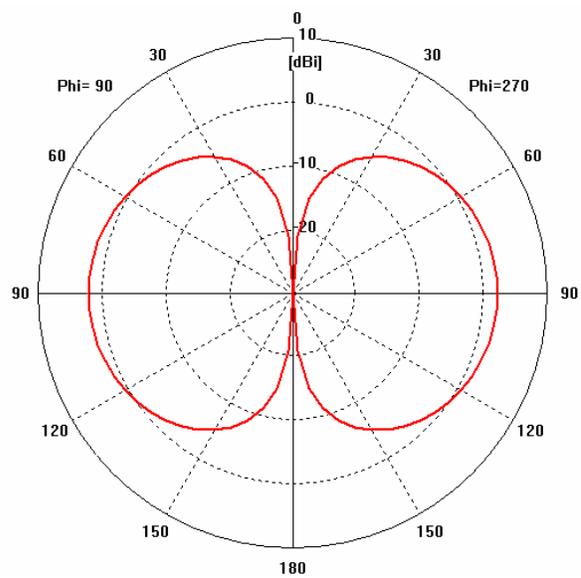
a - Dipôle dans son repère



b - Diagramme de rayonnement en 3D



c - Représentation polaire du diagramme de rayonnement en azimut



d - Représentation polaire du diagramme de rayonnement en élévation

Figure 2-11. Diagramme de rayonnement d'un dipôle

L'antenne dipôle est très rarement mise en œuvre dans les objets communicants, ce type d'antenne est généralement soit utilisé pour des longueurs d'onde décamétriques par les radioamateurs soit dans des structures d'antennes plus complexes comme les antennes Yagi-Uda que nous présenterons après. Ce n'est pas le cas de l'antenne monopole quart d'onde que l'on retrouve fréquemment dans des objets communicants. Cette antenne filaire est alimentée en

mode commun contrairement au dipôle, elle est donc référencée par rapport à un plan de masse. Ce plan de masse introduit un effet d'image qui fait que la longueur du monopole est perçue double et revient donc à un dipôle de longueur $\lambda/2$. Ainsi pour une longueur de $\lambda/4$, le gain obtenu est comparable à celui d'un dipôle. Les gains sont théoriquement égaux entre ces deux antennes dans le cas où le plan de masse est infini. Lorsque le plan de masse n'est pas infini, ce qui est le cas dans la pratique, la diagramme de rayonnement est modifié mais reste omnidirectionnel. La Figure 2-12 représente un monopole sur un plan de masse et expose l'image du monopole obtenue grâce au plan de masse.

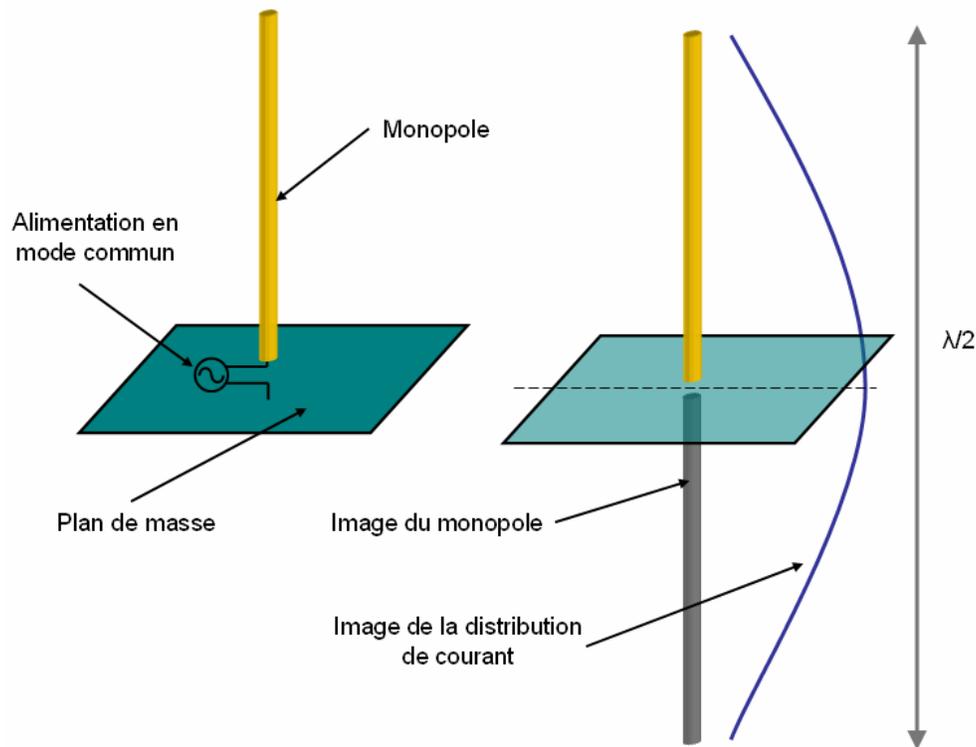


Figure 2-12. Monopole quart d'onde et représentation de son image

Le monopole était utilisé comme antenne dans les premières générations de téléphone mobile mais il a été remplacé par d'autres structures plus compactes et multi-bandes. Aujourd'hui ce type d'antenne reste employé notamment au niveau des routeurs ou des cartes réseau Wifi où la contrainte d'encombrement est moins forte et où un rayonnement omnidirectionnel est souhaitable. Dans le cas de l'utilisation de monopole dans des objets communicants, le circuit imprimé de l'objet constitue généralement le plan de l'antenne ; ceci permet d'obtenir des systèmes d'antenne efficaces.



a - Carte réseau Wifi



b - Routeur Wifi

Figure 2-13. Exemples de produits mettant en œuvre des monopoles

2.4.2 Les PIFA - Planar Inverted F Antennas

Les antennes PIFA pour Planar Inverted F Antenna sont très certainement les antennes les plus utilisées dans la téléphonie mobile, aujourd'hui. En effet comme nous l'avons expliqué précédemment les antennes de type monopole initialement à l'extérieur des premières générations de téléphones mobiles ont été intégrées au corps du téléphone pour des questions d'esthétisme, elles ont généralement été remplacées par des antennes de type PIFA qui offrent un degré d'intégration supérieur mais également d'autres avantages que nous allons voir.

Les antennes PIFA sont constituées d'un plateau métallique rayonnant parallèle au plan de masse. Un des bords du plateau est relié à la masse par un plan de court circuit qui constitue la particularité de cette antenne. Le plan de court circuit peut être plus ou moins large en fonction des propriétés recherchées. Le plateau rayonnant est excité par une alimentation verticale en un point adapté. Le diélectrique entre le plan de masse et le plateau rayonnant est très souvent de l'air même si il est possible d'utiliser un autre matériau pour assurer un meilleur maintien mécanique de la structure. Il est à noter que bien souvent l'utilisation d'un autre diélectrique que l'air entraîne des pertes supplémentaires et réduit l'efficacité totale de l'antenne.

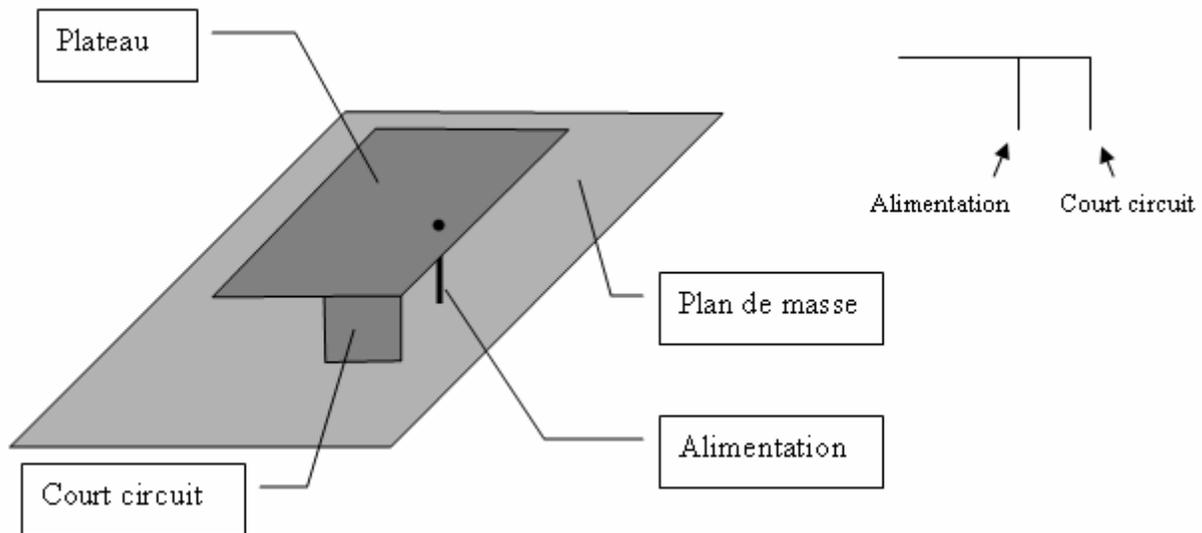


Figure 2-14. Structure de l'antenne PIFA

Ces antennes en trois dimensions sont compactes et leur cout de fabrication est limité. Elles sont le plus souvent réalisées en métal découpé et plié, en matière plastique métallisée ou sur circuit souple. Afin de réduire, encore les dimensions du plateau rayonnant il est possible de le replier. En insérant des fentes dans ce dernier, il est possible de faire apparaître d'autres fréquences de résonance, ce qui est très intéressant dans le cas de la téléphonie mobile où les bandes de fréquence utilisées changent en fonction du réseau utilisé ou du pays dans lequel on se trouve. Seule la forme de base de cette antenne est régie par des formules empiriques [2.7]. Dès que la structure est complexifiée, seule l'expérience du concepteur permet d'obtenir l'antenne avec les performances et caractéristiques voulues.

Le rayonnement de ce type d'antenne dépendra beaucoup de la forme du plateau rayonnant mais généralement le rayonnement s'effectue dans toute les directions de l'espace, il est parfois possible de se rapprocher du rayonnement isotrope. Il n'y a donc pas de direction de rayonnement privilégiée ce qui est intéressant car dans le cas d'objet communiquant l'orientation de l'objet peut être quelconque. La polarisation de ce type d'antenne est très liée à la forme du plateau et sera également différente en fonction de la direction considérée.



Figure 2-15. Exemples d'antennes PIFA présentes dans des téléphones portables

L'antenne PIFA possède une variante planaire appelée IFA pour Inverted F Antenna réalisable sur circuit imprimé. Le principe reste le même que pour la PIFA mais en deux dimensions. Il y a un brin rayonnant alimenté auquel on applique une condition de court circuit à l'une de ces extrémités comme le montre la Figure 2-16. Il y a moins de degré de liberté dans le design qu'avec une PIFA mais cette structure est intéressante car elle peut facilement être réalisée sur des circuits imprimés et alimentée par une ligne microruban. La contrainte de la réalisation mécanique en trois dimensions est alors supprimée.

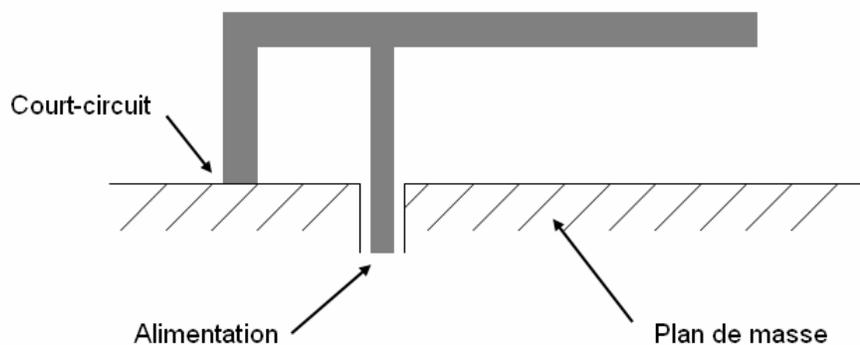


Figure 2-16. Structure d'une antenne IFA

Dans nos travaux nous nous sommes largement intéressés à ces structures car elles répondent à de très nombreuses contraintes propres aux objets communicants. Comme nous les verrons, nos travaux nous ont conduits à déposer un brevet proposant de rendre agile en fréquence et en polarisation une antenne PIFA.

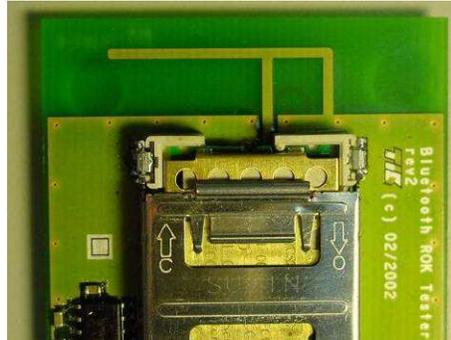


Figure 2-17. Exemple de mise en œuvre d'une antenne IFA dans un module Bluetooth

2.4.3 Les antennes Patch

Les antennes patch sont des antennes planaires généralement réalisées sur des circuits imprimés, cela les rend faibles coût et facilement intégrables dans les objets communicants où elles sont couramment employées. Ces antennes ont trois éléments constitutifs comme le montre la Figure 2-18. Il y a nécessairement un plan de masse, un patch et entre les deux un substrat diélectrique. C'est cet empilement qui rend ce type d'antenne compatible avec les techniques de réalisation des circuits imprimés. Le patch qui est l'élément rayonnant peut prendre diverses formes en fonctions des propriétés recherchées. Il est possible de trouver des patches de forme carré, rectangulaire, circulaire, ovale ou même triangulaire. Le patch peut être excité soit à l'aide d'une ligne microruban soit par un accès coaxial en un point du patch.

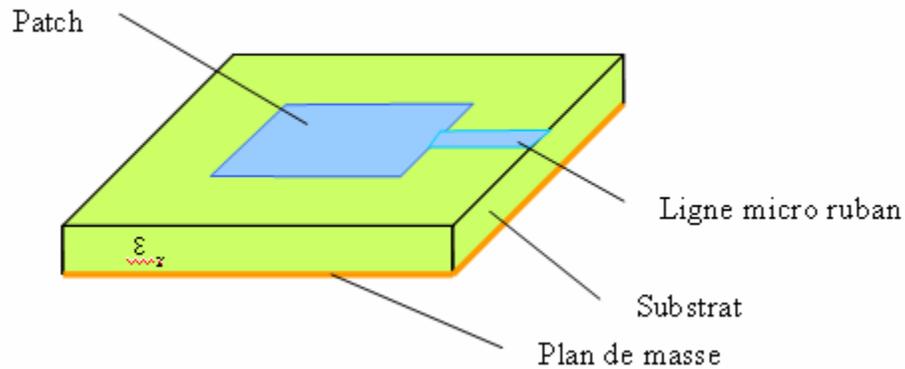


Figure 2-18. Structure d'une antenne patch

Les antennes patch offrent de nombreux avantages, elles ont un encombrement réduit et une configuration plane, leur réalisation est simple et de faible coût. De plus, il est possible de rendre ces structures multi-bandes et d'obtenir des polarisations linéaires ou circulaires en fonction du mode d'alimentation. Nous verrons également par la suite qu'il est possible à partir d'un seul patch de récupérer des signaux dont les polarisations sont orthogonales et donc fortement décorrélées. Mais l'antenne patch n'a pas que des avantages, elle ne rayonne que dans une demi-espace dont la frontière est constituée par le plan de masse et elle souffre d'une bande passante généralement réduite (inférieure à 5% à -10dB). La bande passante peut cependant être élargie par l'utilisation de patches parasites empilés ou disposés dans le plan du patch comme le montre la Figure 2-19.

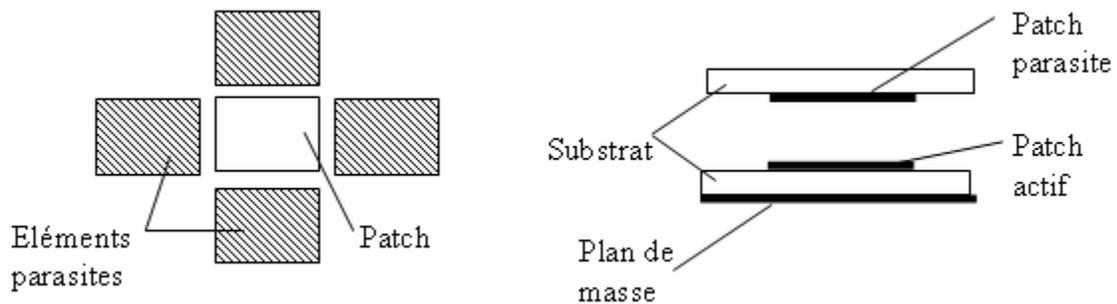


Figure 2-19. Exemple de mise en œuvre de patches parasites pour élargir la bande passante

2.4.4 Les antennes directives

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les antennes directives sont généralement utilisées dans des réseaux point à point ou point à multipoint. Ces structures permettent de concentrer la puissance dans une direction déterminée afin de créer un lien radio privilégié.

Parmi les structures d'antennes directives, les plus connues du public sont certainement les antennes paraboliques largement utilisées dans les communications satellitaires ainsi que les antennes Yagi-Uda utilisées pour la réception des signaux de télévision hertzienne. Ainsi la majorité des foyers français dispose d'une antenne directive sur son toit. Ces deux structures ne sont pas les seules à rentrer dans la catégorie des antennes directives, par exemple les antennes hélices utilisées dans un certain mode présentent une directivité élevée, de même que les antennes à ouverture comme les antennes cornet que nous présenterons après.



a - Parabole



b - Antenne Yagi-Uda

Figure 2-20. Exemples d'antennes directives

La mise en réseau d'antennes ne présentant pas nécessairement une directivité élevée comme des antennes patch permet d'obtenir des structures très directives. Nous faisons le choix dans nos travaux de ne pas présenter la théorie de la mise en réseau d'antenne. En effet nos travaux se situent au niveau des objets communicants et la mise en réseau d'antenne n'est généralement utilisée qu'au niveau des stations de base car l'encombrement de ces réseaux d'antenne n'est pas compatible avec les contraintes d'encombrement des objets communicants. La figure ci-dessous présente un exemple de mise en réseau d'antenne patch dans le but d'obtenir un système d'antenne très directif, la directivité obtenue est de l'ordre de 21 dBi dans cet exemple.

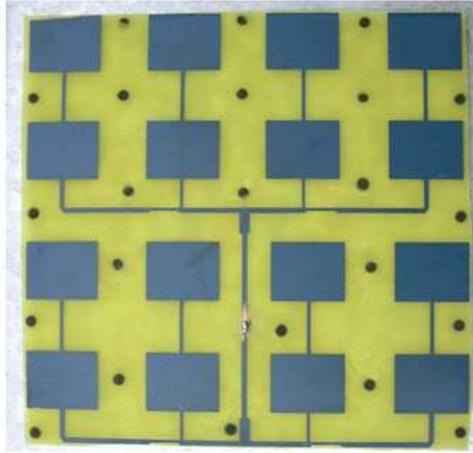


Figure 2-21. Exemple de réseau d'antennes patches à 16 éléments

Durant la thèse, nous avons été amenés à travailler sur une structure directive, l'antenne Yagi-Uda. Cette structure porte le nom de ces deux inventeurs japonais, Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda. Cette antenne repose sur le fait que l'adjonction d'éléments parasites non alimentés à proximité d'un dipôle peut modifier considérablement son diagramme de rayonnement. Deux facteurs doivent être contrôlés avec précision, il s'agit de la distance entre les différents éléments et leurs dimensions.

Le dipôle alimenté, appelé radiateur, est entouré d'un coté par un réflecteur, élément légèrement plus long que le radiateur et de l'autre coté par au moins un directeur, élément légèrement plus court que le radiateur. La Figure 2-22 présente un exemple d'antenne Yagi-Uda de cinq éléments qui a trois directeurs, un radiateur et un réflecteur. Il est important de noter que plus le nombre d'éléments "parasites" est important plus la directivité obtenue est importante.

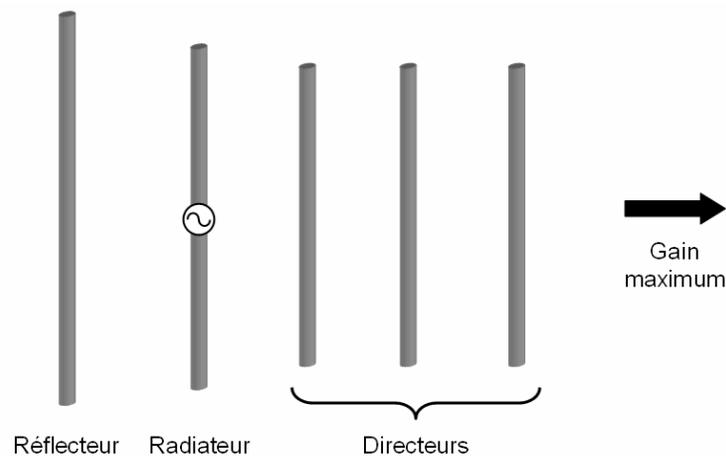


Figure 2-22. Eléments constitutifs d'une antenne Yagi-Uda à 5 éléments

2.4.5 Les antennes à ouverture

Les antennes à ouverture sont des antennes qui reposent sur l'une des idées les plus simples pour réaliser une interface entre une onde électromagnétique guidée et une onde rayonnée. Pour réaliser ceci, il suffit de pratiquer une ouverture dans un guide d'ondes en réalisant une ou plusieurs fentes dans celui-ci ou en le laissant ouvert à son extrémité. Cette dernière solution conduit à une rupture d'impédance dont la transition peut être adoucie en évasant progressivement les bords du guide d'ondes. Ceci conduit à obtenir une antenne cornet.

Les antennes cornets, relativement volumineuses dans la bande de fréquence UHF, sont essentiellement utilisées pour de la métrologie. Elles ont le plus souvent une forme de pyramide ou de cône tronqué. La forme de cornet assure simplement l'adaptation progressive de l'onde électromagnétique entre le point de couplage et la surface de rayonnement.

En fonction de la fréquence, l'attaque de la structure se fait soit par une guide d'onde soit par une source ponctuelle amenée par un coaxial. La structure de l'antenne fait qu'il est simple d'obtenir des antennes très large bande avec une polarisation contrôlée et un fort gain dans la direction de l'ouverture. Ces propriétés font de l'antenne cornet une antenne idéale pour la mesure d'autres antennes, d'autant plus qu'elles sont généralement calibrées et le gain en fonction de la fréquence est donc connu.

Nous avons utilisé des antennes cornets dans nos travaux de thèse, notamment lors de mesures effectuées dans la chambre anéchoïde de l'ESISAR – LCIS. Elles peuvent également se révéler utile pour mesurer grossièrement le gain d'une autre antenne directive ou évaluer un environnement électromagnétique. La Figure 2-23 présente le cornet utilisé dans la chambre anéchoïde de l'ESISAR et un cornet utilisé à France Télécom R&D à Meylan.



Figure 2-23. Exemples d'antennes cornet utilisées en métrologie

L'antenne cornet n'est pas la seule antenne à ouverture même si c'est elle qui en symbolise le mieux le principe. Parmi les antennes à ouverture, il y a les antennes à fente planaire. Le principe de ces antennes est la création d'une fente dans un plan de masse qui est excité par une ligne micro ruban, la fente rayonne alors. Ce phénomène est décrit par le principe de Babinet qui indique que le rayonnement d'une fente peut être le même que celui d'un dipôle équivalent à la fente.

2.5 LA MINIATURISATION DES ANTENNES

Dans le chapitre précédent nous avons vu que la miniaturisation des antennes était quelque chose d'important pour le développement des objets communicants. Il existe plusieurs techniques différentes permettant d'obtenir une réduction de taille plus ou moins significative. Et en fonction du type d'antenne toutes ces techniques de miniaturisation ne sont pas applicables. Nous allons ici présenter les techniques de miniaturisation les plus courantes.

2.5.1 La modification du design de l'antenne

Une première façon de réduire significativement la taille des antennes consiste à modifier sa forme, son design. Sur les antennes planaires comme les patches, en introduisant des fentes ou des méandres latéraux sur le contour de l'antenne, le courant va être forcé de les contourner ([2.8], [2.9], [2.10], [2.11] et [2.12]). Cela va avoir pour conséquence de rallonger la longueur électrique, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure. Une réduction de la fréquence de la résonance est équivalente à une réduction de la taille de l'antenne si on se ramène toujours à la même fréquence de travail. La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La Figure 2-24 montre des exemples de mise en œuvre de cette technique de miniaturisation.

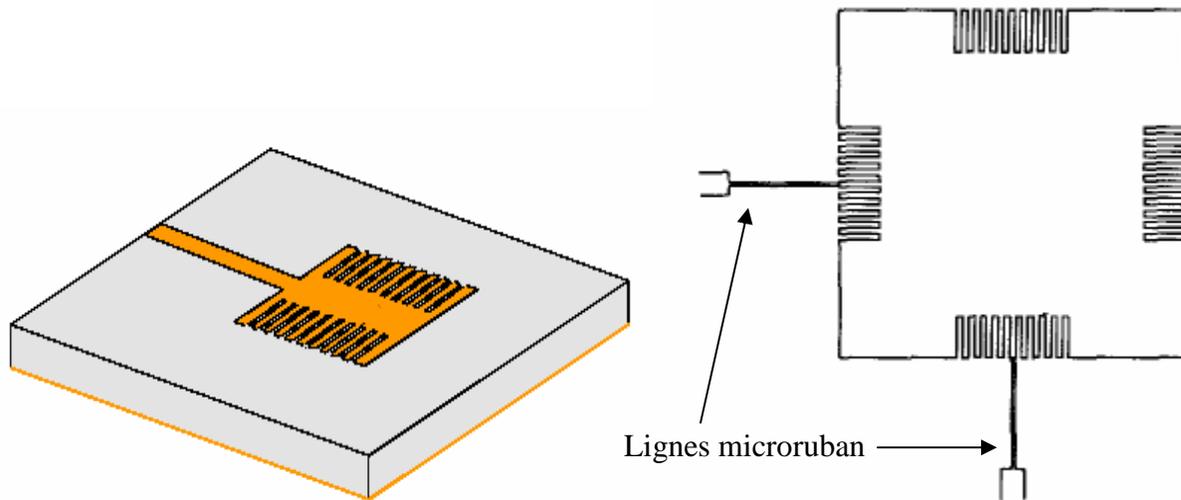


Figure 2-24. Exemples de miniaturisation par introduction de fente

Pour les antennes filaires comme les dipôles ou monopoles, imprimés ou non, le repliement est également une modification de la forme originale de l'antenne qui permet de réduire son encombrement. La Figure 2-25 présente un exemple de monopole replié. Le repliement peut également être appliqué sur des structures planaires comme des PIFA (Figure 2-26) ou non seulement le repliement du plan rayonnement réduit le volume de la structure mais crée en plus en effet capacitif qui contribue à la diminution de la fréquence de résonance.

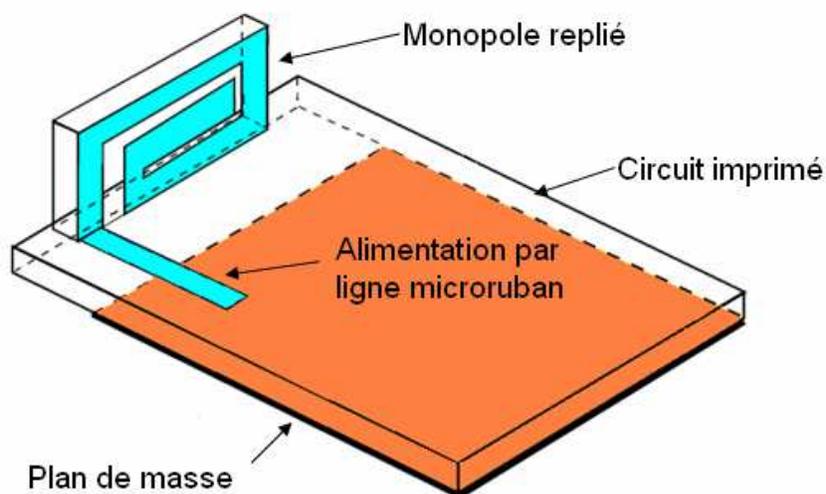


Figure 2-25. Exemple d'antenne monopole repliée

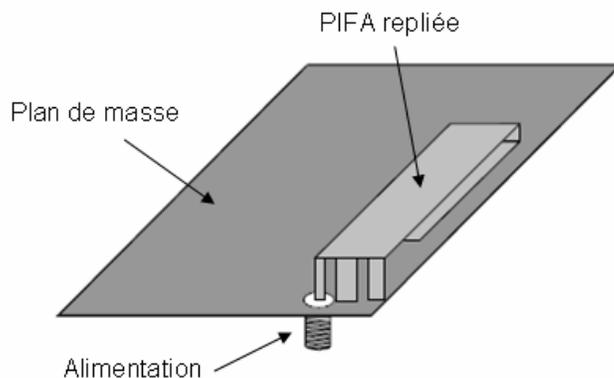


Figure 2-26. Exemple d'antenne PIFA repliée

Un autre type de modification de design est l'utilisation de structures fractales, on parle alors d'antenne fractales. Il s'agit d'antenne classiques planaires ou filaires dont le design est issu d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. Parmi les formes fractales les plus utilisées, il y a celles de Von Kock, de Hilbert et de Sierpinski.

La Figure 2-27 présente une structure de Von Kock appliquée à un dipôle à l'ordre un et à l'ordre deux [2.13]. La structure présente la propriété suivante: à mesure que l'on augmente le nombre d'itérations (donc la longueur du dipole à hauteur constante), la fréquence de résonance diminue. Ce qui revient à diminuer la hauteur du dipôle pour travailler à fréquence constante.

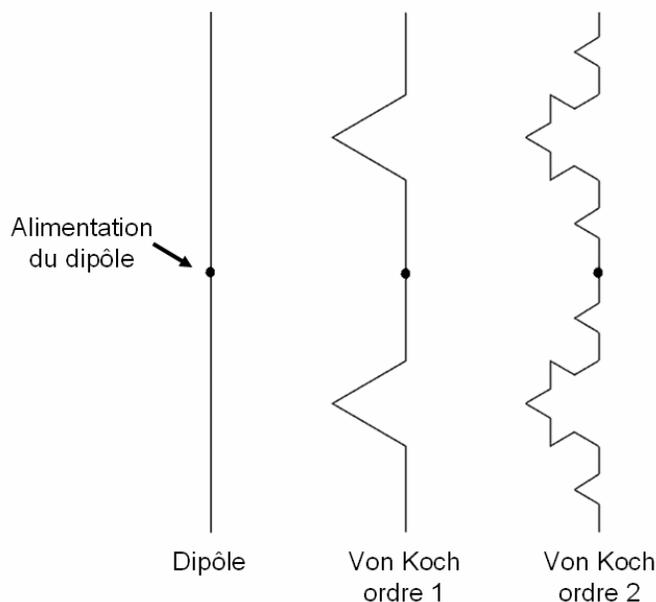


Figure 2-27. Structure de Von Koch appliquée à un dipôle

Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme le montre l'antenne Figure 2-28 qui présente un dipôle utilisant deux tapis de Sierpinski et la Figure 2-29 qui présente un patch fractal.

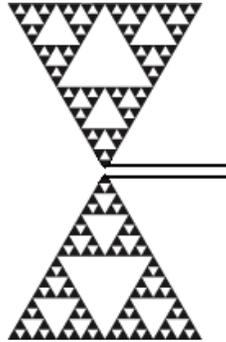


Figure 2-28. Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle

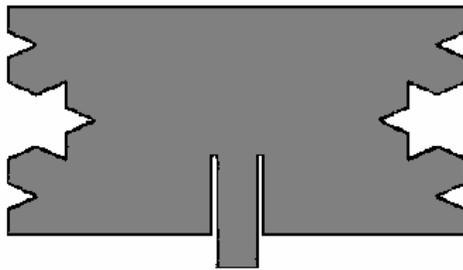


Figure 2-29. Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch

Les structures fractales permettent de réduire la taille des antennes entre 20% et 40% mais elles sont aussi intéressantes dans le cas d'applications multi-bandes.

2.5.2 Les matériaux à forte permittivité

La modification du design d'une antenne n'est pas la seule technique permettant une miniaturisation des antennes. L'utilisation de matériaux à haute permittivité est également largement utilisée. Ces substrats présentant une permittivité largement supérieure à 10 permettent de réduire les dimensions d'une antenne sans en modifier la géométrie. En effet la longueur

d'onde dans un matériau homogène de permittivité relative ϵ_r , est donnée par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

Où λ est la longueur d'onde, f la fréquence et c la célérité.

Les matériaux à forte permittivité généralement utilisés sont des substrats céramiques sur lesquels on réalise un dépôt métallique. Les antennes utilisant ce type de substrat souffrent généralement de fortes pertes diélectriques et ont des efficacités de rayonnement dégradées [2.14]. Cependant la miniaturisation permet de considérer l'antenne comme un composant que l'on peut souder sur un PCB, le terme de "chip antenna" est parfois utilisé pour ce type d'antenne. La Figure 2-30 présente des exemples d'antennes sur substrat à forte permittivité qu'il est possible de trouver dans le commerce.

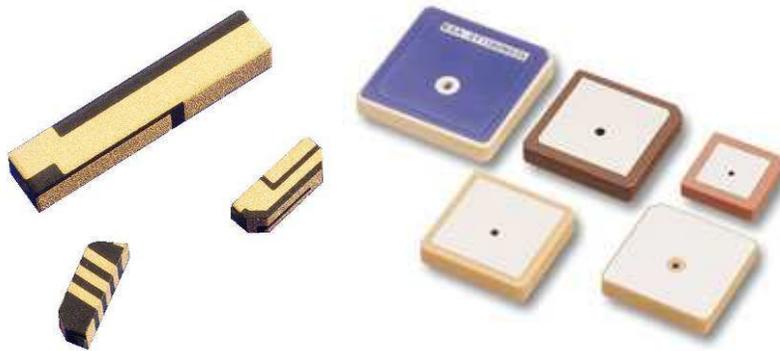


Figure 2-30. Exemples d'antennes sur substrat à forte permittivité

2.5.3 Les métamatériaux

L'utilisation des métamatériaux pour la miniaturisation des structures d'antenne est très certainement la méthode la plus récente. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels homogènes possédant des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles obtenues par la mise en œuvre de structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde. Ce type de matériau qui présente une permittivité et une perméabilité négative est également appelé matériau main gauche car le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

L'idée d'un tel matériau a été introduite par le russe V. G. Veselago en 1968 [2.15] mais ce

n'est qu'en 2000 que les premières structures de ce type ont été réalisées. Ces métamatériaux offrent de nouvelles propriétés physiques dont l'inversement de la loi Snell-Descartes (indice de réfraction négatif) qui permet de confiner les ondes électromagnétique et donc de miniaturiser des structures d'antennes.

2.5.4 L'utilisation de court circuit ou de charge

Une autre technique permettant de réduire la taille de certaines antennes repose sur l'utilisation de charge ou de court circuit à des endroits appropriés en fonction de la structure.

Par exemple une antenne monopole peut être raccourcie, tout en conservant la même fréquence de résonance, en introduisant une charge capacitive ou inductive dans la structure de l'antenne comme le montre la Figure 2-31. La réactance introduite par les effets capacitif ou inductif compense la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du monopole raccourci, ce qui permet d'obtenir un bon niveau d'adaptation. Cette technique permet d'obtenir des réductions de taille de l'ordre de 50% mais une diminution de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement est généralement observée et l'adaptation de la structure reste délicate [2.16].

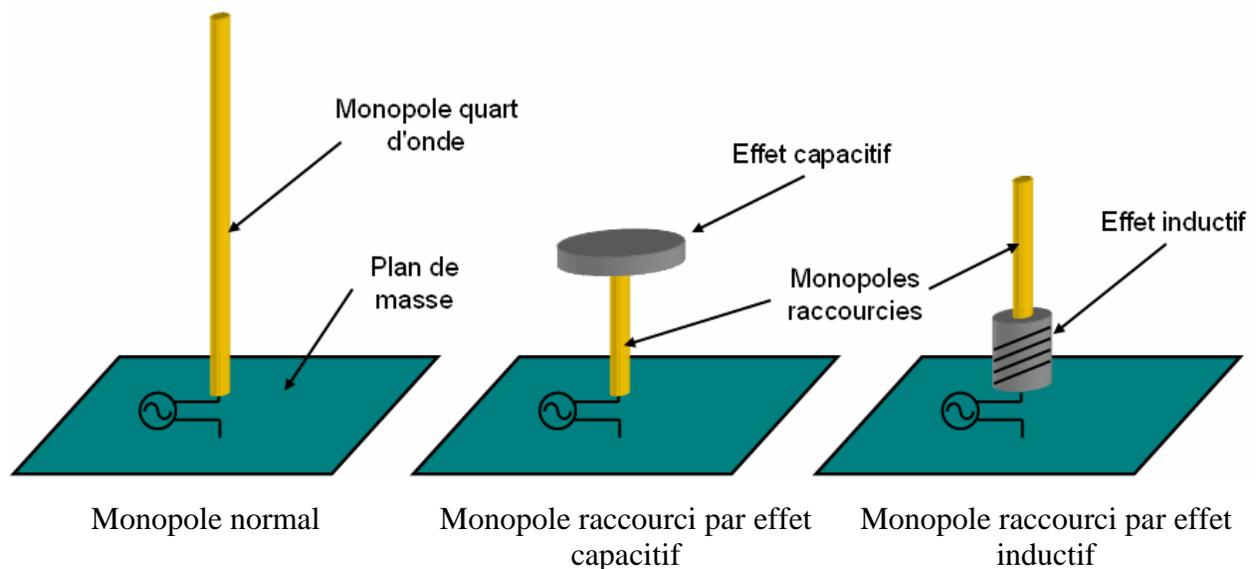


Figure 2-31.Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif

Une autre méthode pour réduire les dimensions d'antenne consiste à placer des courts circuits plans ou filaires entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Les antennes PIFA ou IFA présentées précédemment sont des exemples de mise en œuvre de ce type de technique qui permet une réduction de taille de l'ordre de 50% sans que la dégradation au niveau de l'efficacité de rayonnement ou de la bande passante soit significative. Ceci contribue à rendre attractif ce type de structure dans les objets communicants où il est largement utilisé ([2.17], [2.18], [2.19], [2.20]).

2.6 CONCLUSION DU CHAPITRE 2

Dans ce chapitre nous nous sommes attachés à définir ce qu'était une antenne ainsi que sa place dans un système de communication radio fréquence. Nous avons également présenté les principales caractéristiques circuits des antennes ainsi que leurs caractéristiques de rayonnement. Par la suite, les notions et le vocabulaire introduits serviront à l'étude des antennes que nous avons conçues et à la quantification de leurs performances.

Ce chapitre a également permis de présenter les types d'antennes couramment utilisées dans les objets communicants et que nous avons mises à profit pour concevoir des systèmes présentant de la diversité. Il nous a également semblé pertinent de présenter les antennes cornet que nous avons utilisées en métrologie. Les structures d'antennes directives comme les antennes Yagi-Uda ne sont pas courantes dans le monde des objets communicants de faibles dimensions mais nos travaux nous ont conduits à mettre en œuvre ce type de structure pour une utilisation dans les réseaux de capteurs.

Pour conclure le chapitre il était inévitable de présenter les différentes techniques employées pour miniaturiser les structures d'antennes. En effet comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent l'encombrement des antennes est souvent problématique et leur miniaturisation est souvent essentielle dans certains objets communicants.

Nous avons indiqué dans le chapitre précédent que les performances du lien radio des réseaux d'objets communicants pouvaient être notablement dégradées par l'environnement (indoor, urbain dense) dans lequel ceux-ci sont déployés. Un des moyens d'améliorer ce lien radio est de travailler sur des antennes adaptées et plus particulièrement sur des systèmes

d'antennes. En effet, intégrer la diversité d'antennes, c'est-à-dire utiliser plusieurs antennes dans un objet communicant, permet d'améliorer significativement les performances du lien radio. Dans le prochain chapitre nous allons présenter en détail les systèmes à diversité d'antennes en se focalisant sur la diversité du point de vue de la réception du signal.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2

- [2.1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*: Wiley-Interscience, 2005.
- [2.2] "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas," *IEEE Std 145-1983*, p. 0_1, 1983.
- [2.3] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House," *Inc., Norwood*, 2001.
- [2.4] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Miniature Antenna for Circularly Polarized Quasi Isotropic Coverage," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-5.
- [2.5] F. Roudet, S. Tedjini, and V. Tan-Phu, "Design of compact size excitation device for antenna pattern using fractal architectures," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, 2005, pp. 223-226 vol. 1B.
- [2.6] J. Kraus and R. Marhefka, *Antennas*: McGraw-Hill, 2001.
- [2.7] K. Hirasawa and M. Haneishi, *Analysis, design, and measurement of small and low-profile antennas*: Artech House, 1992.
- [2.8] J. Rashed and C. T. Tai, "A new class of resonant antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 1428-1430, 1991.
- [2.9] K.-L. Wong and H.-C. Tung, "An inverted U-shaped patch antenna for compact operation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1647-1648, 2003.
- [2.10] H. K. Kan and R. B. Waterhouse, "Shorted spiral-like printed antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 396-397, 2002.
- [2.11] D. T. Notis, P. C. Liakou, and D. P. Chrissoulidis, "Dual polarized microstrip patch antenna, reduced in size by use of peripheral slits," in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, 2004, pp. 125-128.
- [2.12] K. Gosalia and G. Lazzi, "Reduced size, dual-polarized microstrip patch antenna for wireless communications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 2182-2186, 2003.

- [2.13] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal element antennas: a compilation of configurations with novel characteristics," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, 2000, pp. 1688-1691 vol.3.
- [2.14] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, "PCS antenna design: the challenge of miniaturization," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, pp. 12-27, 2001.
- [2.15] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Physics-Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [2.16] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 837-842, 1997.
- [2.17] K. Wong, *Planar antennas for wireless communications*: Wiley New York, 2003.
- [2.18] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A compact PIFA suitable for dual-frequency 900/1800-MHz operation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 596-598, 1998.
- [2.19] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Small dual patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 762-764, 1999.
- [2.20] S. A. Bokhari, J. F. Zurcher, J. R. Mosig, and F. E. Gardiol, "A small microstrip patch antenna with a convenient tuning option," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1521-1528, 1996.

CHAPITRE 3

LA DIVERSITE D'ANTENNES

Dans les chapitres précédents nous avons présenté les différentes catégories de réseaux sans fil en mettant en évidence que la majorité d'entre eux mettait en œuvre des objets communicants mobiles dans des environnements contraints où il n'y a que très rarement une vue directe entre la station de base et l'unité mobile. Nous allons expliquer en quoi ces communications posent des problèmes du point de vue de la réception et repreciser les environnements de propagation auxquels nous allons nous intéresser.

Il existe plusieurs moyens de contrer les effets indésirables liés à ces environnements contraints et garantir un lien radio de bonne qualité, l'un d'entre eux est la diversité d'antennes en réception. Comme précisé en conclusion du chapitre 2, nous avons fait le choix de travailler sur la technique de diversité d'antennes dont nous allons expliquer le principe et les différentes formes de mise en œuvre au cours de ce troisième chapitre. L'objectif n'est pas ici de rentrer dans les détails mathématiques de la quantification de l'amélioration du lien radio apporté par la diversité d'antennes, cela sera fait dans le chapitre 5 qui présente nos contributions au niveau théorique.

3.1 PROPAGATION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES

Avant de présenter la diversité d'antennes, il est important d'aborder la propagation des ondes électromagnétiques et d'examiner les caractéristiques du canal de propagation. En effet, les transmissions radiofréquences ont pour propriétés de fluctuer en temps et en espace, avec des variations qui peuvent être très importantes. Ces variations qui dégradent la qualité du signal sont fonctions des caractéristiques électromagnétiques, de la température et de l'humidité des milieux

traversés et elles s'expliquent par plusieurs phénomènes liés à la propagation que nous allons présenter.

3.1.1 Les phénomènes de propagation

Les obstacles rencontrés par un champ électromagnétique lors d'une transmission agissent différemment et engendrent différents phénomènes en fonction de la taille des obstacles par rapport à la longueur d'onde, de leurs natures et de leurs formes.

Les mécanismes physiques de base de la propagation dans le contexte des communications sans fil sont la réflexion, la réfraction, la diffraction et la diffusion que nous allons présenter. Bien qu'altérant le signal initial ces mécanismes expliquent la possibilité de communication dans les cas où l'émetteur et le récepteur radio ne sont pas en vue directe.

3.1.1.1 La réflexion et la réfraction

Ces deux premiers phénomènes ont lieu lorsque l'obstacle rencontré par l'onde émise a une taille très grande par rapport à la longueur d'onde et que les irrégularités de surface de cet obstacle sont faibles devant la longueur d'onde. Dans ce cas, la réflexion et la réfraction sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel. Les coefficients de réflexion et réfraction sont dépendants de la nature électromagnétique des obstacles mais également de la polarisation, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente. Le phénomène de réflexion est illustré par la Figure 3-1.

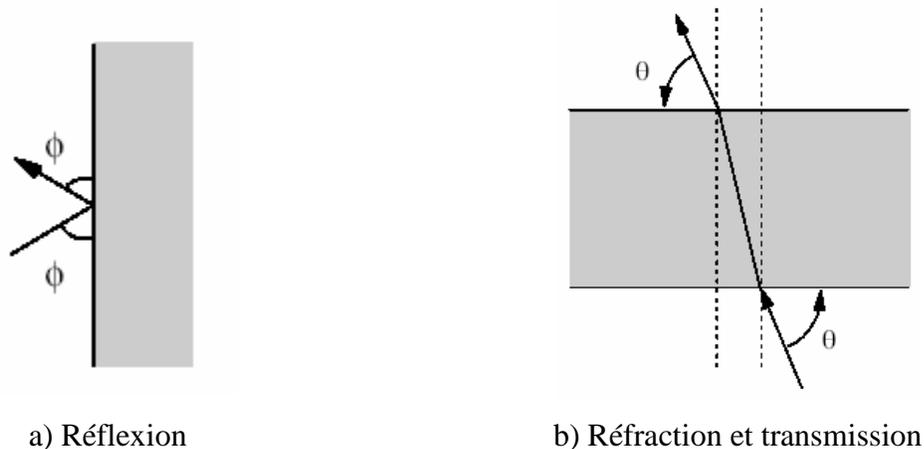


Figure 3-1. Illustration du phénomène de réflexion (a) et de réfraction (b)

Lors de la réfraction, l'onde passe d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu, c'est-à-dire l'obstacle, est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu. On peut alors parler de transmission car l'onde traverse l'obstacle, la Figure 3-1.b illustre cela. Dans le cas où l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de réfraction et la totalité de l'énergie est réfléchi.

3.1.1.2 La diffraction

Le phénomène de diffraction s'observe sur les arêtes d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou alors sur des obstacles dont la dimension est proche de la longueur d'onde. Ce phénomène illustré par la Figure 3-2, permet d'expliquer la présence de champs dans des zones où l'optique géométrique ne l'autorise pas. Le calcul et la prise en compte du phénomène de diffraction repose sur le principe Huyghens qui indique que chaque point d'un obstacle recevant une onde, va réémettre une onde sphérique.

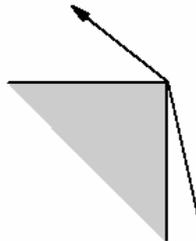


Figure 3-2. Illustration du phénomène de diffusion

3.1.1.3 La diffusion

Un autre phénomène de propagation observable est la diffusion, il est obtenu lorsqu'une onde rencontre un milieu contenant beaucoup d'obstacle de dimensions comparables à la longueur d'onde. Dans ce cas l'onde est réémise dans toutes les directions avec des atténuations différentes. En théorie, l'effet obtenu dans ce cas pourrait être déterminé en considérant les phénomènes décrits précédemment sur chacun des obstacles mais on préfère l'approche statistique de la diffusion par simplicité.

Un phénomène équivalent est obtenu lorsque les irrégularités de la surface d'un obstacle sont comparables à la longueur d'onde, on parle alors de réflexion diffuse. Ces deux cas, sont illustrés sur la Figure 3-3.

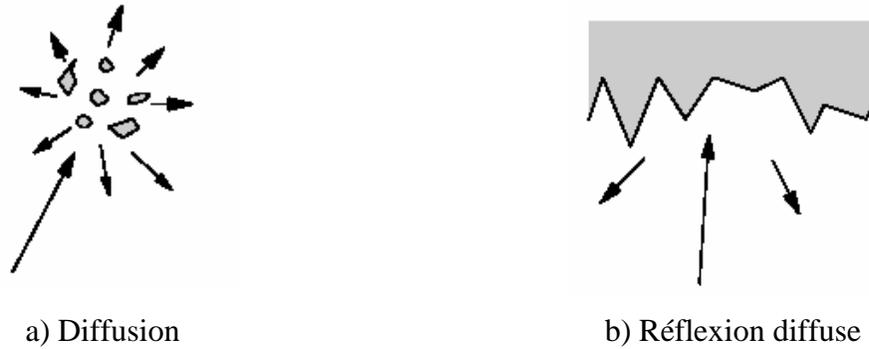


Figure 3-3. Illustration des phénomènes de diffusion

3.1.2 La propagation par trajets multiples

Les phénomènes de propagation que nous venons de décrire affectent le signal à transmettre de différentes manières. Une des conséquences est la création de nombreuses répliques du signal transmis. Le récepteur va voir plusieurs de ces répliques qui ont parcourues différents trajets avant d'arriver, on parle alors de propagation multi-trajets ou par trajet multiples. Chacun de ces trajets est plus ou moins atténué en fonction de la distance parcourue et des phénomènes de propagation rencontrés. Cette différence de distance entre ces trajets fait qu'ils sont plus ou moins retardés ce qui affecte la phase des signaux reçus. Les trajets se différencient également par leur angle d'arrivée sur l'antenne réceptrice.

Ainsi le canal de propagation radiofréquence se caractérise par des trajets multiples lorsque des obstacles sont présents entre une station de base et une unité mobile. Certains types de transmission cherchent à éviter cela pour se placer dans des conditions plus favorables, c'est le cas de nombreuses liaisons point à point. Cependant l'évolution des télécommunications et de leur usage a fait que la majorité des objets communicants sont soumis à ces environnements caractérisés par des trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur.

Le fait qu'il y ait des trajets multiples présente l'avantage de rendre possible des communications où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Les trajets multiples permettent de "franchir" des obstacles et d'assurer une continuité de service. Cependant cet avantage, très apprécié des utilisateurs sans qu'ils ne s'en rendent compte, s'accompagne de plusieurs inconvénients. Parmi eux, on peut citer celui qui est lié au fait que les différents trajets

ont des longueurs différentes et donc que les signaux associés vont arriver avec des retards différents. Ce phénomène est connu sous le nom de dispersion des retards qui devra être pris en compte au niveau du traitement du signal. Un autre inconvénient est le fait que la puissance reçue dans le cas de multi-trajets est inférieure à celle reçue dans le cas où il y a un lien direct entre l'émetteur et le récepteur. De plus chacun des trajets va présenter une atténuation différente. Cela doit donc être pris en considération notamment au niveau de la puissance à l'émission. Mais l'inconvénient majeur de ces multi trajets reste les évanouissements de la puissance du signal. Ce phénomène est dû aux interférences des multi trajets qui peuvent être constructives ou destructives. Ces évanouissements se manifestent par une variation très importante du niveau signal lorsque le mobile est déplacé d'une fraction de la longueur ou alors lorsque l'environnement évolue. Ce phénomène est problématique car il détériore considérablement le lien radio et peut empêcher la continuité de service. La diversité d'antennes que nous traitons dans cette thèse est un des moyens efficaces de s'affranchir des problèmes d'évanouissement de ce type appelés "fading" en anglais.

Indépendamment du fait qu'il y ait une propagation multi trajet, le fait qu'il y ait une unité mobile par rapport à la station de base entraîne un décalage en fréquence. Ce phénomène, appelé effet Doppler, est observé lorsque l'unité mobile se déplace au cours de la communication. Le décalage en fréquence va alors être dépendant de la vitesse et la direction de déplacement du récepteur par rapport à l'émetteur.

Dans le cas où il n'y a pas de vue directe entre l'émetteur et le récepteur, on parle alors d'environnement NLOS (No Line Of Sight) qui est décrit mathématiquement par un canal de propagation de type Rayleigh. A l'inverse lorsque le trajet direct existe, on parle d'environnement LOS (Line Of Sight) qui lui est défini par un canal de type Rice [3.1].

3.1.3 Evolution de la puissance au cours de la propagation

Au cours de sa propagation, le champ électromagnétique subit un certain nombre de variations en fonction de l'environnement et de ses propriétés. Nous distinguons trois types de fluctuations de la puissance en fonction de la position du récepteur comme le montre la Figure 3-4.

La première composante est l'atténuation d'espace qui décrit la décroissance du signal reçu en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur. C'est une loi linéaire qui dépend des caractéristiques du canal de propagation. Dans le cas où la propagation se fait en espace libre et en trajet direct (LOS), l'atténuation est régie par la loi de Friis définie précédemment.

L'atténuation d'espace est modulée par des fluctuations à grandes échelles et des fluctuations à petites échelles. Celles à grande échelle sont dues à un effet de masquage (ou shadowing en anglais) qui s'explique par la présence sur le trajet direct d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Ces obstacles peuvent être des bâtiments, des forêts, ou des déformations du terrain. Ce type de variation s'observe sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde ou alors sur un intervalle de temps suffisamment grand.

Enfin, les fluctuations à petites échelles sont observées sur un intervalle de temps très court ou sur un déplacement très faible qui peut être inférieur à la longueur d'onde. Il s'agit des évanouissements de puissance que nous avons définis précédemment. Ils entraînent des variations très importantes du niveau de puissance reçue qui s'expliquent par les interférences destructives et constructives dues aux trajets multiples.

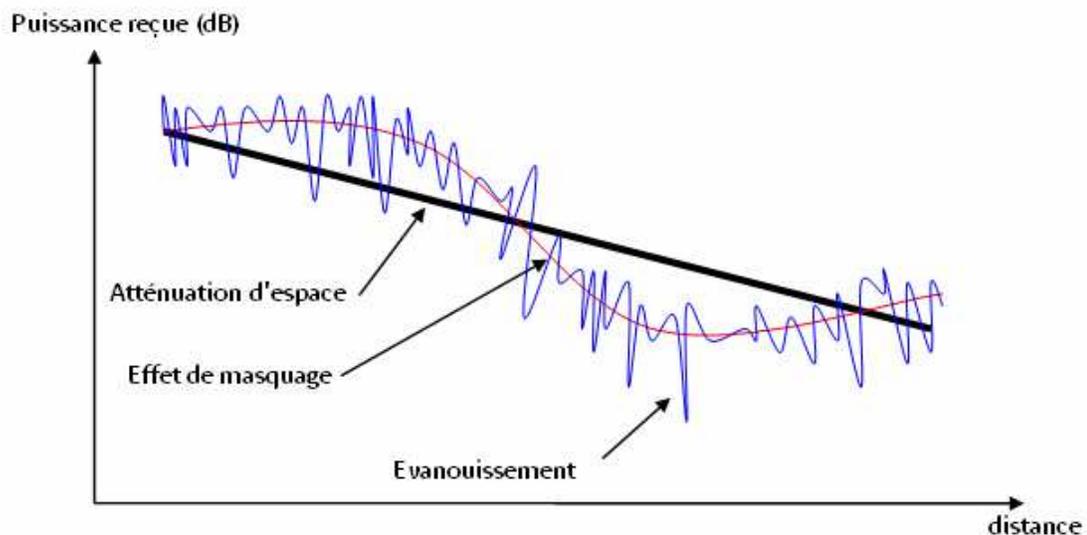


Figure 3-4. Puissance du signal reçu en fonction de la distance

3.2 LES ENVIRONNEMENTS DE PROPAGATION CONSIDERES ET LEURS PROPRIETES

3.2.1 Les environnements indoor et urbain, des milieux contraints

Dans nos travaux de thèse nous avons fait le choix de nous intéresser uniquement à des environnements de propagation sujets aux évanouissements de puissance décrits précédemment. Ces environnements se caractérisent par la présence de trajets multiples et nous nous restreignons aux cas où il n'y a pas de vue directe entre l'émetteur et le récepteur, c'est-à-dire des cas NLOS dont le canal de propagation est défini par le modèle de Rayleigh. Dans la pratique ces environnements sont très courants puisqu'il s'agit d'environnements intérieurs (ou indoor en anglais) ou urbains. La plupart du temps, ces milieux sont très riches en multi trajet puisqu'ils sont constitués d'obstacles de toutes dimensions et de toutes natures. Le choix de considérer uniquement le cas NLOS se justifie également car dans les réseaux sans fils actuels c'est cette condition que l'on retrouve majoritairement. En effet dans les réseaux locaux sans fil de type Wifi à l'intérieur, il est rare que les unités mobiles soient en vue directe avec un routeur ou un autre élément de l'infrastructure. Il en est de même pour les réseaux de téléphonie sans fil lorsque l'on est à l'intérieur d'un bâtiment ou même dans la rue en zone urbaine, les téléphones sont rarement en vue directe avec leur station de base et, lorsque c'est le cas, les phénomènes de multi trajets sont moins problématiques car le trajet direct présente un niveau de signal bien supérieur aux autres trajets.

3.2.2 L'architecture choisie : SIMO

Nous venons de préciser les environnements auxquels nous nous intéressons mais il est également nécessaire de préciser l'architecture que nous avons choisie et de justifier ce choix. Dans nos travaux, nous avons restreint notre étude à des architectures SIMO, Single Input Multiple Output, c'est-à-dire qu'il y a plusieurs branches de réception au niveau du récepteur alors que l'émetteur ne dispose que d'une seule voie. Nous avons donc fait le choix d'introduire de la diversité d'antennes uniquement au niveau de la réception des objets communicants dans le

but d'améliorer le lien radio dans le sens descendant, c'est-à-dire de la station de base vers l'unité mobile. Bien que les architectures MIMO suscitent en très vif intérêt actuellement, nous avons préféré nous limiter à la configuration SIMO car la très grande majorité des réseaux de communication sans fil ne propose qu'une seule voie à l'émission au niveau des stations de base. C'est le cas pour l'ensemble du réseau de téléphonie sans fil et des réseaux locaux comme le wifi. Ainsi le fait de vouloir développer une architecture MIMO entraînerait un changement de l'ensemble des infrastructures des réseaux sans fil existants ce qui aurait un coût très important voire inacceptable. Alors que dans une architecture SIMO, seuls les terminaux mobiles ont besoin d'être changés. Ceci est plus acceptable car le surcoût est plus facilement "répercutable" sur l'utilisateur. De plus, le cycle de vie des objets communicants est généralement bien plus court que celui de l'infrastructure, il nous semble donc justifié de travailler sur une architecture où la diversité n'est présente qu'au niveau du terminal mobile. Dans ce cas seule l'infrastructure est conservée, et le lien radio en réception est amélioré par l'utilisation d'un terminal mobile présentant de la diversité d'antennes mais qui reste totalement compatible avec les réseaux existants.

3.2.3 Distribution angulaire de la puissance incidente

La connaissance du canal de propagation est importante pour comprendre les phénomènes en jeu et ainsi mettre en œuvre des solutions efficaces. La distribution angulaire de la puissance incidente arrivant sur un terminal mobile ne peut pas être considérée comme uniforme. Dans le but de caractériser cette distribution dans les environnements sujets aux multi trajets plusieurs travaux ont été menés. Le problème a été appréhendé de différentes manières, certains travaux cherchent à définir les propriétés des ondes arrivant sur un objet communicant en utilisant des outils de simulation comme les lanceurs de rayons, alors que d'autres mettent en œuvre des moyens de mesure pour caractériser des environnements réels. Nous nous sommes surtout intéressés aux travaux d'estimation des directions d'arrivées des ondes à partir de mesures effectuées à l'intérieur des bâtiments ou dans les milieux urbains. Il existe de nombreuses études en bande étroite effectuées à des fréquences différentes entre 900MHz et 2,5 Ghz. Certaines d'entre elles mettent en œuvre des réseaux d'antennes à une ou deux dimensions ([3.2], [3.3]) puis utilisent des algorithmes pour déterminer les angles d'arrivées en trois dimensions alors que

d'autres préfèrent utiliser des antennes directives qu'ils orientent dans toutes les directions de l'espace [3.4] ou directement des réseaux d'antenne en trois dimensions comme ([3.5], [3.6]).

Dans leur mise en œuvre, les objets communicants peuvent être positionnés aléatoirement dans le plan horizontal par rapport à la station de base. De plus, cette position relative par rapport à l'infrastructure peut être amenée à évoluer au cours du temps ce qui conduit à conclure qu'en environnement NLOS, la distribution des ondes incidentes peut être considérée uniforme en azimut, c'est-à-dire dans le plan horizontal, et ce indépendamment de la polarisation. La présence d'obstacles proches des terminaux mobiles et le fait que les ondes incidentes suivent des trajets aléatoires dans le plan azimutal renforcent cette approximation.

Si la distribution est uniforme en azimut ce n'est pas le cas en élévation. Dans les études, il convient d'ailleurs de séparer les environnements intérieurs faisant essentiellement référence à des réseaux locaux où la station de base et l'unité mobile sont dans le même plan horizontal. Alors que pour les environnements urbains généralement couverts par des réseaux sans fil étendus, la station de base peut être bien plus élevée que le terminal mobile. Cette différence d'élévation ayant un impact sur la distribution en élévation. Certaines campagnes de mesures ont permis de représenter de manière statistique la distribution de puissance en élévation à l'aide de lois de distribution. Nous retiendrons notamment les travaux de T. Taga [3.7] qui propose une loi Gaussienne avec différents paramètres pour définir des environnements urbains. K. Kaliolla [3.8] lui préfère une loi double exponentielle pour modéliser ces mesures aussi bien en environnement urbain qu'indoor. Nous reviendrons sur ces modalisations mathématiques dans le chapitre 5.

3.2.4 Evolution de la polarisation

Nous venons de mettre en évidence que l'environnement de propagation avait une influence sur la répartition angulaire de la puissance incidente. Dans ces études, très souvent une différenciation est faite entre les puissances reçues sur chacune des polarisations verticale et horizontale, correspondant respectivement aux composantes E_{ϕ} et E_{θ} . Outre le fait que la distribution de puissance puisse être différente entre les deux composantes de la polarisation, il est important de noter que le rapport n'est pas nécessairement unitaire entre les puissances

moyennes incidentes polarisées verticalement et polarisées horizontalement. Ce rapport portant le nom de XPR (Cross Polarization ratio) est très important pour caractériser l'environnement de propagation.

En effet, l'ensemble des études montre que les phénomènes de propagation en jeu dans les environnements que nous considérons, c'est-à-dire des environnements caractérisés par un canal de Rayleigh, modifient considérablement la polarisation des ondes émises. Ainsi dans un environnement urbain ou indoor, une onde polarisée verticalement va évoluer de manière aléatoire en interagissant avec les obstacles qu'elle va rencontrer.

La plupart des campagnes visant à caractériser le XPR mettent en œuvre à l'émission une antenne dipôle verticale et à la réception deux antennes dipôles l'une polarisée verticalement et l'autre horizontalement. Les antennes linéaires utilisées présentent l'avantage de proposer nativement une polarisation linéaire identique dans toutes les directions de rayonnement, ce qui implique que le XPR peut être directement déterminé à partir des puissances reçues à leurs bornes.

En environnement indoor le XPR est généralement très faible et parfois même négatif, comme le montre l'étude [3.9], où dans un environnement tertiaire le XPR varie entre 0,5 et -3 dB. Ceci montre bien que même s'il n'existe qu'une polarisation à l'émission, il n'y a pas de polarisation dominante après propagation et il même possible de récupérer plus de puissance sur une polarisation orthogonale à celle de l'émission ce qui se traduit par un XPR négatif. Le même constat est observé dans différentes études ([3.10], [3.11]) menées dans des environnements de Rayleigh différents à différentes fréquences dans la bande UHF.

La fréquence de travail va également conditionner le XPR, comme le montre [3.12] dans son étude. Pour des fréquences à l'émission allant de 1,88 à 1,9 GHz, la valeur du XPR évolue et peut même changer de signe pour des variations de fréquence faible.

En environnement urbain, l'évolution de la polarisation est également présente mais généralement, les différents travaux montrent que la polarisation à l'émission est toujours dominante à la réception ce qui fait que les XPR relevés sont supérieurs à 5 dB en moyenne. Cette différence par rapport à un environnement indoor, s'explique par la nature et la taille différentes des obstacles. La différence de hauteur entre la station de base et le récepteur ainsi que la présence de canyons de propagation peuvent également justifier ces résultats.

L'ensemble des expériences tend à indiquer qu'il n'existe pas de loi déterministe simple

régissant l'évolution de la polarisation dans les milieux auxquels nous nous intéressons. Toutefois la répartition de la puissance selon la polarisation à la réception est un paramètre important que nous nous devons de prendre en compte. Cependant, ces résultats restent étroitement liés à la fréquence et à l'environnement avec lesquels ils ont été obtenus.

3.3 DEFINITION DE LA DIVERSITE D'ANTENNES

3.3.1 Les différents types de diversité d'antennes

Dans cette partie, nous allons définir ce qu'est la diversité d'antennes, que nous avons proposée comme solution, pour améliorer le lien radio à la réception, et remédier aux problèmes d'évanouissement de puissance, dans les environnements présentant des trajets multiples. D'une manière générale la diversité consiste à exploiter l'information contenue dans deux ou plusieurs signaux transmis sur des voies des propagations indépendantes. La diversité d'antennes à la réception repose sur l'utilisation de deux ou plusieurs antennes pour recevoir des signaux indépendants qui sont ensuite recombinaison selon différentes méthodes permettant d'améliorer le lien radio comparé à un système ne présentant pas de diversité. Si deux signaux reçus sont indépendants, donc décorrélés, la probabilité qu'ils soient soumis à un évanouissement profond au même moment est extrêmement faible. Ainsi, le signal obtenu après recombinaison contiendra beaucoup moins d'affaiblissements profonds que chacun des deux signaux sources, comme le montre la Figure 3-5. On distingue trois types de diversités d'antenne : la diversité spatiale, la diversité de polarisation et la diversité de diagramme.

Dans le cas de la diversité d'antennes au niveau des objets communicants, c'est-à-dire dans le cadre de nos travaux, nous limiterons l'étude de la diversité à deux antennes ou deux voies. En effet, comme précisé dans le chapitre précédent, l'intégration de l'antenne dans certains objets communicants est problématique, il ne serait donc pas réaliste d'envisager d'intégrer plus de deux antennes dans de tels objets. De plus, la plus forte amélioration du lien radio est obtenue en passant d'un système sans diversité à un système à deux voies de diversité. L'ajout de voies supplémentaires améliore bien entendu les choses mais dans une moindre mesure. C'est pourquoi dans l'ensemble de nos travaux, la diversité d'antennes sous entend une diversité à deux voies.

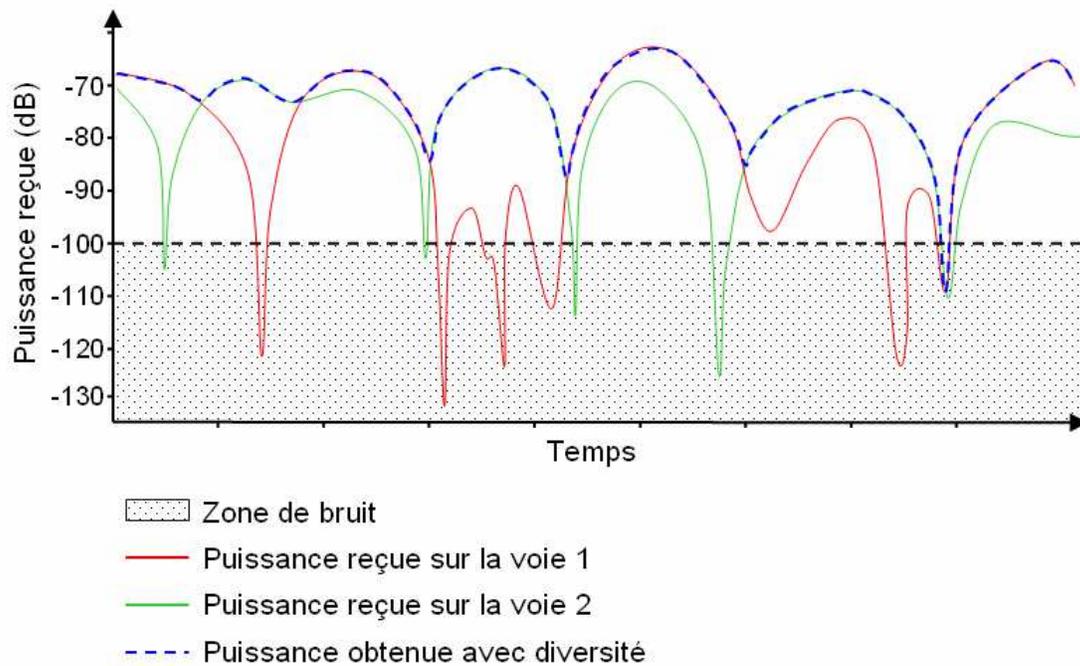


Figure 3-5. Principe de l'amélioration du niveau de puissance en réception par l'effet de la diversité d'antennes

3.3.1.1 La diversité spatiale

La diversité spatiale consiste à recevoir des signaux indépendants au moyen de deux antennes séparées dans l'espace. La séparation physique des antennes doit être suffisante pour garantir que les signaux reçus sur chacune d'elles ne soient pas soumis aux mêmes phénomènes d'évanouissement. Le traitement de ces deux voies permet de réduire significativement l'impact des évanouissements.

D'une manière générale, plus les antennes vont être éloignées l'une de l'autre, plus la corrélation entre ces signaux sera faible. La difficulté de cette technique de diversité repose dans la détermination de la distance qui assurera l'indépendance des signaux reçus, tout en respectant les contraintes dimensionnelles des objets communicants. Comme nous l'aborderons par la suite, cette distance optimale entre les antennes est fortement liée à l'étalement angulaire des ondes incidentes.

3.3.1.2 La diversité de polarisation

L'idée de base de la diversité de polarisation consiste à émettre un signal à polarisation unique, le plus souvent cette polarisation est linéaire verticale, et à le récupérer au niveau du terminal mobile par un système à diversité à deux antennes dont les polarisations sont différentes et idéalement orthogonales l'une par rapport à l'autre. Tout comme la diversité spatiale, l'objectif est de recevoir des signaux décorrélés afin que leur recombinaison contienne moins d'évanouissement que chacun d'entre eux.

3.3.1.3 La diversité de diagramme

La diversité de diagramme également appelée diversité de modèle ou d'angle dans la littérature, repose sur l'utilisation de deux antennes proposant des diagrammes de rayonnement différents. Une différence de directivité va permettre d'obtenir des signaux différents sur chacune des antennes. En effet, les trajets multiples arrivant sur le récepteur vont être pondérés par le gain des antennes, comme ce gain diffère entre les antennes, les signaux obtenus seront décorrélés et leur combinaison permettra après traitement d'améliorer le lien radio.

Très souvent dans la mise en œuvre de ce type de diversité, deux antennes distinctes sont utilisées pour obtenir la diversité. Les antennes ne pouvant être situées en un même point de l'espace, cela implique que la diversité spatiale contribue à la diversité obtenue. De même, il est difficile de garantir que deux antennes avec des diagrammes de rayonnement différents présentent une polarisation strictement identique, ce qui signifie que dans certains cas de diversité de diagramme, la diversité de polarisation est également mise en œuvre et peut contribuer à l'amélioration.

Cette remarque montre que bien souvent dans la diversité d'antennes même si une technique de diversité domine, d'autres types de diversités peuvent contribuer indirectement.

3.3.1.4 Les autres types de diversité existants

La diversité d'antennes n'est pas la seule technique à diversité existante. En effet, il existe d'autres moyens d'obtenir des signaux indépendants transportant la même information. Parmi eux la diversité de fréquence qui consiste à transmettre simultanément une même information sur deux fréquences porteuses différentes. La propagation des ondes dépendant de la longueur d'onde va être différente en fonction de la fréquence du signal, ce qui permet d'avoir des signaux

décorrélés car soumis à des phénomènes de propagation différents. Il faut cependant s'assurer que les fréquences utilisées sont suffisamment éloignées pour garantir une propagation différente et donc l'indépendance des signaux reçus. Cette solution n'est pas très utilisée car elle nécessite l'utilisation d'au moins deux chaînes de transmission complètes, ce qui introduit un coût supplémentaire à la solution. Mais le principal frein à cette solution est l'occupation spectrale qui est doublée par rapport à un système sans diversité. La généralisation de cette technique de diversité conduirait à réduire la capacité globale du trafic.

Une autre technique de diversité est le pendant de la diversité fréquentielle, il s'agit de la diversité temporelle qui consiste à envoyer à plusieurs reprises la même information à des temps différents. Il est cependant nécessaire que l'intervalle de temps entre deux émissions identiques soit assez grand pour que le canal de transmission diffère entre les deux répétitions, ce qui garantit une indépendance des signaux reçus et donc de la diversité. Le temps entre les répétitions du signal est donc directement lié à la vitesse d'évolution du canal de propagation. La solution est donc acceptable dans des environnements évoluant rapidement mais elle est à proscrire dans des environnements relativement statiques.

3.3.2 Le gain de diversité

3.3.2.1 Définition générale

Une quantification de l'amélioration du lien radio est nécessaire pour déterminer l'efficacité d'un système à diversité d'antennes. Le gain de diversité est le paramètre qui permet d'évaluer la diversité d'antennes. Il quantifie l'amélioration du rapport signal sur bruit par rapport au meilleur rapport signal sur bruit des signaux en entrée du lien radio. L'expression (3.1), donne la forme la plus simple du gain de diversité (DG) qui se définit donc comme la différence (en dB) entre le rapport signal sur bruit obtenu avec le système à diversité d'antennes ($SNR_{diversité}$) et celui obtenu avec la meilleure des branches de ce système (SNR_{mono}).

$$DG = SNR_{diversité} - SNR_{mono} \quad [dB] \quad (3.1)$$

L'objectif ici, n'est pas de présenter la manière dont on peut mathématiquement déterminer le gain de diversité, mais bien de présenter le concept et ce qu'il représente. Le prochain chapitre détaillera l'ensemble des moyens théoriques pour déterminer le gain de

diversité, en proposant une amélioration par rapport l'état de l'art.

Le gain de diversité va fortement être impacté par deux paramètres qui sont la corrélation entre les signaux reçus et l'équilibre de puissance des voies mais également la technique de recombinaison mise en œuvre.

3.3.2.2 Les paramètres importants : corrélation, équilibre de puissance

Le premier paramètre important, pour garantir un bon gain de diversité, est la corrélation entre les signaux reçus sur chacune des branches présentant de la diversité. Il est nécessaire que cette corrélation soit la plus faible possible, voire nulle afin de garantir l'indépendance des signaux comme nous l'avons vu. Lorsque les signaux sont complètement corrélés, les signaux de chaque branche subissent les mêmes variations au même moment. Alors qu'à l'inverse si des branches sont totalement décorrélées, la variation sur chaque branche se fait indépendamment de l'autre branche. La probabilité d'avoir des évanouissements simultanément sur les deux antennes est alors extrêmement faible.

La valeur du coefficient de corrélation, compris entre zéro et un, peut être calculée de différentes manières que nous présentons dans le chapitre suivant. Dans la littérature ([3.13], [3.14], [3.15],[3.16]), il est admis qu'une amélioration raisonnable du lien radio est obtenue lorsque le coefficient de corrélation est inférieur à 0.7.

L'autre paramètre conditionnant fortement le gain de diversité est l'équilibre de puissance entre les signaux de chaque voie. Cela peut se traduire par une égalité des rapports signal sur bruit de chacune des branches présentant de la diversité. L'impact est moins évident que le coefficient de corrélation mais il est bien réel. Intuitivement, on conçoit bien que si une des voies présente un niveau de puissance moyenne largement supérieur à celui de l'autre voie, alors la voie la plus faible ne contribuera que très peu à l'obtention du signal final après recombinaison. Dans ces conditions on comprend donc bien qu'il n'y a pas de gain apporté par la voie présentant une puissance moyenne beaucoup plus faible. On se rapproche dans ce cas des performances obtenues uniquement avec la voie la plus forte, c'est-à-dire que le gain de diversité est très faible.

Il faut donc veiller à mettre en œuvre des systèmes d'antennes qui seront à même de fournir des puissances moyennes équilibrées sur chaque branche afin d'optimiser le gain de

diversité apporté. Cet impact sur le gain de diversité n'est cependant pas le même en fonction de la technique de recombinaison des signaux mise en œuvre. La partie suivante présente ces principales techniques.

3.3.3 Les techniques de recombinaison d'antennes

Les paramètres que nous venons de présenter conditionnent fortement le gain de diversité mais un autre facteur, qui n'est pas lié à la mise en œuvre des antennes, permet de moduler ce gain. Il s'agit de la manière dont sont traités et recombinaison des signaux en diversité.

Nous distinguons trois techniques de recombinaison qui présentent des niveaux de complexités différents. Bien évidemment, plus la technique est complexe, plus le gain de diversité obtenu après traitement est important. L'augmentation de la complexité se traduit généralement par une augmentation du coût au niveau économique, mais il y a également un coût au niveau de la consommation énergétique qui peut être problématique avec certains objets communicants. Il revient alors au metteur en œuvre de la solution de s'assurer que la technique de recombinaison qu'il choisit est en accord avec les contraintes liées à l'application.

Comme nous avons fait le choix de nous intéresser essentiellement aux systèmes à diversité d'antennes à deux branches, les illustrations et explications de cette partie sont en cohérence avec ce choix, mais peuvent être étendues à un nombre de branches supérieur.

3.3.3.1 La sélection

La sélection de voie est la plus ancienne et la plus simple des techniques de recombinaison. Cette technique consiste à sélectionner et à démoduler la voie qui présente le plus grand rapport signal sur bruit instantané. Le terme de recombinaison est donc mal adapté pour cette technique car seule la meilleure des branches est utilisée. Cette technique implique de connaître à chaque instant le rapport signal sur bruit de chacune des branches, il faut donc une chaîne de réception derrière chaque antenne ainsi qu'un détecteur de rapport signal sur bruit. Les rapports signal sur bruit de chaque voie sont comparés et le meilleur signal est orienté vers le démodulateur à l'aide d'un élément de commutation comme le montre la Figure 3-6.

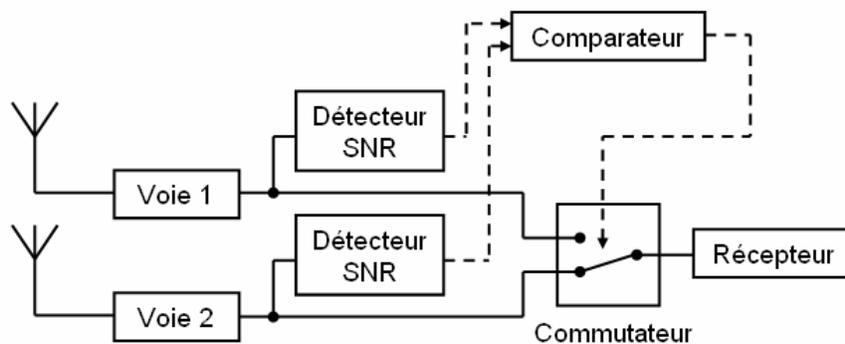


Figure 3-6. Schéma de principe de la sélection de voie

L'inconvénient de la sélection de voie est de devoir connaître à tout moment le rapport signal sur bruit des deux branches afin d'utiliser la meilleure. Une solution pour résoudre cette difficulté est la sélection à seuil fixe qui ne met en œuvre qu'une chaîne de réception et un détecteur de rapport signal sur bruit. Dans ce cas la sélection de la branche à démoduler s'effectue juste après les antennes. Dans cette technique, la commutation d'antenne n'a lieu que lorsque le rapport signal sur bruit obtenu avec l'antenne utilisée passe en dessous d'un certain seuil. Dans ce cas le système change de voie en sélectionnant l'autre antenne. Comme nous l'avons vu précédemment, la probabilité que le rapport signal sur bruit soit meilleur sur l'autre voie est très élevée puisque le système à diversité présuppose une décorrélation des signaux reçus sur chaque voie. Cette technique est plus économique et présente des performances intéressantes mais elle ne garantit pas que la branche utilisée soit la meilleure à chaque instant. La Figure 3-7 illustre le principe de fonctionnement de la sélection à seuil.

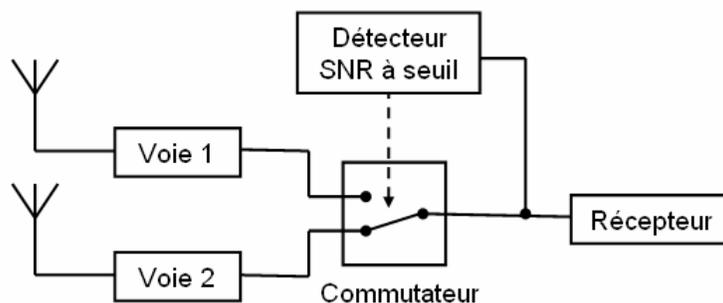


Figure 3-7. Schéma de principe de la sélection de voie à seuil

3.3.3.2 Le maximum Ration Combinig (MRC)

Contrairement à la sélection de voie, le Maximum Ratio Combining (MRC) est une technique qui tire profit de l'ensemble des voies présentant de la diversité, pour générer un signal avec un rapport signal sur bruit optimal, qui sera ensuite démodulé. L'objectif de cette technique, qui est la plus complexe, consiste à maximiser un critère, souvent le rapport signal sur bruit, en affectant à chaque branche une pondération proportionnelle à son rapport signal sur bruit instantané. Les branches sont également remises en phase afin de pouvoir les sommer. C'est ce signal issu de la sommation qui est utilisé pour la démodulation. Le principe de cette technique est décrit par la Figure 3-8.

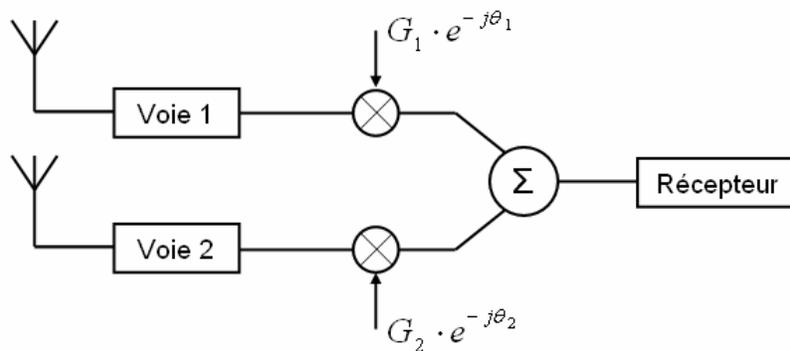


Figure 3-8. Schéma de principe du MRC

L'inconvénient du MRC est sa complexité de mise en œuvre et le fait qu'il requiert une estimation précise des propriétés du signal sur chacune des voies afin de garantir des performances optimales. Cependant l'utilisation du MRC garantit un gain de diversité supérieur à ceux obtenus avec les techniques de sélection de voie et d'Equal Gain Combining (EGC) qui est la troisième technique de recombinaison.

3.3.3.3 L'Equal Gain Combining (EGC)

La troisième technique de recombinaison est l'Equal Gain Combining (EGC) qui se situe entre la sélection de voie et le MRC en termes de performances et de complexité. L'EGC peut être vu comme un cas particulier du MRC. Dans ce cas, le poids alloué aux branches est identique pour chaque voie. Le gain de pondération utilisé n'est donc pas proportionnel au rapport signal sur bruit instantané. Il y a uniquement une remise en phase des différents signaux afin de pouvoir les sommer, cette partie est commune à la technique MRC. Le signal obtenu

après sommation est ensuite démodulé comme le montre la Figure 3-9.

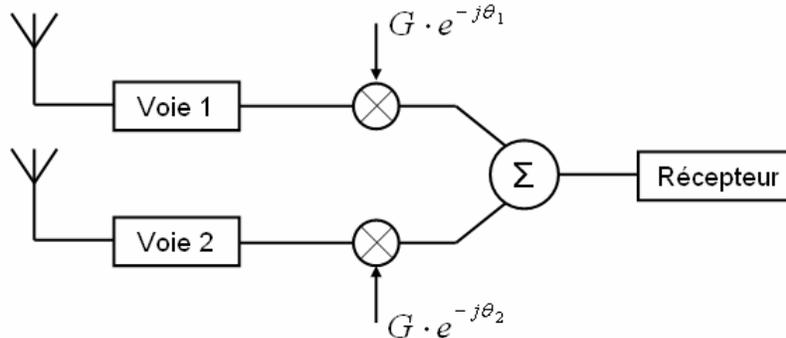


Figure 3-9. Schéma de principe de l'EGC

3.3.4 Les finalités du gain de diversité

Comme nous venons de le préciser, la diversité s'évalue généralement à l'aide du gain de diversité qui renvoie à l'amélioration du rapport signal sur bruit, (SNR). Cette amélioration du SNR peut se traduire concrètement de plusieurs manières.

La première amélioration possible est l'augmentation du débit de données, en effet un meilleur SNR améliore la robustesse en limitant la probabilité d'erreur, le débit peut donc être augmenté tout en conservant une probabilité d'erreur inférieure ou égale à celle observée avant l'amélioration.

L'augmentation de la portée radio et donc de la couverture pour une qualité de service équivalente, est une seconde possibilité de traduction de l'amélioration du SNR. En effet, la zone géographique dans laquelle le SNR est supérieur au seuil autorisant le service, se retrouve élargie. Les deux propositions précédentes sous entendent que la puissance à l'émission, c'est-à-dire au niveau de la station de base, reste constante. Mais la troisième possibilité d'amélioration est la réduction de la puissance à l'émission, tout en conservant un débit et une couverture identiques à ceux obtenus sans diversité.

Voici donc les trois principaux points par lesquels peut se traduire un gain de diversité. Le choix peut être fait pour améliorer la qualité de service, aux yeux de l'utilisateur du terminal mobile ou alors pour réduire la puissance à l'émission, au niveau de la station de base. Ce dernier choix peut être très intéressant dans un contexte où l'efficacité énergétique et les interactions entre les ondes électromagnétiques et les personnes constituent des préoccupations importantes.

3.4 SYNTHÈSE SUR LES DIFFÉRENTES DIVERSITÉS D'ANTENNES

L'objectif de cette partie est d'effectuer une synthèse des principales caractéristiques qui ressortent de l'état de l'art pour chacune des trois techniques de diversité d'antennes. Cette partie est le moyen de porter notamment notre attention sur les performances des techniques dans les conditions que nous intéressent ainsi que de recenser les systèmes d'antennes couramment utilisés dans la mise en œuvre de ces techniques

3.4.1 La diversité spatiale

La difficulté de la diversité spatiale dont nous avons déjà expliqué le principe précédemment est de déterminer la distance de séparation minimum entre les deux antennes du système. L'étude du coefficient de corrélation est généralement utilisée pour fixer l'écartement minimum.

Les performances de la diversité spatiale étant très fortement liées à l'étalement angulaire des ondes arrivant sur l'antenne, nous comprenons donc bien que la mise en œuvre de cette technique de diversité au niveau du terminal mobile sera très différente de celle utilisée au niveau de la station de base.

En effet dans le cas des stations de base en milieux urbains ou rural, l'étalement angulaire des ondes incidentes est faible ce qui implique un écartement entre les antennes important afin de décorréler suffisamment les signaux de chaque voie. D'après plusieurs travaux dont les premières études expérimentales remontent à 1973 ([3.17], [3.13], [3.14]), cet écartement doit être supérieur à 20λ . Nous concevons donc bien que la mise en œuvre de la diversité spatiale peut se révéler difficile et coûteuse. Heureusement, au niveau du terminal mobile l'étalement angulaire est beaucoup plus grand ce qui permet d'obtenir des niveaux faibles de corrélation pour des écartements entre les voies relativement petits par comparaison à ceux nécessaires au niveau des stations de base.

Dans les approches théoriques pour décrire la dépendance entre la corrélation et l'étalement angulaire, nous retiendrons notamment les travaux de Luo [3.17] qui proposent une expression générale définissant le coefficient de corrélation en fonction de l'espacement entre les antennes, l'angle d'incidence et la répartition angulaire (distribution gaussienne) de la puissance incidente. Les courbes sur la Figure 3-10 extraites de ces travaux montrent clairement l'évolution de la corrélation en fonction de la distribution angulaire des ondes incidentes.

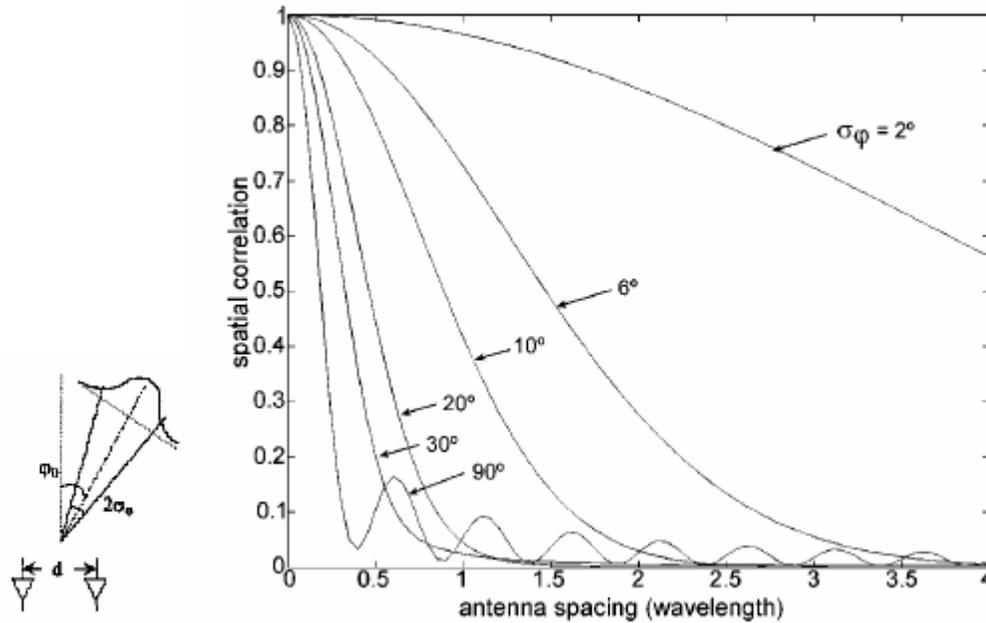


Figure 3-10. Corrélation en fonction de la distance entre antennes avec un angle d'incidence de 30° et différents étalements angulaires

Cependant la plus connue des relations théoriques entre la corrélation et la distance entre les antennes est très certainement celle proposée par Clarke [3.18] qui est plus simple que celle de J. Luo notamment car elle fait l'hypothèse d'une distribution uniforme des ondes incidentes dans le plan horizontal ainsi que l'utilisation d'antennes omnidirectionnelles polarisées verticalement. La corrélation d'enveloppe, ρ_e , est alors défini par l'expression (3.2) dont la représentation graphique est donnée par la Figure 3-11 :

$$\rho_e \cong J_0^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (3.2)$$

Où J_0 est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro, d est la distance séparant

les deux antennes et λ est la longueur d'onde.

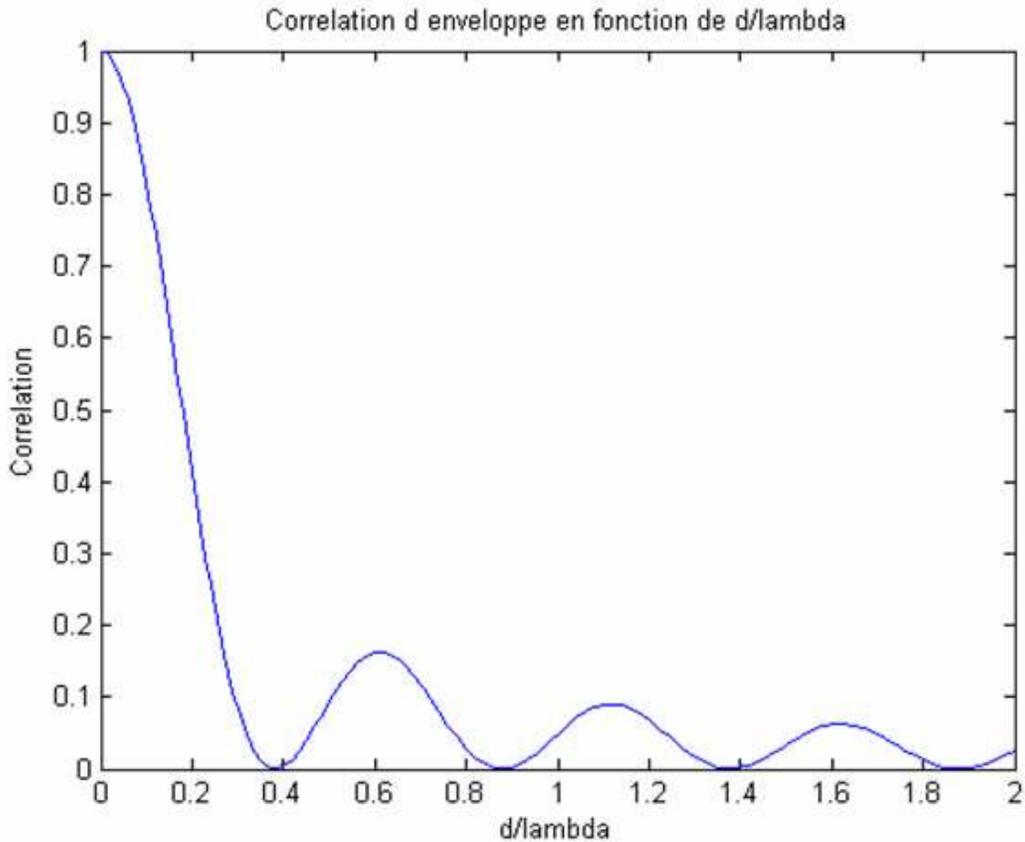


Figure 3-11. Représentation de la corrélation en fonction de la distance selon la formule de Clarke

L'approximation de Clarke est intéressante car au niveau du terminal mobile, la distribution du champ incident est proche de celui pris comme hypothèse. Cependant de nombreux travaux ([3.19], [3.20], [3.21]) montrent que le niveau de corrélation mesuré est plus faible que celui prévu par la relation de Clarke. Cela s'explique notamment par le couplage mutuel existant entre deux antennes proches. Ce couplage qui n'est pas pris en compte dans la relation de Clarke tend à modifier le diagramme de rayonnement des antennes ce qui ajoute à la diversité spatiale une part contributive de diversité de diagramme.

Plusieurs travaux expérimentaux dans différents environnements intérieurs à 900MHz [3.22], [3.23] et à 1,7GHz [3.24] montrent que pour un espacement inférieur à la longueur d'onde voire au quart de longueur d'onde, les signaux reçus sont suffisamment décorrélés pour permettre un gain de diversité élevé. Ces distances de séparation relativement faibles autorisent

l'intégration de systèmes à diversité spatiale dans des terminaux mobiles pour les fréquences UHF.

Les antennes mises en œuvre dans les études de diversité spatiale sont généralement des antennes filaires de types monopoles ou dipôles essentiellement parce que ces antennes sont simples à réaliser et leurs propriétés de rayonnement bien définies. Les auteurs de ces études ne font pas preuve d'originalité et ne travaillent pas avec des antennes plus compactes plus à même d'être intégrées dans un terminal mobile.

3.4.2 La diversité de polarisation

Comme pour la diversité spatiale les premiers travaux sur la diversité de polarisation remontent au début des années 1970 [3.16]. Cette technique de diversité a tout d'abord été étudiée au niveau des stations de base car la diversité de polarisation conduisait à une solution plus compacte et plus économique que la diversité spatiale.

Comme pour la diversité spatiale, plusieurs travaux théoriques ont cherché à caractériser la corrélation au niveau de la station de base. Parmi les différents contributeurs nous retiendrons notamment les travaux théoriques de S. Kozono appuyés par des vérifications expérimentales à 920 MHz. Dans [3.25], le coefficient de corrélation est fonction de trois paramètres : le rapport de cross polarisation, l'angle que forme chaque antenne par rapport à la verticale et la direction d'arrivée du champ incident dans le plan azimutal. La prise en compte de l'élévation du champ incident sera intégrée dans [3.26] qui reprend et complète [3.25]. R. Vaughan [3.27] définit également une relation théorique intéressante et différente de celle de S. Kozono en considérant que les deux antennes ont des polarisations orthogonales. La corrélation n'est alors que fonction du rapport de cross polarisation et de l'orientation du système d'antennes par rapport à la verticale. Ces travaux seront également repris et complétés dans les années 1990 ([3.28],[3.29]). L'étude de la diversité de polarisation au niveau de la station de base repose sur de nombreuses études expérimentales généralement sur les bandes de fréquence de la téléphonie mobile, c'est-à-dire autour des 900 MHz ou entre 1,8 et 2 GHz. Les systèmes à diversité à la réception utilisent des antennes dipôles polarisées orthogonalement afin de ne pas introduire de diversité spatiale. A l'émission l'antenne est une antenne filaire polarisée verticalement dans la majorité des études. Dans des environnements urbains, la diversité de polarisation est légèrement moins performante

que la diversité spatiale lorsque les antennes sont orientées verticalement et horizontalement ([3.30], [3.31]). Par contre, lorsque les antennes du système sont orientées à plus ou moins 45° par rapport à la verticale, le gain de diversité observé augmente et dépasse celui que l'on peut obtenir avec la diversité spatiale ([3.31], [3.32], [3.33], [3.34]). Dans tous les cas, la diversité au niveau de la station de base donne un niveau de corrélation faible [3.35] et ce quelle que soit l'orientation du terminal mobile [3.13]. Pour beaucoup d'auteurs, les performances et la compacité de la diversité de polarisation, la rendent supérieure aux autres techniques de diversité d'antennes ([3.36], [3.37], [3.38], [3.11]).

Au niveau du terminal mobile, il existe de nombreux travaux expérimentaux qui couvrent plusieurs plages de fréquences de la bande UHF, notamment à 900MHz [3.39], à 1800MHz [3.40], à 2 GHz [3.11] et 2,5 GHz [3.10]. Les environnements, les conditions de mesure et les méthodes pour déterminer le gain de diversité diffèrent d'une étude à l'autre. Nous ne citerons pas de gain de diversité chiffré dans cette synthèse puisque les résultats sont fortement liés aux protocoles expérimentaux et ils n'ont de sens que si les études sont expliquées en détail.

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

Les performances de la diversité de polarisation peuvent cependant être largement altérées s'il existe une vue directe en l'émetteur et le système d'antennes à la réception. Dans ce cas, comme le montre [3.40], la polarisation émise domine largement au niveau de la réception, ainsi si l'une des antennes d'un système à deux voies polarisées orthogonalement possède une polarisation identique à celle de l'émetteur, alors la différence de puissance reçue sur chacune des voies sera très importante. Comme nous l'avons vu précédemment, ce déséquilibre de puissance entre les voies détériore considérablement le gain de diversité ([3.10], [3.11], [3.41]). Lorsque la polarisation de l'émetteur est connue et fixe, la solution pour assurer un équilibre de puissance dans les cas LOS est de mettre en œuvre un système présentant des polarisations inclinées de plus ou moins 45° par rapport à la polarisation de l'émetteur. Même dans les cas NLOS ([3.36], [3.40], [3.41]) cette configuration améliore le gain de diversité.

Les travaux sur la diversité de polarisation mettent le plus souvent en œuvre des antennes de base comme des dipôles ou des monopoles comme pour les études de la diversité spatiale.

Mais nous noterons quelques exceptions avec l'utilisation d'antennes PIFA [3.40] ou d'une antenne Big Wheel [3.11]. En dehors des études du gain de diversité, il y a de nombreux travaux proposant des systèmes à diversité de polarisation pour les terminaux mobiles. Outre les associations d'antennes classiques [3.42], nous retiendrons les antennes agiles en polarisation visant à co-localiser les deux voies du système afin de fournir une meilleure compacité favorisant l'intégration. La majorité de ces travaux proposent des structures planaires comme des antennes à fente circulaire dont la polarisation est modifiée en commutant des éléments parasites à l'aide de diodes PIN [3.43]. L'autre type d'antenne utilisée pour obtenir une agilité en polarisation est l'antenne Patch. Avec ce type d'antenne, l'agilité est généralement obtenue en excitant deux modes orthogonaux d'un patch carré et en modifiant l'un d'entre eux à l'aide d'éléments actifs comme des diodes PIN ([3.44], [3.45], [3.46]), des varactors ([3.47], [3.48]) ou des transistors [3.49]. L'étude de ces structures nous a conduit à concevoir une structure agile en polarisation de type PIFA ([3.50], [3.51]) se différenciant des structures planaires existantes.

3.4.3 La diversité de diagramme

La diversité de diagramme également appelée diversité de modèle ou diversité d'angle est certainement la technique de diversité la moins étudiées notamment au niveau de la station de base. Ce manque d'intérêt s'explique par de faibles performances en termes de diversité. En effet comme nous l'avons expliqué précédemment l'étalement angulaire des ondes incidentes arrivant sur une station de base en milieu urbain est très faible et l'utilisation d'antenne avec des directivités différentes voire complémentaires entrainerait un déséquilibre de puissance sur les différentes voies, ce qui n'autorise pas un gain de diversité acceptable. Dans le cas des stations de base, la mise en œuvre de réseaux d'antennes agiles permettant de faire de la formation de voies peut se révéler intéressante dans notre contexte. En effet en fonction de l'amplitude et de la phase du signal appliqué sur chaque antenne du réseau d'antennes, il est possible d'obtenir différents diagrammes de rayonnement directifs. Comme nous l'avons précisé précédemment, nous avons fait le choix de ne pas porter notre intérêt sur les réseaux d'antennes car compte tenu de leurs contraintes dimensionnelles il n'est pas possible d'envisager leur intégration dans un terminal mobile.

Au niveau du terminal mobile, la diversité de diagramme suscite beaucoup plus d'intérêt,

avec de nombreux travaux proposant des systèmes d'antennes permettant de mettre en œuvre cette technique de diversité. Parmi ces systèmes nous pouvons distinguer les systèmes avec une seule voie RF active et ceux avec plusieurs voies RF distinctes. Les systèmes à diversité de diagramme à une voie RF reposent essentiellement sur l'utilisation d'une antenne dont les propriétés de rayonnement sont modifiées par le changement des caractéristiques de son environnement proche. Cet environnement proche qui agit sur le diagramme de rayonnement est généralement constitué d'éléments parasites dont on modifie les propriétés en modifiant leur impédance ou en les reliant à la masse. Ce type de système permet d'avoir une diversité de diagramme offrant des coefficients de corrélation complexe faibles [3.52]. Le nombre de voies virtuelles, c'est-à-dire le nombre de diagrammes de rayonnement, que l'on peut obtenir est alors directement relié au nombre de configurations des éléments parasites. De nombreux systèmes de ce type utilisent comme élément actif une antenne monopole avec un réseau circulaire d'éléments parasites autour de l'antenne active ([3.53], [3.54], [3.55], [3.56], [3.57]). Il existe différentes configurations reposant sur le même principe, par exemple en utilisant des patches [3.58]. Cependant, ces systèmes ont un encombrement difficilement compatible avec des contraintes d'intégration fortes. Ils restent néanmoins intéressants pour des stations de base dans des environnements indoor où l'étalement angulaire est plus adapté qu'en milieu urbain. Il existe cependant des systèmes compacts basés sur l'utilisation de ces éléments parasites, l'intégration étant rendue possible par le nombre limité d'éléments parasites [3.52] ou alors par un design original [3.59]. Les systèmes avec une seule voie RF ont l'inconvénient de limiter les techniques de recombinaison à de la sélection de voies.

Les systèmes à plusieurs voies RF, généralement deux, offrent un niveau d'intégration plus élevé et permettent d'utiliser toutes les techniques de recombinaison de voies. La majorité de ces systèmes associent deux antennes distinctes qui présentent des diagrammes de rayonnement différents. L'association la plus courante dans les terminaux mobiles de type téléphone portable est l'utilisation d'un monopole avec une antenne PIFA ([3.60], [3.61], [3.62], [3.63], [3.64], [3.65]).

Cette association n'est pas la seule utilisée, certains travaux proposent des systèmes à deux PIFA [3.62], à deux monopoles [3.66], avec des antennes repliées [3.61] ou alors des systèmes plus complexes offrant de la diversité de diagramme à partir d'une seule structure ([3.67], [3.68]).

Comme pour les autres techniques de diversité, l'étude de la diversité de diagramme

passer par l'étude du coefficient de corrélation entre les voies et conduit au gain de diversité soit au niveau théorique [3.65], soit au niveau expérimental ([3.60], [3.61], [3.62], [3.63]). L'ensemble des travaux annoncent de bonnes performances pour cette technique de diversité dans les environnements multi trajets, certains avancent que la diversité de diagramme permet des gains de diversité plus élevés que la diversité spatiale [3.62]. Cependant il est important de garder à l'esprit que l'association d'antennes distinctes pour obtenir de la diversité de diagramme implique une séparation spatiale de ces antennes. L'amélioration du lien radio est donc à attribuer en partie à la diversité de diagramme mais il y a aussi une contribution de diversité spatiale dans la majorité des systèmes.

3.4.4 Conclusion

Cette synthèse sur les trois techniques de diversité d'antennes nous a permis de présenter leurs principales propriétés et aptitudes à améliorer le lien radio que ce soit au niveau de la station de base ou du terminal mobile. La difficulté était ici de ne pas proposer une comparaison chiffrée car les performances obtenues sont fortement liées à l'environnement, aux systèmes d'antennes utilisés et à la méthode d'obtention du gain de diversité. Il aurait donc été erroné de comparer des travaux d'auteurs différents pour conclure sur la supériorité d'une technique de diversité sur les autres. Cette partie a également été le moyen de présenter succinctement différentes antennes utilisables en fonction de la technique de diversité recherchée.

Comme nous l'avons abordé au cours de cette partie, généralement, les systèmes d'antennes ne mettent pas en œuvre une technique de diversité pure, c'est-à-dire que la diversité obtenue est le plus souvent le résultat de la contribution de plusieurs des trois diversités. C'est notamment le cas dans la diversité de diagramme où la séparation physique des antennes implique inévitablement une contribution de la diversité spatiale. De même la diversité de polarisation utilisant deux antennes identiques induit le plus souvent une diversité de diagramme. Concernant ce sujet, il est à noter que des travaux ont pris soin de limiter cette combinaison de différentes techniques de diversité par la mise en œuvre de systèmes adaptées [3.11]. Ces travaux de C. Dieckrich, très intéressants et complets, proposent donc l'évaluation expérimentale des trois techniques de diversité d'antennes dans différents environnements NLOS et LOS de type urbain,

rural et indoor. Les résultats montrent bien que la technique de diversité offrant le plus grand gain change en fonction de l'environnement. Il n'existe donc pas une technique de diversité supérieure aux autres au niveau du terminal mobile.

L'état de l'art ne permettant pas de classer les différentes techniques car leurs performances sont fonction de l'environnement, notre travail ne sera pas d'établir une classification des techniques de diversité mais de proposer des outils permettant de choisir les systèmes d'antennes les plus performants pour une application donnée. Ainsi dans les chapitres suivants, nous proposerons une méthodologie théorique et une méthodologie expérimentale permettant de déterminer le meilleur système d'antennes.

De plus, il ne faut pas oublier que le choix final de la diversité mise en œuvre au sein d'un terminal mobile peut être fortement conditionné par les contraintes d'intégration.

3.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 3

Ce chapitre nous a permis d'introduire les phénomènes de propagation à l'origine de la présence de trajets multiples dans les environnements de type urbain ou indoor. Ces environnements que nous avons choisis de considérer sont caractérisés par des évanouissements de puissance qui posent des problèmes. Un moyen efficace de minimiser leur impact sur la qualité du lien radio est de mettre en œuvre des systèmes à diversité d'antennes.

Nous avons présenté les trois types de diversité d'antennes ainsi que les techniques de recombinaison possibles. Nous avons également introduit la notion de gain de diversité qui est un moyen de quantifier l'amélioration apportée par de la diversité. Le chapitre suivant sera l'occasion de détailler la manière de déterminer ce paramètre qui n'est pas forcément le plus adapté comme nous le verrons.

Ce chapitre a également mis en évidence le fait qu'il est difficile d'isoler les contributions liées à une technique de diversité particulière. Dans la plupart des cas, les systèmes d'antennes à diversité mettent en œuvre plusieurs techniques de diversité en même temps. L'état de l'art ne permet donc pas de déterminer qu'elle est la technique la plus adaptée en fonction de

l'environnement et de l'application. Même s'il est relativement aisée de réaliser des systèmes d'antennes présentant une très faible corrélation, il est à l'inverse très compliqué de déterminer quel est le système le plus adapté pour une application donnée. A partir de cette constatation, nous avons travaillé à une méthodologie permettant de choisir un système à diversité optimal. Cette méthodologie est décrite dans le chapitre 5 et mise en pratique dans le chapitre 6.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3

- [3.1] K. Fujimoto, *Mobile Antenna Systems Handbook, Second Edition*: Artech House, Inc., 2001.
- [3.2] J. Fuhl, J. P. Rossi, and E. Bonek, "High-resolution 3-D direction-of-arrival determination for urban mobile radio," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 672-682, 1997.
- [3.3] J. P. Rossi, J. P. Barbot, and A. J. Levy, "Theory and measurement of the angle of arrival and time delay of UHF radiowaves using a ring array," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 876-884, 1997.
- [3.4] M. B. Knudsen and G. F. Pedersen, "Spherical outdoor to indoor power spectrum model at the mobile terminal," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 20, pp. 1156-1169, 2002.
- [3.5] K. Kalliola, H. Laitinen, K. Sulonen, L. Vuokko, and P. Vainikainen, "Directional radio channel measurements at mobile station in different radio environments at 2.15 GHz," *4th EPMCC, February*, pp. 20-22, 2001.
- [3.6] K. Kalliola, H. Laitinen, L. I. Vaskelainen, and P. Vainikainen, "Real-time 3-D spatial-temporal dual-polarized measurement of wideband radio channel at mobile station," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 439-448, 2000.
- [3.7] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 117-131, 1990.
- [3.8] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekas, J. Krogerus, and P. Vainikainen, "Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 823-838, 2002.
- [3.9] K. Siwiak, *Radiowave propagation and antennas for personal communications*: Artech House, Inc. Norwood, MA, USA, 1998.
- [3.10] S. Loredó, B. Manteca, and R. P. Torres, "Polarization diversity in indoor scenarios: an experimental study at 1.8 and 2.5 GHz," in *Personal, Indoor and Mobile Radio*

- Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 896-900 vol.2.
- [3.11] C. B. Dietrich, Jr., K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1271-1281, 2001.
- [3.12] A. Buke, M. Hajian, L. P. Ligthart, and P. Gardner, "Indoor channel measurements using polarisation diversity," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, 1999, pp. 2282-2287 vol.4.
- [3.13] A. M. D. Turkmani, A. A. Arowojolu, P. A. Jefford, and C. J. Kellett, "An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 318-326, 1995.
- [3.14] W. Lee, "Effects on Correlation Between Two Mobile Radio Base-Station Antennas," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1214-1224, 1973.
- [3.15] D. Brennan, "Linear diversity combining techniques," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, pp. 1075-1102, 1959.
- [3.16] W. Lee and Y. Yu, "Polarization Diversity System for Mobile Radio," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 912-923, 1972.
- [3.17] J. Luo, J. R. Zeidler, and S. McLaughlin, "Performance analysis of compact antenna arrays with MRC in correlated Nakagami fading channels," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 267-277, 2001.
- [3.18] R. H. Clark, "A Statistical Theory of Mobile Radio Reception," *Bell Labs System Technical Journal*, vol. 47, pp. 957-1000, 1966.
- [3.19] P. S. H. Leather and D. Parsons, "Antenna diversity for UHF handportable radio," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 946-948, 2003.
- [3.20] P. Mattheijssen, M. Herben, G. Dolmans, and L. Leyten, "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, pp. 1035-1042, 2004.
- [3.21] A. Derneryd and G. Kristensson, "Signal correlation including antenna coupling," *Electronics Letters*, vol. 40, p. 157, 2004.
- [3.22] A. J. Motley and S. E. Alexander, "Diversity advantage for cordless telephones," *Electronics Letters*, vol. 19, pp. 531-533, 1983.

- [3.23] J. F. Lemieux, M. S. El-Tanany, and H. M. Hafez, "Experimental evaluation of space/frequency/polarization diversity in the indoor wireless channel," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 569-574, 1991.
- [3.24] S. R. Todd, M. S. El-Tanany, and S. A. Mahmoud, "Space and frequency diversity measurements of the 1.7 GHz indoor radio channel using a four-branch receiver," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 312-320, 1992.
- [3.25] S. Kozono, T. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile radio," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 301-306, 1984.
- [3.26] E. Shin and S. Safavi-Nacini, "A simple theoretical model for polarization diversity reception in wireless mobile environments," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE*, 1999, pp. 1332-1335 vol.2.
- [3.27] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 177-186, 1990.
- [3.28] P. C. F. Eggers, J. Toftgard, and A. M. Oprea, "Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 11, pp. 1046-1057, 1993.
- [3.29] B. Lindmark and M. Nilsson, "On the available diversity gain from different dual-polarized antennas," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 19, pp. 287-294, 2001.
- [3.30] F. Lotse, J. E. Berg, U. Forssen, and P. Idahl, "Base station polarization diversity reception in macrocellular systems at 1800 MHz," in *Vehicular Technology Conference, 1996. 'Mobile Technology for the Human Race'. IEEE 46th*, 1996, pp. 1643-1646 vol.3.
- [3.31] U. Wahlberg, S. Widell, and C. Beckman, "The performance of polarization diversity antennas at 1800 MHz," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1997 Digest*, 1997, pp. 1368-1371 vol.2.
- [3.32] L. Aydin, E. Esteves, and R. Padovani, "Reverse link capacity and coverage improvement for CDMA cellular systems using polarization and spatial diversity," in *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, 2002, pp. 1887-1892 vol.3.
- [3.33] G. L. Siqueira, R. A. Pimentel, R. A. Gomes, R. T. Martins, C. B. Sampaio, and E. J. A.

- Vasquez, "Combined use of space and polarization diversity on mobile cellular networks," in *Global Telecommunications Conference, 1999. GLOBECOM '99*, 1999, pp. 863-867 vol. 1b.
- [3.34] J. Laiho-Steffens, J. Lempiainen, M. Salmenkaita, J. Siltaniemi, and O. Jukarainen, "Experimental evaluation of polarisation diversity gain at the base station end in a GSM900 network," in *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, 1998, pp. 16-20 vol.1.
- [3.35] J. J. A. Lempiainen, J. K. Laiho-Steffens, and A. F. Wacker, "Experimental results of cross polarization discrimination and signal correlation values for a polarization diversity scheme," in *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, 1997, pp. 1498-1502 vol.3.
- [3.36] M. Kar and P. Wahid, "Two-branch space and polarization diversity schemes for dipoles," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, 2001, pp. 364-367 vol.3.
- [3.37] J. Weitzen and M. Wallace, "Analysis of diversity performance of space diversity and cross polarization for PCS base stations," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on*, 1998, pp. 293-297 vol.1.
- [3.38] J. Jootar and R. Zeidler, "Performance analysis of polarization receive diversity in correlated Rayleigh fading channels," in *Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM '03. IEEE*, 2003, pp. 774-778 Vol.2.
- [3.39] M. S. Smith and L. Neal, "A comparison of polarisation and space diversity for indoor propagation at 900 MHz," in *Universal Personal Communications, 1993. Personal Communications: Gateway to the 21st Century. Conference Record., 2nd International Conference on*, 1993, pp. 74-78 vol.1.
- [3.40] R. M. Narayanan, K. Atanassov, V. Stoiljkovic, and G. R. Kadambi, "Polarization diversity measurements and analysis for antenna configurations at 1800 MHz," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1795-1810, 2004.
- [3.41] L. Lukama, K. Konstantinou, and D. J. Edwards, "Polarization diversity performance for UMTS," in *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480)*, 2001, pp. 193-197 vol.1.

- [3.42] H.-R. Chuang and L.-C. Kuo, "3-D FDTD design analysis of a 2.4-GHz polarization-diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization-switching circuit for WLAN and wireless communication applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 374-381, 2003.
- [3.43] M. K. Fries, M. Grani, and R. Vahldieck, "A reconfigurable slot antenna with switchable polarization," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 490-492, 2003.
- [3.44] Y. Fan and Y. Rahmat-Samii, "Patch antenna with switchable slots (PASS): reconfigurable design for wireless communications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, 2002, pp. 462-465 vol.1.
- [3.45] Y. Fan and Y. Rahmat-Samii, "A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, pp. 96-98, 2002.
- [3.46] D. Schaubert, F. Farrar, A. Sindoris, and S. Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 118-123, 1981.
- [3.47] P. Haskins and J. Dahele, "Four-element varactor diode loaded polarisation-agile microstrip antenna array," *Electronics Letters*, vol. 33, p. 1186, 1997.
- [3.48] P. M. Haskins and J. S. Dahele, "Varactor-diode loaded passive polarisation-agile patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1074-1075, 1994.
- [3.49] P. M. Haskins and J. S. Dahele, "Compact active polarisation-agile antenna using square patch," *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 1305-1306, 1995.
- [3.50] E. Dreina, M. Pons, T. P. Vuong, and S. Tedjini, "Compact diversity antenna with polarization agility," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2007. ICEAA 2007. International Conference on*, 2007, pp. 739-741.
- [3.51] E. Dreina, M. Pons, V. Tan-Phu, and S. Tedjini, "Novel PIFA with polarization and frequency agility," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, 2007, pp. 4497-4500.
- [3.52] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 399-405, 1999.
- [3.53] N. L. Scott, M. O. Leonard-Taylor, and R. G. Vaughan, "Diversity gain from a single-

- port adaptive antenna using switched parasitic elements illustrated with a wire and monopole prototype," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1066-1070, 1999.
- [3.54] A. Sibille, C. Roblin, and G. Poncelet, "Circular switched monopole arrays for beam steering wireless communications," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 551-552, 1997.
- [3.55] R. Schlub and D. V. Thiel, "Switched parasitic antenna on a finite ground plane with conductive sleeve," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1343-1347, 2004.
- [3.56] R. Schlub, D. V. Thiel, J. W. Lu, and S. G. O'Keefe, "Dual-band six-element switched parasitic array for smart antenna cellular communications systems," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 1342-1343, 2000.
- [3.57] R. Milne, "A small adaptive array antenna for mobile communications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1985*, 1985, pp. 797-800.
- [3.58] S. L. Preston, D. V. Thiel, J. W. Lu, S. G. O'Keefe, and T. S. Bird, "Electronic beam steering using switched parasitic patch elements," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 7-8, 1997.
- [3.59] N. Boisbouvier, F. Le Bolzer, and A. Louzir, "A compact radiation pattern diversity antenna for WLAN applications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, 2002, pp. 64-67 vol.4.
- [3.60] K. Ogawa and T. Uwano, "A diversity antenna for very small 800-MHz band portable telephones," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 1342-1345, 1994.
- [3.61] C. Braun, G. Engblom, and C. Beckman, "Evaluation of antenna diversity performance for mobile handsets using 3-D measurement data," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1736-1738, 1999.
- [3.62] J. S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, M. A. Jensen, and G. J. Pottie, "Evaluation of personal communications dual-antenna handset diversity performance," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 737-746, 1998.
- [3.63] G. F. Pedersen, S. Widell, and T. Ostervall, "Handheld antenna diversity evaluation in a DCS-1800 small cell," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1997. 'Waves of the Year 2000'. PIMRC '97., The 8th IEEE International Symposium on*, 1997,

pp. 584-588 vol.2.

- [3.64] J. S. Colburn, M. A. Jensen, and Y. Rahmat-Samii, "Indoor ISM band multipath fading: frequency and antenna diversity," in *Antennas and Propagation for Wireless Communications, 1998. 1998 IEEE-APS Conference on*, 1998, pp. 9-12.
- [3.65] M. A. Jensen and Y. Rahmat-Samii, "Performance analysis of antennas for hand-held transceivers using FDTD," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 1106-1113, 1994.
- [3.66] M. LeFevre, M. A. Jensen, and M. D. Rice, "Indoor measurement of handset dual-antenna diversity performance," in *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, 1997, pp. 1763-1767 vol.3.
- [3.67] S. C. K. Ko and R. D. Murch, "Compact integrated diversity antenna for wireless communications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 954-960, 2001.
- [3.68] S. Hosono, N. Goto, and H. Arai, "A flat diversity antenna by disk loaded monopole and three notches," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 353-358, 1994.

CHAPITRE 4

ANTENNES CONÇUES POUR L'EVALUATION DE LA DIVERSITE

4.1 INTRODUCTION

Après avoir présenté les différents types de diversités d'antennes ainsi que l'ensemble des paramètres conditionnant leurs performances, nous présentons dans cette fin de chapitre une partie des antennes et systèmes d'antennes que nous avons conçues et réalisées.

Concernant la fréquence de travail des antennes, nous avons fait le choix de concevoir essentiellement des antennes fonctionnant dans la bande ISM des 2,45 GHz. Ce choix est justifié par le fait que plusieurs standards de différents types de réseaux exploitent cette bande de fréquence. C'est le cas par exemple des réseaux locaux 802.11b et 802.11g, du Zigbee ou du Bluetooth. qui sont mis en oeuvre dans les environnements radioélectriques que nous avons pris en compte dans nos travaux.

Lors de la conception des systèmes d'antennes nous nous sommes fixés un volume maximum d'environ 12x6x1,5 cm, qui correspond à des dimensions de terminaux mobile comme des téléphone portables ou PDA. Compte tenu de la fréquence choisie, ces dimensions sont adéquates pour ne pas avoir à travailler sur la miniaturisation des antennes pour intégrer des systèmes à diversité d'antennes dans le volume que nous avons choisi. Nous n'avons donc pas cherché à miniaturiser nos systèmes d'antennes car ce n'est pas l'objectif principal de nos travaux. De plus, certaines techniques de miniaturisation comme l'utilisation de matériaux à forte permittivité, rendent plus complexe et coûteuse la fabrication de prototypes. Nous avons donc volontairement fait le choix de travailler avec des substrats métallisés du commerce qui permettent une fabrication d'antenne par gravure chimique ou mécanique. Cela nous a conduit à travailler essentiellement sur des structures planaires. Les antennes ont été pour la plupart réalisées par nos soins à France Télécom R&D ou à L'ESISAR.

4.2 SYSTEMES A DIVERSITE SPATIALE ET/OU DE POLARISATION : SYSTEMES A DOUBLE PATCHS

Dans le cadre d'un Contrat de Recherche Externe (CRE) avec le laboratoire CITI de l'INSA de Lyon, nous avons conçu un système d'antennes à quatre voies présentant de la diversité et répondant à un cahier des charges défini. Le système, présenté sur Figure 4-1, est composé de deux antennes patch à double polarisation. Les antennes patchs sont carrées et disposent de deux ports qui permettent de récupérer à la fois les composantes des ondes polarisées verticalement et celles polarisées horizontalement. Avec ce système, il est ainsi possible de comparer et d'évaluer la diversité spatiale et de polarisation. En effet, les quatre voies permettent d'avoir soit de la diversité spatiale avec les deux voies polarisées verticalement ou les deux voies polarisées horizontalement, soit de la diversité de polarisation en utilisant les deux voies d'une même antenne patch, soit de la diversité spatiale et de polarisation ensemble en utilisant des voies sur chaque antenne qui présentent des polarisations orthogonales.

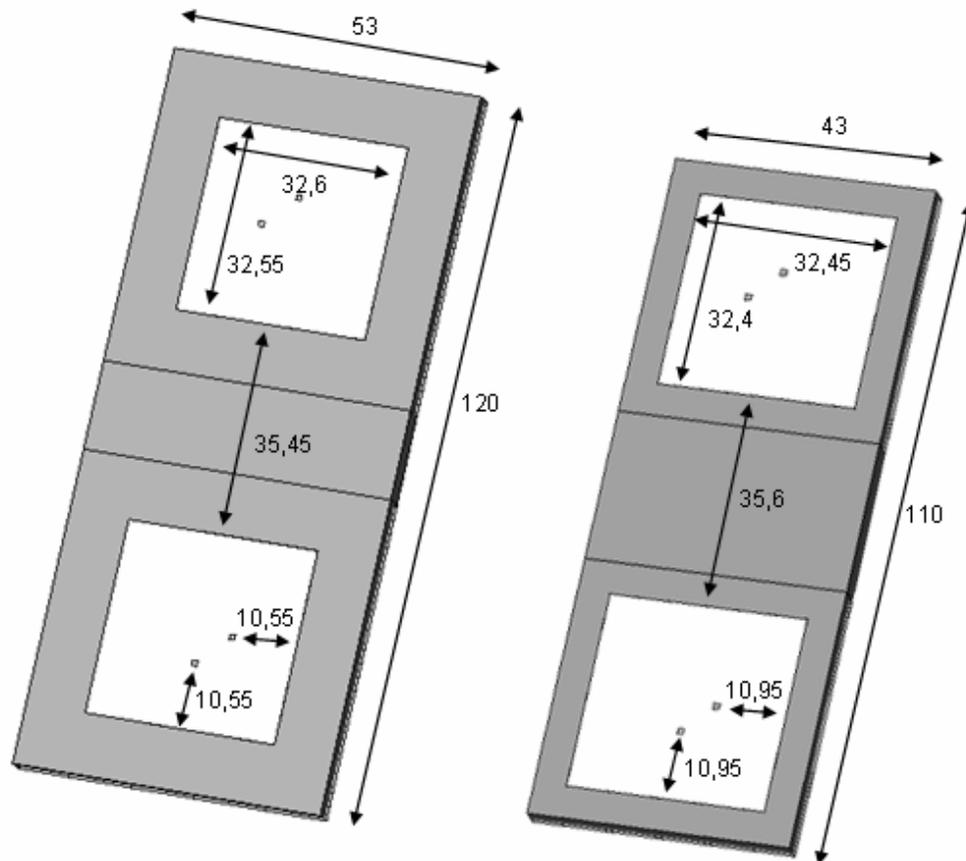


Figure 4-1. Systèmes à double patchs réalisés

L'avantage d'un tel système est que les quatre antennes sont identiques et symétriques, elles ont donc des propriétés très proches en termes de rayonnement, de bande passante et d'efficacité. Il paraît possible d'utiliser le système pour comparer la diversité spatiale et de polarisation indépendamment des antennes.

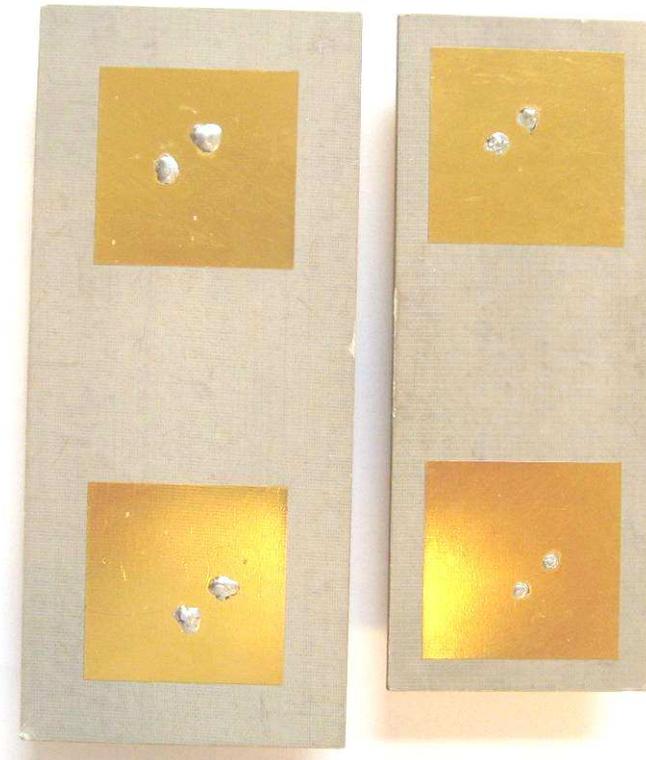


Figure 4-2. Systèmes à deux patches à double polarisation, à gauche celui avec un substrat de 120x53 mm et à droite celui avec le substrat de 110x43 mm.

Nous avons réalisé deux systèmes avec des tailles différentes présentés Figure 4-2. Le plus grand mesure 120x53 mm avec des patches carrés de 32,6 mm de côté et des plans de masse carrés de 53 mm de côté. Le petit système lui mesure 110x43 mm, ces patches ont des côtés 32,4 mm avec des plans de masse carrés de 43 mm de côté. Pour les deux systèmes, le substrat utilisé est du CLTE de Arlon présentant une permittivité de 2,98 pour une épaisseur de 3,81 mm. Le plus grand, présentant une meilleure bande passante, sera celui que nous utiliserons par la suite pour nos expérimentations. Grâce à la symétrie des systèmes, les bandes passantes obtenues sont sensiblement identiques pour chaque voie. Cependant la bande passante à -10 dB des systèmes

réalisés est légèrement inférieure à celle obtenue en simulation comme le montre la Figure 4-3. Les couplages entre chaque voies sont très faibles puisque les coefficients de transmission sont largement inférieurs à -30dB sur la bande passante considérée pour les voies présentant des polarisations différentes et proches de -20dB pour les deux de même polarisation.

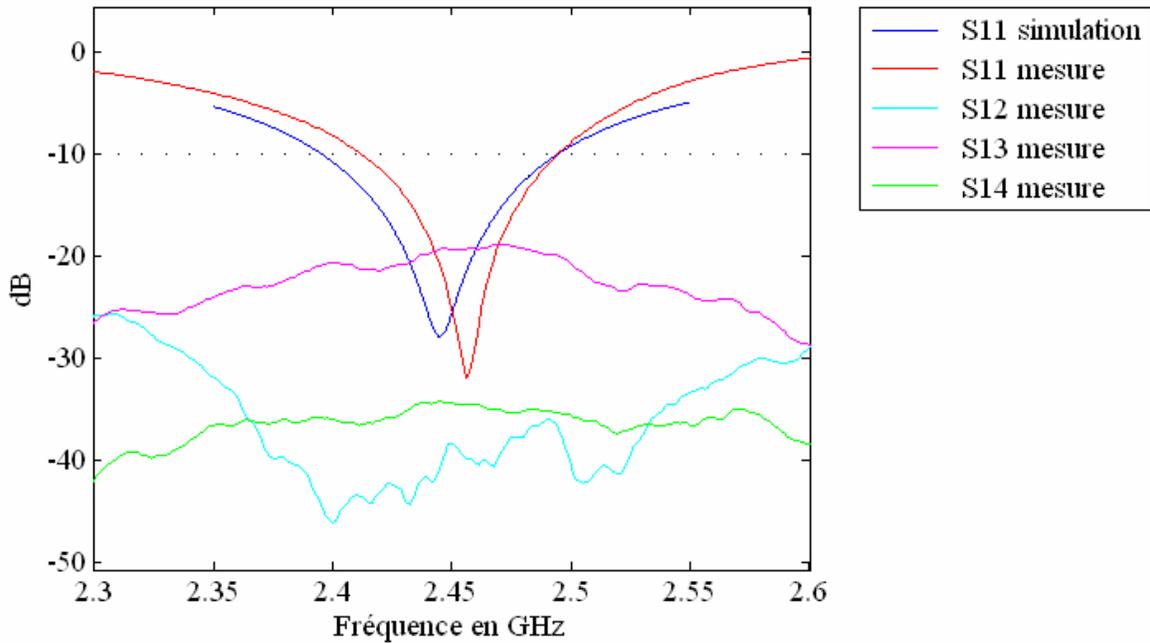


Figure 4-3. Coefficients de réflexion et de transmission d'une des voies de l'antenne à double patches

Comme le montre la Figure 4-4 et la Figure 4-5, les deux voies d'un même patch présentent clairement de la diversité de polarisation, même s'il est à noter qu'une antenne patch carré ne présente pas une polarisation purement linéaire dans toutes les directions à l'inverse d'un dipôle.

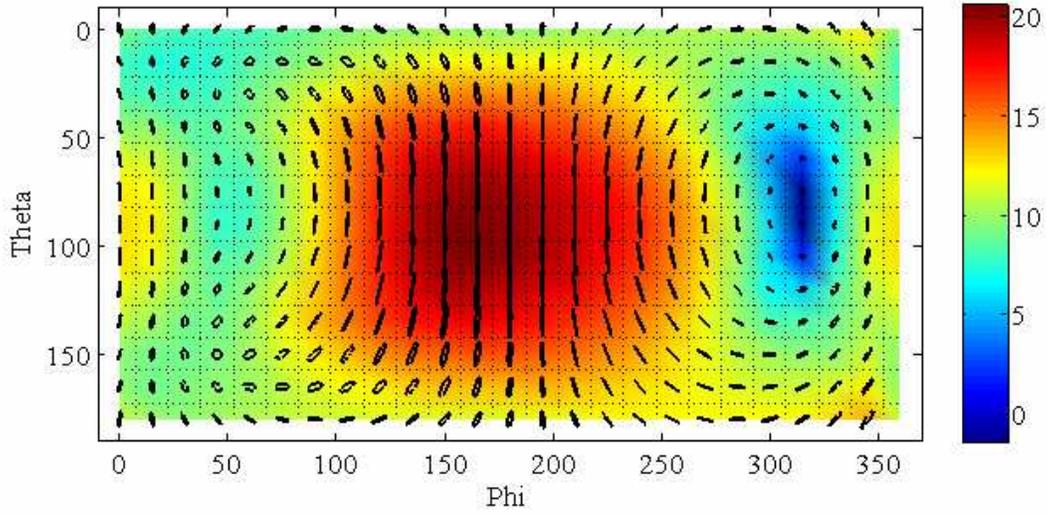


Figure 4-4. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation pour la voie du patch polarisée verticalement

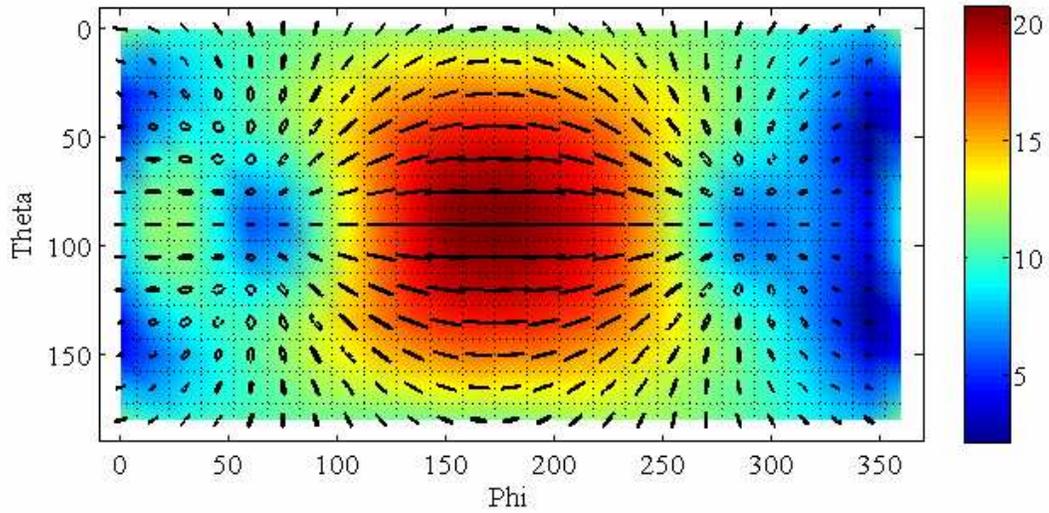


Figure 4-5. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation pour la voie du patch polarisée horizontalement

4.3 SYSTEMES A DIVERSITE SPATIALE

4.3.1 Système à deux monopoles

La diversité la plus simple à mettre en œuvre est très certainement la diversité spatiale puisqu'il suffit de concevoir un système avec deux antennes identiques. La seconde antenne étant l'image après translation de la première. Afin d'évaluer l'impact de l'intervalle entre les deux antennes sur la diversité d'un système, nous avons choisi de réaliser un jeu de systèmes à diversité spatiale utilisant des antennes simples dont les propriétés sont bien connues. Nous avons choisi d'utiliser des monopoles car ils sont polarisés linéairement et s'alimentent en mode commun.

Afin d'isoler l'influence de la distance entre les deux antennes, nous avons défini un monopole de forme triangulaire de manière à garantir que les antennes couvrent la bande ISM à 2,45 GHz quel que soit l'écart entre celles-ci. En effet, si nous avons utilisé des monopoles simples de forme rectangulaire, nous aurions été obligés de modifier leur géométrie en fonction de l'écart entre les antennes pour garantir une couverture de la bande d'intérêt. Les dimensions du système d'antennes sont représentées sur la Figure 4-6.

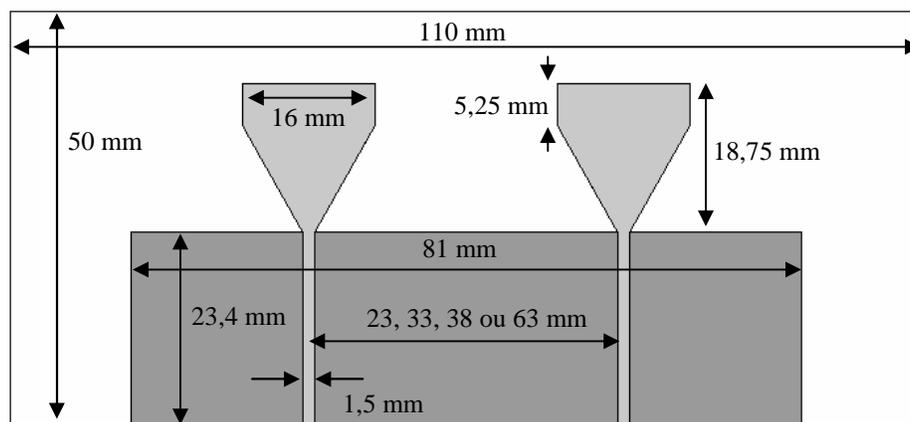
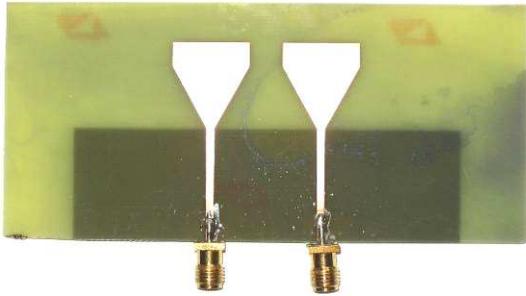
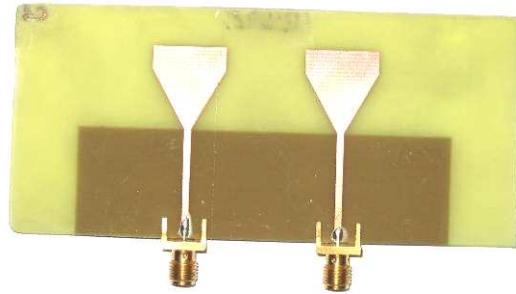


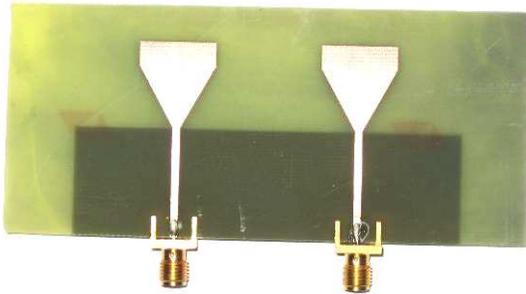
Figure 4-6. Dimensions des systèmes d'antenne à deux monopoles triangulaires



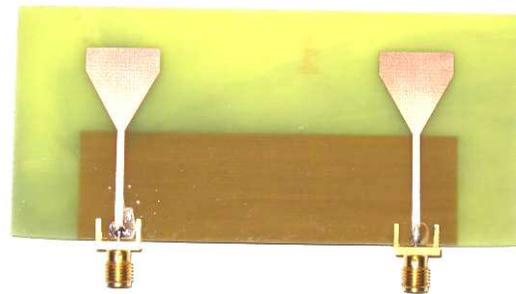
Photographie du système à deux monopoles
avec $d= 23\text{mm}$



Photographie du système à deux monopoles
avec $d= 33\text{mm}$



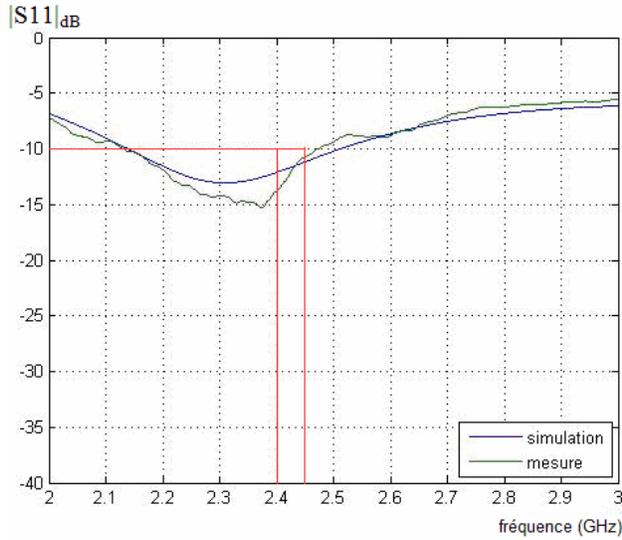
Photographie du système à deux monopoles
avec $d= 38\text{mm}$



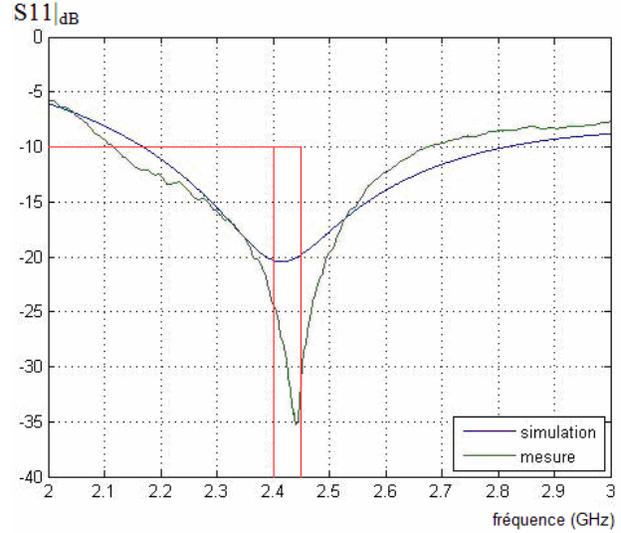
Photographie du système à deux monopoles
avec $d= 63\text{mm}$

Figure 4-7. Photographies des quatre systèmes d'antennes à deux monopoles réalisés

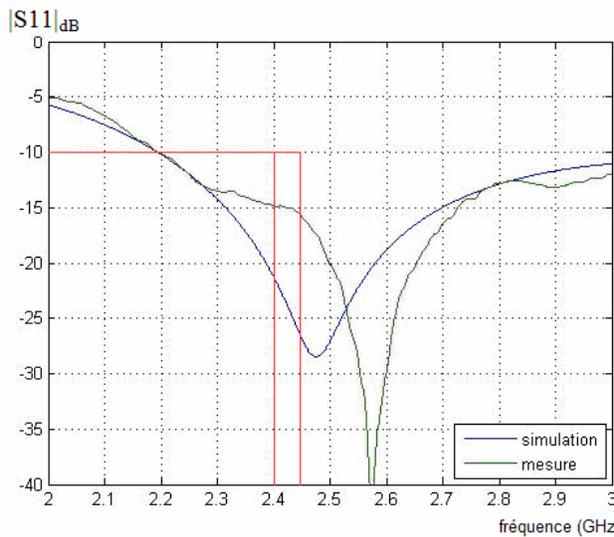
Nous avons choisi de réaliser quatre systèmes d'antennes avec des séparations entre antennes de 23, 33, 38 et 63 mm (Figure 4-7). Les bandes passantes mesurées des antennes sont en accord avec les simulations et comme le montre la Figure 4-8. Avec une seule et même forme d'antenne de base nous couvrons bien la bande ISM à 2,45 GHz quel que soit l'écartement.



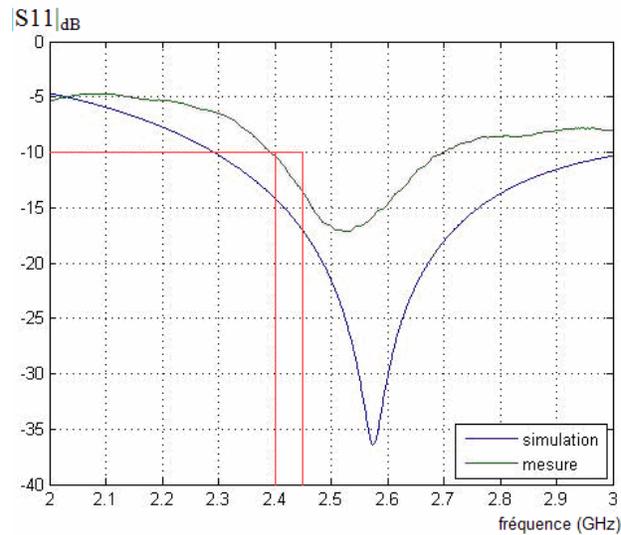
Système à deux monopoles avec $d=23\text{mm}$



Système à deux monopoles avec $d=63\text{mm}$



Système à deux monopoles avec $d=38\text{mm}$



Système à deux monopoles avec $d=33\text{mm}$

Figure 4-8. Coefficients de réflexion simulés et mesurés des systèmes à deux monopoles pour différents écartements

Dans le but de comparer les propriétés en diversité obtenue à partir des antennes simulées et des antennes réalisées, nous avons voulu mesurer le diagramme de rayonnement en 3D des antennes de chaque système. Pour ce faire nous avons dû modifier les moyens de mesure de la chambre anéchoïde du LCIS / ESISAR-INPG pour pouvoir réaliser ce type de mesure. En effet, initialement la chambre anéchoïde ne permettait que de réaliser de mesures automatisées dans un

plan, donc en 2D. Nous avons donc conçu et construit un positionneur permettant d'ajouter un degré de liberté et ainsi de réaliser des mesures de diagramme de rayonnement en 3D. Ces travaux sont présentés en annexe B.

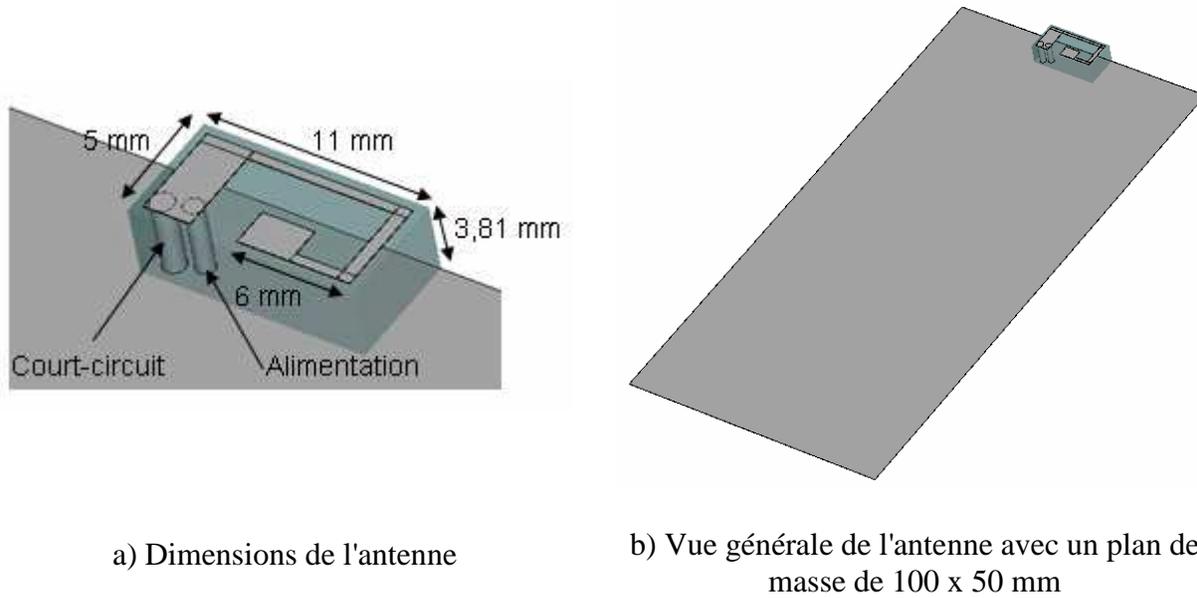
Bien que le moyen de mesure mis en œuvre présente quelques imperfections, les diagrammes de rayonnement obtenus par la mesure sont en accord avec ceux obtenus par la simulation comme le montrent les figures de l'annexe B où sont comparés les diagrammes de rayonnement total obtenus par mesure et par simulation. Le champ électrique total en trois dimensions est obtenu à partir des champs électriques polarisés verticalement et horizontalement mesurés en chambre anéchoïde avec une résolution angulaire de 15°.

L'annexe B présente également un comparatif intéressant entre le niveau de corrélation obtenu à partir de la simulation électromagnétique et celui obtenu en considérant les diagrammes de rayonnement mesurés. Cette étude montre certaines différences dans les niveaux de corrélation mais nous retrouvons les mêmes variations en fonction de la distance.

4.3.2 Antennes miniatures ou "chip antenna"

Nous avons réalisé des systèmes à diversité spatiale extrêmement simples avec des monopoles dans le but d'évaluer l'impact de la séparation entre antennes sur la diversité. Toutefois ces systèmes ont un encombrement qui n'est pas compatible avec un objet communicant de petite dimension. Nous avons donc essayé de concevoir une structure d'antenne compacte dans le but de l'utiliser comme un composant discret que l'on viendrait souder sur le PCB de l'objet communicant, d'où le terme de "chip antenna" en anglais. Compte tenu des moyens de réalisation à notre disposition, nous avons fait le choix de ne pas utiliser des matériaux à forte permittivité, comme la céramique.

Nous avons travaillé sur des structures PIFA dont le plateau supérieur est replié pour obtenir une antenne miniature. Dans un premier temps, nous avons utilisé le même substrat que celui utilisé dans le système à deux patches à double polarisation, c'est-à-dire du CLTE de Arlon avec une permittivité de 2.98 et une épaisseur de 3,8 mm. Nous sommes arrivés à une antenne de faibles dimensions comme le montre la Figure 4-9.a.



a) Dimensions de l'antenne

b) Vue générale de l'antenne avec un plan de masse de 100 x 50 mm

Figure 4-9. Vues de l'antenne PIFA miniature

Lorsque que cette antenne miniature est placée sur un plan de masse de relativement grande dimension comme sur la Figure 4-9.b, nous obtenons une bande passante à -10 dB de 38MHz centrée sur 2,45 GHz. L'efficacité totale de l'antenne est de 0,91 à la fréquence de résonance, mais elle chute à 0,53 et 0,66 aux fréquences de 2,4 GHz et 2,484 GHz respectivement qui représentent les limites de la bande ISM que l'on cherche à couvrir.

Normalement les PIFA utilisent l'air comme diélectrique entre le plateau supérieur et le plan de masse. L'utilisation d'un substrat à base de téflon nous a permis de réduire la taille et d'assurer un bon maintien mécanique du plateau supérieur. Cependant, la bande passante à -10 dB obtenue ne permet pas de couvrir la bande ISM à 2,45 GHz comme désiré, l'efficacité de l'antenne va être fortement diminuée en dehors de cette bande relativement étroite. Nous avons essayé d'augmenter celle-ci en modifiant la géométrie, mais nos différents essais sont restés sans succès. Nous avons donc fait le choix d'utiliser un substrat présentant une faible permittivité (proche de celle de l'air).

Pour cette deuxième version, nous avons des contraintes supplémentaires au niveau de la conception car avec le substrat mousse (FoamClad de Arlon) la gravure chimique n'est pas possible. Le substrat présente une permittivité de 1,1 et une épaisseur de 6,5 mm. Si nous désirons réaliser cette antenne, elle devra être gravée mécaniquement à l'aide d'une fraiseuse à commande numérique. Ceci explique les formes arrondies à l'intérieur du plateau supérieur

visible sur la Figure 4-10, elles dépendent du plus petit diamètre de fraise utilisable à France Télécom. L'antenne obtenue est légèrement plus grosse que la version avec le CLTE comme substrat mais elle a une bande passante à -10 dB de 83 Mhz ce qui permet de couvrir presque toute la bande ISM, comme nous pouvons le constater sur la Figure 4-11. Le gain de bande passante s'explique par la permittivité plus faible mais essentiellement par l'épaisseur du FoamClad qui est de 6,5 mm.

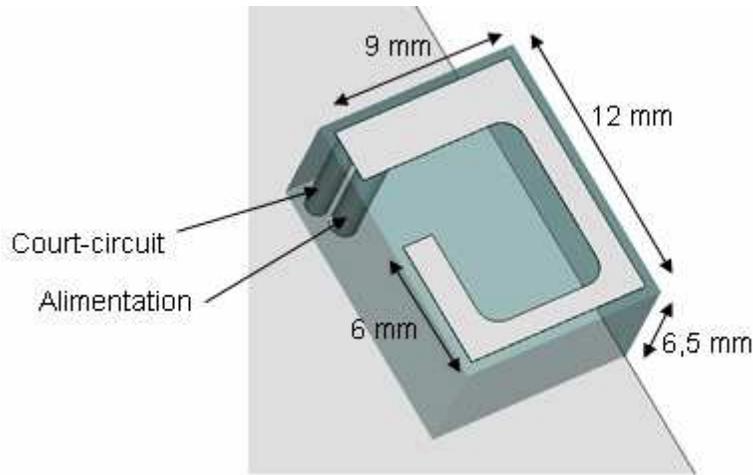


Figure 4-10. Vue de l'antenne PIFA sur substrat de type FoamClad

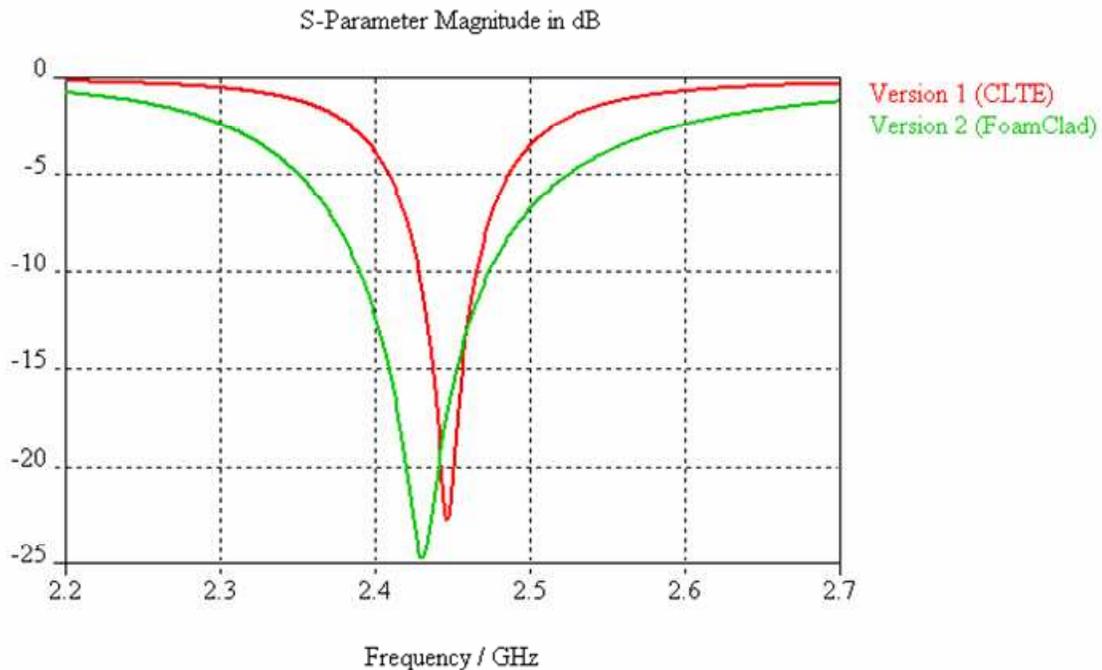


Figure 4-11. Bande passante obtenue pour l'antenne PIFA miniature en fonction du substrat

Ces antennes de petites dimensions sont très intéressantes car il est facilement imaginable d'en disposer plusieurs dans un objet communicant afin de mettre en œuvre de la diversité spatiale essentiellement. Cependant, ces structures sont très dépendantes des dimensions du plan de masse et nous pouvons observer une diminution de la bande passante et un décalage de la fréquence centrale si l'antenne est utilisée comme un composant et que ses dimensions ne sont pas réajustées en fonction de l'application et de sa position sur le plan.

La Figure 4-12 présente un exemple d'association de deux de ces antennes sur substrat mousse sur un plan de masse de dimensions 100 x 50 mm. Nous observons que la bande passante des antennes du système à diversité spatiale est dégradée par rapport à celle obtenue précédemment (Figure 4-11). La bande passante n'est plus que de 44 MHz et la fréquence centrale ne change pas. Ce système à diversité reste intéressant puisque le volume occupé par les antennes est très faible. Nous pouvons alors nous demander s'il est préférable d'utiliser un système à diversité dont les antennes présentent des performances dégradées par rapport au cahier des charges défini ou bien une seule antenne (donc sans diversité) plus volumineuse.

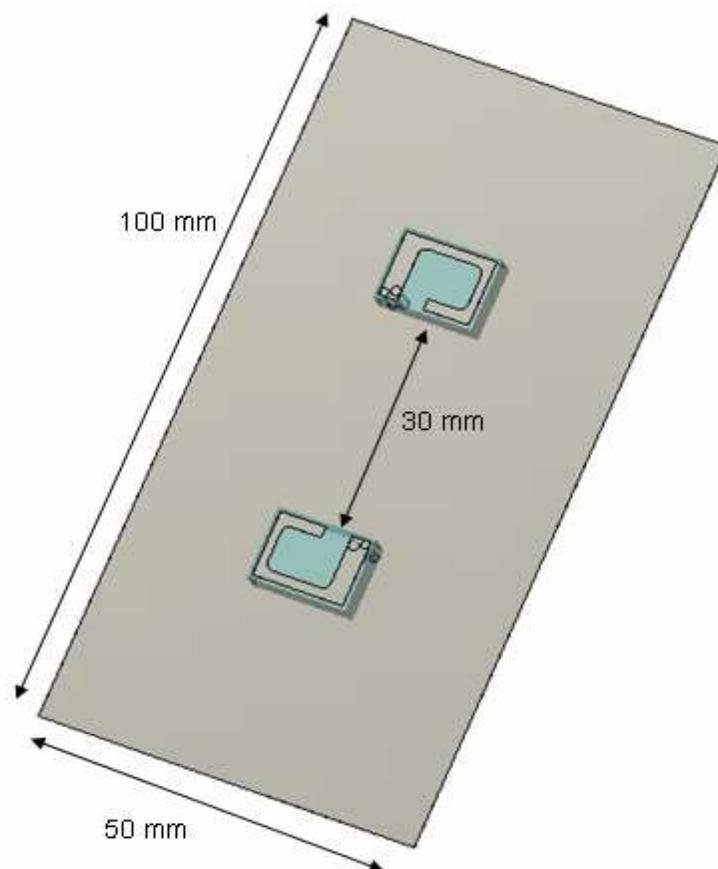


Figure 4-12. Dimensions d'un système à diversité spatiale utilisant deux antennes miniatures

4.4 SYSTEMES A DIVERSITE DE POLARISATION

Au cours de nos travaux de thèse, nous avons également largement porté notre attention sur les systèmes à diversité de polarisation car, comme le montre l'état de l'art, ces systèmes offrent généralement de très bons gains pour des encombrements moindres comparés à des systèmes à diversité spatiale. Nous avons notamment proposé une nouvelle structure d'antenne agile en polarisation et en fréquence, mais avons également travaillé sur des structures d'antennes plus classiques comme des antennes patchs ou des IFA.

4.4.1 Antenne agile en polarisation et en fréquence

L'état de l'art a mis évidence l'existence de quelques structures d'antenne présentant de l'agilité en polarisation. Ces structures sont pour la grande majorité des antennes patchs dont les modes de résonance sont modifiés à l'aide d'éléments discrets comme des varactors ou des diodes PIN. Nous nous sommes alors intéressés à ces structures agiles car elles ont l'avantage d'offrir un encombrement minimum pour un système à diversité puisque que l'antenne ne prend pas plus de place qu'une seule antenne sans agilité. De plus, le changement d'état de l'antenne agile remplit la fonction de sélection de voie, il n'y a donc qu'une seule voie RF à considérer. Ceci limite cependant le traitement d'antenne à des techniques de sélection. Nous avons voulu appliquer ce principe d'agilité en polarisation à des structures plus compactes que des antennes planaires. Notre travail a abouti à la définition d'une nouvelle structure d'antenne PIFA agile en polarisation mais également agile en fréquence [4.1]. Ce travail fait l'objet d'un brevet étendu à l'international et récompensé par un prix IEEE France.

4.4.1.1 Structure de l'antenne agile en polarisation et en fréquence

La structure de l'antenne proposée est représentée sur la Figure 4-13. C'est une antenne de type PIFA conçue pour répondre au cahier des charges énoncé précédemment en termes de dimensions et elle peut être utilisée pour des applications utilisant soit la bande ISM à 2,45 GHz soit la bande définie pour le WiMax autour de 3,5 GHz.

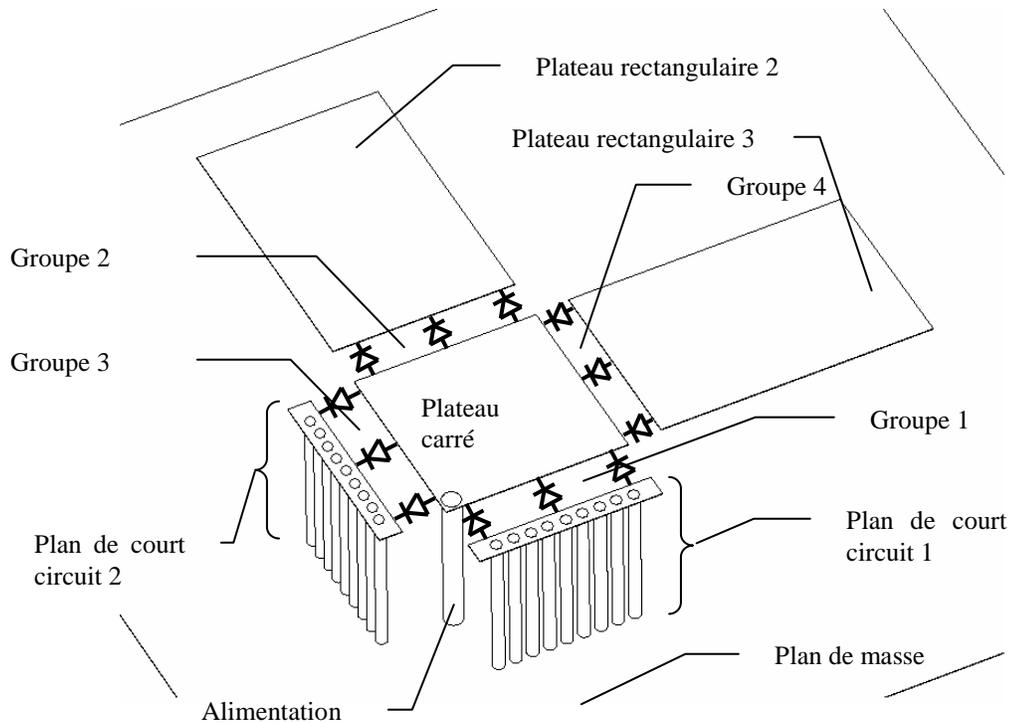


Figure 4-13 Schéma de l'antenne PIFA agile en polarisation et en fréquence

L'antenne utilise un substrat en mousse (FoamClad RF de Arlon) présentant une permittivité proche de celle du vide ($\epsilon_r=1,1$) avec une tangente de perte de 0,002 pour une épaisseur de 6,75 mm. Le plan de masse est un carré de 42 mm de côté. La partie rayonnante de l'antenne est constituée d'un plateau central carré, de 8 mm de côté et de deux plateaux rectangulaires disposés selon deux côtés orthogonaux du plateau carré à une distance de 1 mm de celui-ci. Les plateaux rectangulaires mesurent 8 x 12 mm. Afin d'obtenir une antenne PIFA, il est nécessaire de réaliser un plan de court circuit entre les plateaux rayonnants et le plan de masse. La structure proposée présente deux plans de court-circuit constitués chacun d'une série de neuf vias reliant le plan de masse à un plateau rectangulaire de largeur 1 mm situé dans le même plan que le plateau carré et à une distance de 1 mm de celui-ci. Par la suite, l'association des vias et de ce plateau rectangulaire sera appelée plan de court-circuit.

L'alimentation verticale de la structure est située sur la diagonale du plateau carré de manière à avoir une adaptation identique selon les deux polarisations linéaires. L'agilité en

polarisation est obtenue en connectant au plateau carré soit le plan de court-circuit 1 pour avoir une PIFA polarisée verticalement, soit le plan de court-circuit 2 pour obtenir une PIFA polarisée horizontalement. Le choix de la fréquence de résonance s'effectue en connectant ou non au plateau carré le plateau rectangulaire aligné avec le plan de court-circuit connecté. Dans le cas où le plateau rectangulaire est connecté au plateau carré, la longueur électrique de la partie rayonnante est plus grande ce qui conduit à une fréquence de résonance plus basse.

Le contrôle électronique de l'agilité de l'antenne est effectué au moyen de quatre groupes de trois diodes PIN disposées entre le plateau carré et les quatre autres plateaux rectangulaires. Les anodes des groupes de diodes 2 et 3, et les cathodes des groupes 1 et 4 sont connectées au plateau carré. Chaque groupe de diodes PIN peut être contrôlé indépendamment grâce à l'application de tensions continues adaptées sur le plateau carré et sur les deux plateaux rectangulaires. Cette PIFA présente donc quatre états différents résultant de l'association d'une polarisation linéaire soit verticale, soit horizontale avec une fréquence de résonance basse ou haute. L'état des diodes PIN et les potentiels de chacun des plateaux pour ces quatre états sont décrits dans le tableau de la Figure 4-14.

Etat des groupes de diodes PIN				Potentiel des plateaux			Etat de l'antenne			
							Polarisation		Fréquence	
1	2	3	4	1	2	3	V	H	2.45	3.53
ON	ON	OFF	OFF	- U	- 2U	- 2U	X		X	
ON	OFF	OFF	OFF	- U	0	- 2U	X			X
OFF	OFF	ON	ON	U	2U	2U		X	X	
OFF	OFF	ON	OFF	U	2U	0		X		X

Figure 4-14. Tableau de correspondance entre les états de l'antenne agile et les états des diodes PIN

4.4.1.2 Agilité en polarisation

Pour l'instant cette structure a seulement été simulée à l'aide de CST Microwave Studio. Les diodes PIN sont modélisées comme des éléments capacitifs de 25fF lorsque les diodes sont bloquées et des éléments résistifs de 3 Ω lorsqu'elles sont passantes.

L'antenne est considéré dans le repère défini sur la Figure 4-15.

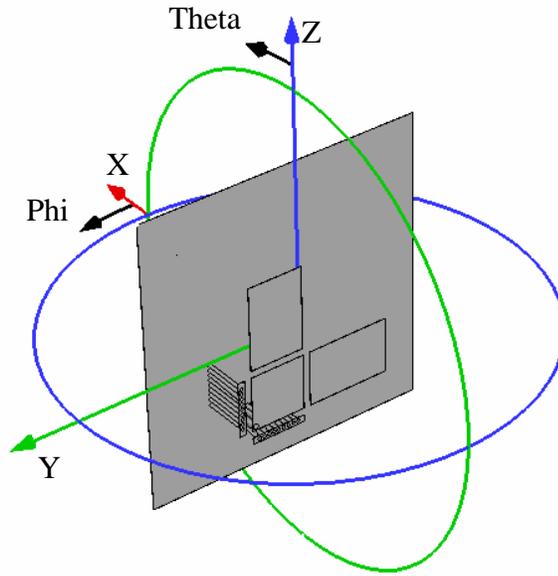


Figure 4-15. Antenne dans un repère sphérique et cartésien

L'agilité en polarisation est illustrée par la Figure 4-16 et la Figure 4-17 qui représentent l'état de polarisation et le champ électrique total rayonné à 3,53 GHz en fonction de l'azimut, Phi, et l'élévation, Thêta. Ces figures correspondent respectivement à la PIFA polarisée verticalement (plan de court-circuit 1 connecté) et à la PIFA polarisée horizontalement (plan de court-circuit 2 connecté). Le changement d'état de polarisation est clairement visible là où le rayonnement de l'antenne est le plus fort, c'est-à-dire pour $130^\circ < \text{Phi} < 230^\circ$ et $60^\circ < \text{Theta} < 120^\circ$. On observe bien que cette structure permet de modifier les propriétés de polarisation de l'antenne. Lorsque l'antenne travaille à la fréquence basse, à 2,45 GHz, on observe le même changement d'état de polarisation qu'à 3,53 GHz. D'une manière générale la directivité de l'antenne évolue peu lorsque la polarisation est modifiée.

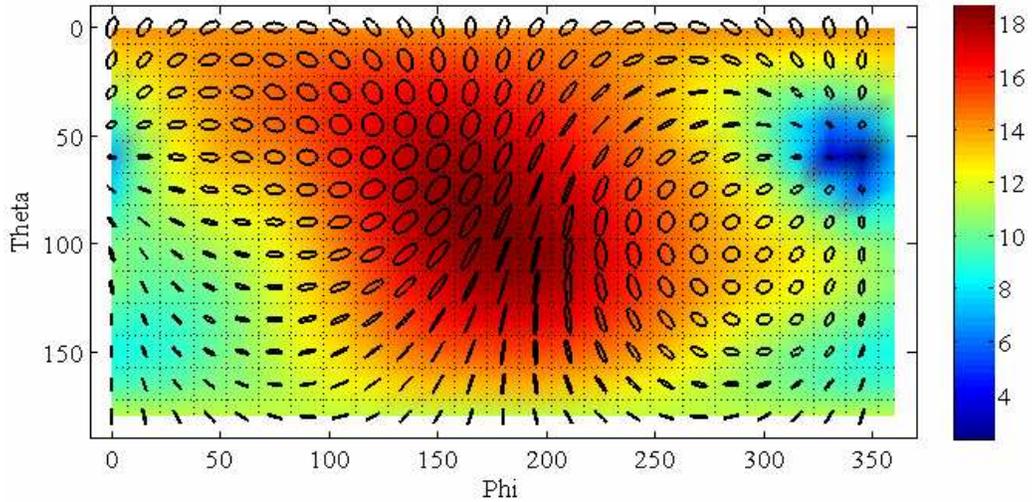


Figure 4-16. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation à 3,53 GHz lorsque le plan de court-circuit 1 est connecté

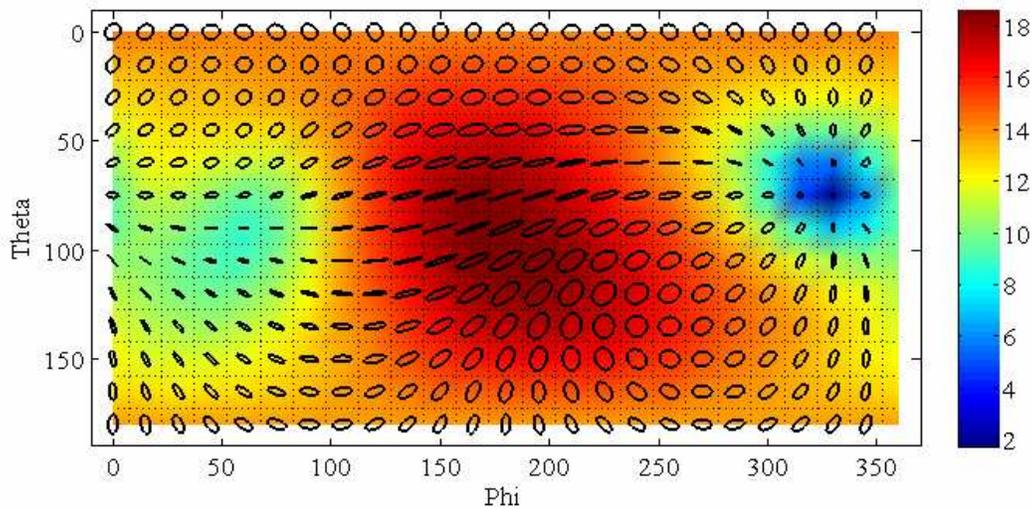


Figure 4-17. Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation à 3,53 GHz lorsque le plan de court-circuit 2 est connecté

En ce qui concerne l'agilité en fréquence, l'antenne peut travailler à 2,45 ou 3,53 GHz selon que le plateau rectangulaire aligné avec le plan de court-circuit utilisé est connecté ou non. La structure de l'antenne étant symétrique et le point d'alimentation disposé sur la diagonale du plateau carré, les propriétés en terme de bandes passantes et de fréquences centrales sont identiques indépendamment de la polarisation choisie. Sur la Figure 4-18, on observe une fréquence de résonance haute à 3,53 GHz avec une bande passante à -10 dB de 300 MHz allant

de 3,39 à 3,69 GHz. A cette fréquence l'efficacité est de 0,9 avec un gain maximum de 4,2 dBi. La fréquence de résonance basse est à 2,45 GHz avec une bande passante à -10 dB de 120 MHz allant de 2,38 à 2,5 GHz, l'efficacité totale de l'antenne à cette fréquence est de 0,76 avec un gain maximum de 2,9 dBi. Les fréquences de résonance peuvent facilement être changées en modifiant la longueur des plateaux.

L'efficacité de l'antenne est conditionnée par les pertes liées à la présence des diodes PIN et leur caractère résistif à l'état ON. Ainsi lorsque l'antenne fonctionne à la fréquence basse l'efficacité de celle-ci est plus faible que l'efficacité observée à la fréquence haute car pour obtenir la fréquence basse il y a deux groupes de diodes à l'état ON.

La différence en termes de gain maximum s'explique par la différence de taille relative du plan de masse en fonction de la fréquence de résonance. Ainsi le plan de masse à 3,53GHz mesure $0,49 \lambda$ contre $0,34 \lambda$ à 2,45GHz.

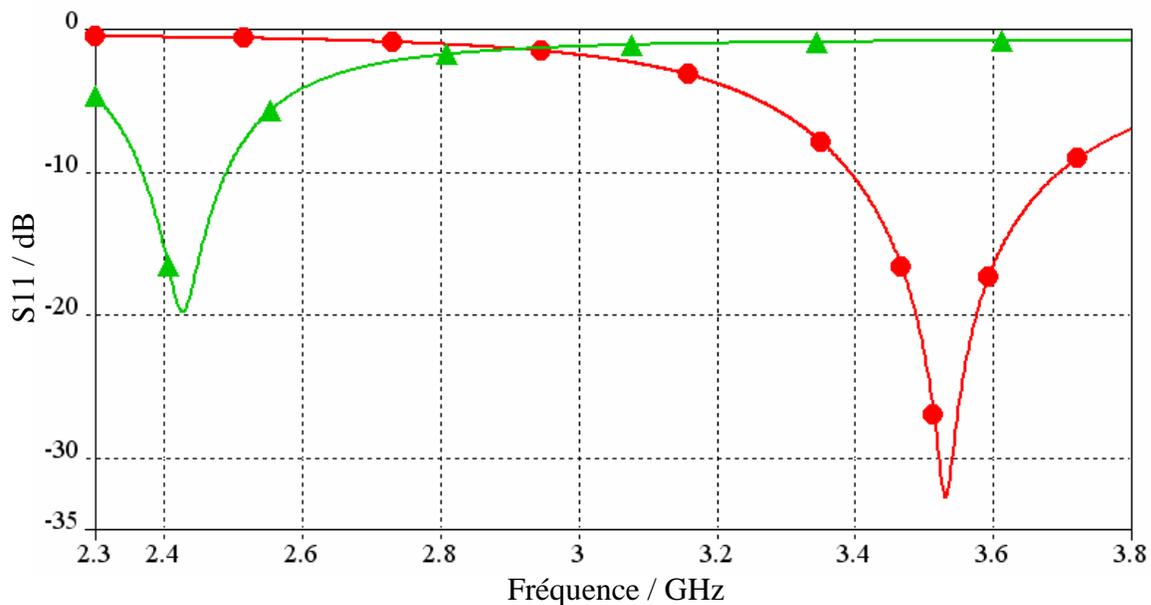


Figure 4-18. Coefficient de réflexion de l'antenne agile lorsque le plateau rectangulaire est non connecté (courbe rouge) et connecté (courbe verte)

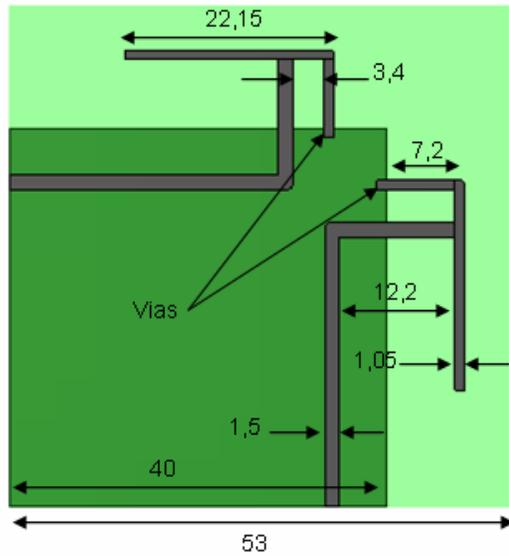
Cette structure innovante a également été utilisée pour obtenir une antenne PIFA présentant uniquement de l'agilité en polarisation [4.2]. Les propriétés de cette antenne sont développées dans l'annexe A. Bien que nous ayons réussi à nous procurer, non sans difficulté, le substrat et les diodes PIN, nous n'avons pas pu réaliser les antennes que nous avons conçues.

Bien que les antennes agiles en polarisation offrent un faible encombrement pour un système d'antennes à diversité, nous avons également travaillé sur des systèmes à diversité de polarisation plus classiques mettant en œuvre des antennes distinctes. Le fait d'avoir deux voies RF permet d'utiliser des techniques de recombinaison des signaux plus complexes et plus performantes que la sélection de voies. Nous nous sommes notamment intéressés à des systèmes d'IFA imprimées.

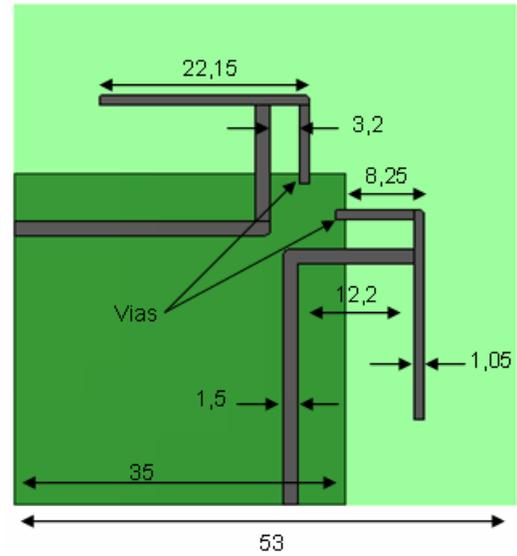
4.4.2 Systèmes à base d'IFA

Nous avons choisi de réaliser trois systèmes d'antennes, constitués de deux IFA identiques imprimées sur un substrat de type FR4. Afin d'obtenir de la diversité de polarisation ces antennes sont disposées orthogonalement l'une par rapport à l'autre. Et pour obtenir des propriétés identiques pour chaque antenne d'un même système, chaque système possède un axe de symétrie qui est confondu avec la diagonale du substrat qui sépare les deux antennes. Les trois systèmes ont été conçus à partir d'un substrat carré en FR4 de dimension 53 x 53 mm et d'épaisseur 0,8 mm afin de répondre au mieux aux contraintes d'encombrement que nous nous sommes fixées. Les trois systèmes simulés et réalisés sont représentés sur la Figure 4-19.

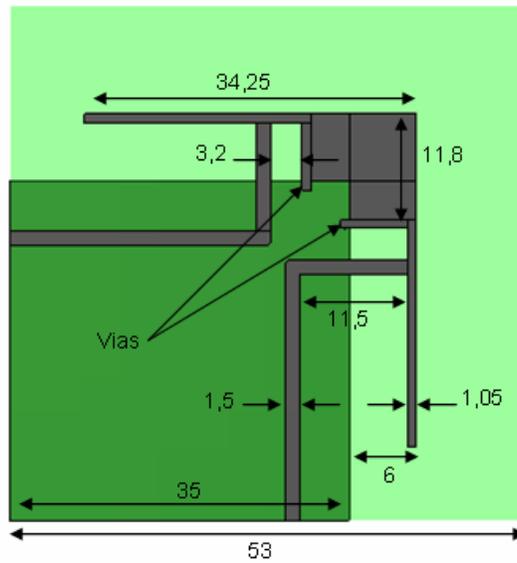
Le système présenté Figure 4-20.a ne se veut pas innovant comme les structures agiles en polarisation présentés précédemment. Il a simplement été fait car il est simple et facile à réaliser pour obtenir un système à diversité de polarisation. Par la suite, nous appellerons ce système, système IFA de base. Le système Figure 4-20.b est une déclinaison du système IFA de base qui présente un plan de masse réduit, il ne mesure que 35 x 35 mm. Ce système sera appelé système IFA à petit plan de masse. Le système Figure 4-20.c est également une déclinaison des deux autres systèmes où les segments de court circuit sont couplés entre eux, nous appellerons ce système le système IFA couplé.



a) Système IFA de base



b) Système IFA à petit plan de masse



c) Système IFA couplé

Figure 4-19. Systèmes à diversité de polarisation à base d'IFA

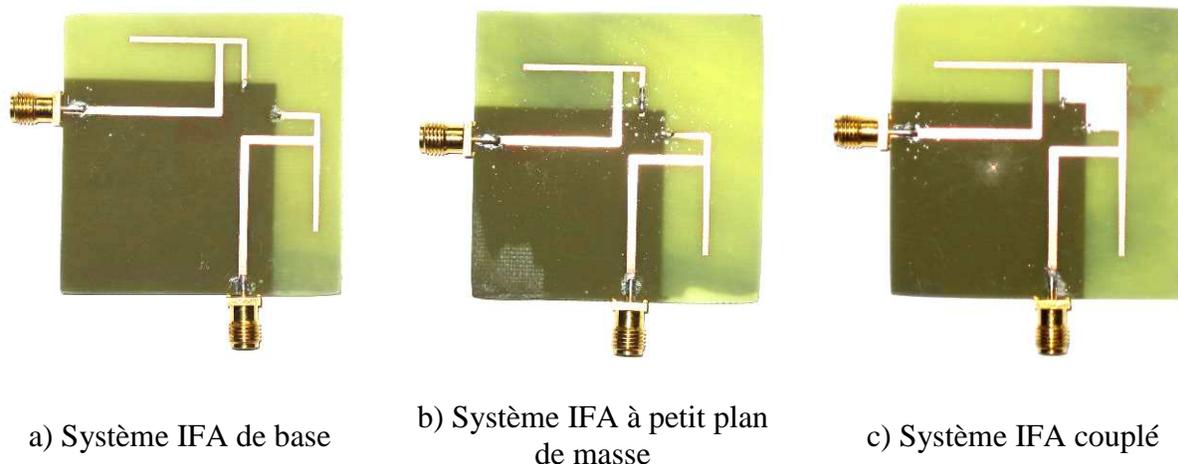
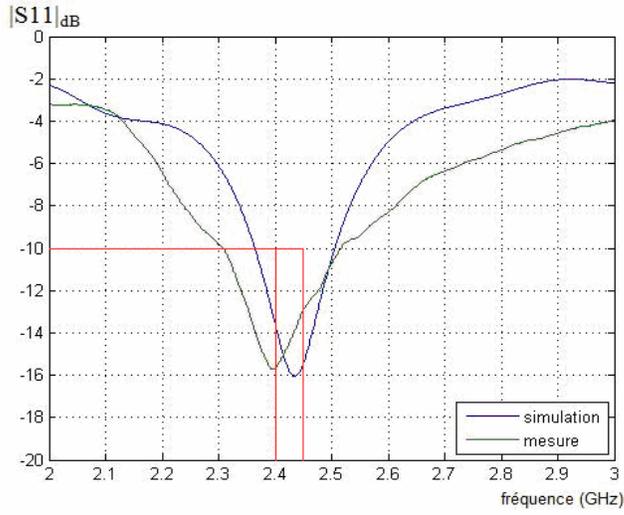


Figure 4-20. Photographies des trois systèmes à deux IFA

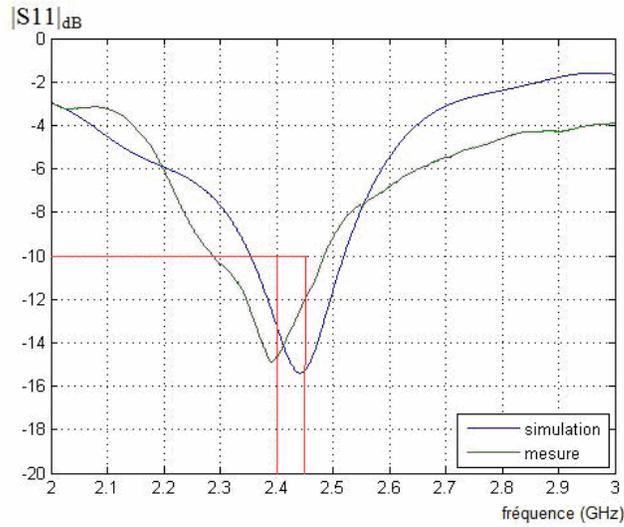
Nous avons réalisé trois systèmes différents pour évaluer l'impact de la topologie d'un système sur la diversité. Les trois systèmes sont en photographie Figure 4-20.

Les coefficients de réflexion des systèmes d'antennes réalisés ont été mesurés et comparés à la ceux obtenus en simulation. Nous remarquons, Figure 4-21, un accord correct entre les simulations et les mesures. Le décalage de la fréquence de résonance s'explique par une différence en la permittivité réelle du substrat et celle utilisée dans la simulation.

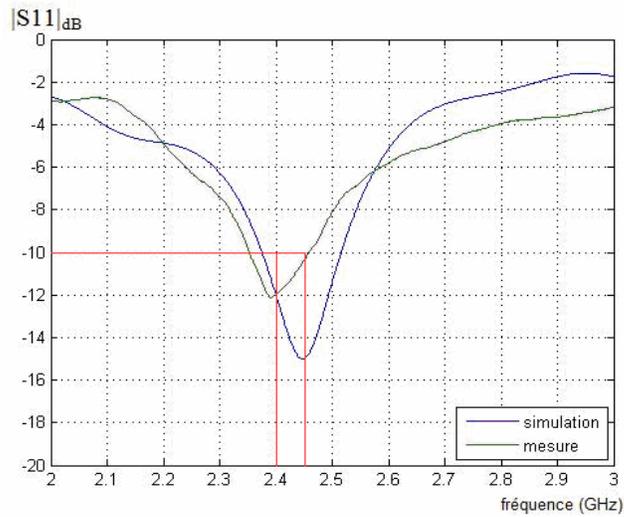
Ces antennes ont été utilisées, comme les systèmes à deux monopoles, pour calculer le coefficient de corrélation que présentaient les différents systèmes dans différents environnements. Ces résultats ont été comparés aux coefficients de corrélation obtenus avec les monopoles. Il s'est révélé que dans les environnements considérés, le système présentant le plus faible coefficient de corrélation est le système IFA de base, suivi du système IFA couplé, le plus mauvais étant le système IFA avec petit plan de masse. Nous retiendrons donc que le couplage entre les deux IFA améliore la diversité, ce qui va dans le sens des travaux de [4.3] qui arrivent aux mêmes conclusions. La corrélation proposée par les systèmes à IFA reste plus élevée que celle observée avec les systèmes à monopoles tout en restant inférieure à 0,4. Mais il faut garder à l'esprit que les systèmes à IFA ont un encombrement bien moins important. Ces résultats sont présentés dans l'annexe B.



a) Système IFA de base



b) Système IFA à petit plan de masse



c) Système IFA couplé

Figure 4-21. Coefficients de réflexion simulés et mesurés des trois systèmes à deux IFA

4.5 SYSTEMES A DIVERSITE DE DIAGRAMME : SYSTEME A 4 ANTENNES YAGI-UDA

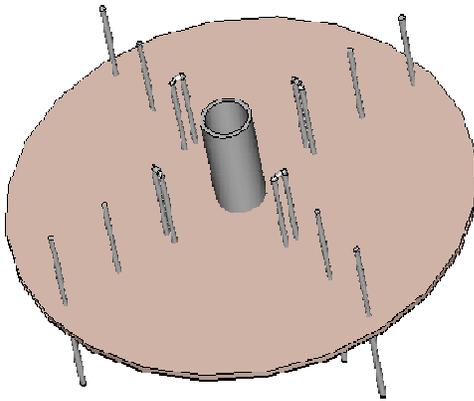
Dans les terminaux mobiles actuels, il est rare d'intégrer une antenne directive, on préfère généralement un rayonnement omnidirectionnel ou quasi-isotrope afin de garantir une qualité de service quelle que soit l'orientation du terminal. Cependant un système à diversité de diagramme utilisant des antennes directives peut se révéler très avantageux dans certaines applications de réseaux de capteurs. Actuellement l'objectif de nombreuses recherches est de réduire au maximum la consommation énergétique des différents nœuds constituant les réseaux de capteurs afin de maximiser leur durée de vie. De nombreux travaux proposent des protocoles de communication adaptés ou encore des circuits à ultra-basse consommation. Nous proposons ici un nouveau moyen de réduire la consommation, il s'agit de l'utilisation de systèmes d'antennes directives. Le gain d'énergie se situe à deux niveaux. Premièrement, le gain de l'antenne permet de réduire significativement la puissance à l'émission et d'augmenter la sensibilité à la réception, par rapport à un système mono antenne, utilisant par exemple une antenne omnidirectionnelle de type monopole. Deuxièmement, le fait d'utiliser des antennes directives, comme des antennes Yagi-Uda, permet d'avoir un rapport de puissance avant-arrière important et un angle d'ouverture restreint, ceci peut permettre à un nœud de s'isoler d'autres nœuds susceptibles d'interférer. Cette réduction des interférences constitue probablement le point conduisant à un gain d'énergie le plus significatif. En effet la répétition d'envois d'informations liée à la présence d'interférences est à l'origine de la réduction de durée de vie des nœuds dans les réseaux de capteurs.

Notre objectif est donc de proposer un système compact de quatre antennes Yagi-Uda dont la bande passante couvre la bande ISM à 2.4 GHz afin de rendre utilisable ce système d'antennes par des applications utilisant le ZigBee par exemple. Nous avons choisi de réaliser des antennes ayant une polarisation linéaire verticale et présentant un angle d'ouverture dans le plan azimutal d'environ 90° afin de garantir un gain élevé dans n'importe quelle direction de ce plan. En termes d'encombrement, le système d'antennes devra être contenu dans une sphère de 10 cm de diamètre.

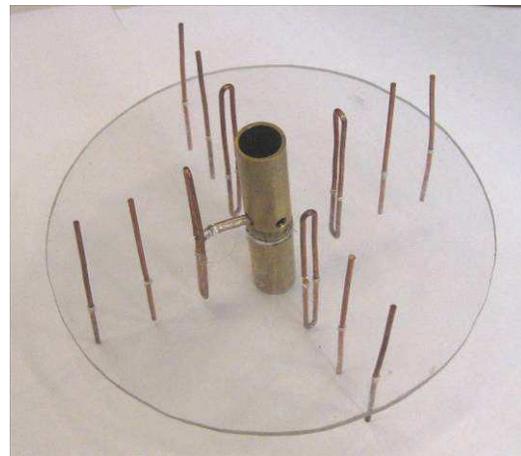
Nos travaux nous ont amené à réaliser deux systèmes à quatre antennes Yagi-Uda que nous allons présenter rapidement.

4.5.1 Première version du système à quatre antennes Yagi-Uda

Compte tenu des contraintes en dimension que nous nous sommes fixés, nous avons décidé de travailler avec des antennes Yagi-Uda présentant deux directeurs, un réflecteur et un élément radiateur en forme de boucle (dipôle replié). Nous avons dans un premier temps simulé une structure métallique dans de l'air. Chacune des quatre antennes pointe vers un point cardinal et elles ont en commun le réflecteur comme on peut le voir sur la Figure 4-22. Chaque élément traverse un disque de plexiglas afin d'être maintenu dans la position appropriée comme on peut le voir sur la photographie du prototype réalisé.



a) Système d'antennes simulé



b) Système d'antennes réalisé

Figure 4-22. Système d'antennes à quatre Yagi-Uda simulé et réalisé

Nous avons choisi un réflecteur de forme tubulaire, cela permet de faire passer dans le réflecteur le câble d'alimentation de chaque radiateur. Nous avons ainsi créé une manière astucieuse d'alimenter les antennes en garantissant une faible modification du rayonnement de l'antenne dû à cette alimentation. De plus, si nous imaginons un nœud d'un réseau de capteurs contenu dans une sphère de 10 cm de diamètre, le réflecteur en forme de tube pourrait permettre de faire passer d'autres câbles reliant deux circuits électroniques, un placé en dessus et un placé en dessous de l'antenne (ou même contenir toute l'électronique).

Le système simulé présente une bande passante de 180 MHz centré sur 2,35 Ghz. A 2.45Ghz, la directivité maximum supérieure à 8 dBi avec un angle d'ouverture de 92°. Le rapport avant-arrière est de l'ordre de 14 dB comme le montre la Figure 4-23.

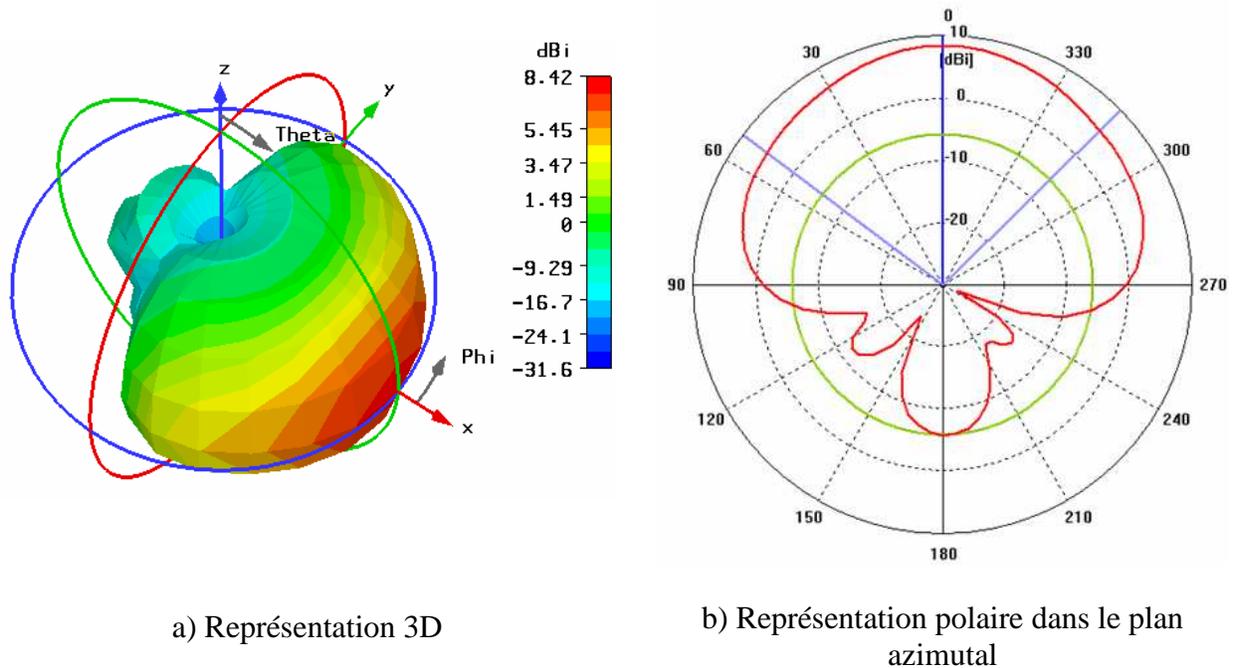


Figure 4-23. Diagramme de rayonnement d'une des antennes du système

L'antenne réalisée d'après les dimensions définies par les différentes simulations présente une bande passante à -10 dB proche de la théorie. Le diagramme de rayonnement de l'antenne n'a pas été mesuré car pour l'alimentation de chaque antenne, il faudrait intégrer un balun pour passer d'une alimentation mode commun à une alimentation en mode différentiel. Cependant nous avons évalué le gain maximum par la mesure à 7,9 dBi ce qui semble en accord avec la simulation.

4.5.2 Seconde version du système à quatre antennes Yagi-Uda

La première version de notre système à quatre antennes Yagi-Uda étant difficile à réaliser et nécessitant un balun pour chaque antenne, nous avons décidé de produire un second système corrigeant les défauts de cette première version. La seconde version utilise des antennes Yagi alimentées en mode commun par le moyen de lignes microruban.

Afin de rendre la fabrication plus facile le système est composé de deux plaques présentant des encoches pour un emboîtement mécanique, sur chaque plaque de FR4 est imprimé deux antennes Yagi-Uda identiques. Les deux plaques sont également identiques mise à part la

position de l'encoche permettant l'emboîtement perpendiculaire des deux plaques. Les plaques mesurent 93 x 55 mm pour une épaisseur de 0,8 mm.

Dans cette structure, le réflecteur sert également de plan de masse pour la ligne microruban, ceci entraîne donc une augmentation de la largeur occupée par le réflecteur comparé à la première version. Nous ne pouvons pas réduire davantage cette partie sous peine de ne pas pouvoir souder de connecteur SMA. Nous avons donc été contraints de n'utiliser qu'un seul directeur afin de garantir le faible encombrement du système d'antennes. L'ensemble des informations (coordonnées des points) permettant de reproduire le design est présent sur la Figure 4-24.

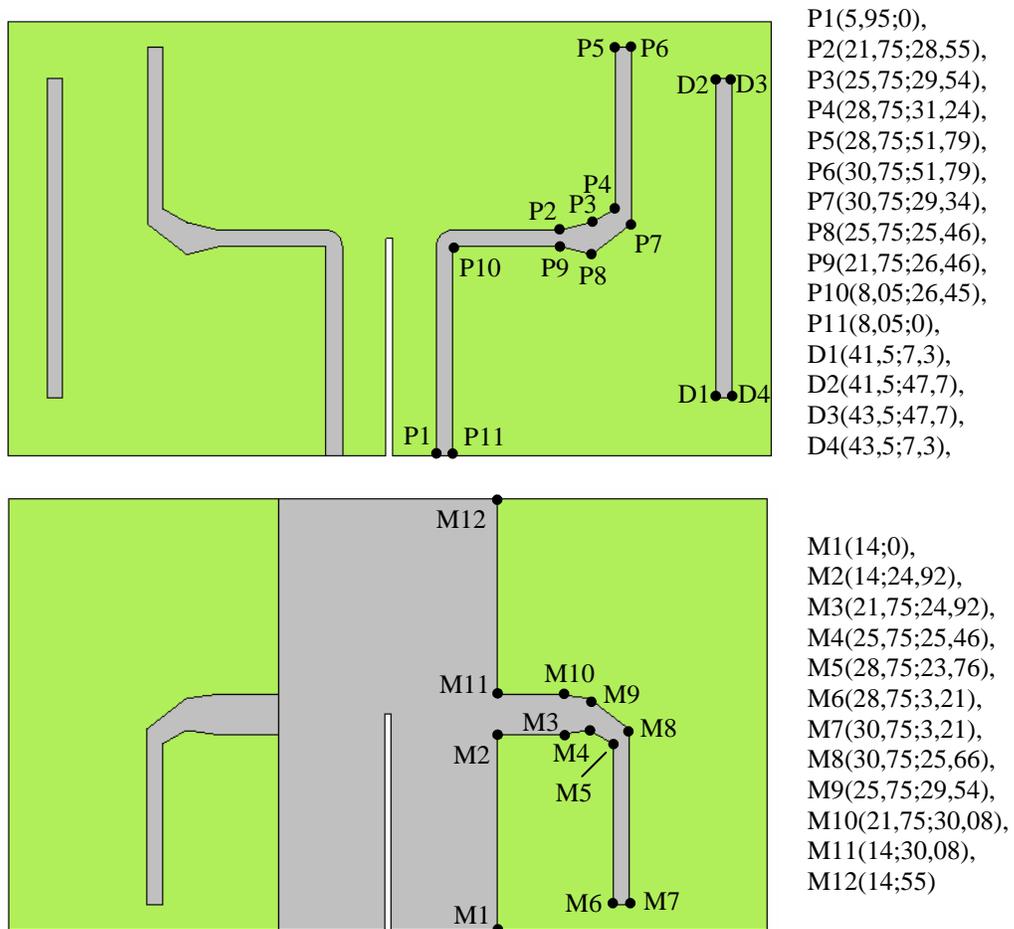


Figure 4-24. Dimensions du système à quatre antennes Yagi-Uda imprimées

Le système d'antennes réalisé, Figure 4-25, présente une bande passante à -10 dB de 230 MHz centrée sur 2,45 GHz ce qui est en accord avec la simulation comme le montre la Figure 4-26. En théorie, chaque antenne de notre système présente un gain maximum de 7,8 dBi, en

chambre anéchoïde nous n'avons mesuré qu'un gain de 5,9 dBi. Ceci peut s'expliquer par un mauvais alignement de l'antenne mesurée, un mauvais calibrage lors de la mesure ou à des pertes dans le substrat supérieures à celles simulées. L'angle d'ouverture est quant à lui en accord avec la simulation puisque que nous avons mesuré un angle proche de 90 °.

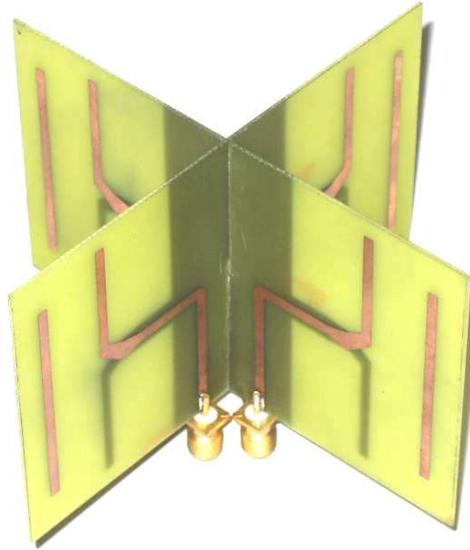


Figure 4-25. Photographie du système Yagi-Uda imprimé avec les deux plaques assemblées

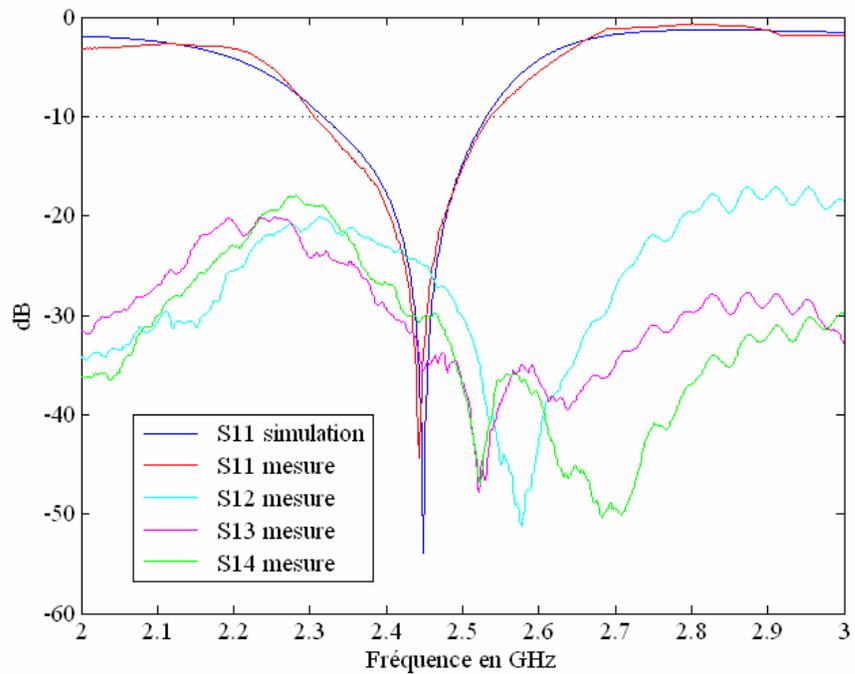
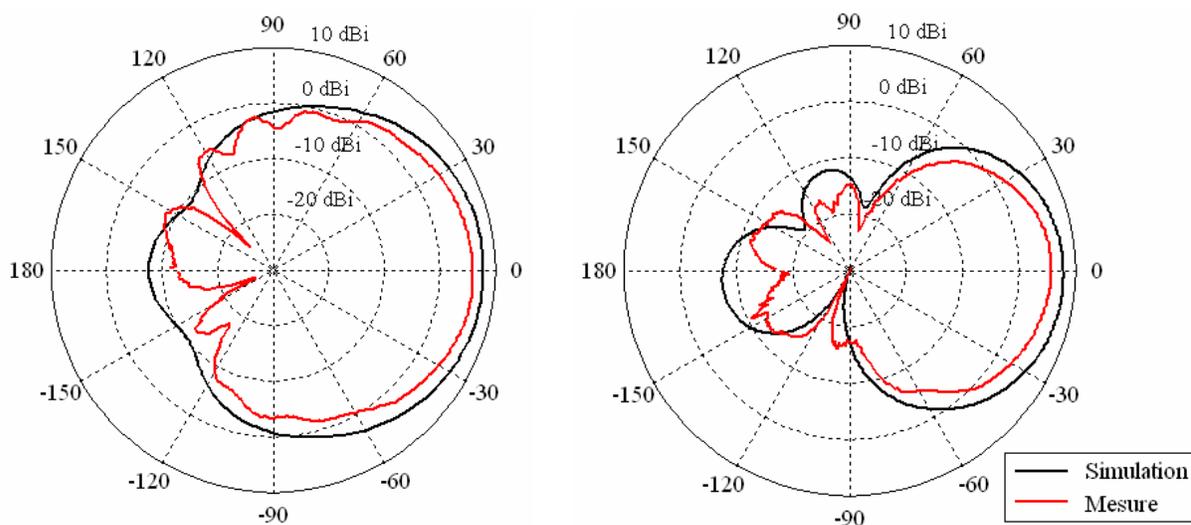


Figure 4-26. Coefficients de réflexion et de transmission d'une des antennes du système à quatre Yagi-Uda



a) Représentation polaire dans le plan azimutal

b) Représentation polaire en élévation

Figure 4-27. Comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus en simulation et par la mesure

4.5.3 Circuit de commutation

Si les systèmes à quatre antennes Yagi-Uda sont utilisés dans des nœuds de réseaux de capteurs, la technique de traitement d'antenne sera préférentiellement une technique de sélection de voies car ce sont les techniques qui consomment le moins d'énergie et qui permettent de répondre au problème de la réjection des interférences. Ces systèmes devront donc être associés à un commutateur RF à quatre voies. Afin d'évaluer les pertes induites par un commutateur et dans le souci de réaliser un système complet qui sera directement utilisable par des personnes travaillant sur des applications ZigBee à France Télécom, nous avons conçu un petit commutateur RF à partir du composant MASWSS0118 de Macom, Figure 4-28. Nous avons mesuré des pertes en transmission de l'ordre de 2 ou 3 dB sur la bande ISM à 2,4Ghz. Le circuit a été dimensionné grossièrement sur un substrat à pertes (FR4) et pourrait facilement être amélioré pour se rapprocher des caractéristiques intrinsèques du composant utilisé, soit des pertes en transmission d'environ 1dB.

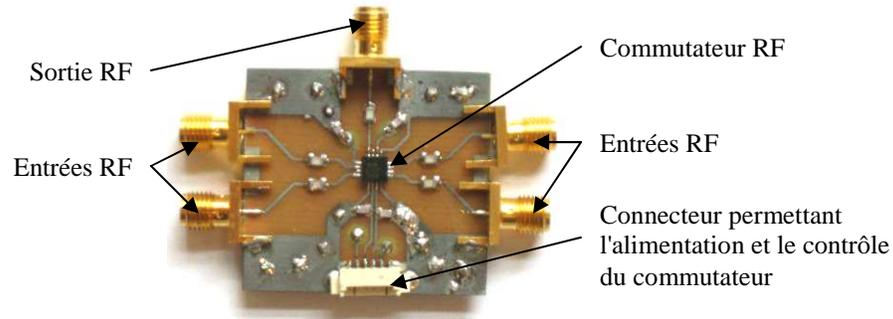


Figure 4-28. Photographie du commutateur RF 4 voies réalisé

4.6 CONCLUSION DU CHAPITRE 4

Dans ce chapitre nous avons présenté une grande partie des systèmes d'antennes sur lesquels nous avons travaillé au cours de cette thèse. Comme nous l'avons montré dans le chapitre précédent, il n'y a pas un type de diversité d'antennes qui est plus performante que les autres. Nous avons donc cherché à travailler sur les trois types de diversité en concevant des systèmes d'antennes présentant de la diversité spatiale, de la diversité de polarisation ou de la diversité de diagramme. Nous nous sommes cependant limités à une fréquence de travail qui est la bande ISM 2,5 GHz. Nous avons travaillé sur des structures classiques comme des monopoles mais nous avons également proposé des structures innovantes comme l'antenne PIFA agile en polarisation et en fréquence ou le système à quatre antennes Yagi-Uda.

Le fait de travailler sur des structures d'antennes différentes nous a permis d'acquérir de l'expérience dans la conception d'antennes UHF et dans l'utilisation de simulateurs électromagnétiques. Nous avons également réalisé et caractérisé la majorité des antennes que nous avons conçues ce qui nous a permis d'appréhender les différences qui peuvent exister entre la mesure et la simulation.

Ce chapitre permet également de mettre en avant le fait que la difficulté dans la mise en œuvre de la diversité d'antennes n'est pas la conception de systèmes mais bien le choix du système à mettre en œuvre pour une application donnée. Dans les chapitres suivants, nous chercherons donc à fournir des solutions d'évaluation théorique et expérimentale permettant de comparer l'amélioration du lien radio apportée par différents systèmes d'antennes.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 4

- [4.1] E. Dreina, M. Pons, V. Tan-Phu, and S. Tedjini, "Novel PIFA with polarization and frequency agility," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, 2007, pp. 4497-4500.
- [4.2] E. Dreina, M. Pons, T. P. Vuong, and S. Tedjini, "Compact diversity antenna with polarization agility," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2007. ICEAA 2007. International Conference on*, 2007, pp. 739-741.
- [4.3] 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," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 3063-3074, 2006.

CHAPITRE 5

EVALUATION THEORIQUE DE LA DIVERSITE

Dans le chapitre précédent nous avons introduit la diversité d'antennes ainsi que les différentes techniques de diversité qui constituent un moyen efficace de lutter contre les évanouissements de puissance observables dans des environnements présentant des multi-trajets. Nous avons également expliqué que l'amélioration du lien radio apporté par la diversité était généralement quantifiée à l'aide du gain de diversité dont nous avons seulement présenté le principe. Nous avons également mis en évidence qu'il existe une multitude de systèmes d'antennes à diversité et qu'il n'est pas évident de savoir lequel va être le plus adapté. Afin de répondre à cette question nous avons souhaité définir une méthodologie d'évaluation théorique de ces systèmes. L'idée est d'évaluer théoriquement des systèmes à diversité d'antennes pour choisir celui ou ceux à réaliser et effectuer, dans un second temps, une mesure expérimentale de leurs performances. Pour un industriel, il est important de se doter d'un tel outil de choix, l'objectif de ce chapitre est d'en proposer un.

Pour cela nous présenterons, en détail, les expressions permettant d'obtenir les éléments indispensables au calcul du gain de diversité comme le coefficient de corrélation, le gain effectif moyen (ou Mean Effective Gain) et la distribution du champ incident. Notre cible étant les terminaux mobiles, nous verrons également comment recalculer les caractéristiques de rayonnement d'une antenne en fonction de son orientation dans l'espace.

Nous montrerons que le gain de diversité, tel que défini dans la littérature et très largement employé, présente des limites qui ne permettent pas à un industriel de comparer correctement différents systèmes d'antennes. A partir de cette constatation nous proposerons un autre paramètre, le gain de diversité référencé. Enfin nous détaillerons notre méthodologie d'évaluation théorique de la diversité basée sur l'utilisation du gain de diversité référencé. Cette méthodologie prend en compte les caractéristiques d'utilisation des objets communicants mobiles comme leur orientation et leur environnement électromagnétique pour déterminer le système à

diversité d'antennes le plus adapté et offrant les meilleures performances compte tenu de l'application à laquelle est destinée l'objet communicant.

5.1 PARAMETRES NECESSAIRES A L'EVALUATION DE LA DIVERSITE

Avant de présenter les travaux et les contributions réalisées dans le cadre de l'évaluation théorique de la diversité d'antennes, il convient d'effectuer un rappel et une synthèse sur les principaux outils existants et couramment utilisés dans ce cadre. L'objectif de cette première partie est de définir correctement l'ensemble des paramètres et des outils mathématiques nécessaires au calcul du gain de diversité tel que défini de manière générale.

5.1.1 La corrélation

Comme nous l'avons mentionné précédemment, une des conditions nécessaire pour garantir la diversité est que les signaux reçus sur chacune des voies soient indépendants. Cela signifie que le coefficient de corrélation entre ces signaux doit être faible, idéalement nul. La majorité des travaux considère que le coefficient de corrélation doit être inférieur à 0.7 pour fournir suffisamment de diversité.

Il est donc indispensable de déterminer ce coefficient afin d'évaluer la diversité. Il existe plusieurs notations pour définir la corrélation, nous distinguerons notamment la corrélation complexe, la corrélation d'enveloppe et la corrélation de puissance [5.1].

5.1.1.1 La corrélation complexe

Comme nous allons le voir, la corrélation complexe est une expression qui, sous certaines conditions, permet d'obtenir une information sur la corrélation de signaux reçus sur deux voies uniquement à partir de la connaissance des propriétés des antennes et de l'environnement dans lequel elles se trouvent. Initialement définie par [5.2] dans le domaine temporel, la corrélation complexe $\rho_{1,2}$ se base sur l'amplitude et la phase des signaux :

$$\rho_{1,2} = \frac{\int_0^T (v_1(t) - \bar{v}_1)(v_2(t) - \bar{v}_2)^* dt}{\sqrt{\int_0^T |v_1(t) - \bar{v}_1|^2 dt \cdot \int_0^T |v_2(t) - \bar{v}_2|^2 dt}} \quad (5.1)$$

L'expression de la corrélation complexe est donnée par (5.1) où $v_1(t)$ et $v_2(t)$ représentent l'amplitude des signaux reçus en volt en fonction du temps t , ils ont pour moyennes \bar{v}_1 et \bar{v}_2 , respectivement. T correspond à la période durant laquelle la corrélation des signaux présentant du fading est étudiée.

Le coefficient peut être exprimé avec des échantillons discrets de signaux de la façon suivante :

$$\rho_{1,2} = \frac{\sum_{i=1}^N (v_{1i} - \bar{v}_1) \cdot (v_{2i} - \bar{v}_2)^*}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |v_{1i} - \bar{v}_1|^2 \cdot \sum_{i=1}^N |v_{2i} - \bar{v}_2|^2}} \quad (5.2)$$

Les signaux sont alors considérés comme des tableaux de dimension N avec $V_1(v_{11}, \dots, v_{1n})$ et $V_2(v_{21}, \dots, v_{2n})$.

Si l'hypothèse est faite que les moyennes des signaux v_1 et v_2 sont nulles, alors la corrélation complexe peut s'écrire sous la forme suivante [5.1]:

$$\rho_{1,2} = \frac{E[V_1 V_2^*]}{\sqrt{E[V_1 V_1^*] E[V_2 V_2^*]}} \quad (5.3)$$

Où $E[\]$ représente l'espérance mathématique.

D'après les travaux de [5.3], V_1 et V_2 peuvent s'exprimer à partir des diagrammes de rayonnement des antennes de chacune des deux voies et du champ incident sur les antennes. En effet, si l'on considère un champ incident, $P(\theta, \phi)$, défini comme suit :

$$P(\theta, \phi) = P_\theta(\theta, \phi) \cdot u_\theta + P_\phi(\theta, \phi) \cdot u_\phi \quad (5.4)$$

Où $P_\theta(\theta, \phi)$ et $P_\phi(\theta, \phi)$ désignent l'amplitude complexe (amplitude et phase) du champ électrique incident selon les directions u_θ et u_ϕ , respectivement. Par ailleurs le champ électrique rayonné par une antenne est donné par :

$$E_n(\theta, \phi) = E_{\theta n}(\theta, \phi) \cdot u_\theta + E_{\phi n}(\theta, \phi) \cdot u_\phi \quad (5.5)$$

Où $E_{\theta n}(\theta, \phi)$ et $E_{\phi n}(\theta, \phi)$ sont les expressions complexes du champ électrique rayonné par l'antenne n selon les composantes θ et ϕ . Les tensions reçues par les deux antennes peuvent alors s'écrire ainsi :

$$V_1(t) = C_1 \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_1(\theta, \phi) \cdot P(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (5.6)$$

$$V_2(t) = C_2 \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_2(\theta, \phi) \cdot P(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (5.7)$$

Où C_n ($n=1,2$) est une constante.

Comme le montrent [5.3], [5.4] et [5.5], l'écriture des tensions reçues sous cette forme permet d'exprimer le coefficient de corrélation complexe à partir du champ incident et des champs électriques rayonnés des deux antennes présentant de la diversité. L'utilisation des caractéristiques de rayonnement des antennes permet de prendre en compte le couplage mutuel qui peut exister entre des antennes proches.

Le coefficient de corrélation complexe ρ_c s'écrit alors de la façon suivante :

$$\rho_c = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi (XPR \cdot E_{\theta,1}(\theta, \phi) \cdot E_{\theta,2}^*(\theta, \phi) \cdot P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi,1}(\theta, \phi) \cdot E_{\phi,2}^*(\theta, \phi) \cdot P_\phi(\theta, \phi)) \sin \theta d\theta d\phi}{\sqrt{\sigma_1^2 \cdot \sigma_2^2}} \quad (5.8)$$

$$\text{Où } \sigma_n^2 = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi (XPR \cdot G_{\theta,n}(\theta, \phi) \cdot P_\theta(\theta, \phi) + G_{\phi,n}(\theta, \phi) \cdot P_\phi(\theta, \phi)) \sin \theta d\theta d\phi$$

$$\text{et } G_{\theta,n}(\theta, \phi) = E_{\theta,n}(\theta, \phi) \cdot E_{\theta,n}^*(\theta, \phi) \text{ and } G_{\phi,n}(\theta, \phi) = E_{\phi,n}(\theta, \phi) \cdot E_{\phi,n}^*(\theta, \phi)$$

Le XPR, "cross polarisation power ratio" en anglais, représente le rapport moyen entre la puissance incidente due à la composante polarisée verticalement et la puissance incidente due à la composante polarisée horizontalement. La forme linéaire du XPR ([5.5] [4.6]) s'exprime de la manière suivante :

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{P_\theta(\theta, \phi)}{P_\phi(\theta, \phi)} \sin \theta d\theta d\phi \quad (5.9)$$

Où P_V est la puissance moyenne de la composante polarisée verticalement, c'est-à-dire selon la composante θ , et P_H est la puissance moyenne de la composante polarisée

horizontalement, c'est-à-dire selon la composante ϕ . Le XPR est parfois confondu avec le XPD pour "Cross polarization discrimination" en anglais. Le XPD d'une antenne est défini dans [5.6] et [5.7] comme le rapport entre la puissance totale rayonnée selon la polarisation verticale, G_θ , (c'est-à-dire selon la composant θ) et la puissance totale rayonnée selon la polarisation horizontale, G_ϕ , (c'est-à-dire selon la composante ϕ). Le XPD peut être calculé en utilisant l'expression suivante ([5.8], [5.9]):

$$XPD = \frac{G_V}{G_H} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{G_\theta(\theta, \phi)}{G_\phi(\theta, \phi)} \sin \theta d\theta d\phi \quad (5.10)$$

Nous venons de mettre en avant la possibilité de calculer le coefficient de corrélation complexe à partir de la connaissance d'un champ incident caractérisant un environnement et des champs électriques rayonnés des antennes d'un système à diversité. La corrélation complexe n'est cependant pas la seule corrélation possible lors de l'étude de systèmes à diversité d'antennes.

5.1.1.2 La corrélation d'enveloppe

La corrélation d'enveloppe permet également de définir la corrélation entre des signaux mais la phase n'est pas prise en compte contrairement à la corrélation complexe. La corrélation d'enveloppe est donc définie comme suit :

$$\rho_e = \frac{\int_0^T \left(\sqrt{s_1^2(t)} - \overline{\sqrt{s_1^2}} \right) \left(\sqrt{s_2^2(t)} - \overline{\sqrt{s_2^2}} \right) dt}{\sqrt{\int_0^T \left(\sqrt{s_1^2(t)} - \overline{\sqrt{s_1^2}} \right)^2 dt \cdot \int_0^T \left(\sqrt{s_2^2(t)} - \overline{\sqrt{s_2^2}} \right)^2 dt}} \quad (5.11)$$

Où $s_1^2(t)$ et $s_2^2(t)$ représentent l'enveloppe au carré de $v_1(t)$ et $v_2(t)$ respectivement, c'est-à-dire $|v_1(t)|^2$ et $|v_2(t)|^2$.

Comme précédemment, en considérant les signaux discrétisés comme des vecteurs S_1 et S_2 correspondant respectivement aux signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ et que la moyenne de chacun de ces signaux est nulle, la corrélation d'enveloppe peut s'écrire sous la forme suivante [4.1]:

$$\rho_e = \frac{E[\sqrt{S_1}\sqrt{S_2}]}{\sqrt{E[\sqrt{S_1}\sqrt{S_1}]E[\sqrt{S_2}\sqrt{S_2}]}} \quad (5.12)$$

Où $E[\]$ représente l'espérance mathématique.

Si l'on considère un environnement caractérisé par un canal de Rayleigh alors, d'après [5.10], on peut faire l'approximation suivante:

$$\rho_e \approx |\rho_c|^2 \quad (5.13)$$

Cette relation entre la corrélation complexe et la corrélation d'enveloppe est très intéressante car elle permet de passer d'une expression à l'autre dans le cas où il n'y a pas de vue directe entre l'émetteur et le récepteur (situation NLOS).

La corrélation d'enveloppe telle que définie jusqu'à présent nécessite de connaître les signaux reçus pour déterminer le coefficient de corrélation. Mais si l'on considère un champ incident uniforme (de même puissance sur chaque polarisation) alors la corrélation d'enveloppe peut être définie à partir des coefficients de transmission et de réflexion des deux antennes constituant le système à diversité [5.11].

$$\rho_e \approx |\rho_c|^2 = \frac{|S_{11}^*S_{12} + S_{21}^*S_{22}|^2}{\left(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)\right) \cdot \left(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)\right)} \quad (5.14)$$

Cette expression est directement dérivée de l'expression de la corrélation complexe (5.8). Bien que les propriétés du champ incident (distributions sur chaque polarisation et XPR) ne soient pas prises en compte, elle reste intéressante. En effet le calcul du coefficient de corrélation selon (5.8) nécessite la connaissance intégrale des diagrammes de rayonnement des antennes, ce qui peut prendre un temps important de simulation ou de mesure en chambre anéchoïde. Cette expression permet également d'obtenir rapidement des informations sur l'évolution de la corrélation entre les antennes en fonction de la fréquence. Les coefficients de transmission et de réflexion étant le plus souvent étudiés sur une plage importante de fréquences, il est ainsi possible de connaître le coefficient de corrélation complexe en fonction de la fréquence. Ceci peut être très intéressant pour l'étude de systèmes d'antennes Ultra Large Bande (ULB).

5.1.1.3 La corrélation de puissance

Bien que la corrélation de puissance soit directement reliée et équivalente à la corrélation d'enveloppe, comme le montre [5.12] et [5.13], il convient de l'introduire car elle est utilisée dans certaines expérimentations basées sur l'emploi d'analyseurs de spectre.

La corrélation de puissance revient à faire la corrélation du carré de l'enveloppe, soit ρ_p , le coefficient de corrélation de puissance qui s'écrit :

$$\rho_p = \frac{\int_0^T (s_1^2(t) - \overline{s_1^2}) (s_2^2(t) - \overline{s_2^2}) dt}{\sqrt{\int_0^T (s_1^2(t) - \overline{s_1^2})^2 dt \cdot \int_0^T (s_2^2(t) - \overline{s_2^2})^2 dt}} \quad (5.15)$$

De même, en considérant les signaux discrétisés comme des vecteurs S_1 et S_2 correspondant respectivement aux signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ et que la moyenne de chacun de ces signaux est nulle, la corrélation de puissance peut s'écrire sous la forme suivante [5.12]:

$$\rho_p = \frac{E[S_1 S_2]}{\sqrt{E[S_1 S_1] E[S_2 S_2]}} \quad (5.16)$$

Dans cette partie nous venons d'introduire les trois types de corrélation généralement utilisés dans l'étude de la diversité d'antennes. Comme nous avons pu le voir ces relations sont liées entre elles sous certaines conditions et il est possible de calculer ces paramètres à partir de différentes données pouvant être issues de simulations ou d'expérimentations.

5.1.2 Le Mean Effective Gain ou gain effectif moyen

L'autre condition indispensable pour garantir la diversité est l'équilibre de puissance entre les différentes voies. En effet on peut aisément comprendre de façon intuitive que, dans un système à diversité d'antennes, l'optimum est atteint lorsque les deux voies reçoivent une puissance moyenne équivalente. Si cela n'est pas le cas, quel que soit le type de traitement multi-antennes, la voie recevant beaucoup moins de puissance en moyenne aura une contribution plus faible dans l'amélioration du lien radio.

Dans ce cadre, nous définissons le Mean Effective Gain (MEG), que l'on peut traduire en français par gain effectif moyen. Cette valeur traduit la capacité d'une antenne à recevoir de la puissance dans un environnement électromagnétique donné. L'environnement est défini par la distribution du champ incident selon les deux composantes θ et ϕ .

Mathématiquement, le MEG se définit comme la puissance reçue par une antenne dans un environnement déterminé par un champ incident, par comparaison à la puissance qui serait reçue par une antenne isotrope dans le même environnement. Ainsi une antenne possède un fort MEG lorsqu'elle possède un gain élevé dans les directions d'arrivée du champ incident.

L'équation suivante, [5.14], permet d'évaluer le MEG :

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left\{ \frac{XPR}{1+XPR} G_{\theta}(\theta, \phi) P_{\theta}(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} G_{\phi}(\theta, \phi) P_{\phi}(\theta, \phi) \right\} \sin \theta d\theta d\phi \quad (5.17)$$

$$\text{Avec } \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (G_{\theta}(\theta, \phi) + G_{\phi}(\theta, \phi)) \sin \theta d\theta d\phi = 4\pi$$

$$\text{Et } \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\theta}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\phi}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = 1$$

L'efficacité totale de l'antenne n'est pas prise en compte dans cette définition. Afin d'obtenir une information proportionnelle à la puissance effectivement reçue sur la voie RF, nous introduisons le MEG effectif, MEG_{eff} :

$$MEG_{\text{eff}} = \eta.MEG \quad (5.18)$$

La prise en compte de l'efficacité totale, η , nous permet de considérer que le MEG_{eff} d'une antenne est directement proportionnel au rapport signal à bruit de la voie RF de cette antenne.

Le MEG nous permet d'introduire un paramètre k qui représente le rapport de puissance arithmétique entre les deux voies d'un système à diversité d'antennes. Ce paramètre permet d'évaluer la différence de puissance reçue entre deux voies à partir des MEG des deux antennes ; c'est l'autre paramètre important après la corrélation.

$$k = \min \left(\frac{MEG_2}{MEG_1}; \frac{MEG_1}{MEG_2} \right) \quad (5.19)$$

L'étude du MEG n'a pas seulement un intérêt dans l'étude de la diversité d'antennes, il peut se révéler intéressant dans l'étude d'antennes seules. En effet, l'environnement proche d'une antenne (comme une autre antenne, le boîtier, ou la présence de l'utilisateur) peut modifier son rayonnement. L'étude du MEG peut alors permettre de quantifier l'impact de cet environnement sur la puissance reçue [5.4].

5.1.3 Modélisation de l'environnement de propagation

Comme nous avons pu le voir précédemment, l'expression de la corrélation complexe (5.8) et du MEG (5.17) est dépendante de la distribution des angles d'arrivée du champ incident exprimée par les fonctions de densité de probabilité $P_\theta(\theta, \phi)$ et $P_\phi(\theta, \phi)$. Le chapitre 3 a mis en évidence que, dans les environnements qui nous intéressent (indoor/urban NLOS), la distribution des angles d'arrivée des champs incidents n'est pas uniforme.

A partir des propriétés des environnements et de campagnes de mesures, plusieurs modèles théoriques de ces distributions ont été établis. Le modèle le plus connu est le modèle Gaussien défini par [5.14] dans les années 1990, mais d'autres modèles tel que le modèle double-exponentiel peuvent également être utilisés.

5.1.3.1 Le modèle Gaussien

Le champ incident se définit au moyen de deux fonctions de densité de probabilité : $P_\theta(\theta, \phi)$ représentant la composante du champ selon θ , c'est-à-dire la polarisation verticale et $P_\phi(\theta, \phi)$ représentant la composante du champ selon ϕ , c'est-à-dire la polarisation horizontale.

Comme expliqué dans le chapitre précédent, dans les environnements indoor et urbain sans vue directe entre l'émetteur et le récepteur, la distribution dans le plan azimutal peut être considérée comme uniforme. Le modèle gaussien est donc caractérisé par une distribution uniforme en azimut et gaussienne en élévation. Les deux fonctions $P_\theta(\theta, \phi)$ et $P_\phi(\theta, \phi)$ peuvent s'exprimer ainsi :

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{(\theta - (\pi/2 - m_v))^2}{2\sigma_v^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (5.20)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[-\frac{(\theta - (\pi/2 - m_H))^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (5.21)$$

m_v et σ_v sont respectivement l'angle d'élévation moyen et l'écart type de la composante du champ incident polarisée verticalement, m_H et σ_H sont les mêmes paramètres définissant le champ polarisé horizontalement. Les moyennes m_v et m_H sont définies à partir du plan horizontal. A_{θ} et A_{ϕ} sont des constantes qui permettent de satisfaire l'équation suivante :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\theta}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\phi}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = 1 \quad (5.22)$$

Les différents paramètres de (5.20) et (5.21) sont définis de manière à se rapprocher de mesures effectuées dans différents environnements de propagation réels. Ce modèle de distribution n'est pas le seul, nous nous sommes également intéressés au modèle double-exponentiel au cours nos travaux.

5.1.3.2 Le modèle double-exponentiel

Des travaux menés en 2002 par le centre de recherche de Nokia [5.8] ont permis d'établir un nouveau modèle de distribution du champ incident. Suite à des campagnes de mesures effectuées dans des environnements urbain et indoor, il a été établi qu'un modèle double exponentiel permettait de mieux approcher la réalité qu'un modèle gaussien.

Le modèle double exponentiel considère comme le modèle gaussien une distribution uniforme du champ incident en azimuth. La distribution en élévation est définie par les expressions suivantes :

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = \begin{cases} A_{\theta} \exp \left[\frac{\sqrt{2}(\theta - (\pi/2 - m_v))}{\sigma_v^-} \right] & (0 \leq \theta \leq m_v) \\ A_{\theta} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}(\theta - (\pi/2 - m_v))}{\sigma_v^+} \right] & (m_v \leq \theta \leq \pi) \end{cases} \quad (5.23)$$

$$P_\phi(\theta, \phi) = \begin{cases} A_\phi \exp \left[\frac{\sqrt{2}(\theta - (\pi/2 - m_H))}{\sigma_H^-} \right] & (0 \leq \theta \leq m_H) \\ A_\phi \exp \left[-\frac{\sqrt{2}(\theta - (\pi/2 - m_V))}{\sigma_H^+} \right] & (m_H \leq \theta \leq \pi) \end{cases} \quad (5.24)$$

où m_V et m_H sont les angles d'élévation pour lesquels le champ incident est maximum selon la polarisation verticale et horizontale respectivement. Les paramètres σ_V^+ , σ_V^- , σ_H^+ et σ_H^- permettent de contrôler l'étalement de chaque fonction exponentielle. A_θ et A_ϕ sont des constantes qui permettent de satisfaire l'équation (5.22).

Le Tableau 5.1 ci-dessous, extrait de [5.8], présente les paramètres du modèle gaussien et du modèle double-exponentiel correspondant à différents environnements de mesure. L'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les modèles théoriques et les mesures est également présentée. Il en ressort que le modèle double-exponentiel offre une erreur quadratique moyenne plus faible, ce modèle théorique semble donc le plus adapté pour les environnements mesurés.

Environnements		Modèle gaussien			modèle double-exponentiel			
Type	XPR [dB]	m_V/m_H [°]	σ_V/σ_H [°]	EQM [$\times 10^{-3}$]	m_V/m_H [°]	σ_V^-/σ_H^- [°]	σ_V^+/σ_H^+ [°]	EQM [$\times 10^{-3}$]
Intérieur	7	2,8/2	5,9/7,1	1,9/0,9	2/2,2	6,9/10,5	9,4/10	0,9/1,4
Urbain 1 Hauteur émetteur : 3m	11,4	1,4/2	3,3/4,2	1,3/2,3	1,6/1,4	4,6/4,9	4,4/7	0,7/0,2
Urbain 2 Hauteur émetteur : 8m	11,4	2/2,2	4,6/4,9	0,7/0,9	1,8/2	5,9/6,3	6,7/7,1	1/0,6
Urbain 3 Hauteur émetteur : 13m	11,1	3,4/3,6	4,6/5,4	1,4/2,2	2/1,8	4,3/4,8	8,2/10	0,4/0,2

Tableau 5.1. Paramètres des modèles Gaussien et double exponentiel pour différents environnements mesurés par [5.8]

5.1.3.3 D'autres modèles

Les deux modèles théoriques qui viennent d'être présentés ne sont pas les seuls modèles de la littérature. Nous pourrions par exemple citer le modèle Laplacien [5.15] qui, comme le modèle double-exponentiel, se veut plus proche des mesures que le modèle Gaussien. D'autres

travaux plus anciens proposaient en élévation des distributions rectangulaire [5.16] ou uniforme sur un secteur angulaire [5.17].

Il n'y a cependant pas que des modèles ayant une distribution uniforme en azimut. En effet, il existe des cas de figures où le champ incident présente une direction dominante. Ce type d'environnement est généralement caractéristique d'une communication de l'extérieur vers l'intérieur (outdoor to indoor). Ce type de configuration, a été approché par un modèle elliptique par [5.18].

Ces modèles n'étant pas utilisés dans la suite de nos travaux, nous n'avons pas jugé utile de les présenter plus en détail. En effet, nous avons fait le choix d'uniquement utiliser des modèles avec une distribution uniforme en azimut car l'orientation des objets communicants considérés par rapport à l'émetteur n'est pas connue. Nous nous limiterons à l'utilisation des modèles Gaussien et double exponentiel car ce sont ceux qui permettent de se rapprocher le plus d'une distribution réelle. De plus, des travaux précisant les paramètres pour les environnements qui nous intéressent sont disponibles

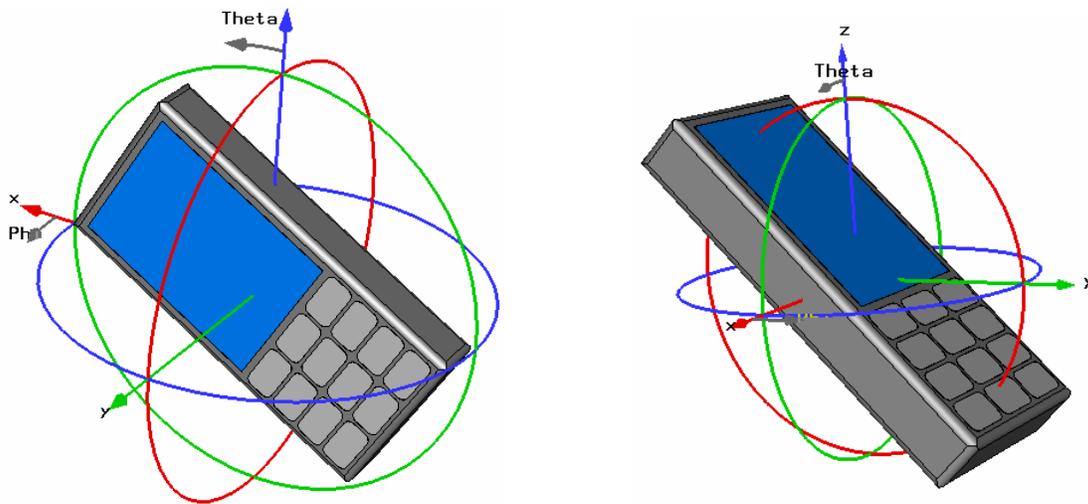
5.2 DEFINITION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE EN FONCTION DE SON ORIENTATION

Cette partie présente la procédure permettant de recalculer les composantes du diagramme de rayonnement d'une antenne en fonction de l'orientation de celle-ci dans l'espace. Comme nous allons le montrer, obtenir les composantes du champ électrique rayonné après une rotation dans l'espace de l'antenne est plus complexe qu'il n'y parait.

5.2.1 Introduction

Avant toute chose, il convient de justifier la nécessité de considérer les diagrammes de rayonnements des antennes selon différentes orientations. Comme nous l'avons vu précédemment, le calcul de la corrélation complexe et du MEG dans le but d'évaluer la diversité d'un système multi-antennes nécessite la connaissance des composantes du champ électrique

rayonné par les antennes selon θ et ϕ . Or nous nous intéressons essentiellement à la diversité dans des terminaux mobiles dont l'une des caractéristiques est de pouvoir prendre plusieurs orientations ou une orientation aléatoire lors de leur utilisation. Par exemple, si nous considérons un téléphone mobile de dernière génération, ce dernier et donc son système d'antennes peuvent être orientés de 60° par rapport à la verticale lors d'une communication vocale classique, mais le téléphone peut également être placé sous une orientation différente lorsque l'utilisateur le tient face à lui pour consulter des données, regarder des contenus multimédias (Figure 5-1).



a) Orientation d'un téléphone mobile lors d'une communication vocale

b) Orientation d'un téléphone mobile lors de la consultation de données

Figure 5-1. Exemple d'orientations possibles pour un téléphone mobile

Cet exemple concret illustre bien la nécessité de se doter d'un outil permettant de recalculer les composantes du champ selon les polarisations verticales et horizontales en fonction de l'orientation de l'antenne. En effet il n'est pas concevable de réaliser des simulations ou des mesures d'antennes couvrant l'ensemble des orientations pouvant être prise par un objet communicant lors de son utilisation.

5.2.2 Repère et systèmes de coordonnées considérés

Avant toutes choses, nous nous devons de définir clairement les repères et les systèmes de coordonnées que nous allons considérer. La Figure 5-2 représente le repère cartésien associé au repère sphérique.

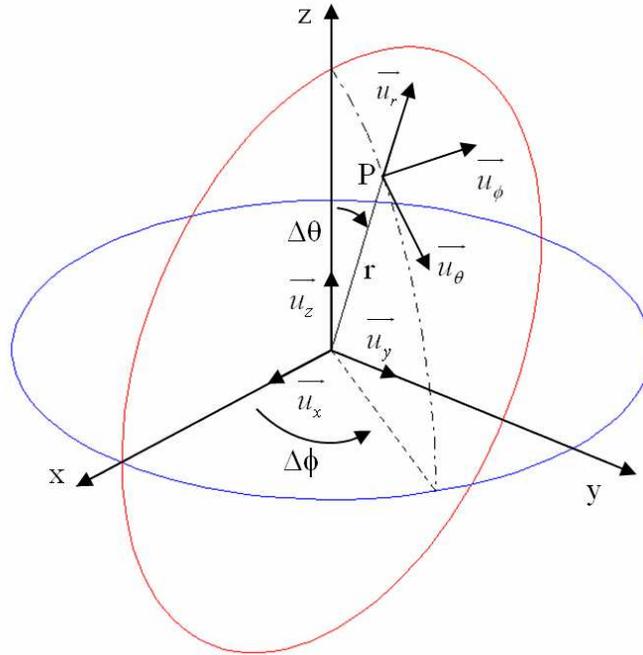


Figure 5-2. Représentation des repères cartésien et sphérique considérés

Nous considérons un point P ayant pour coordonnées (x, y, z) dans le repère cartésien défini par les vecteurs unitaires $(\vec{u}_x, \vec{u}_y, \vec{u}_z)$, ce même point a pour coordonnées (r, θ, Φ) dans le repère sphérique défini par les vecteurs unitaires $(\vec{u}_r, \vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$. Nous obtenons alors les relations suivantes :

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z} \right) \quad \text{et} \quad \begin{aligned} x &= r \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi \\ y &= r \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi \\ z &= r \cdot \cos \theta \end{aligned}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right)$$

De plus, les vecteurs unitaires sont définis comme suit dans le repère cartésien :

$$x = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, z = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{d'où} \quad \vec{u}_r = \begin{bmatrix} \sin \theta \cdot \cos \phi \\ \sin \theta \cdot \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

Par définition, \vec{u}_ϕ est le vecteur contenu dans le plan formé par les vecteurs \vec{u}_x et \vec{u}_y

(donc perpendiculaire à \vec{u}_z) et également perpendiculaire à \vec{u}_r . De même, \vec{u}_θ est le vecteur contenu dans le plan formé par les vecteurs \vec{u}_r et \vec{u}_z (donc perpendiculaire à \vec{u}_ϕ) et également perpendiculaire à \vec{u}_r . Nous avons donc :

$$\vec{u}_\phi = \frac{\vec{u}_z \times \vec{u}_r}{|\vec{u}_z \times \vec{u}_r|} = \begin{bmatrix} -\sin \phi \\ \cos \phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.25) \quad \text{et} \quad \vec{u}_\theta = \frac{\vec{u}_\phi \times \vec{u}_r}{|\vec{u}_\phi \times \vec{u}_r|} = \begin{bmatrix} \cos \theta \cdot \cos \phi \\ \cos \theta \cdot \sin \phi \\ -\sin \theta \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

On en déduit donc les relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} \vec{u}_r \\ \vec{u}_\theta \\ \vec{u}_\phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cdot \cos \phi & \sin \theta \cdot \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cdot \cos \phi & \cos \theta \cdot \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u}_x \\ \vec{u}_y \\ \vec{u}_z \end{pmatrix} \quad (5.27) \quad \text{et,}$$

$$\begin{pmatrix} \vec{u}_x \\ \vec{u}_y \\ \vec{u}_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cdot \cos \phi & \cos \theta \cdot \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \theta \cdot \sin \phi & \cos \theta \cdot \sin \phi & \cos \phi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u}_r \\ \vec{u}_\theta \\ \vec{u}_\phi \end{pmatrix} \quad (5.28)$$

5.2.3 Rotation du diagramme de rayonnement

Afin d'être en mesure d'effectuer une rotation du diagramme de rayonnement et de ses composantes, il est nécessaire de définir une procédure de rotation. Celle-ci se décompose en trois rotations élémentaires dans le repère cartésien afin d'être en mesure de considérer l'antenne orientée dans n'importe quelle direction.

Ainsi si un point P de coordonnées (x_p, y_p, z_p) devient le point M de coordonnées (x_m, y_m, z_m) après rotation. Alors ce nouveau point est obtenu par la transformation suivante :

$$M = R_z \cdot R_y \cdot R_x \cdot P = R \cdot P \quad (5.29)$$

$$\text{Avec } R_z = \begin{pmatrix} \cos \Delta\phi & -\sin \Delta\phi & 0 \\ \sin \Delta\phi & \cos \Delta\phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad R_y = \begin{pmatrix} \cos \Delta\theta & 0 & \sin \Delta\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \Delta\theta & 0 & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad R_x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\tau & -\sin \Delta\tau \\ 0 & \sin \Delta\tau & \cos \Delta\tau \end{pmatrix}$$

R_z, R_y, R_x sont les matrices de transformation correspondantes aux rotations élémentaires décrites sur la Figure 5-3.

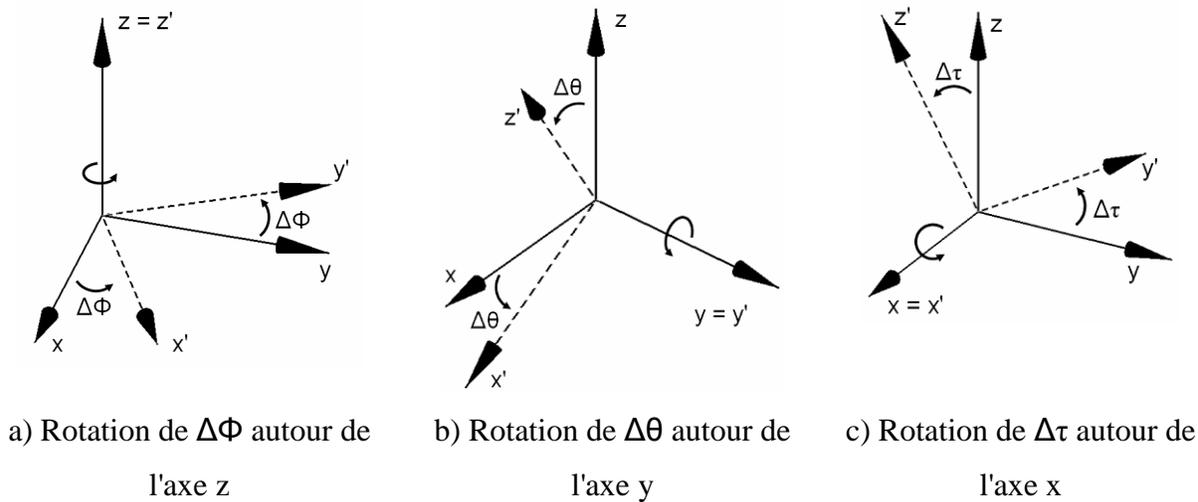


Figure 5-3. Représentation des rotations élémentaires

Bien que la rotation du champ électrique total se traduise par une simple rotation définie par la matrice R , ce n'est pas le cas pour les composantes du champ électrique $E_\theta(\theta, \phi)$ et $E_\phi(\theta, \phi)$ qui sont rattachées aux vecteurs \vec{u}_θ et \vec{u}_ϕ , respectivement.

5.2.4 Repolarisation des champs électriques

On considère un champ en un point P défini par deux composantes complexes $E_\theta(\theta, \phi)$ et $E_\phi(\theta, \phi)$ se rapportant respectivement aux vecteurs \vec{u}_θ et \vec{u}_ϕ . Si le point P subit une rotation et que l'on nomme P' le point P après transformation, alors les vecteurs \vec{u}_θ et \vec{u}_ϕ subissent également la même rotation pour devenir les vecteurs \vec{u}'_θ et \vec{u}'_ϕ . Pour se replacer dans le repère initial et de redéfinir les composantes du champ électrique selon $E_\theta(\theta, \phi)$ et $E_\phi(\theta, \phi)$ associés à \vec{u}_θ et \vec{u}_ϕ , il est nécessaire d'effectuer une projection des vecteurs unitaires obtenus après rotation \vec{u}'_θ et \vec{u}'_ϕ sur les vecteurs unitaires initiaux au point P' comme l'illustre la Figure 5-4.

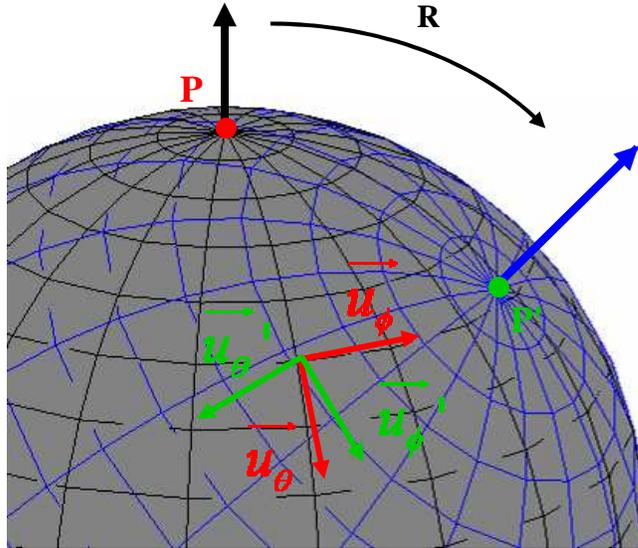


Figure 5-4. Représentation des repères avant et après rotation

C'est ce calcul des nouvelles composantes du champ électrique obtenues après rotation que nous appelons repolarisation. D'une manière plus générale, nous obtenons la relation suivante :

$$\begin{aligned}
 E_{\theta}(\theta_R, \phi_R) &= \left[R * \overrightarrow{u_{\theta(\theta, \phi)}} \cdot \overrightarrow{u_{\theta(\theta_R, \phi_R)}} \right] \cdot E_{\theta}(\theta, \phi) + \left[R * \overrightarrow{u_{\phi(\theta, \phi)}} \cdot \overrightarrow{u_{\theta(\theta_R, \phi_R)}} \right] \cdot E_{\phi}(\theta, \phi) \\
 E_{\phi}(\theta_R, \phi_R) &= \left[R * \overrightarrow{u_{\theta(\theta, \phi)}} \cdot \overrightarrow{u_{\phi(\theta_R, \phi_R)}} \right] \cdot E_{\theta}(\theta, \phi) + \left[R * \overrightarrow{u_{\phi(\theta, \phi)}} \cdot \overrightarrow{u_{\phi(\theta_R, \phi_R)}} \right] \cdot E_{\phi}(\theta, \phi)
 \end{aligned} \quad (5.30)$$

Avec :

$E_{\theta}(\theta_R, \phi_R)$ et $E_{\phi}(\theta_R, \phi_R)$: les composantes complexes du champ électrique dans la direction (θ_R, ϕ_R) après rotation de l'antenne.

$E_{\theta}(\theta, \phi)$ et $E_{\phi}(\theta, \phi)$: composantes complexes du champ électrique dans la direction (θ, ϕ) (avant rotation de l'antenne)

R : matrice de rotation définie précédemment

$\overrightarrow{u_{\theta(\theta, \phi)}}$ et $\overrightarrow{u_{\phi(\theta, \phi)}}$: vecteurs unitaires dans la direction (θ, ϕ)

$\overrightarrow{u_{\theta(\theta_R, \phi_R)}}$ et $\overrightarrow{u_{\phi(\theta_R, \phi_R)}}$: vecteurs unitaires dans la direction (θ_R, ϕ_R)

5.2.5 Ré-échantillonnage et interpolation

Suite à l'étape de rotation et de repolarisation, il est nécessaire d'effectuer un ré-échantillonnage dans le repère initial. En effet les informations initiales (diagramme de rayonnement, champ électrique) sont définies dans un repère sphérique (Figure 5-4) mais lorsque nous appliquons une rotation, le repère sphérique obtenu après rotation ne correspond plus au repère sphérique initial, il est donc nécessaire d'effectuer un ré-échantillonnage afin de se replacer dans le repère sphérique initial.

Le plus souvent les informations utilisées étant discrétisées, il faut alors réaliser une interpolation sur certaines valeurs car la grille définie par le premier repère sphérique ne correspond pas à celle obtenue après rotation comme l'illustre la Figure 5-4. Sur cette figure, nous voyons la nécessité d'effectuer une interpolation dans le repère initial (en noir) des informations obtenues après rotation associée au repère (en bleu).

La Figure 5-5 illustre cette nécessité d'interpolation pour pouvoir se replacer dans le repère sphérique initial en prenant comme exemple le champ électrique total d'un dipôle polarisé verticalement auquel nous avons fait subir une rotation de 45° selon θ .

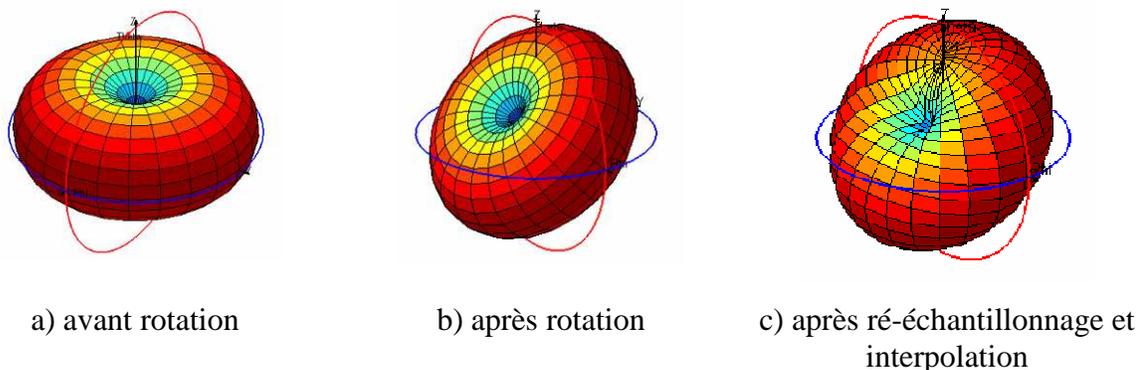


Figure 5-5. Exemple de rotation du champ électrique total d'un dipôle, de ré-échantillonnage et d'interpolation de celui-ci dans le repère initial

Il faut cependant noter que dans le cas d'une rotation uniquement selon l'axe z d'un pas entier, il n'est pas nécessaire d'effectuer ces étapes de ré-échantillonnage et d'interpolation.

5.2.6 Exemple : rotation d'un dipôle

Afin d'illustrer l'ensemble des considérations présentées dans cette partie, nous prenons l'exemple de la rotation d'un dipôle initialement orienté selon l'axe z. La Figure 5-6 présente le champ électrique total, les champs électriques selon les composantes θ et ϕ , avant et après rotation de 45° selon l'axe x. Avant la rotation de l'antenne, la composante du champ électrique selon ϕ est nulle car le dipôle à une polarisation purement verticale. Après rotation, repolarisation, interpolation et ré-échantillonnage nous obtenons une composante non nulle sur les deux composantes du champ électrique.

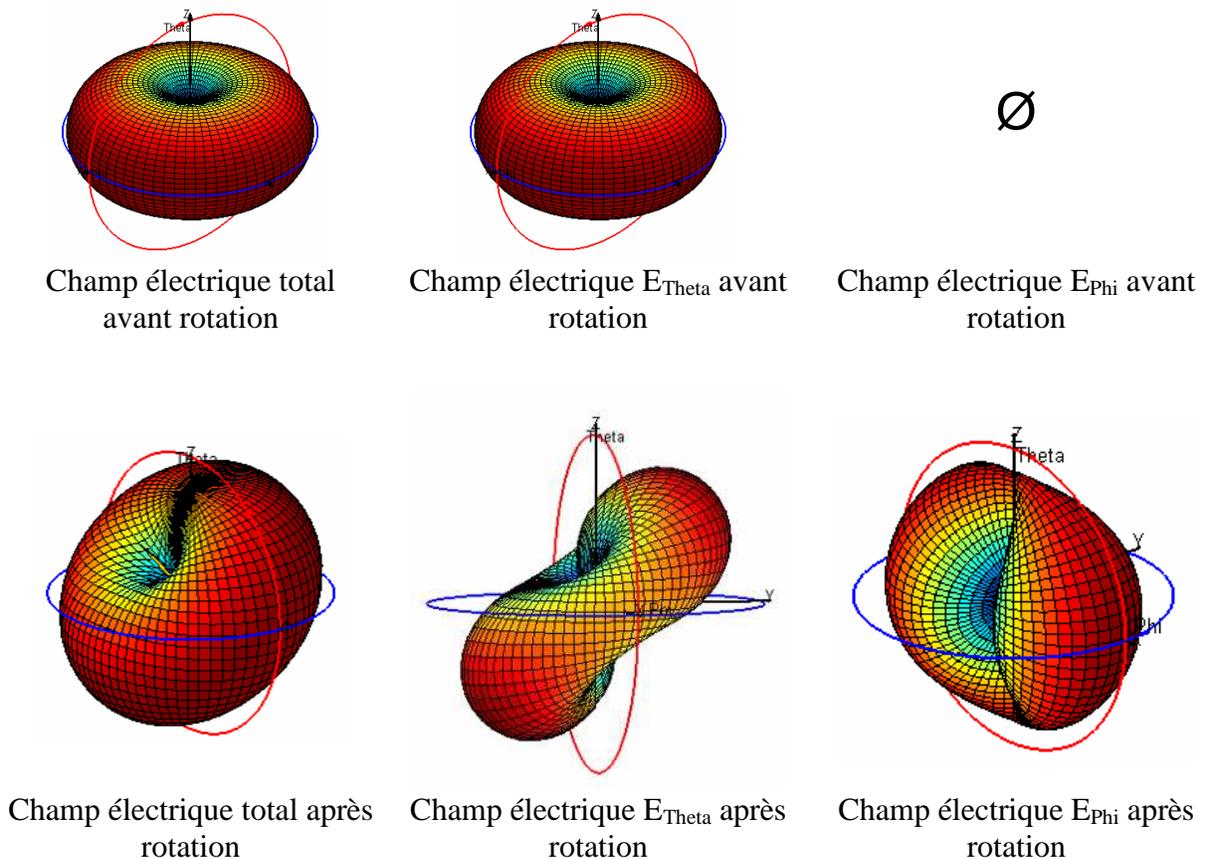


Figure 5-6. Champs électriques d'un dipôle avant et après rotation de 45° selon l'axe x

5.3 GAIN DE DIVERSITE - PRINCIPE DE BASE

5.3.1 Le gain de diversité

Comme nous l'avons abordé dans le chapitre précédent, l'efficacité d'un système à diversité d'antennes est généralement établie à partir du gain de diversité (DG). Le gain de diversité peut se définir comme l'amélioration du lien radio en termes de rapport signal sur bruit (SNR). Il s'agit donc de la différence entre le rapport signal à bruit après recombinaison et le rapport signal à bruit de la meilleure des deux branches. Ceci peut se traduire par l'expression suivante :

$$DG = \frac{S_c}{N_c} - \frac{S_1}{N_1} \quad (dB) \quad (5.31)$$

Où S_c et N_c correspondent respectivement au signal et au bruit après recombinaison et S_1 et N_1 représentent respectivement le signal et le bruit de la meilleure des voies du système à diversité d'antennes. Le gain de diversité peut également être défini ainsi ([5.19]) :

$$DG = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} (dB) - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1} (dB) \right]_{P(\gamma_c < R)} \quad (5.32)$$

Le gain de diversité est dans ce cas exprimé comme la différence entre les rapports γ_c/Γ_c et γ_1/Γ_1 . γ_c et Γ_c désignent, respectivement, le SNR instantané et le SNR moyen après recombinaison. De même, γ_1 et Γ_1 correspondent respectivement aux SNR instantané et moyen de la meilleure des branches du système. R est un seuil tel que $P(\gamma_c < R)$ corresponde à la probabilité que le SNR γ_c passe en dessous du seuil R . Le gain de diversité est alors considéré à un certain niveau de probabilité, généralement 0.1% ou 0.01% et est exprimé en dB.

Concrètement, le gain de diversité est alors représenté par la différence des abscisses de deux points homologues (même niveau de probabilité) l'un sur la courbe de densité de probabilité cumulée du signal après recombinaison, l'autre sur la courbe de densité de référence. Cette représentation permet de lire graphiquement le gain pour un niveau de probabilité choisi. Sur la Figure 5-1, la première de ces courbes est la courbe de référence obtenue en considérant la

meilleure des voies du système alors que l'autre courbe traduit la probabilité après recombinaison.

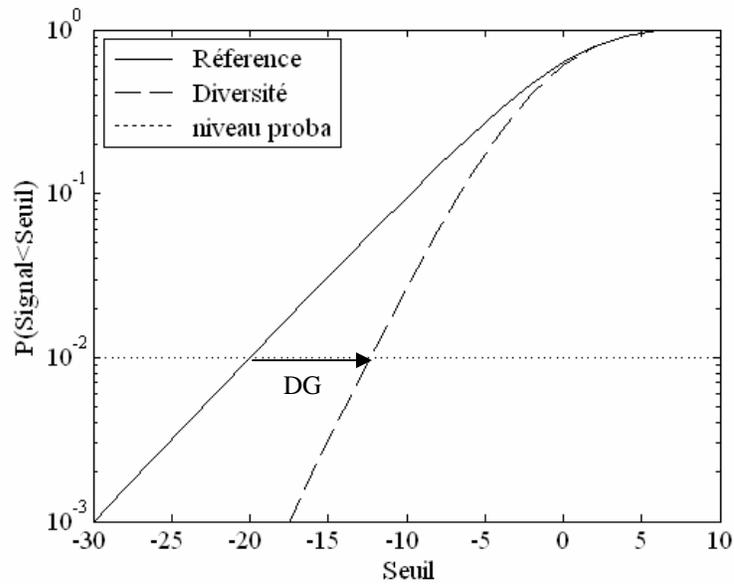


Figure 5-7. Calcul du gain de diversité

Dans un environnement de Rayleigh, si l'on considère des signaux totalement décorrélés sur M branches et que ces signaux ont des SNR égaux ($\Gamma_1 = \Gamma_2 = \dots = \Gamma_M = \Gamma$), d'après [5.20], nous obtenons la relation suivante :

$$P(\gamma_c < R) = \left(1 - e^{-\frac{R}{\Gamma}}\right)^M \quad (5.33)$$

En traçant la courbe de probabilité exprimée par (5.33) pour $M = 1, 2, 3, 4$, nous pouvons observer le gain de diversité maximum que l'on peut obtenir en fonction du nombre de branches de ce système (Figure 5-8).

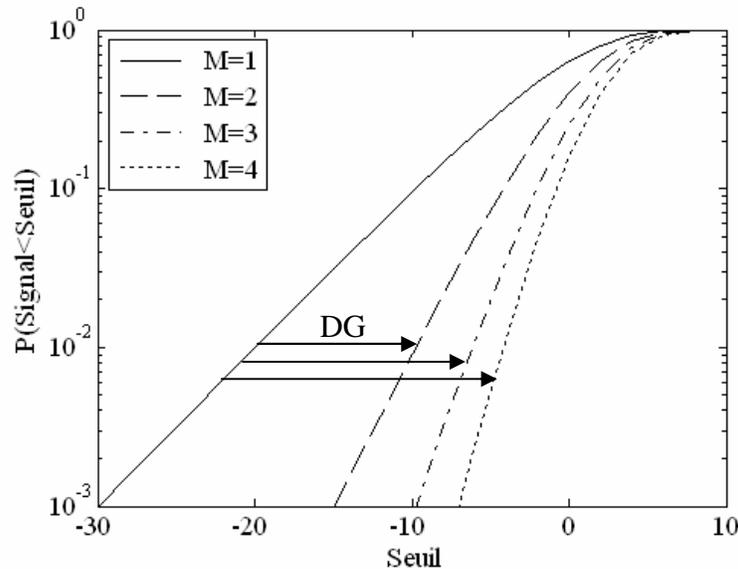


Figure 5-8. Gain de diversité en fonction du nombre de branche

L'observation des courbes Figure 5-8 montre que plus il y a des branches, plus il est possible d'obtenir un gain de diversité élevé. Cependant il est important de noter que la différence de gain entre un système à n et $n+1$ branches décroît avec l'augmentation du nombre de branches. Le plus grand gain est donc observé lorsque l'on passe d'un système à une voie à un système à deux voies. De plus, compte tenu de la taille des antennes, du coût et de la consommation énergétique des chaînes de réception et des ressources nécessaires pour la recombinaison, nous pensons que deux branches est un bon compromis. C'est pourquoi l'ensemble de nos travaux porte sur des systèmes à deux voies.

L'expression (5.33) n'est valable que si les signaux considérés sont totalement décorrélés et ont la même puissance moyenne, elle ne peut donc pas être utilisée en pratique car les signaux réels ne répondent pas à ces contraintes. Cependant l'expression (5.34) obtenue à partir de (5.33) pour $M=1$ peut être utilisée comme référence représentant la meilleure des branches du système à diversité d'antennes [5.21].

$$P(\gamma_c < R) = 1 - e^{-R/\Gamma_1} \quad (5.34)$$

Nous avons vu qu'il y a plusieurs techniques de recombinaison des signaux, il existe donc différentes expressions de la probabilité de densité cumulée pour les signaux recombinaison. Dans nos travaux nous avons uniquement considéré des expressions se rapportant à la sélection des voies et au Maximum Ratio Combining (MRC) formulé par Schwartz [5.20]. Ces deux

techniques de recombinaison sont les plus utilisées lors de l'évaluation du gain de diversité.

Pour la sélection de voies, l'expression de la probabilité est :

$$P(\gamma_c < R) = 1 - e^{-R/\Gamma_1} \cdot Q(a, |\rho_c| b) - e^{-R/\Gamma_2} \cdot (1 - Q(|\rho_c| a, b)) \quad (5.35)$$

Avec $a = \sqrt{\frac{2R}{\Gamma_2(1-|\rho_c|^2)}}$ et $b = \sqrt{\frac{2R}{\Gamma_1(1-|\rho_c|^2)}}$ et où $Q(a, b)$ est la fonction de Marcum.

R est le seuil, Γ_1 et Γ_2 les SNR moyens des antennes 1 et 2 respectivement et ρ_c , la corrélation complexe entre les deux voies. La Figure 5-9 montre, pour un niveau de probabilité de 0.1%, comment le gain de diversité évolue en fonction de la corrélation entre les branches et de la différence de puissance reçue entre les deux voies.

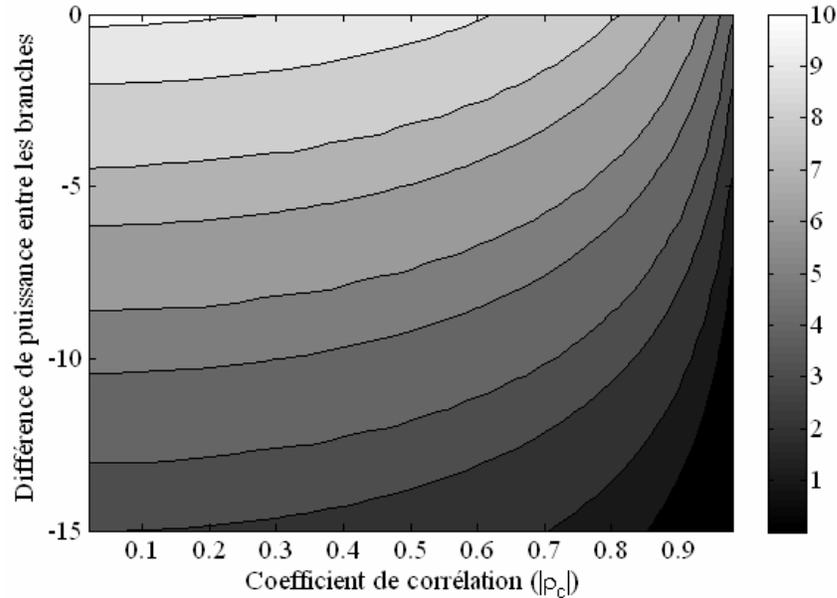


Figure 5-9. Gain de diversité en dB pour la Sélection

En ce qui concerne la technique de recombinaison "Maximum Ratio Combining", l'expression de la probabilité est donnée par :

$$P(\gamma_c < R) = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left(\lambda_1 (1 - e^{-R/\Gamma_1}) - \lambda_2 (1 - e^{-R/\Gamma_2}) \right) \quad (5.36)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \lambda_1 = \frac{1}{2} \left(\Gamma_1 + \Gamma_2 - \sqrt{(\Gamma_1 + \Gamma_2)^2 - 4\Gamma_1\Gamma_2(1 - |\rho_c|^2)} \right) \\ \lambda_2 = \frac{1}{2} \left(\Gamma_1 + \Gamma_2 + \sqrt{(\Gamma_1 + \Gamma_2)^2 - 4\Gamma_1\Gamma_2(1 - |\rho_c|^2)} \right) \end{cases}$$

R est le seuil, Γ_1 et Γ_2 les SNR moyens des antennes 1 et 2 respectivement et ρ_c , la corrélation complexe entre les deux voies. La Figure 5-10 montre, pour un niveau de probabilité de 0.1%, comment le gain de diversité évolue en fonction de la corrélation entre les branches et la différence de puissance reçue entre les deux voies.

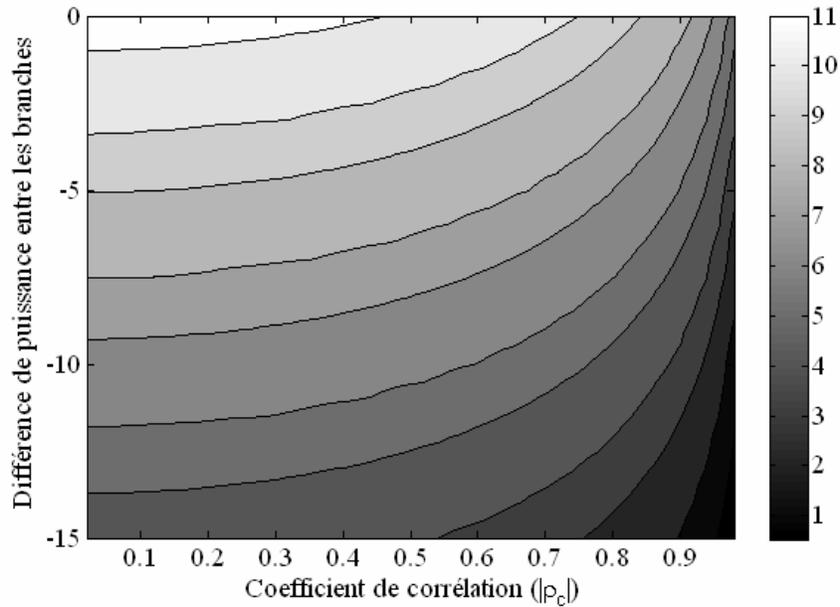


Figure 5-10. Gain de diversité en dB pour le Maximum Ratio Combining

L'analyse de la Figure 5-9 et de la Figure 5-10 permet de vérifier que la sélection de voies est une technique qui génère un gain de diversité plus faible que le MRC pour un niveau de corrélation et un déséquilibre de puissance entre les voies équivalents. Par ailleurs, nous constatons que pour des niveaux de corrélation supérieurs à 0.7, le gain de diversité est faible.

Il faut noter que les formules de densité de probabilité font toutes appel au SNR d'une ou plusieurs branches. Ne disposant pas directement de cette information au niveau théorique, nous considérons que le SNR d'une voie est directement proportionnel au MEG de l'antenne de cette voie. En effet le MEG traduit la puissance reçue par une voie, donc comme les voies sont

soumises au même bruit (même environnement, chaîne de réception identique), nous considérons possible d'utiliser le MEG à la place du SNR.

5.3.2 Le gain de diversité effectif

Nous venons de présenter la manière dont nous pouvons calculer théoriquement le gain de diversité. Toutefois, le MEG, défini par (5.17), ne prend pas en compte l'efficacité de l'antenne. En pratique cette efficacité est très importante puisqu'elle conditionne la quantité de puissance transmise à la chaîne de réception. C'est dans cette optique que nous avons défini précédemment le MEG effectif (5.18) qui prend en compte l'efficacité totale de l'antenne. En employant le MEG_{eff} dans les expressions des probabilités de densité cumulée, nous pouvons calculer le gain de diversité effectif.

Comme le montre l'exemple Figure 5-11, où l'antenne 1 et l'antenne 2 présentent respectivement des efficacités totales de 0.9 et 0.7, et où le MEG de l'antenne 2 est inférieur de 5dB par rapport au MEG de l'antenne 1 ; le gain de diversité et le gain de diversité effectif diffèrent.

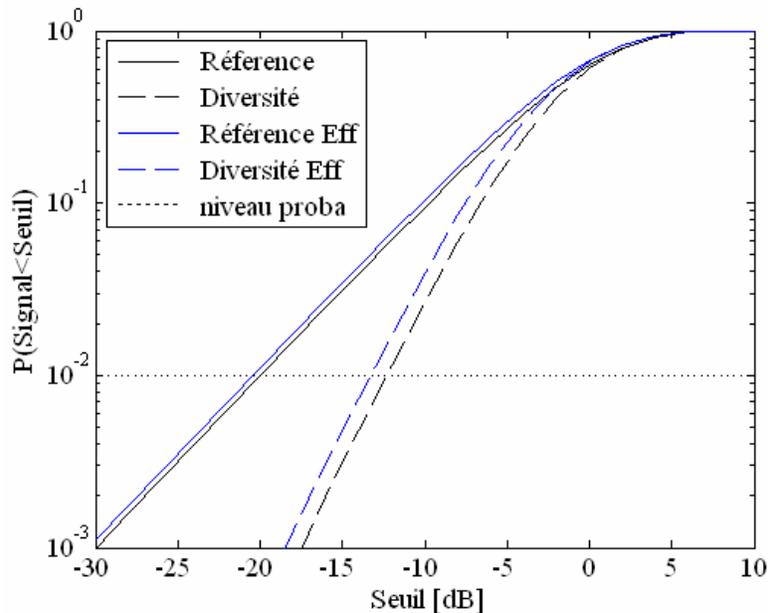


Figure 5-11. Différence entre le gain de diversité et le gain de diversité effectif

5.3.3 Principe de base du calcul du gain de diversité

L'ensemble des points abordés dans ce début de chapitre nous permettent de calculer le gain de diversité d'un système à deux voies de manière théorique. Les entrées nécessaires à ce calcul sont les composantes complexes des champs électriques des antennes et la modélisation du champ incident.

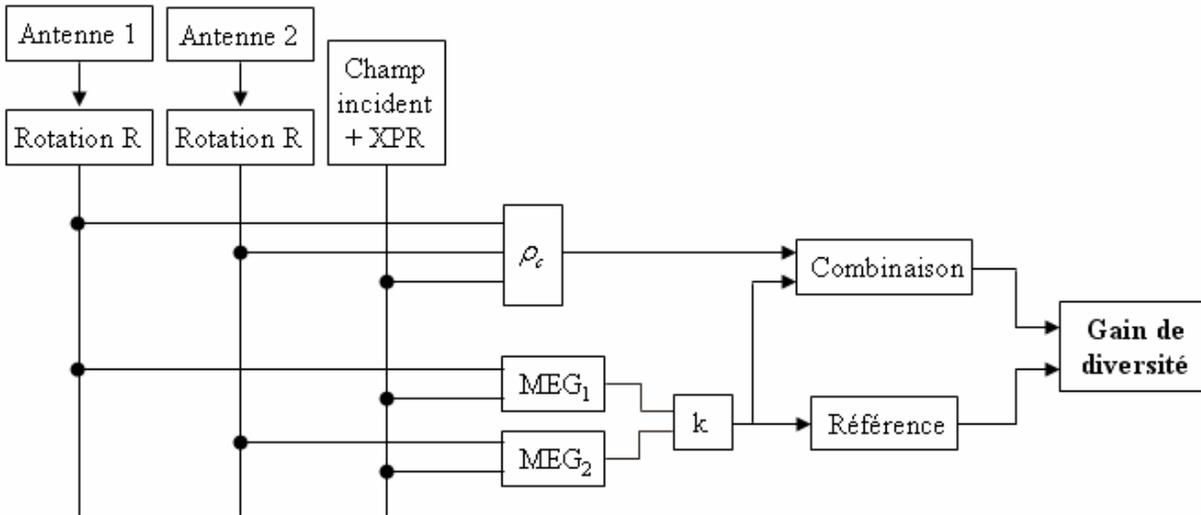


Figure 5-12. Diagramme du principe de base du calcul du gain de diversité

Le diagramme Figure 5-12 synthétise les différentes étapes de ce calcul afin de donner une vision globale de l'évaluation théorique du gain de diversité. A partir des diagrammes de rayonnement des deux antennes auxquels sont appliqués une rotation R pour considérer l'antenne selon l'orientation souhaitée, et à partir d'un environnement décrit par la distribution du champ incident et un XPR, nous pouvons calculer le coefficient de corrélation complexe et les Mean Effective Gain de chaque voie. L'antenne avec le plus fort MEG servira de référence dans le calcul du gain de diversité (équation (5.34)). La courbe de densité cumulée obtenue après recombinaison est calculée avec le coefficient de corrélation et le rapport k des deux MEG. L'expression utilisée est bien entendu fonction de la technique de recombinaison choisie. Le calcul du gain de diversité effectif est obtenu de la même manière mais en considérant les MEG effectifs.

5.4 METHODOLOGIE D'EVALUATION THEORIQUE DE LA DIVERSITE

Le gain de diversité, tel que défini dans l'état de l'art, permet de comparer l'amélioration apportée par un système multi-antennes par rapport à la meilleure des branches de ce système. Bien que ce paramètre soit intéressant, il entraîne certaines limitations qui nous ont amenés à proposer un nouveau paramètre, le gain de diversité référencé et une méthodologie globale permettant de comparer plusieurs systèmes à diversité d'antennes.

5.4.1 Les limites du gain de diversité

Par définition, le gain de diversité n'évalue que l'amélioration apportée par un système par rapport à la meilleure des branches de ce système. Ainsi, il ne permet pas de comparer directement entre eux différents systèmes à diversité d'antennes dans le but de sélectionner le meilleur. L'état de l'art sur les systèmes multi-antennes a montré qu'il existait différents types de diversité d'antennes et que chacun de ces types de diversité pouvait être mis en œuvre par l'ensemble des antennes intégrables au niveau du terminal. L'étude des résultats de mesure a également mis en évidence qu'il n'y avait pas de techniques de diversité intrinsèquement supérieures aux autres et que les performances obtenues sont étroitement liées à l'environnement et à la mise en œuvre du système d'antennes. Au niveau d'un terminal mobile, il n'existe donc pas de système d'antennes optimal qui fournisse la meilleure amélioration du lien radio pour tous les cas de figures de l'environnement.

Lors de la conception d'un objet communicant intégrant un système à diversité d'antennes, il n'est pas possible d'utiliser le gain de diversité pour choisir entre plusieurs systèmes candidats car le gain de diversité ne présente pas nécessairement de référence commune aux différents systèmes que l'on désire comparer. Comme le montre la Figure 5-13, le système qui présente le meilleur gain de diversité n'est pas forcément le système qui offrira la meilleure amélioration du lien radio. Dans cet exemple, les antennes du système 1 ont des MEG_{eff} de 0 et -10dB pour une corrélation à 0,3 et les antennes du système 2 ont des MEG_{eff} de -3 et -10 dB pour

une corrélation à 0,1. Si l'on ne regarde que les gains de diversité obtenus à un niveau de probabilité de 10^{-2} , nous observons que le système 2 présente le meilleur gain de diversité alors que l'observation des courbes révèle que c'est en réalité le système 1 qui fournira la meilleure qualité de lien radio après recombinaison. Cet exemple montre bien qu'il est peu judicieux de comparer deux gains de diversité entre eux. Or trop souvent dans l'état de l'art, les gains de diversité de différents systèmes sont comparés directement et le système avec le plus fort gain est considéré comme le meilleur sans pour autant en avoir la garantie.

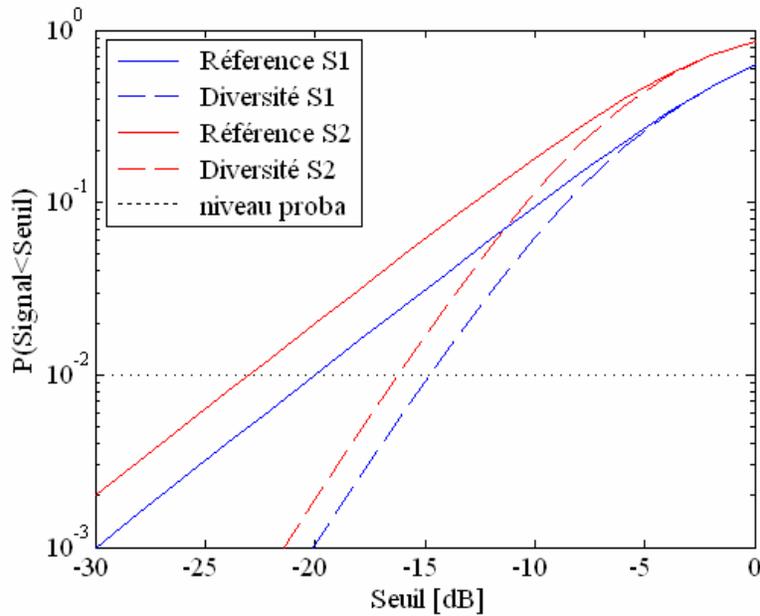


Figure 5-13. Mise en évidence des limites du gain de diversité

Afin de répondre à ce besoin de comparaison lors du choix d'un système d'antennes, nous avons défini un nouveau paramètre, le gain de diversité référencé.

L'autre inconvénient lié à l'utilisation du gain de diversité est qu'il ne considère qu'une orientation du système d'antennes et qu'un environnement électromagnétique qui est déterminé, rappelons-le, par la distribution du champ incident et le XPR. Ce gain ne peut donc être obtenu que sous des conditions bien définies et ne garantit en rien les performances du système d'antennes sous d'autres conditions. Or généralement les terminaux mobiles sont amenés à être utilisés sous différentes orientations et dans différents environnements, ce qui n'est pas le cas des stations de base. Compte tenu de cela, nous avons défini une méthodologie globale basée sur

l'utilisation du gain de diversité référencé qui permet de choisir le meilleur système d'antennes pour une application mobile donnée.

5.4.2 Le gain de diversité référencé

5.4.2.1 Une référence commune

Le gain de diversité ne proposant pas de référence commune pour comparer des systèmes, nous avons fait le choix d'en introduire une. Cette référence sera constituée par une autre antenne indépendante des systèmes multi-antennes à caractériser. Cette antenne devra simplement présenter une résonance à la fréquence d'étude des systèmes. Une antenne simple à concevoir et rapide à simuler comme un dipôle ou une antenne patch peuvent convenir. Cependant dans le cas où l'objectif est de remplacer, dans un objet communicant, un récepteur mono-antenne existant par un récepteur multi-antenne, il est préférable de prendre comme antenne de référence l'antenne déjà présente sur le récepteur mono-antenne. Dans ce cas, le gain de mesure référencé quantifiera directement l'amélioration apporté par le système multi-antenne.

Une fois cette antenne de référence choisie, il faut déterminer ses champs électriques complexes en la simulant ou la mesurant. Nous calculons alors son MEG_{eff} pour le même environnement électromagnétique et la même orientation que ceux définis pour calculer les MEG_{eff} des systèmes multi-antennes. Le MEG_{eff} et l'équation (5.34) permettent alors de calculer la probabilité de densité cumulée pour cette antenne de référence. Cette probabilité va nous servir de référence pour mesurer le gain de diversité référencé. Cette référence va nous permettre de déterminer avec certitude le système multi-antennes le plus performant indépendamment des gains de diversité. Le gain de diversité référencé se définit donc comme la différence entre la probabilité de densité cumulée obtenue pour l'antenne de référence et celle obtenue après recombinaison du système multi-antennes.

En reprenant l'exemple de la Figure 5-13, nous voyons bien, sur la Figure 5-14, que le système 1 présente un gain de diversité référencé (GDR) plus grand que le système 2. C'est donc le système 1 qui fournit la meilleure amélioration du lien radio.

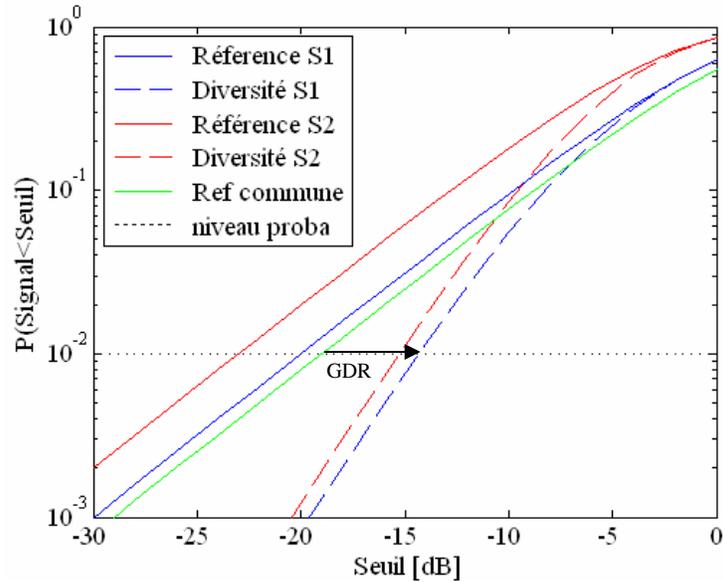


Figure 5-14. Illustration de la définition du Gain de Diversité Référencé

5.4.2.2 Le principe du calcul du Gain de Diversité Référencé

Par analogie avec l'équation (5.32), le gain de diversité référencé s'exprime donc comme la différence entre les rapports γ_c/Γ_c et $\gamma_{ref}/\Gamma_{ref}$:

$$DG = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} (dB) - \frac{\gamma_{ref}}{\Gamma_{ref}} (dB) \right]_{P(\gamma_c < R)} \quad (5.37)$$

γ_c et Γ_c désignent, respectivement, le SNR instantané et le SNR moyen après recombinaison. De même, γ_{ref} et Γ_{ref} correspondent respectivement aux SNR instantané et moyen de l'antenne de référence.

L'introduction d'une antenne de référence pour calculer le gain de diversité référencé complexifie légèrement le principe de base présenté pour le calcul du gain de diversité (Figure 5-12). La probabilité après recombinaison se calcule toujours de la même manière. La référence commune nécessite de calculer le MEG d'une autre antenne après rotation de celle-ci. La Figure 5-15 reprend sous forme de diagramme les différentes étapes du calcul du gain de diversité référencé. A partir des diagrammes de rayonnement des antennes du système après rotation R et de l'environnement (distribution du champ incidents et du XPR), le coefficient de corrélation complexe et les MEG de chaque antenne sont calculés afin de déterminer la courbe de densité

cumulée obtenue après recombinaison. Parallèlement à cela, le MEG de l'antenne de référence est calculé à partir du même environnement et du diagramme de rayonnement de l'antenne de référence ayant subi la même rotation R que le système d'antennes. Le MEG de l'antenne de référence permet de déterminer la courbe de référence à partir de l'équation (5.34). Le gain de diversité référencé est alors obtenu par la différence des abscisses de deux points homologues (même niveau de probabilité) l'un sur la courbe de densité de probabilité cumulée du signal après recombinaison, l'autre sur la courbe de densité de référence.

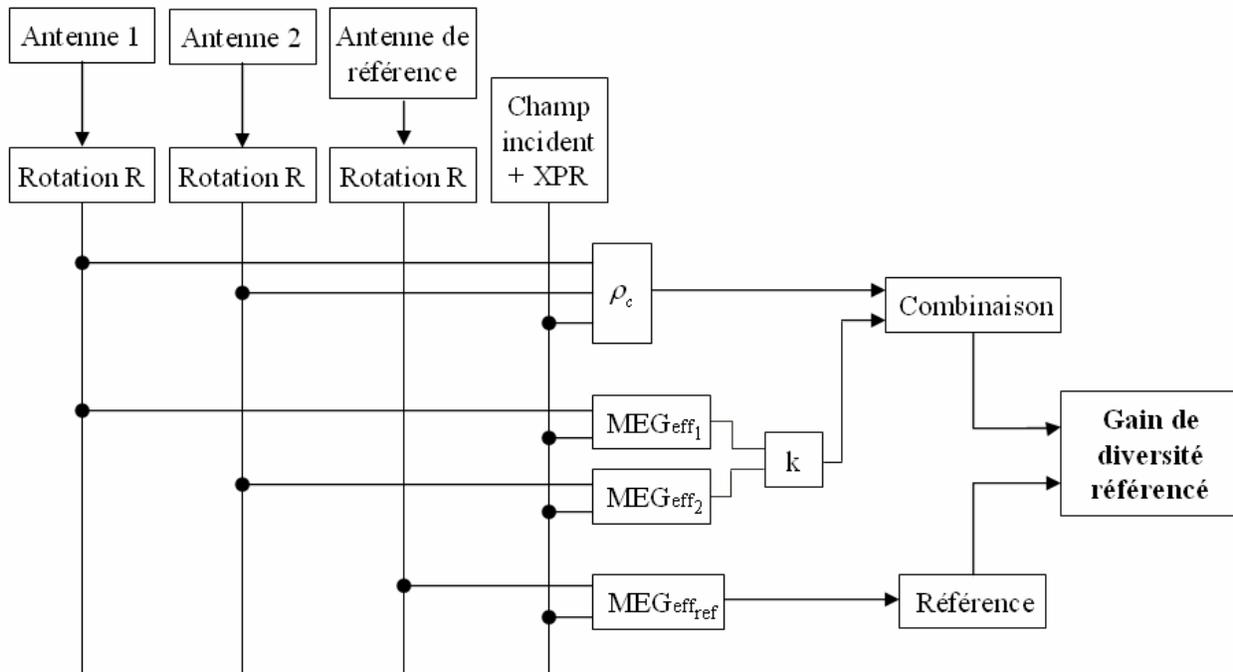


Figure 5-15. Diagramme du principe de base du calcul du gain de diversité référencé

L'objectif du gain de diversité référencé est de prendre en compte l'ensemble des propriétés des antennes. C'est pourquoi dans l'ensemble des calculs des MEG, l'efficacité totale des antennes est considérée, ce qui sous-entend l'utilisation du MEG effectif.

5.4.3 Méthodologie d'évaluation théorique de la diversité de systèmes multi-antennes

Comme expliqué précédemment, le calcul d'un seul gain de diversité ou d'un seul gain de diversité référencé dans le cas d'application mobile ne permet pas de garantir les performances du système sous d'autres environnements et d'autres orientations que l'application mobile va être amenée à rencontrer. Nous avons donc pris l'initiative d'établir une méthodologie permettant de comparer différents systèmes multi-antennes et déterminer avec certitude le meilleur pour une application donnée. L'objectif a été d'essayer de construire un outil de décision destiné aux industriels. Cette méthodologie repose sur le calcul et la pondération de gains de diversité référencés obtenus sous différents environnements et différentes orientations des systèmes d'antennes. La méthodologie permet d'obtenir, pour un système multi-antennes, une note relative qu'il faudra comparer à d'autres notes associées à d'autres systèmes. La méthodologie ne considère donc qu'un seul système d'antennes à la fois. Les grandes étapes de cette méthodologie sont présentées dans cette partie.

5.4.3.1 Etape 1 : définition de l'application et des situations associées

La première étape de la méthodologie consiste à définir précisément l'application associée à l'objet communicant dans lequel nous désirons intégrer un système à diversité d'antennes. L'application doit être caractérisée par un ensemble de situations. Dans la thèse, une situation se réfère à un cas de figure dans lequel peut se trouver l'application. Concrètement, une situation est définie par l'association d'un environnement électromagnétique (champ incident et XPR) et d'une orientation géométrique de l'application donc du système multi-antennes.

La définition de l'application prend également en compte le choix de la technique de recombinaison lorsque cela est nécessaire. En effet, lorsque le système multi-antennes est composé de deux antennes distinctes, nous pouvons appliquer n'importe quel type de traitement, ce qui n'est pas le cas lorsque la diversité est obtenue au moyen par exemple d'une antenne agile. Dans ce cas, il n'y a qu'un seul port RF sur le système, donc nous ne pouvons qu'appliquer des techniques de sélection de voies, la sélection se traduisant par un changement d'état de l'antenne. Le choix de la technique de recombinaison peut également être conditionné par des contraintes

de coût et de consommation énergétique propre à l'objet communicant étudié.

Le nombre de situations peut varier en fonction de l'application et/ou de la précision de la définition de cette application.

5.4.3.2 Etape 2 : calcul des gains de diversité référencés /alarme

Nous avons vu qu'à chaque situation était associée une distribution du champ incident selon les composantes θ et ϕ , le rapport de puissance entre ces composantes (XPR) et une orientation donnée de l'antenne dans l'espace. Pour chaque situation, nous calculons donc le gain de diversité référencé pour un certain niveau de probabilité (généralement 1% ou 0.1%) comme nous l'avons défini précédemment.

Après le calcul des gains de diversité référencés, il est possible de faire remonter des alarmes qui permettent d'alerter l'utilisateur de la méthodologie sur le fait que pour au moins une situation, le gain de diversité référencé calculé est inférieur à un seuil exprimé en dB. L'utilisation d'un tel avertissement est particulièrement pertinente lorsque l'antenne de référence utilisée est une antenne existante que l'on désire remplacer. Dans ce cas, cela signifie que le gain apporté par rapport au système mono antenne est inférieur au seuil défini par l'utilisateur.

5.4.3.3 Etape 3: pondération des gains et calcul du Gain de Diversité Final Pondéré (GDFP)

Après avoir calculé le gain de diversité référencé pour chaque situation, chaque gain est pondéré par T_n et W_n , deux poids associés à la situation n .

Le poids T_n correspond au pourcentage de temps durant lequel l'application est dans la situation n . Cette première pondération est facilement justifiable, il vaut mieux accorder plus d'importance au gain obtenu dans les situations les plus couramment rencontrées.

Le poids W_n est un autre poids strictement positif appliqué à la situation n que l'utilisateur peut fixer en fonction d'un critère de son choix. Nous préconisons cependant de choisir ce poids proportionnel à la qualité du lien radio désiré ou alors proportionnel au débit désiré.

A partir des poids associés à chaque gain de diversité référencé, il est alors possible de déterminer un Gain de Diversité Final Pondéré, GDFP. Ce gain s'exprime ainsi :

$$GDFP = \sum_{i=1}^n c \times GDref_i \times \frac{W_i}{\sum_{i=1}^n W_i} \times \frac{T_i}{\sum_{i=1}^n T_i} \quad (5.38)$$

Avec $GDref_i$ le gain de diversité référencé pour la situation i et W_i et T_i les poids associé à la situation i . c est une constante

Le gain de diversité final pondéré est un gain relatif et doit être comparée à d'autres GDFP obtenues avec différents systèmes multi-antennes qui ont été considérés pour la même application, avec la même antenne de référence et la même pondération. Le système présentant alors le meilleur GDFP pourra être considéré comme le système d'antennes étudié proposant la meilleure amélioration du lien radio.

La détermination des poids n'est pas triviale et demande de bien connaître l'application aussi bien au niveau de son usage que de ses caractéristiques techniques (débits par exemple). Généralement les industriels connaissent bien leurs applications et la définition des poids ne constitue pas un problème insoluble.

5.4.3.4 Synthèse et mise en œuvre de la méthodologie

Les différentes étapes décrites précédemment peuvent être synthétisées par le diagramme de la Figure 5-16.

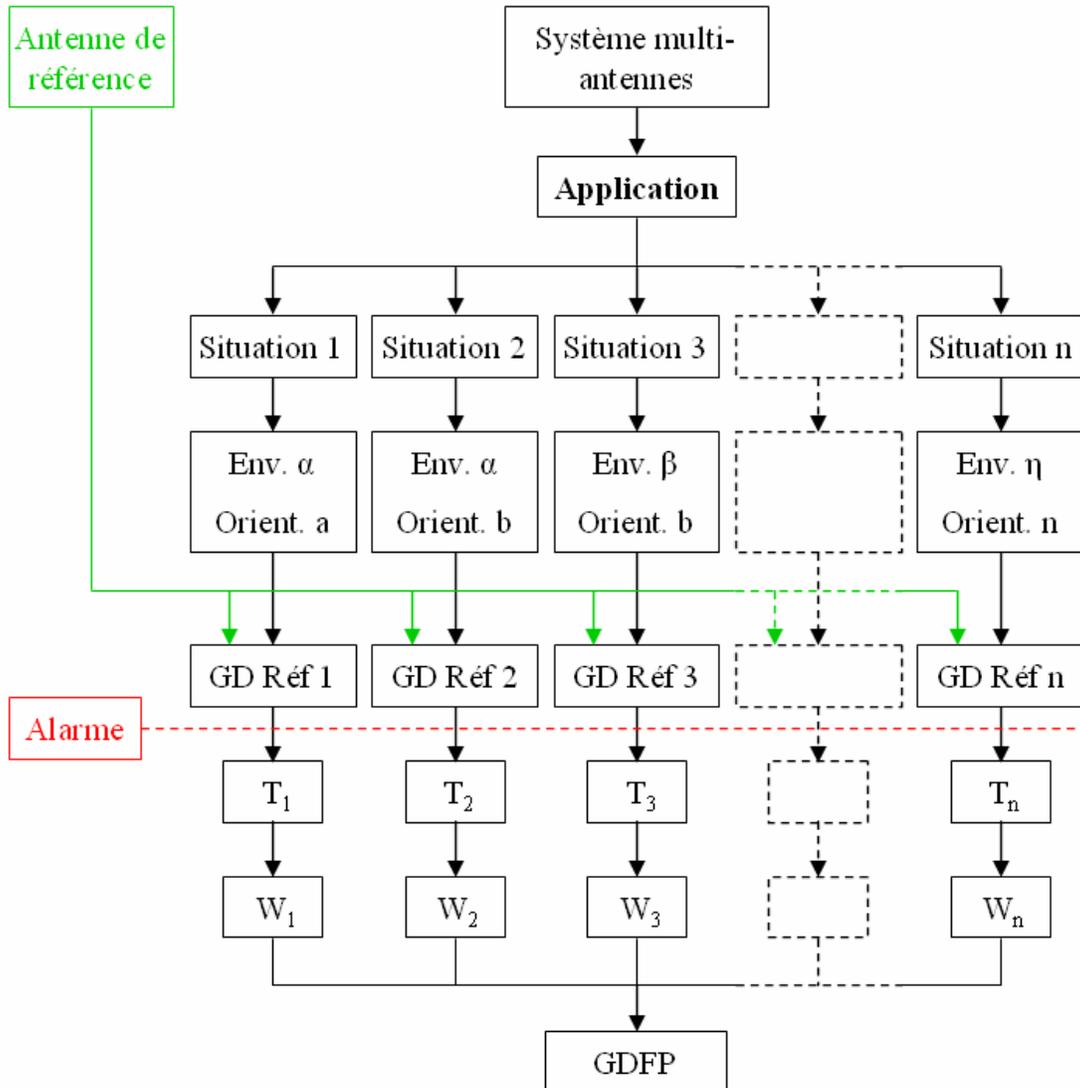


Figure 5-16. Diagramme synthétisant la méthodologie d'évaluation de la diversité

La méthodologie ne permet pas de comparer directement les systèmes multi-antennes entre eux. Il faut que l'utilisateur applique cette méthodologie pour chaque système multi-antenne qu'il désire comparer afin d'obtenir un gain de diversité final pondéré par système comme l'illustre le diagramme Figure 5-17. Il est également sous entendu que la comparaison n'est valable que si l'application reste identique d'un système à l'autre.

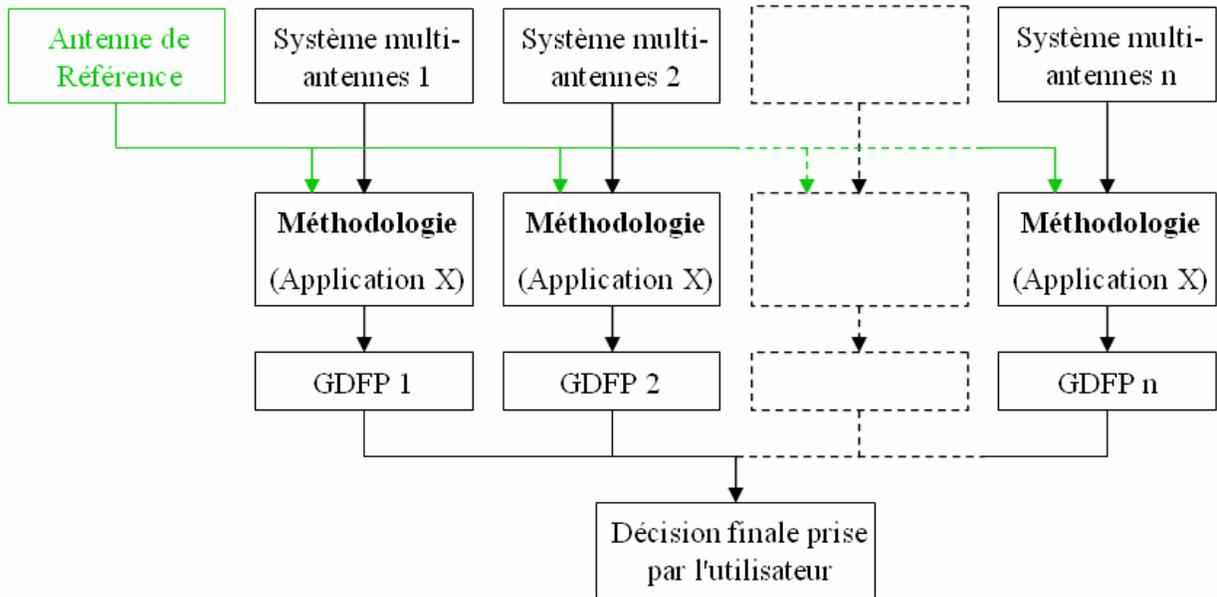


Figure 5-17. Diagramme synthétisant le choix d'un système multi-antennes

La décision finale du choix du système reste à la charge de l'utilisateur car il faut savoir interpréter et prendre du recul sur les conclusions à tirer et il n'est pas forcément judicieux de choisir aveuglement le système ayant le meilleur gain de diversité final pondéré. En effet, un autre système d'antennes peut présenter une GDFP proche mais avec un encombrement moindre, une technique de recombinaison plus simple, ou un coût plus faible. Ce cas sera illustré dans un exemple dans le chapitre suivant.

L'inconvénient de notre méthodologie est qu'elle ne fournit pas d'informations qui permettraient d'améliorer le design du système. C'est à l'utilisateur de fournir les systèmes à évaluer et la méthodologie permet de les comparer mais elle ne garantit pas que le meilleur des systèmes comparés soit le système multi-antennes optimal dans l'absolu. Cependant, si nous disposons d'une base de données de systèmes multi-antennes, nous pouvons imaginer appliquer la méthodologie à l'ensemble des systèmes répondant au cahier des charges.

Nous venons de présenter un nouveau paramètre le gain de diversité référencé utilisé dans une méthodologie qui permet de comparer réellement différents systèmes multi-antennes pour permettre le choix du système répondant au mieux aux contraintes d'une application précise. Suite à la définition de cette méthodologie, nous avons décidé de l'implémenter sous

Matlab de manière à simplifier son utilisation et à "habiller" son aspect très théorique. L'interface graphique développée, qui est détaillée dans l'annexe C, rend utilisable la méthodologie par le plus grand nombre d'utilisateurs non spécialistes.

5.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 5

Ce chapitre nous a permis d'explicitier et de synthétiser les différents paramètres nécessaires au calcul du gain de diversité. Nous avons également présenté deux modèles de distribution du champ incident qui permettent de modéliser fidèlement les environnements de propagation dans lequel nous considérons nos systèmes d'antennes. Nous nous sommes volontairement limités à la présentation des deux modèles que nous avons employés lors de nos études.

La redéfinition et le calcul des composantes du champ électrique rayonné par une antenne après sa rotation n'étant pas couramment décrits dans la littérature, nous en avons présenté les différentes étapes puisque, dans les applications mobiles, les antennes sont amenées à être considérées selon différentes orientations.

Le principe de calcul du gain de diversité pour les techniques de sélection de voies et de MRC a également été détaillé. Ceci a permis de mettre en évidence les limites de ce paramètre pour faire un choix entre différents systèmes à diversité d'antennes. Afin de palier à ce défaut, nous avons défini le gain de diversité référencé qui est à la base de notre méthodologie d'évaluation théorique de la diversité. Cette méthodologie originale permet de comparer des systèmes d'antennes pour une application donnée. Une application se définit par une série de situations caractérisées par un environnement électromagnétique et une orientation du système d'antennes. Le calcul d'un gain de diversité référencé pour chacune de ces situations, permet après une pondération adaptée, d'obtenir un Gain de Diversité Final Pondéré pour chaque système d'antennes. Il est alors possible de comparer différents systèmes d'antennes candidats pour une application donnée.

Afin de rendre accessible cette méthodologie au plus grand nombre, nous avons développé un outil logiciel facilitant grandement sa mise en œuvre. Cet outil, présenté dans l'annexe C, bien que pleinement fonctionnel gagnerait à voir certaines fonctionnalités ajoutées.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 5

- [5.1] J. S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, M. A. Jensen, and G. J. Pottie, "Evaluation of personal communications dual-antenna handset diversity performance," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 737-746, 1998.
- [5.2] F. Adachi, M. T. Feeney, A. G. Williamson, and J. D. Parsons, "Crosscorrelation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station site," *IEE proceedings, Communications, radar and signal processing* vol. 133, pp. 506-512 1986.
- [5.3] K. Fujimoto and J. R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*: Artech House, 2001.
- [5.4] G. F. Pedersen and J. B. Andersen, "Handset antennas for mobile communications: Integration, diversity and performance," *Review Radio Science 1996-1999*, pp. 119-133, 1999.
- [5.5] K. Meksamoot, M. Krairiksh, and J.-i. Takada, "A Polarization Diversity PIFA on Portable Telephone and the Human Body Effects on Its Performance," *IEICE Transactions on Communications* vol. E84-B No.9, pp. 2460-2467, 2001.
- [5.6] S. Kozono, T. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile radio," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 301-306, 1984.
- [5.7] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 177-186, 1990.
- [5.8] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekas, J. Krogerus, and P. Vainikainen, "Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 823-838, 2002.
- [5.9] L. Rudant and C. Delaveaud, "Heterogeneous Combination for Compact Integrated Diversity Multi-Antenna System," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-7.
- [5.10] R. H. Clark, "A Statistical Theory of Mobile Radio Reception," *Bell Labs System*

- Technical Journal*, vol. 47, pp. 957-1000, 1966.
- [5.11] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 705-707, 2003.
- [5.12] J. N. Pierce and S. Stein, "Multiple Diversity with Nonindependent Fading," *Proceedings of the IRE*, vol. 48, pp. 89-104, 1960.
- [5.13] P. C. F. Eggers, J. Toftgard, and A. M. Oprea, "Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 11, pp. 1046-1057, 1993.
- [5.14] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 117-131, 1990.
- [5.15] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 1583-1584, 1997.
- [5.16] T. Aulin, "A modified model for the fading signal at a mobile radio channel," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 182-203, 1979.
- [5.17] R. G. Vaughan, "Signals in mobile communications: A review," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 133-145, 1986.
- [5.18] M. B. Knudsen and G. F. Pedersen, "Spherical outdoor to indoor power spectrum model at the mobile terminal," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 20, pp. 1156-1169, 2002.
- [5.19] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 399-405, 1999.
- [5.20] M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, *Communications Systems and Techniques*. New York: McGraw-Hill, 1966.
- [5.21] S. R. Saunders and S. R. Simon, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*: John Wiley & Sons, Inc., 1999.

CHAPITRE 6

EXEMPLES DE RESULTATS OBTENUS AVEC LA METHODOLOGIE D'EVALUATION THEORIQUE DE LA DIVERSITE

Dans le chapitre précédent nous avons mis en avant les limites du gain de diversité généralement utilisé pour évaluer les systèmes à diversité d'antennes. Suite à cela nous avons introduit le gain de diversité référencé ainsi qu'une méthodologie d'évaluation théorique des systèmes à diversité d'antennes. Cette méthodologie permet d'évaluer et de comparer différents systèmes à diversité d'antennes pour une application donnée.

Ce chapitre propose quatre exemples mettant en œuvre la méthodologie conduisant au calcul du gain de diversité référencé. Les deux premiers exemples sont basés sur des applications concrètes où sont comparés différents systèmes à diversité d'antennes. A l'aide des deux derniers exemples nous montrons comment l'utilisation du gain de diversité référencé permet de comparer des systèmes d'antennes ultra large bande ou de comparer un système d'antennes miniatures à des systèmes mono-antenne.

Ainsi dans ce chapitre sont étudiés et comparés les différents systèmes d'antennes que nous avons conçues. Hormis ce qui concerne les systèmes d'antennes Ultra large bande qui seront présentés dans ce chapitre, toutes les structures des autres systèmes d'antennes utilisés ont été détaillées dans le chapitre 4.

6.1 EXEMPLE 1 : RESEAU DE CAPTEURS

6.1.1 Description de l'application et de ses situations

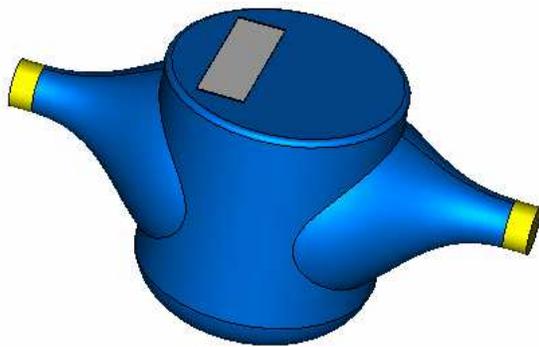
Bien qu'aujourd'hui les réseaux de type structurés ou cellulaires soient les plus courants, France télécom s'intéresse de près au développement des réseaux de capteurs sans fils considérés comme un type spécial de réseaux ad hoc. L'une des applications en vue nécessitant la mise en œuvre d'un tel réseau est la télérelève de compteurs d'eau ou d'énergie. L'objectif est alors de faire remonter par lien radio les informations de consommation de compteur en compteur jusqu'à un puits, chaque compteur constituant alors un nœud du réseau. Pour les compteurs électriques, il y a déjà des solutions de relève déportée avec le télé-report ou la relève par Courant Porteur sur Ligne (CPL). De plus, pour la télérelève de consommation électrique, les contraintes de consommations du nœud sont relâchées car une source d'électricité est présente. Ce n'est pas le cas pour les compteurs d'eau ou de gaz. Nous avons donc décidé de considérer une application de télérelève de compteur d'eau. La consommation électrique des nœuds étant un point dur, nous pensons que l'utilisation d'un système multi-antennes peut permettre d'améliorer le lien radio et donc de diminuer la consommation du nœud. En effet, le gain de diversité apporté peut se traduire par une diminution de la puissance à l'émission en conservant une portée et un débit identique.

La difficulté liée au compteur d'eau est que celui-ci peut être orienté de différentes manières et si nous considérons le nœud intégré au compteur, alors son système d'antennes va lui aussi être utilisé sous différentes orientations. L'emploi de notre méthodologie s'avère donc ici très utile.

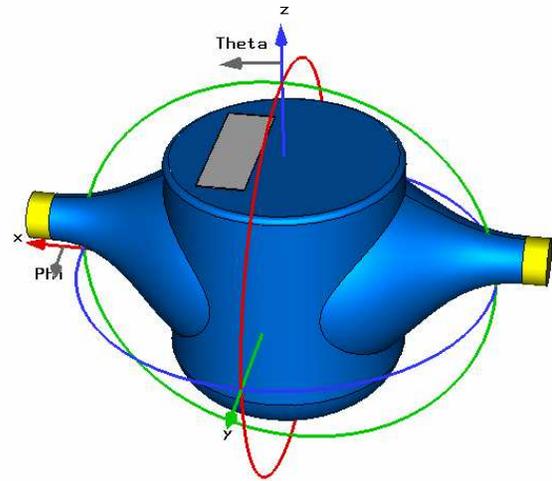
L'objectif de ce premier exemple étant de bien mettre en avant son intérêt au travers d'un cas simple [6.1]. Nous n'allons considérer que trois orientations différentes mais néanmoins réalistes. Nous ne prendrons en compte qu'un seul type d'environnement électromagnétique pour plus de simplicité. Il y a donc trois situations différentes pour cette application.

Le compteur que nous avons considéré (Figure 6-1.a) reprend la forme de l'ensemble des compteurs d'eau que l'on peut rencontrer en France. Il est constitué d'une entrée et d'une sortie

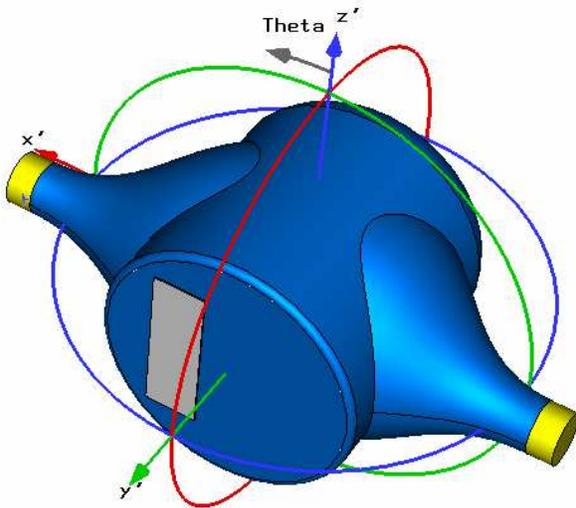
d'eau et d'un corps cylindrique remplissant la fonction de compteur avec un cadran sur la face supérieure. La première orientation du compteur est la plus courante (Figure 6-1.b). L'axe de passage de l'eau est horizontal et le cadran de visualisation des index de consommation est également horizontal. Cette orientation correspond à l'orientation par défaut du compteur (pas de rotation appliquée) utilisée dans la situation 1.



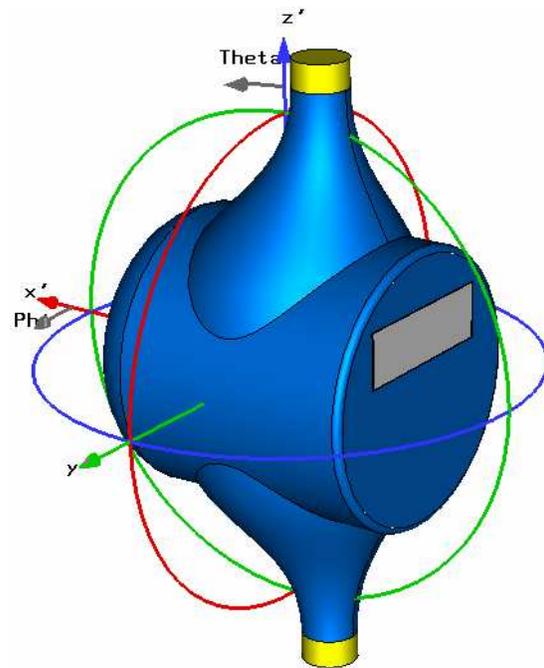
a) Vue générale du compteur d'eau



b) Compteur selon l'orientation 1



c) Compteur selon l'orientation 2



d) Compteur selon l'orientation 3

Figure 6-1. Compteur d'eau sous les différentes orientations considérées

La deuxième orientation possible pour le compteur est celle représentée Figure 6-1.c. La situation 2 est donc obtenue quand l'axe de passage de l'eau est horizontal mais que le cadran est vertical. Il y a alors une rotation de 90° selon l'axe Ox par rapport à l'état initial.

La troisième orientation est observée lorsque l'axe de passage de l'eau est vertical (Figure 6-1.d). La situation 3 est caractérisée par une rotation du compteur de 90° selon l'axe Oy par rapport à l'état initial.

Concernant la pondération des différentes situations, nous avons supposé que les compteurs d'eau étaient 50% du temps dans la situation 1 et 25% du temps dans chacune des deux autres situations. Pour ce qui est du poids relatif à la qualité du lien radio, W_n , les trois situations ont logiquement le même poids puisque dans chaque situation le débit et la qualité du lien radio désirés sont identiques. La définition de l'application peut alors être synthétisée par le Tableau 6-1.

	Orientation	Rotation	Tn	Wn
Situation 1	Horizontale avec le cadran en haut	$R_x=0^\circ, R_y=0^\circ$	50 %	1
Situation 2	Horizontale avec le cadran sur le coté	$R_x=90^\circ, R_y=0^\circ$	25 %	1
Situation 3	Verticale	$R_x=0^\circ, R_y=90^\circ$	25 %	1

Tableau 6-1. Synthèse de l'application compteur d'eau

6.1.2 Description des environnements

Idéalement il faudrait considérer plusieurs environnements électromagnétiques différents répondant à des modèles de propagation propres à cette application. Typiquement nous pouvons avoir des transmissions uniquement en indoor, par exemple si plusieurs compteurs au sein d'un même immeuble échangent des données. Mais nous pouvons également observer des situations plus complexes où les compteurs sont situés dans des bâtiments différents, nous avons alors une propagation indoor/outdoor/indoor. De plus la distribution des angles d'arrivées peut changer si les compteurs sont à des hauteurs (étages) différentes. De même, les phénomènes de propagation vont différer en fonction de la fréquence porteuse utilisée pour l'interface radio.

Dans cet exemple de présentation nous ne considérerons qu'un seul environnement, un environnement urbain défini par Taga [6.2]. Il est défini par une distribution du champ incident uniforme en azimut et une distribution gaussienne en élévation selon l'équation (5.20) et (5.21) du chapitre 5. Les paramètres de la distribution en élévation sont $\theta_v=5^\circ$, $\sigma_v=7.6^\circ$ pour la composante du champ selon θ et $\theta_h=5^\circ$, $\sigma_h=19.7^\circ$ pour la composante du champ selon ϕ . Le XPR est de 11dB.

La Figure 6-2 représente la distribution du champ incident pour les composantes θ et ϕ .

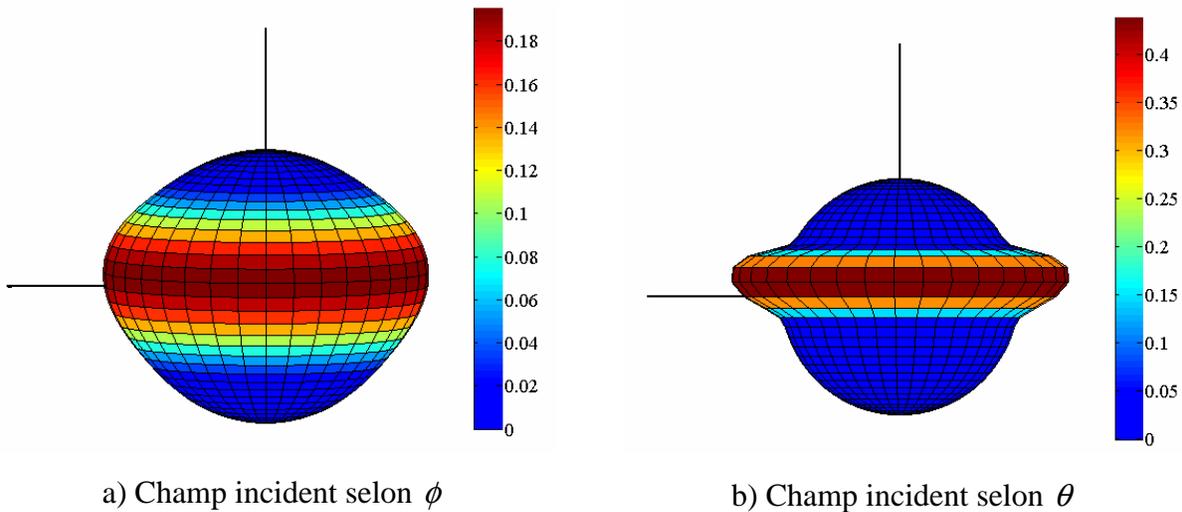


Figure 6-2. Distribution normalisée du champ incident pour les composantes θ et ϕ

L'environnement proche des antennes, (c'est-à-dire le compteur, l'eau et les murs généralement assez proches) n'est pas pris en compte dans la simulation électromagnétique des antennes. En effet, n'ayant pas un cas précis sur lequel travailler, nous n'avons pas jugé intéressant de modéliser entièrement l'environnement proche. Cependant nous gardons à l'esprit que la présence de cet environnement peut modifier significativement les propriétés de rayonnement des antennes. Dans le cas d'une étude réelle pour un produit destiné à être fabriqué une modélisation plus complète est indispensable. Ici nous n'allons donc considérer que le système d'antennes en espace libre.

6.1.3 Systèmes d'antennes

6.1.3.1 Antenne de référence

Comme expliqué dans le chapitre précédent, notre méthodologie théorique nécessite une antenne de référence. Dans ce cas, nous avons choisi d'utiliser une antenne dipôle comme antenne de référence. Chaque brin du dipôle mesure 25 mm avec un diamètre de 2 mm.

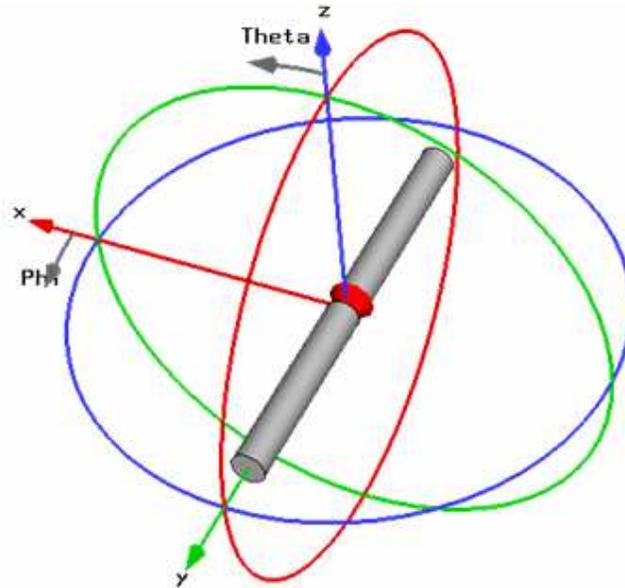


Figure 6-3. Représentation du dipôle dans le repère initial

L'efficacité totale de cette antenne est de 0,98 à la fréquence de 2,45 GHz. Dans le repère initial, l'axe du dipôle est confondu avec l'axe Oy comme représenté sur la Figure 6-3.

6.1.3.2 Les systèmes d'antennes à comparer

Dans notre cas nous allons comparer deux systèmes que nous avons conçus pour être utilisés dans des objets communicants. Le premier système évalué est le système à deux patches à double polarisation de dimension 100x43 mm présenté dans le chapitre 3. Ce système présentant quatre ports RF, il y a plusieurs combinaisons de ports possibles pour mettre en œuvre différentes diversités. Ici, nous ne considérerons que la diversité spatiale mise en œuvre par les deux ports présentant une polarisation linéaire verticale. Disposant de deux ports RF distincts, le système sera évalué avec deux techniques de recombinaison différentes, la sélection de voies et le MRC.

Le second système évalué est une antenne PIFA agile en polarisation présentant une efficacité de 0,80 à 2,45 GHz. Cette antenne dont le principe de fonctionnement est précisé dans le chapitre 4 est décrite dans l'annexe A et dans [6.3]. L'antenne ne présentant qu'un seul port RF ne pourra pas être utilisée avec des techniques de recombinaison avancées comme le MRC. En effet seule la sélection de voies peut être utilisée avec cette structure agile, la sélection s'obtenant par le changement d'état, donc de polarisation de l'antenne.

Les deux systèmes d'antennes sont considérés, avant rotation, dans le plan contenant les axes Ox et Oy (Figure 6-4). Les antennes sont donc dans le plan du cadran du compteur d'eau et subissent les mêmes rotations que le compteur en fonction des différentes situations. Dans l'étude, nous avons considéré les diagrammes de rayonnement discrétisés des antennes avec une résolution angulaires de 15°. Cette résolution est suffisante dans notre cas même s'il est à noter qu'il est possible de prendre une résolution plus faible.

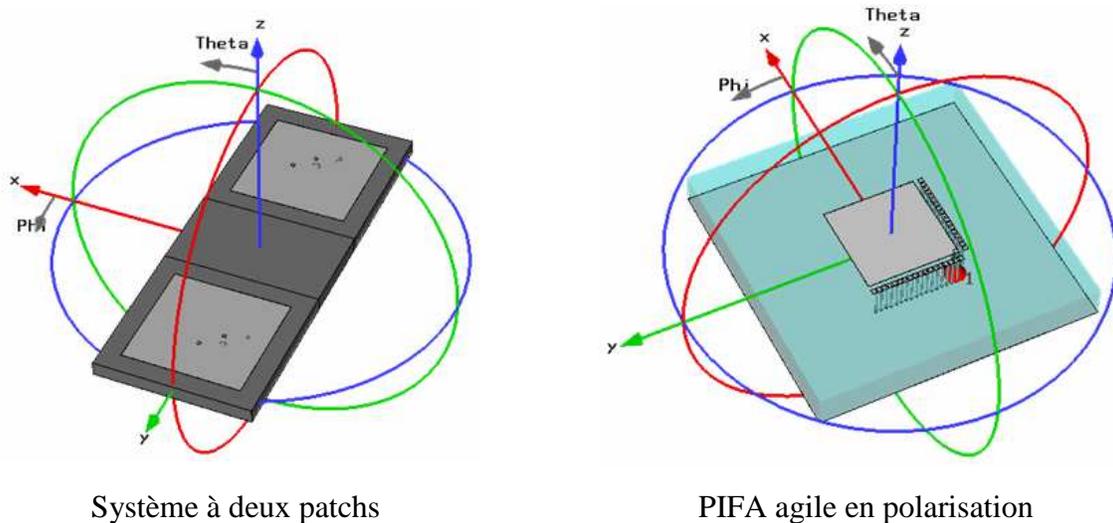


Figure 6-4. Représentation des systèmes d'antennes évalués

6.1.4 Analyse des résultats de l'exemple 1

Pour chaque association système d'antennes / traitement définie précédemment, les gains de diversité référencés ont été calculés. Ils sont présentés dans le tableau avec les valeurs des coefficients de corrélation complexe pour chaque situation. Les gains de diversité référencés ont été calculés avec un niveau de densité de probabilité cumulée de 0,01. Compte tenu des coefficients de pondération, nous obtenons un Gain de Diversité Final Pondéré (GDFP) pour

chaque association, le meilleur de ces gains désignant bien évidemment le système le plus adapté à l'application définie.

L'analyse des résultats de la situation 1 montre que même si les coefficients de corrélation obtenus pour cette situation sont élevés, le gain de diversité référencé est très bon. Cela est dû au fait que l'antenne de référence, un dipôle, a un très faible MEG sous l'orientation de la situation 1, contrairement aux autres systèmes. Par contre, c'est l'inverse que nous pouvons observer dans la situation 2. Sous cette orientation l'antenne de référence présente un fort MEG comparé à celui obtenu avec la PIFA agile.

Système d'antennes / Traitement	Situation 1		Situation 2		Situation 3		Gain Diversité Final Pondéré
	$ \rho_c $	GD Ref	$ \rho_c $	GD Ref	$ \rho_c $	GD Ref	
PIFA agile / Sélection	0.64	15.9 dB	0.22	3.5 dB	0.32	13.8 dB	8.1
2 patches / Sélection	0.72	13.9 dB	0.86	5.5 dB	0.15	10.1 dB	7.2
2 patches / MRC	0.72	15.3 dB	0.86	7 dB	0.15	11.8 dB	8.2

Tableau 6-2. Gain de diversité référencé et Gain de Diversité Final Pondéré pour chaque association antennes/traitement étudiée

Cet exemple permet également de montrer les différences de performances des deux traitements utilisés : la sélection de voies et le Maximum Ratio Combining. Pour une corrélation et un MEG identiques, le MRC présente ici un gain de diversité référencé d'environ 2 dB supérieur à celui obtenu avec la sélection de voies. La différence de performance s'explique par une grande différence de complexité de traitement entre les deux techniques de recombinaison.

Dans le cas présent si nous avons à choisir le système le plus adapté à l'application, nous choisirions très certainement le système avec l'antenne PIFA agile en polarisation. Bien que le meilleur GDFP soit obtenue avec le système à deux patches utilisant le MRC comme traitement, nous remarquons que la PIFA agile a un GDFP comparable au meilleur gain. Ainsi la technique de traitement de ce système (la sélection) étant moins complexe, moins consommatrice d'énergie et moins chère, semble beaucoup plus appropriée à l'application. De plus, l'antenne agile est plus compacte que le système à deux patches.

Ceci illustre bien que la méthodologie est un outil d'aide à la décision mais que le dernier choix doit être fait par un homme de l'art connaissant l'ensemble de la problématique ainsi que le

cahier des charges de l'application. Celui-ci doit également juger si l'amélioration du lien radio est en accord avec ce qui était attendu. Nous ne devons donc pas choisir les yeux fermés les systèmes avec le meilleur Gain de Diversité Final Pondéré.

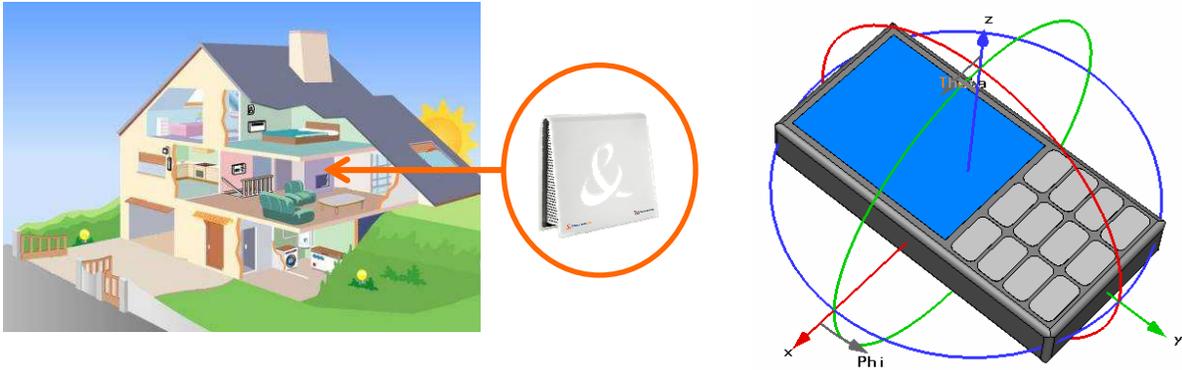
6.2 EXEMPLE 2 : TELEPHONE MOBILE UNIK

6.2.1 Description de l'application et de ses situations

Ce second exemple de la mise en œuvre de notre méthodologie qui permet l'évaluation de la diversité de manière théorique s'inspire d'un service propre à France Télécom. Il s'agit du concept (de l'offre) Unik qui a pour objectif d'associer l'univers du téléphone fixe et celui du téléphone mobile au sein d'un unique terminal. Unik désigne une option sur un forfait mobile Orange qui permet de passer des communications en "mode illimité" lorsque l'on se trouve à proximité d'une Livebox. La Livebox est le point d'accès internet de l'opérateur France Télécom. Dans la pratique, le terminal mobile se connecte en Wifi au point d'accès internet, la Livebox, lorsque celle-ci est à portée radio. Ensuite les communications transitent sur le réseau internet permettant des appels illimités. Lorsque le téléphone n'est pas à portée d'un point d'accès internet compatible, il se comporte comme un téléphone mobile normal et utilise les réseaux de téléphonie classique (GSM, UMTS), les communications sont alors décomptées selon forfait du client. En milieu urbain, si le téléphone parvient à se connecter à un hotspot Wifi Orange alors l'utilisateur aura accès au même service que s'il était connecté à sa Livebox.

Nous voyons bien que, dans ce type d'application, la qualité du lien radio qui peut se traduire par l'amélioration du débit ou de la portée doit être maximisée pour fournir une meilleure qualité de service. La diversité d'antennes est un bon moyen de le garantir.

En mettant en œuvre notre méthodologie nous allons comparer plusieurs systèmes d'antennes afin de déterminer celui qui fournit la meilleure amélioration du lien radio pour ce type d'application que nous appellerons téléphone UNIK. Ce type de téléphone intègre un module wifi permettant de se connecter à ce type de réseau WLAN. Il utilise donc des antennes travaillant sur la bande ISM 2,45 GHz en plus d'antennes destinées à couvrir les bandes de téléphonie mobile.



a) Illustration d'une LiveBox placée dans une maison b) Téléphone mobile dans le repère initial

Figure 6-5. Orientation du téléphone mobile Unik avant rotation

L'application, le téléphone mobile Unik, est représentée dans son orientation initiale sur la figure FF. Il peut être utilisé sous différentes orientations qui correspondent à des services différents. Nous avons distingué quatre orientations différentes chacune d'elles étant associée à un service différent. Le premier service considéré est la communication vocale classique, le terminal est alors incliné de 60° par rapport à la verticale comme le montre la Figure 6-6.a.

L'évolution des technologies a cependant permis l'apparition d'autres services, comme par exemple la visiophonie. Dans ce cas représenté Figure 6-6.b, le téléphone est vertical, face à l'utilisateur pour que celui-ci puisse être dans le champ de la caméra du téléphone. La troisième orientation considérée se réfère à tous les services liés au transfert de données comme par exemple l'envoi de SMS, de MMS ou de mails ou encore le téléchargement de musique. Pour ce type de service le téléphone est dans la main de l'utilisateur avec une orientation de 45° par rapport à la verticale comme l'illustre la Figure 6-6.c. La dernière orientation considérée est plus originale, le téléphone mobile est incliné de 45° selon l'axe Oy. Cette orientation permet d'exploiter au mieux l'écran du téléphone lorsque l'utilisateur regarde la télévision ou des vidéos en streaming sur son terminal comme le montre la Figure 6-6.d.

Lorsque l'utilisateur fait appel à l'option Unik, il est soit près d'une Livebox, donc dans un environnement indoor, soit près d'un hotspot que l'on trouve le plus fréquemment dans des zones urbaines. Nous allons donc considérer deux environnements différents pour chacune des quatre orientations présentées, ce qui nous conduit à traiter huit situations différentes.

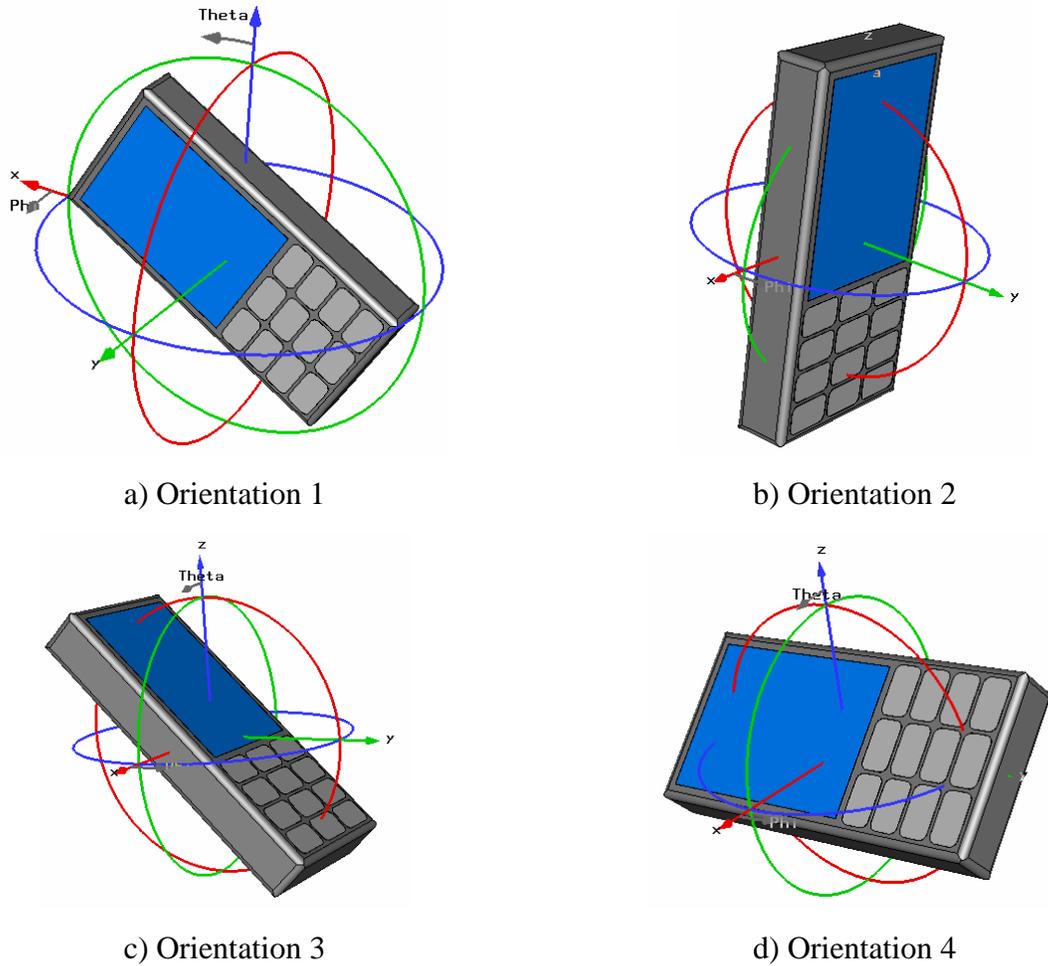


Figure 6-6. Représentation des différentes orientations pouvant être prises par le téléphone mobile Unik

Concernant la pondération des différentes situations, nous avons défini les valeurs des poids W_n en fonction du service sollicité donc de l'orientation. Ce poids est directement lié au débit nécessaire à chacun des services et aux attentes des utilisateurs. Ainsi nous avons attribué le poids le plus faible, 5, aux communications vocales classiques. Un poids plus élevé, 20, a été attribué aux services dédiés au transfert de données et à la lecture de vidéo en streaming car les débits nécessaires pour répondre aux attentes des clients doivent être élevés et constants. La visiophonie bien que demandant un débit nettement plus élevé que les communications vocales n'a un poids que de 15 car sa qualité de service est considérée comme moins importante pour les utilisateurs. Pour ce qui est des poids T_n , relatifs au temps d'utilisation de chaque service nous avons étudié le cas où les communications vocales occupent 40% du temps d'utilisation, la visiophonie 10% et les deux autres services 25% chacun. Nous avons également fait l'hypothèse,

que pendant 80% du temps l'utilisateur était dans un environnement indoor, c'est-à-dire connecté à une Livebox et par conséquent 20% du temps connecté à un Hotspot Orange en milieu urbain.

Pour des raisons de simplification, les différents poids appliqués pour cet exemple ne sont pas issus de travaux sur les usages des téléphones mobiles mais nous les estimons assez représentatifs de la réalité. La définition de l'application peut alors être synthétisée par le Tableau 6-3.

	Environnement	Usage	Rotation	Tn	Wn
Situation 1	indoor	Voix	Rx=-90°, Ry=60°	32 %	5
Situation 2	urbain	Voix	Rx=-90°, Ry=60°	8	5
Situation 3	indoor	Visiophonie	Rx=-90°, Ry=0°	8 %	15
Situation 4	urbain	Visiophonie	Rx=-90°, Ry=0°	2 %	15
Situation 5	indoor	Transfert données	Rx=-45°, Ry=0°	20 %	20
Situation 6	urbain	Transfert données	Rx=-45°, Ry=0°	5 %	20
Situation 7	indoor	TV/Vidéo	Rx=0°, Ry=45°	20 %	20
Situation 8	urbain	TV/Vidéo	Rx=0°, Ry=45°	5 %	20

Tableau 6-3. Synthèse des situations pour l'application téléphone mobile Unik

L'utilisation d'un système d'antennes à diversité entraînant un surcoût lors de la fabrication du terminal, nous fixons un seuil d'alarme à 5dB. Ainsi si un système présente un gain de diversité référencé inférieur à 5 dB, il sera jugé comme irrecevable. Ce critère supplémentaire dans le choix de la solution finale est justifié, car nous pouvons nous retrouver avec des solutions offrant des gains très élevés dans certains cas, et très faibles dans d'autres. Or nous voulons favoriser les solutions avec un faible écart type dans les gains de diversité référencés obtenus pour garantir une amélioration significative pour toutes les situations.

6.2.2 Description des environnements

Comme nous l'avons expliqué précédemment, l'application peut être utilisée dans deux environnements distincts, à savoir un environnement typiquement indoor et un urbain. Dans cet exemple, ces deux environnement seront établis à partir des résultats de Kalliola [6.4] qui

propose une distribution double exponentielle en élévation pour les deux composantes θ et ϕ comme nous l'avons présenté dans le chapitre 4.

Les paramètres de la distribution en élévation pour l'environnement indoor sont $m_V = 2^\circ$, $\sigma_V^- = 6,9^\circ$ et $\sigma_V^+ = 9,4^\circ$ pour la composante du champ selon θ et $m_H = 2,2^\circ$, $\sigma_H^- = 10,5^\circ$ et $\sigma_H^+ = 10^\circ$ pour la composante du champ selon ϕ . Le XPR est de 7dB.

Pour l'environnement urbain, le XPR est de 7,3 dB et l'étalement angulaire est beaucoup plus important que pour le milieu indoor puisque nous avons comme paramètre de distribution en élévation $m_V = 2,2^\circ$, $\sigma_V^- = 3,9^\circ$ et $\sigma_V^+ = 17,8^\circ$ pour la composante du champ incident selon θ et $m_H = 2^\circ$, $\sigma_H^- = 4,6^\circ$ et $\sigma_H^+ = 37,4^\circ$ pour la composante du champ incident selon ϕ . La Figure 6-7 représente en 3D la distribution des deux composantes du champ incident de l'environnement urbain.

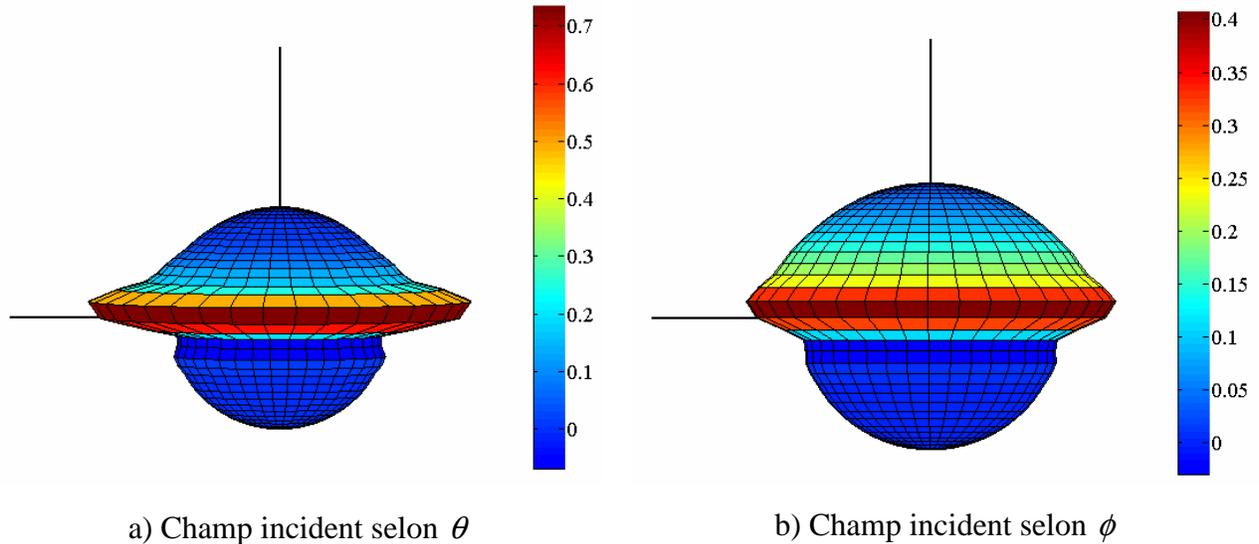


Figure 6-7. Représentation 3D des composantes selon θ et ϕ du champ incident urbain

6.2.3 Systèmes d'antennes

6.2.3.1 Antenne de référence

Comme dans l'exemple précédent, nous avons choisi d'utiliser une antenne dipôle comme antenne de référence. Les brins ont un diamètre de 2 mm et l'efficacité totale est proche de 0.98. Avant rotation, c'est-à-dire lorsque le téléphone est orienté comme sur la Figure 6-5, l'axe du dipôle est confondu avec l'axe Oy comme représenté sur la Figure 6-3.

6.2.3.2 Les systèmes d'antennes à comparer

Nous allons utiliser les deux mêmes systèmes d'antennes que dans le premier exemple, c'est-à-dire le système à deux patches à double polarisation et l'antenne PIFA agile en polarisation. Contrairement à l'exemple précédent, nous allons traiter toutes les diversités qu'il est possible de mettre en œuvre avec le système à deux patches à double polarisation. En effet comme ce système a quatre voies, il est possible de mettre œuvre de la diversité spatiale avec les voies polarisées verticalement, de la diversité spatiale avec les voies polarisées horizontalement, de la diversité spatiale avec les deux voies d'un même patch et de la diversité de polarisation et d'espace en prenant une voie sur chaque antenne présentant des polarisations différentes. Les voies RF étant distinctes nous allons étudier les performances avec la sélection de voies et le Maximum Ratio Combining. Pour l'antenne PIFA agile en polarisation, nous sommes toujours contraints d'utiliser la sélection de voies comme technique de traitement. Toutes les antennes sont conçues pour travailler sur la bande ISM 2,45 GHz et nous considérons les diagrammes de rayonnement à la fréquence de 2,45 GHz. A cette fréquence, toutes les voies du système à deux patches présentent une efficacité totale de 0,94 contre 0,84 pour la Pifa agile.

En résumé cela nous conduit à étudier neuf associations antenne/traitement différentes pour cet exemple. Les quatre voies RF du système à deux patches à double polarisation, V1, V2, H1, H2 sont identifiées sur la Figure 6-8. Le Tableau 6-4 présente les neuf associations avec les diversités mises en jeu pour chacune d'elles.

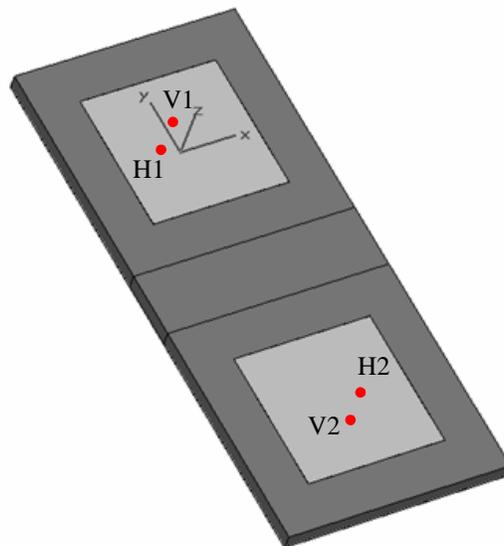


Figure 6-8. Identification des ports RF du système à deux patches à double polarisation

N°	Associations	Diversité mise en jeu
1	Système à deux patchs V1V2/ sélection	Spatiale avec les 2 voies polarisées verticalement
2	Système à deux patchs V1V2/MRC	
3	Système à deux patchs H1H2/ sélection	Spatiale avec les 2 voies polarisées horizontalement
4	Système à deux patchs H1H2/ MRC	
5	Système à deux patchs H1V1/ sélection	Polarisation avec des voies sur le même patch
6	Système à deux patchs H1V1/ MRC	
7	Système à deux patchs H2V1/ sélection	Polarisation et spatiale
8	Système à deux patchs H2V1/ MRC	
9	Pifa agile / sélection	Polarisation

Tableau 6-4. Synthèse des différentes associations traitement / antenne étudiées

Les deux systèmes d'antennes sont considérés, avant rotation, dans le plan contenant les axes Ox et Oy (Figure 6-4). Cette orientation est bien évidemment en accord avec l'orientation initiale du téléphone mobile présenté Figure 6-5. La résolution considérée pour tous les diagrammes de rayonnement est de 15°.

6.2.4 Résultats et analyses de l'exemple 2

Pour chacune des associations définies précédemment, nous avons appliqué notre méthodologie et nous avons obtenu un Gain de Diversité Final Pondéré pour chacune d'elles. Evidemment il est impératif d'analyser l'ensemble des gains de diversité référencés obtenus pour chaque situation afin de choisir l'association qui réponde le mieux à l'application. L'ensemble des résultats est synthétisé dans le Tableau 6-5.

Situations	1	2	3	4	5	6	7	8	Alarme	GDFP
Associations										
1	10,17	9,93	3,96	5,73	7,94	8,65	14,93	14,1	X	23,49
2	11,49	11,47	5,36	7,33	9,45	10,18	16,42	15,62		26,82
3	11,33	11,46	0,83	1,77	6,73	7,051	18,17	17,12	X	24,68
4	12,82	13,1	2,44	3,37	8,09	8,5	19,8	18,46	X	28,05
5	9,34	9,25	5,36	5,36	8,37	8,57	16,65	15,65		25,17
6	10,82	10,71	6,87	6,82	9,8	10,11	18,19	17,25		28,55
7	10,66	10,75	5,39	5,49	8,12	8,4	16,89	15,82		25,63
8	12,28	12,14	6,9	7,06	9,6	9,98	18,39	17,39		29,04
9	7,57	7,43	3,98	3,87	7,57	7,95	16,33	15,35	X	23,33

Tableau 6-5. Synthèse des résultats obtenus pour chaque association antenne / traitement

Nous constatons que le traitement de type MRC permet d'obtenir pour toutes les configurations d'antennes un Gain de Diversité Final Pondéré supérieur d'au moins trois points par rapport à la sélection de voies. Ce résultat était bien sur prévisible car le MRC est plus performant que la sélection de voies mais plus complexe et plus coûteux.

Il est également intéressant de souligner que toutes les associations fournissent un gain de diversité référencé très élevé (supérieur à 14 dB) pour les situations 7 et 8 qui font référence au service de télévision et de "streaming vidéo". Cela montre bien que par rapport à notre antenne de référence, l'amélioration du lien radio apportée par de la diversité d'antennes est très importante, d'autant plus que ces situations ont une pondération élevée.

Bien que certaines associations obtiennent un Gain de Diversité Final Pondéré très intéressant comme par exemple l'association 4, elles ne seront pas considérées car elles ne remplissent pas la condition fixée par l'alarme qui précise que le gain de diversité référencé doit au moins être supérieur à 5 dB pour toutes les situations. Or pour les associations 1, 3, 4 et 9, cette condition n'est pas respectée pour les situations 3 ou 4 qui se réfèrent au service de visiophonie.

Nous observons d'autre part que pour l'application considérée, il semble que la diversité de polarisation soit plus efficace que la diversité spatiale. En effet pour une même technique de

traitement, les associations présentant une diversité de polarisation sont plus adaptées à l'application. Il y a cependant une exception avec la PIFA à diversité de polarisation mais il est à signaler que le GDFP obtenu par ce système est du même ordre de grandeur que les gains obtenus en diversité spatiale par le système double patch avec la sélection de voies. Ceci s'explique en partie par l'efficacité plus faible du système agile.

Comme les associations présentant une diversité de polarisation ont des GDFP comparables pour un traitement identique, nous devons nous poser les bonnes questions pour choisir le système le plus adapté. Dans cet exemple, la configuration d'antenne qui offre le meilleure Gain de Diversité Final Pondéré (association 7 et 8) ne nous paraît pas la plus adaptée car cette configuration met en œuvre de la diversité de polarisation mais également de la diversité spatiale. Nous avons donc deux antennes distinctes ce qui implique un encombrement beaucoup plus grand et beaucoup plus contraignant pour ce type d'application. Notre choix s'orienterait donc vers l'association 5 ou 6, la seule différence entre ces associations étant la technique de traitement d'antennes.

Toutefois il existe très probablement des systèmes d'antennes plus performants pour cette application mais c'est à l'utilisateur de la méthodologie de les trouver. Pour cela il est important qu'il sache analyser l'ensemble des résultats obtenus pour certaines associations pour essayer de converger vers des systèmes d'antennes présentant une diversité en accord avec l'application. Ainsi dans cet exemple, il serait très intéressant d'évaluer d'autres systèmes plus compacts présentant de la diversité de polarisation.

Cet exemple très concret montre bien que la méthodologie est très intéressante pour un opérateur téléphonique. En effet, même s'il ne produit pas directement de terminaux, la méthodologie peut lui permettre (pour un coût relativement faible.) d'étudier et de comparer différents terminaux et de formuler des spécifications techniques avant de les acheter. Il est même envisageable que l'opérateur demande à ses fournisseurs de terminaux de garantir que leurs systèmes d'antennes obtiennent un Gain de Diversité Final Pondéré supérieur à un seuil pour une antenne de référence donnée.

6.3 EXEMPLE 3 : SYSTEME UWB

6.3.1 Description de l'application et de ses situations

Bien que la majorité des objets communicants utilisent des bandes de fréquence dites étroites, depuis plusieurs années se développent des systèmes utilisant un spectre fréquentiel beaucoup plus large, il s'agit des systèmes dits Ultra Large Bande (ou Ultra Wide Band en anglais). Au niveau de la normalisation, nous distinguons essentiellement deux types de systèmes UWB, les systèmes bas débit et les systèmes haut débit. La couche physique des systèmes UWB bas débits est définie par le standard IEEE 802.15.4a qui autorise des communications impulsionnelles. Ce standard propose une alternative pour les réseaux sans fil personnels (WPAN) bas débit, avec une très faible consommation électrique, une complexité réduite et une faculté de géolocalisation

En ce qui concerne les systèmes UWB très haut débit, leur couche physique est définie par le standard ECMA-368 établi suite à une dissolution du groupe 802.15.3a pour cause de divergence entre deux solutions proposées. Ce standard reprend la solution de l'alliance Wimedia basée sur une approche multi-bandes avec une modulation de type OFDM. Bien que les seules applications existantes aujourd'hui sur le marché grand public, soient des concentrateurs USB sans fil, une grande variété d'applications est promise à ces systèmes haut débit. Parmi ces applications nous retrouvons le transfert de données haut débit entre différents appareils électroniques comme par exemple un appareil photographique numérique et une imprimante, un ordinateur et un vidéoprojecteur ou encore une caméra et un téléviseur.

Ces standards prévoient tous les deux des bandes de fréquence de 500 MHz environ entre 3,1 et 10,6 GHz. Cependant, les canaux et la réglementation varient en fonction des régions. Nous allons essentiellement nous intéresser aux bandes autorisées en Europe dans cet exemple.

Bien que la diversité d'antennes soit intéressante pour les deux types de systèmes (haut débit et bas débit), nous allons considérer une application fictive à haut débit entre deux appareils en environnement indoor. Contrairement aux exemples précédents, l'étude n'est pas réalisée dans le cadre d'une application précise mais l'objectif est de montrer que la méthodologie que nous

avons élaborée peut être utilisée pour comparer des systèmes d'antennes UWB en ajoutant une dimension supplémentaire à la méthodologie. En effet celle-ci ne prévoit initialement que de calculer un gain de diversité référencé pour chaque situation à une seule fréquence, or nous allons dans le cas d'antenne UWB calculer un gain de diversité référencé pour toutes les bandes de fréquence et pour chaque situation. Le besoin d'étudier toutes les bandes de fréquence s'explique par la particularité de la plupart des antennes UWB qui voient leurs propriétés telles que leur directivité et leur efficacité évoluer en fonction de la fréquence.

L'application que nous considérons dans cet exemple [6.5] peut prendre trois orientations différentes du système d'antennes dans un seul environnement, un environnement indoor. Dans le cas où nous étudions n fréquences pour chaque orientation nous nous retrouvons avec $3n$ situations. Pour l'orientation 1, nous considérerons les systèmes d'antennes UWB imprimées dans le plan xOy (Figure 6-9a). Les orientations 2 et 3 correspondent respectivement à une rotation des systèmes de 90° selon l'axe Oy et une rotation de 90° selon l'axe Ox (Figure 6-9b et Figure 6-9c).

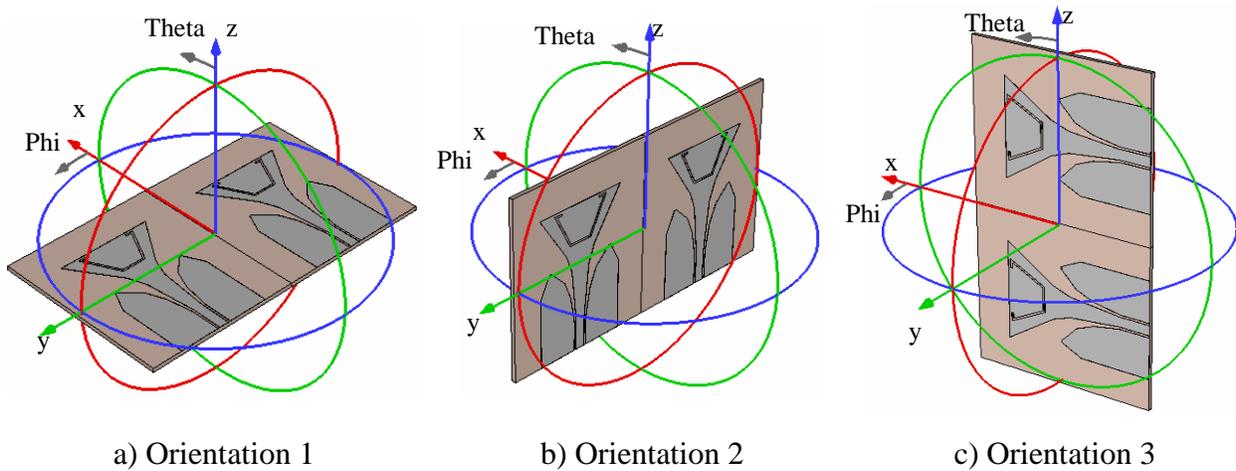


Figure 6-9. Représentation des trois orientations dans l'espace d'un des systèmes UWB étudiés

L'exemple ne traitant pas d'une application précise, nous avons décidé d'appliquer une pondération identique pour chaque situation. Ceci revient à dire que l'application est 33% du temps dans chaque orientation et que la qualité du lien radio désirée est identique quelles que soit la fréquence ou l'orientation. Nous avons décidé d'appliquer un poids identique à chaque bande de fréquence étudiée mais nous aurions pu appliquer des poids différents dans le but d'accorder plus d'importance à certaines bandes telles que les bandes communes avec d'autres régions

comme les USA ou le Japon ou bien des bandes obligatoires. La définition de l'application pour n fréquences étudiées est synthétisée par le Tableau 6-6.

	Orientation	Rotation	Tn	Wn
Situations 1 à n	Orientation 1	Rx=0°, Ry=0°	$\frac{33}{n}\%$	1
Situations $n+1$ à $2n$	Orientation 2	Rx=90°, Ry=0°	$\frac{33}{n}\%$	1
Situations $2n+1$ à $3n$	Orientation 3	Rx=0°, Ry=90°	$\frac{33}{n}\%$	1

Tableau 6-6. Synthèse des situations pour les systèmes UWB

Nous avons décidé d'étudier les systèmes UWB à dix fréquences différentes correspondant aux fréquences centrales de bandes prévues par le standard 802.15.4a. Huit de ces bandes sont autorisées en Europe, il s'agit des bandes 1 à 8 dans le Tableau 6-7.

Numérotation des bandes	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Fréquence centrale (GHz)	3.495	3.994	4.493	6.490	6.989	7.488	7.987	8.486	8.986	9.484

Tableau 6-7. Fréquences centrales étudiées et numéros de bande associés

6.3.2 Description des environnements

Bien que dans un certain nombre d'applications pressenties et citées dans le paragraphe précédent, l'émetteur et le récepteur soient probablement en vue directe, nous supposons notre application dans un environnement indoor typique sans vue directe. Cet environnement indoor est défini d'après Kalliola [6.4] par une distribution du champ incident uniforme en azimut et une distribution gaussienne en élévation selon l'équation XX et YY du chapitre 4. Les paramètres de la distribution en élévation sont $\theta_v=2^\circ$, $\sigma_v=7.1^\circ$ pour la composante du champ selon θ et $\theta_h=2.8^\circ$, $\sigma_h=5.9^\circ$ pour la composante du champ selon ϕ . Le XPR est de 7 dB.

Là encore, comme l'application est fictive nous ne prendrons pas en compte l'environnement proche des antennes dans la simulation électromagnétique.

6.3.3 Systèmes d'antennes

6.3.3.1 Antenne de référence

Dans cet exemple, nous avons choisi d'utiliser une antenne dipôle comme antenne de référence. Un dipôle composé de deux brins cylindriques (dont le diamètre est très inférieur à la longueur) n'est pas une antenne large bande. Nous avons donc défini dix dipôles dont la fréquence de résonance correspond à chacune des 10 fréquences étudiées. Les brins ont un diamètre de 2 mm et l'efficacité totale est proche de 0.98 pour tous les dipôles simulés (Tableau 6-8). Lorsque les dipôles sont dans l'orientation 1, leur axe est confondu avec l'axe Ox comme représenté sur la Figure 6-3.

Numéro de bande	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Fréquence centrale en GHz	3.495	3.994	4.493	6.490	6.989	7.488	7.987	8.486	8.986	9.484
Longueur des brins du dipôle en mm	17.25	14.75	12.75	8	7.25	6.5	6	5.5	5	4.5

Tableau 6-8. Longueur des brins des dipôles utilisés pour chaque fréquence étudiée

6.3.3.2 Les systèmes d'antennes à comparer

Pour illustrer cet exemple montrant l'intérêt de notre méthodologie dans le cas de systèmes UWB à diversité d'antennes, nous avons réalisé deux systèmes UWB différents à deux antennes planaires.

Le premier système reprend un design d'une antenne UWB miniature du laboratoire LCIS [6.6]. Il s'agit d'une antenne planaire imprimée sur du substrat FR4 d'épaisseur 1,6 mm. Elle a un plan de masse partiel nécessaire à l'alimentation par ligne microruban. Le motif de cette antenne est répété deux fois de manière à former le premier système UWB qui a pour dimensions 35 x 60 mm. Une vue du système obtenu est présentée à la Figure 6-10 avec l'ensemble des informations relatives à sa géométrie. Nous appellerons par la suite ce système le système LCIS.

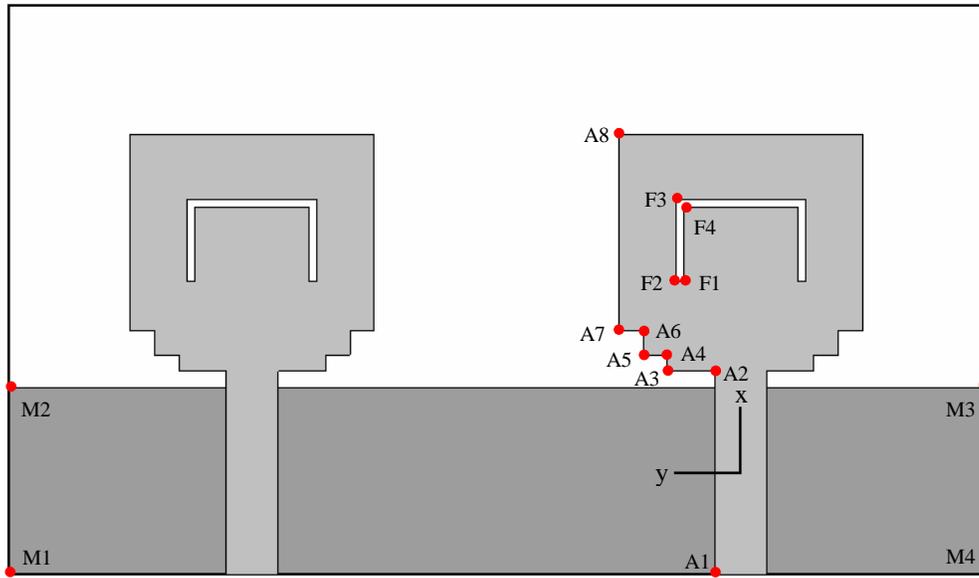


Figure 6-10. Représentation de la géométrie du système d'antennes LCIS

D'après la Figure 6-10, la géométrie des antennes est définie par les coordonnées (x,y) des points suivants : M1(-6.25,45), M2(5.25,45), M3(5.25,-15), M4(-6.25,-15), A1(-6.25,1.6), A2(6.25,1.6), A3(6.25,4.5), A4(7.25,4.5), A5(7.25,6), A6(8.75,6), A7(8.75,7.5), A8(20.75,7.5), F1(11.75,3.5), F2(11.75,4), F3(16.8,4), F4(16.3,3.5).

La Figure 6-11 ci-dessous représente le système LCIS selon les trois orientations considérées.

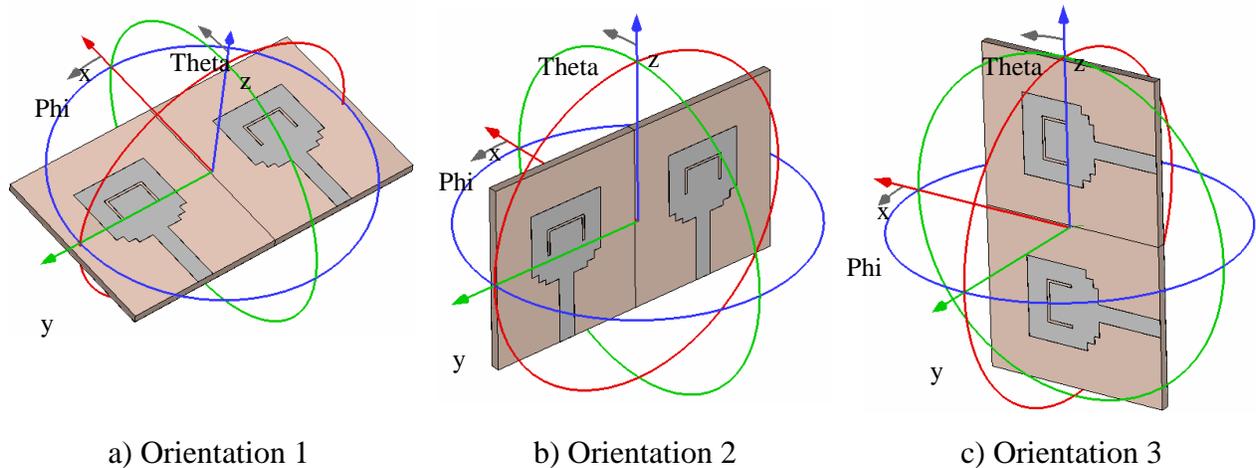


Figure 6-11. Représentation des trois orientations dans l'espace du système LCIS

Le second système est basé lui aussi sur la répétition d'un motif existant. Il s'agit d'une antenne inspirée d'un brevet déposé par France Telecom R&D [6.7]. C'est une antenne coplanaire imprimée sur un substrat de la société Rogers, le RT5880 d'épaisseur 0.8mm, de tangente delta 0.009 et de permittivité 2,2. Le système d'antennes obtenu mesure lui aussi 35 x 60 mm, ses caractéristiques géométriques sont présentées sur la Figure 6-12. Ce système sera appelé système FTRD dans la suite de cet exemple.

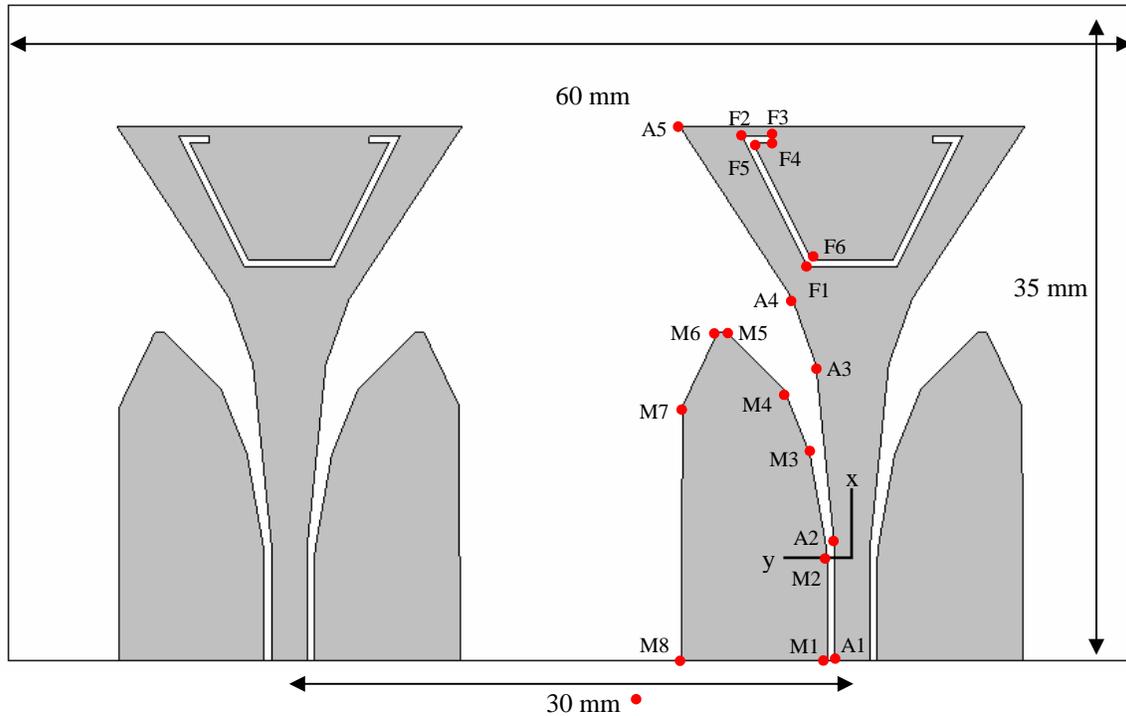


Figure 6-12. Représentation de la géométrie du système d'antennes FTRD

D'après la Figure 6-12, la géométrie des antennes est définie par les coordonnées (x,y) des points suivants : M1(-5.5,1.34), M2(0,1.34), M3(5.5,2.26), M4(9,3.66), M5(12,6.67), M6(12,7.17), M7(8.07,9.07), M8(-5.5,9.07), A1(-5.5,0.94), A2(0.5,0.94), A3(5.5,2.26), A4(10.3,1.94), A5(23,9.19), F1(15.5,2.38), F2(22.5,5.88), F3(2.25,4.27), F4(22.14,4.27), F5(22.14,5.3), F6(15.86,2.16). La représentation du système FTRD selon les trois orientations considérées a déjà été présentée par la Figure 6-9.

Les deux systèmes ont un encombrement identique et nous avons sur chaque antenne une fente qui permet de rejeter la bande de fréquence non autorisée en Europe qui s'étend de 4,8GHz à 6GHz. Les systèmes étant symétriques, les deux antennes d'un même système présentent des

coefficients de transmission et des coefficients de réflexion identiques. La bande passante des deux systèmes est décrite par l'évolution du paramètre S11 avec la fréquence sur la Figure 6-13.

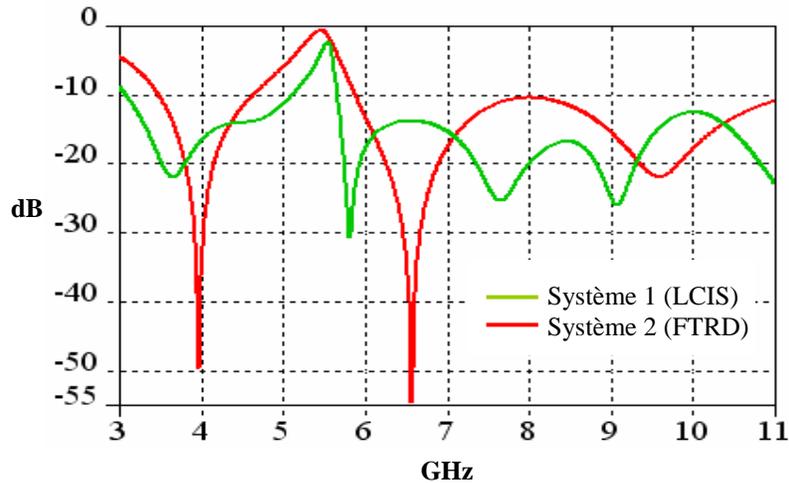


Figure 6-13. Coefficients de réflexion (S11) des deux systèmes UWB

En ce qui concerne les techniques de recombinaison, nous avons fait le choix de calculer les gains de diversité référencés uniquement avec la technique de sélection de voies car si l'application n'a pas pour fonction première un transfert de données sans fil, il est peu probable que des ressources nécessaires à des traitements plus complexes soient allouées à cette fonction.

6.3.4 Résultats et analyses de l'exemple 3

Nous voyons qu'il n'est pas évident de choisir le système le plus adapté à l'application, car tous deux présentent un encombrement identique et des bandes passantes comparables. Les paramètres classiques ne permettent donc pas de départager ces deux systèmes candidats. L'utilisation de notre méthodologie est un moyen de le faire.

Les tableaux présentent les gains de diversité référencés obtenus avec les deux systèmes d'antennes UWB présentés précédemment. Ces tableaux indiquent également l'efficacité totale des antennes en fonction de la bande de fréquence. Nous ne constatons que de faibles variations de ces efficacités qui sont très bonnes pour les deux systèmes.

Comme les poids sont identiques pour chaque situation, le Gain de Diversité Final Pondéré est équivalent à une moyenne algébrique des gains de diversité référencés obtenus pour chacune des 30 situations traitées. Cette moyenne est présentée dans le Tableau 6-9 et le Tableau

6-10 ainsi que la moyenne pour chaque bande de fréquence et la moyenne pour chaque orientation.

Bande	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Moyenne par orientation
Efficacité totale	0,75	0,89	0,88	0,97	0,98	0,94	0,91	0,93	0,97	0,99	
Orientation 1	9,98	10,23	9,94	10,7	11,43	11,66	11,66	11,99	12,12	12,15	11,18
Orientation 2	8,58	9,42	9,36	9,51	9,27	8,12	7,47	7,33	7,42	7,84	8,432
Orientation 3	7,92	8,63	8,78	11,54	12,33	12,81	12,73	15,05	12,75	16,49	11,9
Moyenne par bande	8,82	9,42	9,36	10,58	11,01	10,86	10,62	11,45	10,76	12,16	10,50

Tableau 6-9. Gains de diversité référencés (en dB) obtenus pour chaque situation avec le système FTRD

Bande	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Moyenne par orientation
Efficacité totale	0,89	0,87	0,84	0,84	0,88	0,93	0,93	0,91	0,91	0,89	
Orientation 1	11,2	11,54	10,85	12,55	13,05	13,51	13,83	14,07	14,15	14,24	12,89
Orientation 2	8,03	8,11	8,19	7,39	7,3	6,82	7,16	6,91	6,1	5,75	7,17
Orientation 3	15,96	15,67	15,06	13,89	14,05	15,94	16,12	16,1	16,32	16,18	15,52
Moyenne par bande	12,02	12,06	11,64	11,55	11,76	12,4	12,68	12,66	12,49	12,35	12,16

Tableau 6-10. Gains de diversité référencés (en dB) obtenus pour chaque situation avec le système LCIS

L'analyse des résultats montre que le système d'antennes LCIS permet une meilleure amélioration du lien que le système FTRD car il présente un gain de diversité référencé moyenné sur les trente situations de 12,16 dB contre 10,50 pour le système FTRD. Il est néanmoins important de noter que les résultats du système FTRD sont très proches et permettraient d'améliorer également de manière significative le lien radio par rapport à l'antenne de référence, un dipôle.

Nous remarquons cependant que pour l'orientation 2, le système LCIS conduit à un gain moyen plus faible que l'autre système. Si nous sommes dans le cas où l'application est généralement utilisée selon cette orientation, il est alors préférable de choisir le système FTRD.

Il est à noter que les gains évoluent en fonction des bandes de fréquence, ils sont directement liés à l'évolution du rayonnement des antennes en fonction de la fréquence. Cette évolution du rayonnement a plus ou moins d'impact sur les gains observés en fonction de l'orientation du système d'antennes. Ainsi pour le système FTRD, les gains de diversité référencés restent compris entre 7,33 et 9,51 dB quelle que soit la fréquence pour l'orientation 2 mais ils varient entre 7,92 et 16,49 dB pour l'orientation 3. L'écart type du gain en fonction de la bande de fréquence peut donc être un critère de distinction entre différents systèmes d'antennes.

Aujourd'hui de plus en plus d'objets communicants, comme les téléphones mobiles, intègrent des capteurs comme des accéléromètres ou des magnétomètres permettant de connaître leur orientation dans l'espace. Si nous imaginons que l'application utilisant un des ces systèmes UWB ait connaissance de son orientation dans l'espace, alors elle pourrait choisir la bande de fréquence sur laquelle elle désire communiquer. Ainsi, dans le cas du système LCIS, lorsque l'application se trouve dans l'orientation 2, elle aurait intérêt à demander à communiquer sur les bandes 1, 2 ou 3 car ce sont les seules à fournir un gain de diversité référencé supérieur à 8 dB pour cette orientation. L'information d'orientation pourrait donc être avantageusement utilisée par des modules radio intelligents (ou cognitifs).

Même si l'application n'a pas connaissance de son orientation, à partir du moment où elle connaît une information telle que la moyenne du gain obtenue par son système d'antennes pour chaque bande, elle est en mesure de demander à communiquer en priorité sur les bandes qui présentent les moyennes les plus élevées. Par exemple, avec le système FTRD, l'application aurait tout intérêt à communiquer prioritairement sur la bande 10.

Les différentes remarques faites pour les systèmes UWB sont également valables pour les systèmes multi-bandes.

6.4 EXEMPLE 4 : ANTENNE UNIQUE OU ANTENNES MINIATURES EN DIVERSITE ?

6.4.1 Description de l'application et de ses situations

Contrairement aux exemples précédents, celui-ci ne fait pas référence à une application précise ou ne vise pas à comparer deux systèmes multi-antennes entre eux. L'objectif, ici, est de montrer que le calcul du gain de diversité référencé peut permettre de répondre à une question que l'on est en droit de se poser lorsque la mise en œuvre de la diversité d'antennes est réalisée en utilisant des antennes miniatures : est-ce que la qualité du lien radio obtenue avec un système à diversité d'antennes utilisant des antennes miniatures est meilleure que celle obtenue avec une seule antenne ?

Cette question est légitime car comme nous l'avons expliqué précédemment la miniaturisation d'une antenne n'est pas sans conséquence. Bien souvent cela entraîne une dégradation de la bande passante, de l'efficacité et des propriétés de rayonnement.

Dans les applications mobiles, l'encombrement reste une contrainte forte et le volume alloué à l'antenne est souvent restreint. Dans le cas où le choix de mettre en œuvre de la diversité d'antennes est adopté, cela devra généralement être fait dans un volume équivalent ou inférieur à celui occupé par un système mono-antenne. Ceci impose donc l'utilisation d'antennes miniatures. Dans ce cas il est donc bon de connaître dans quelle mesure le gain de diversité sera dégradé par l'utilisation d'antennes dont les propriétés comme l'efficacité peuvent être sensiblement réduites.

Le gain de diversité référencé permet de renseigner ce point en évaluant le gain d'un système à deux antennes miniatures par rapport à différents systèmes mono-antennes pris comme références. La connaissance de ces gains permet de savoir si l'utilisation de la diversité répond aux objectifs visés.

Le choix de ne pas se rapporter à une application précise n'empêche pas de définir des situations différentes qui conduiront comme nous le verrons à obtenir des gains de diversité référencés très différents. Toutes les situations sont considérées dans un seul environnement, un environnement urbain. Seule l'orientation du système multi-antennes différencie donc les

situations. Nous avons considéré dix orientations différentes qui seront détaillées dans l'analyse des résultats. A partir de l'orientation initiale, des rotations selon l'axe Ox et l'axe Oy ont été appliquées. Aucune rotation selon l'axe Oz n'est considérée car comme le modèle d'environnement que nous avons choisi est défini par une distribution uniforme en azimut, une rotation selon cet axe ne modifie pas le gain obtenu. Pour chaque orientation, nous considérerons trois fréquences différentes car comme nous l'avons mis en évidence dans l'exemple avec les antennes Ultra large Bande, les propriétés des antennes sont dépendantes de la fréquence. Les antennes miniatures utilisées dans le système à diversité que nous allons étudier présentent notamment des efficacités différentes sur la bande de fréquence ISM à 2,4 GHz. Les trois fréquences d'étude retenues correspondent aux fréquences de début et de fin de la bande ainsi que la fréquence centrale de cette bande, soit 2,4 GHz, 2,45 GHz et 2,84 GHz. Dans cet exemple nous traiterons donc trente situations différentes qui sont recensées dans le Tableau 6-12.

A la différence des exemples précédents, nous n'allons considérer qu'un seul système multi-antennes et nous calculerons les gains de diversité référencés pour différentes antennes de références.

6.4.2 Description des environnements

L'environnement urbain que nous avons choisi est établi à partir des résultats de Kalliola [6.4] qui propose une distribution double exponentielle en élévation pour les deux composantes θ et ϕ comme nous l'avons présenté dans le chapitre 4.

Les paramètres de la distribution en élévation pour l'environnement urbain choisi sont $m_V = 1,6^\circ$, $\sigma_V^- = 4,6^\circ$ et $\sigma_V^+ = 4,4^\circ$ pour la composante du champ selon θ et $m_H = 1,4^\circ$, $\sigma_H^- = 4,9^\circ$ et $\sigma_H^+ = 7^\circ$ pour la composante du champ selon ϕ . Le XPR est de 11,4 dB. Comme l'ensemble des environnements que nous avons considérés dans nos travaux, la distribution en azimut est uniforme.

6.4.3 Systèmes d'antennes

6.4.3.1 Le système d'antennes miniatures

Le système est réalisé en utilisant deux antennes miniatures identiques décrites dans le chapitre 4. Il s'agit d'une "chip antenna" réalisée sur un substrat de Arlon, le CLTE présentant une permittivité de 2,98. Les détails de la géométrie de l'antenne sont rappelés sur la Figure 6-14.

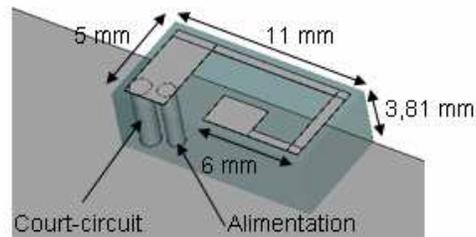


Figure 6-14. Antenne miniature utilisée dans le système à diversité

Le système est constitué d'un plan de masse rectangulaire de 100 x 50 mm, les antennes étant disposées à chacune des extrémités de ce plan de masse. Ce système présente donc une diversité spatiale mais également une part de diversité de diagramme car la position de l'antenne par rapport au plan de masse conditionne fortement la directivité de ces antennes miniatures. Avant rotation, le système est orienté comme représenté sur la Figure 6-15.

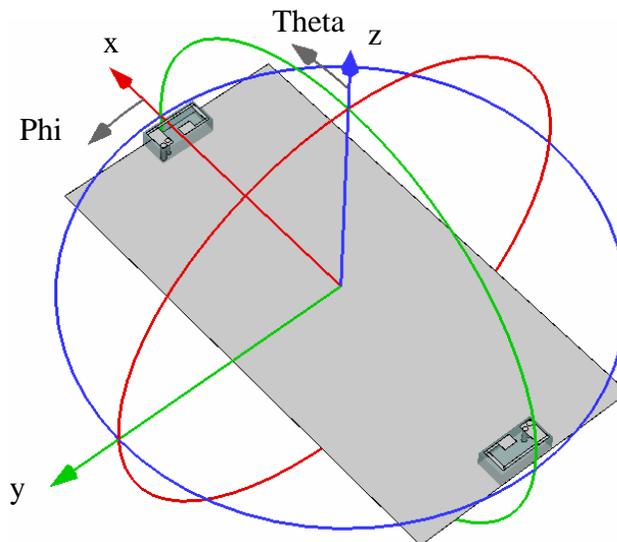


Figure 6-15. Système d'antennes miniatures avant rotation

Le système présentant une symétrie, les deux antennes ont les mêmes propriétés. La bande passante à -10 dB de ces antennes va de 2,426 GHz à 2,457 GHz, elle ne couvre donc pas la totalité de la bande ISM à 2,4 GHz. L'efficacité totale de ces antennes varie donc fortement en fonction de la fréquence. Les valeurs de cette efficacité sont présentées dans le Tableau 6-13, ce tableau donne également les efficacités des antennes de référence utilisées pour calculer les gains de diversité référencés

6.4.3.2 Les antennes de référence

Contrairement aux exemples précédents, nous utilisons ici trois antennes de référence, avec lesquelles nous calculerons uniquement les gains de diversité référencés pour évaluer la pertinence d'utiliser un système d'antennes miniatures présentant de la diversité.

La première antenne de référence est l'antenne dipôle que nous avons déjà utilisée. Ce dipôle composé de deux cylindres de 25 mm de long pour un diamètre de 2 mm à son axe confondu avec l'axe Ox comme le montre la Figure 6-16. Dans cet exemple, nous considérerons l'efficacité totale de ce dipôle comme parfaite sur l'ensemble de la bande ISM.

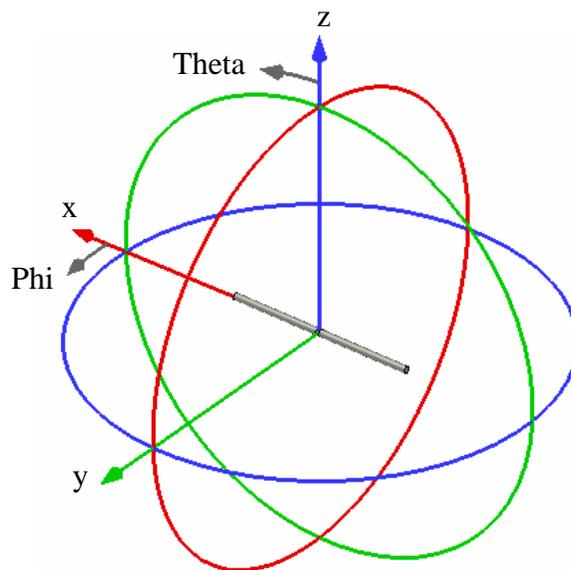


Figure 6-16. Représentation du dipôle dans le repère initial

Les deux autres antennes de référence que nous avons utilisées sont des antennes patches

avec des polarisations orthogonales, l'une produit une polarisation verticale et l'autre une polarisation horizontale. Ces deux antennes sont réalisées sur un substrat CLTE de Arlon avec une permittivité de 2,98 et une épaisseur de 3,81 mm. Le substrat comme le plan de masse mesure 100 x 50 mm pour rester en accord avec les contraintes du système d'antennes étudié. Les deux antennes sont représentées sur la Figure 6-17.

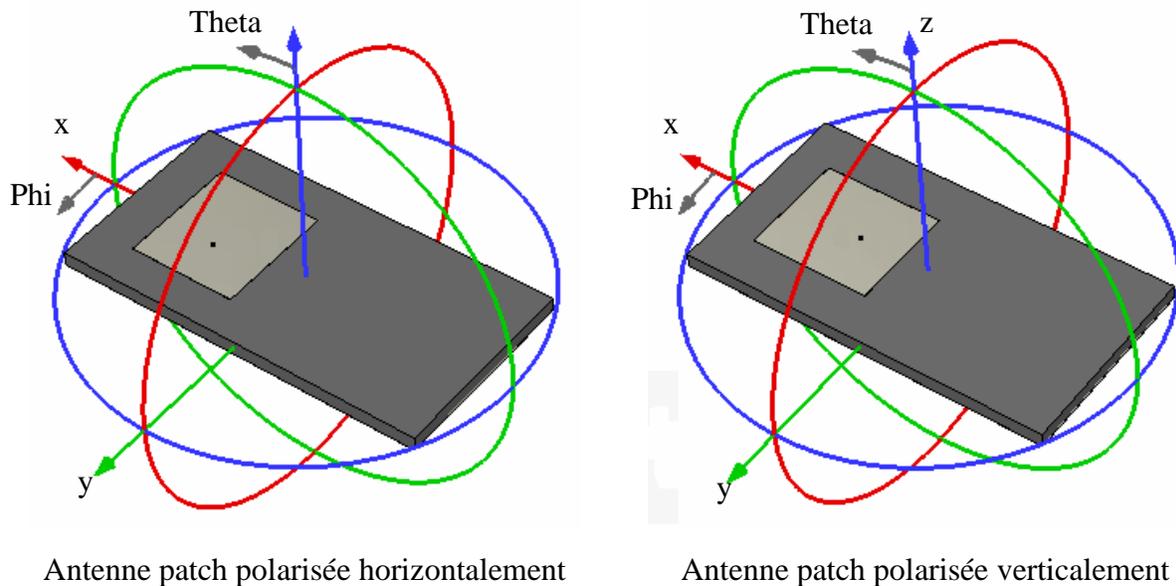


Figure 6-17. Vue des antennes patchs de référence avant rotation

Dans le cas de l'antenne polarisée verticalement, le patch mesure 32,5 mm x 29 mm. L'antenne est placée à 10,25 mm du bord du substrat et le point d'alimentation du patch est placé à 12 mm du bord du patch.

Dans le cas de l'antenne polarisée horizontalement, les dimensions du patch polarisé verticalement ont été conservées avec une rotation de 90°. Le patch mesure donc 29 mm x 32,5. L'antenne est placée à 12 mm du bord du substrat et le point d'alimentation est également placé à 12mm du bord du patch.

Les deux antennes patch ont des bandes passantes et des efficacités quasiment identiques. La Figure 6-18 montre les coefficients de réflexion des deux antennes patch avec le coefficient de réflexion de l'antenne "chip antenna" utilisée dans le système à diversité. Nous constatons que les antennes patch couvrent entièrement la bande passante ISM ce qui assure une bonne efficacité totale pour ces antennes.

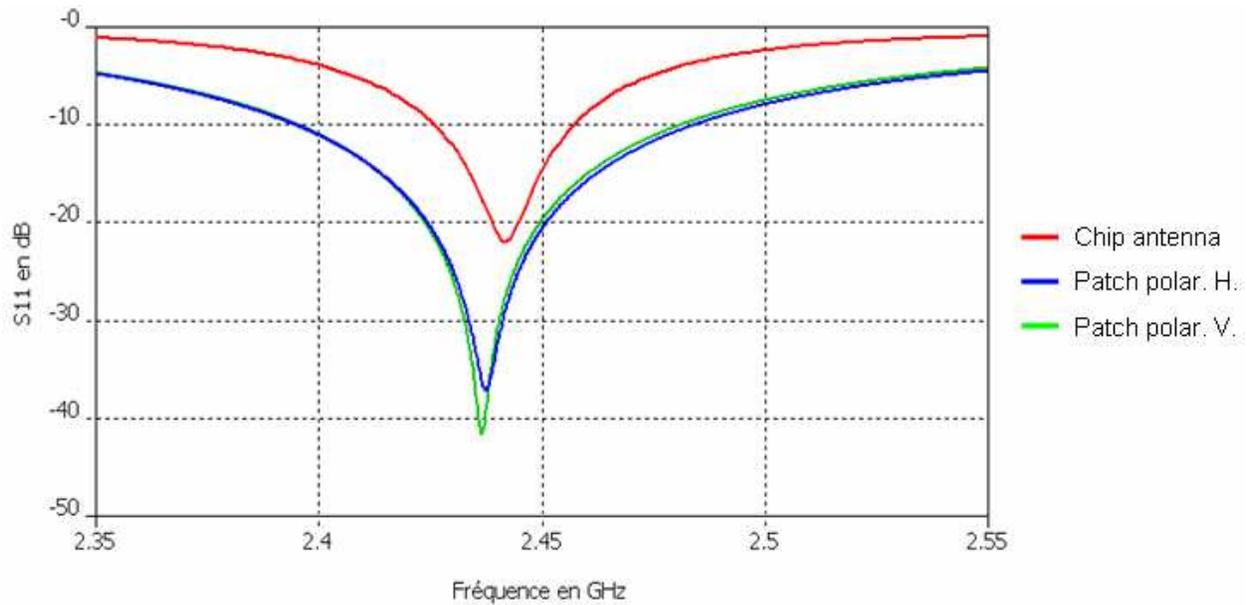


Figure 6-18. Coefficients de réflexion des antennes patchs polarisées verticalement et horizontalement et de l'antenne miniature ("chip antenna")

Les efficacités des trois antennes de référence ainsi que celle de la "chip antenna" utilisée dans le système à diversité sont présentées dans le Tableau 6-11 en fonction de la fréquence.

	Fréquence (en GHz)				
	2,400	2,420	2,450	2,465	2,484
Antenne miniature (chip antenna)	0,51	0,74	0,82	0,65	0,43
Dipôle (parfait)	1	1	1	1	1
Patch polarisé horizontalement	0,84	0,91	0,94	0,91	0,85
Patch polarisé verticalement	0,84	0,91	0,94	0,91	0,85

Tableau 6-11. Efficacités totales des différentes antennes de l'exemple en fonction de la fréquence

6.4.4 Résultats et analyses de l'exemple 4

Pour chacune des trois antennes de référence définies précédemment nous avons calculé les gains de diversité référencés pour dix orientations différentes dans un environnement urbain. Pour chaque orientation, le gain a été calculé à trois fréquences différentes : 2,4 GHz, 2,45 GHz et 2,84 GHz. Les trente situations de cet exemple sont donc définies par une orientation et une fréquence. La technique de traitement multi-antennes choisie est la sélection de voies avec un seuil de 0,01. L'ensemble des gains obtenus est reporté dans le Tableau 6-12 où nous avons indiqué en rouge tous les gains inférieurs à 6 dB. Ce seuil a été choisi pour signaler les situations où il est bon de s'intéresser à l'utilité de mettre en œuvre de la diversité d'antennes car l'amélioration du lien radio obtenue pour ces situations sera faible. La valeur de 6 dB peut paraître élevée mais l'objectif est ici de chercher un gain significatif qui prenne en compte que, dans la pratique, le traitement appliqué ne sera pas idéal et que la modification du front-end radio entraînera des pertes supplémentaires.

L'étude des résultats présents dans le Tableau 6-12 permet de mettre en évidence plusieurs points dans l'étude de la pertinence d'utiliser des antennes miniatures ayant une faible efficacité pour la mise en œuvre de la diversité.

Tout d'abord, il est bon de noter que tous les gains de diversité référencés sont positifs, ce qui signifie que l'efficacité plus faible des antennes miniatures du système n'empêche pas d'obtenir une amélioration du lien radio. En effet contrairement au gain de diversité classique qui prend comme référence la meilleure des voies du système étudié, il est possible d'obtenir un gain de diversité référencé négatif signifiant que le système à diversité étudié conduira à un lien radio de plus mauvaise qualité que celui obtenu avec l'antenne de référence.

Nous notons cependant que pour de nombreuses situations, nous obtenons des gains de diversité référencés inférieurs à la limite fixée de 6 dB et ce pour les trois antennes de référence choisies. Il existe donc des situations défavorables au système à diversité d'antennes où le gain (en dB) est presque nul comme pour les situations 19 et 21 avec l'antenne dipôle comme référence. Si l'application est amenée à fonctionner essentiellement dans ces situations où les gains sont très faibles, l'utilité de ce système d'antennes miniatures se doit d'être reconsidérée par le concepteur. En effet même si les gains restent positifs, ils sont à mettre en balance avec les contraintes liées à la mise en œuvre d'un système à diversité d'antennes. Dans le cas d'un système

à antennes miniatures, ces contraintes sont essentiellement liées au surcout économique et énergétique du traitement multi-antennes.

Orientation	Fréquences	Situation	Antennes de références		
			Dipôle	Patch polarisé verticalement	Patch polarisé horizontalement
Rx = 0° Ry = 0° Rz = 0°	2,40 GHz	1	17,18	7,97	8,03
	2,45 GHz	2	19,17	9,43	9,50
	2,84 GHz	3	16,49	7,16	7,22
Rx = 45° Ry = 0° Rz = 0°	2,40 GHz	4	17,96	10,24	6,47
	2,45 GHz	5	20,10	11,75	8,00
	2,84 GHz	6	17,34	9,47	5,70
Rx = 90° Ry = 0° Rz = 0°	2,40 GHz	7	18,91	13,86	6,13
	2,45 GHz	8	21,05	15,45	7,75
	2,84 GHz	9	18,46	13,29	5,57
Rx = 135° Ry = 0° Rz = 0°	2,40 GHz	10	17,94	9,49	5,98
	2,45 GHz	11	20,09	11,07	7,48
	2,84 GHz	12	17,32	8,71	5,2
Rx = 180° Ry = 0° Rz = 0°	2,40 GHz	13	17,14	7,96	8,05
	2,45 GHz	14	19,13	9,42	9,52
	2,84 GHz	15	16,44	7,15	7,24
Rx = 0° Ry = 45° Rz = 0°	2,40 GHz	16	4,34	5,87	9,24
	2,45 GHz	17	6,72	7,69	11,00
	2,84 GHz	18	4,00	5,41	8,78
Rx = 0° Ry = 90° Rz = 0°	2,40 GHz	19	1,78	3,98	16,19
	2,45 GHz	20	3,94	5,58	17,82
	2,84 GHz	21	1,16	3,23	15,45
Rx = 0° Ry = 135° Rz = 0°	2,40 GHz	22	4,35	5,39	9,24
	2,45 GHz	23	6,69	7,13	10,96
	2,84 GHz	24	4,00	4,93	8,77
Rx = 90° Ry = 45° Rz = 0°	2,40 GHz	25	5,94	7,19	7,12
	2,45 GHz	26	7,80	8,49	8,41
	2,84 GHz	27	4,88	6,03	5,96
Rx = 90° Ry = 60° Rz = 0°	2,40 GHz	28	5,05	6,43	8,23
	2,45 GHz	29	7,22	8,06	9,92
	2,84 GHz	30	4,47	5,73	7,53

Tableau 6-12. Gains de diversité référencés (en dB) obtenus pour chaque situation en fonction de l'antenne de référence

Bien que pour certaines situations, les gains soient faibles, ils peuvent être beaucoup plus élevés pour d'autres, c'est le cas notamment pour les situations 1 à 15 avec le dipôle comme référence. Ces gains élevés s'expliquent facilement. L'orientation du dipôle dans les situations 1 à 15 fait qu'il n'est sensible qu'à la puissance incidente polarisée horizontalement, or le XPR de l'environnement choisi est élevé ce qui signifie que la majorité de la puissance incidente se fait selon la polarisation verticale. Ceci conduit à des gains effectifs moyens (MEG) faibles qui entraînent des gains de diversité élevés. Dès qu'une rotation selon Ry est appliquée au dipôle son MEG est plus élevé entraînant un gain de diversité référencé plus faible. Le même phénomène est observable pour l'antenne patch polarisée verticalement dans les mêmes situations. Le patch polarisé horizontalement a ses MEG les plus faibles pour l'orientation correspondant aux situations 19 à 21 d'où un gain de diversité élevé.

Cet exemple montre également que l'efficacité des antennes conditionne fortement le gain de diversité obtenu. Dans notre cas, les différences d'efficacité obtenue avec la fréquence centrale et celles obtenues avec les fréquences en bord de bande ISM entraînent des variations du gain de diversité référencé d'environ 2 dB pour chaque orientation. Cela montre bien que le concepteur a tout intérêt à maximiser l'efficacité des antennes du système.

	Dipôle	Patch polarisé verticalement	Patch polarisé horizontalement
Gain de diversité référencé moyen	11,34	8,11	8,74

Tableau 6-13. Gains de diversité référencés moyens (en dB) pour chaque antenne de référence

Le Tableau 6-13 présente les gains moyens obtenus pour chaque antenne de référence. Bien que certains des gains élevés s'expliquent par une polarisation de l'antenne de référence non adaptée à l'environnement, les gains moyens obtenus sont conséquents et peuvent donc justifier la mise en œuvre du système d'antennes miniatures. De plus les gains moyens sont fortement pénaliser puisque nous avons considéré les limites de la bande ISM où les efficacités des antennes miniatures sont les plus faibles.

Le système d'antennes miniatures présente un autre avantage très intéressant pour les objets communicants mobiles : l'encombrement du système est inférieur à celui de toutes les

antennes de référence. Dans l'étude des résultats, il est, en effet, très intéressant de comparer les volumes occupés par chacun des systèmes d'antennes. Le Tableau 6-14 présente ces volumes ainsi que les volumes occupés par ces antennes en ajoutant une espace de garde de 1 mm dans chaque direction afin de prendre en compte le fait qu'une antenne ne peut directement être juxtaposée à un autre composant. Les volumes sont obtenus en considérant des parallélépipèdes incluant l'élément rayonnant de l'antenne et en ne considérant pas le plan de masse.

	Volume occupé (mm ³)	Volume occupé + 1mm (mm ³)
Dipôle	2x2x51 = 204	4x4x53 = 848
Patch	29x32,5x3,81 = 3591	31x34,5x3,81 = 4075
Antenne miniature	5x11x3,81 = 210	7x13x3,81 = 347
Deux antennes miniatures	420	694

Tableau 6-14. Volumes occupés par les différentes antennes de l'exemple

La comparaison de ces volumes montre qu'avec un espace de garde de 1 mm, le système d'antennes miniatures présente un encombrement nettement inférieur à celui des antennes de référence. De plus, il offre l'avantage d'être réparti en deux endroits distincts ce qui permet de réduire les contraintes d'intégration du système d'antennes. L'utilisation de systèmes d'antennes miniatures utilisant la diversité est donc un moyen de réduire l'encombrement pris par la fonction "antenne" tout en apportant une amélioration du lien radio significative dans la majorité des situations. En fonction des besoins, il peut donc être tout à fait pertinent d'utiliser ce type de système d'antennes puisque la diversité compense largement les faiblesses inhérentes aux antennes miniatures tout en offrant une intégration plus forte. Cette conclusion reste bien évidemment liée à cet exemple et il revient au concepteur de mener une étude en accord avec son application afin de choisir ou non d'utiliser des antennes miniatures.

6.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 6

Les exemples de mise en œuvre de notre méthodologie d'évaluation de la diversité dans ce chapitre ont permis de montrer que, pour des applications bien définies, la connaissance de l'environnement et de l'utilisation de l'objet communicant étudié permet de comparer objectivement plusieurs systèmes d'antennes afin de choisir le plus adapté en termes d'amélioration du lien radio mais aussi d'encombrement et de coût. Au travers des exemples, nous avons également montré que les outils théoriques proposés permettent de comparer des systèmes multi-antennes large bande ou multi-bandes. De plus, nous avons montré que notre démarche introduisant le gain de diversité référencé permet d'évaluer l'intérêt de remplacer un système mono-antenne par un système multi-antennes. Un élément de réponse théorique est donc apporté aux concepteurs se demandant si un système (en diversité) d'antennes miniatures, ayant chacune individuellement une efficacité dégradée, peut être préférable à une antenne "classique".

Pour l'ensemble des exemples, les outils théoriques proposés permettent de quantifier l'amélioration du lien radio et de comparer correctement différents systèmes sous certaines conditions. Cependant ils ne font qu'apporter des éléments de réponse car la décision finale ne pourra être prise que par un concepteur à même de mesurer l'ensemble des avantages et contraintes de chaque système d'antennes.

Il est à noter que tous les diagrammes de rayonnement utilisés dans les exemples ne prenaient pas en compte l'environnement proche des antennes. Afin de se rapprocher au maximum de la réalité, il faudrait prendre en compte dans les simulations électromagnétiques des antennes l'environnement proche constitué des différentes parties de l'objet communicant et également de l'utilisateur. Celui-ci peut avoir un impact non négligeable sur les caractéristiques de l'antenne. L'intégration de ces éléments dans notre outil de simulation est tout à fait possible.

L'évaluation de la diversité d'un système d'antennes ne peut être seulement théorique. Il est également important de proposer des outils d'évaluation expérimentale de la diversité qui puissent permettre de comparer, même qualitativement, les résultats théoriques et les résultats de mesures. Cette confrontation entre la modélisation et l'expérimentation est un moyen de valider ou de faire évoluer les modèles théoriques.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 6

- [6.1] E. Dreina, M. Pons, V. Tan-Phu, and S. Tedjini, "Improved methodology to compare diversity performance of several multi-antennas systems," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, 2008, pp. 1-4.
- [6.2] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 117-131, 1990.
- [6.3] E. Dreina, M. Pons, T. P. Vuong, and S. Tedjini, "Compact diversity antenna with polarization agility," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2007. ICEAA 2007. International Conference on*, 2007, pp. 739-741.
- [6.4] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekas, J. Krogerus, and P. Vainikainen, "Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 823-838, 2002.
- [6.5] E. Dreina, M. Pons, T. P. Vuong, and S. Tedjini, "Comparison of UWB dual-antenna systems using diversity," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, pp. 2558-2561.
- [6.6] T.-P. Vuong, A. Ghiotto, Y. Duroc, and S. Tedjini, "Design and characteristics of a small U-slotted planar antenna for IR-UWB," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 1727-1731, 2007.
- [6.7] P. Brachat, P. Ratajczak, and J.-L. Desvilles, "Ultra Wide Band antenna," EP1564842: France, Telecom (FR), 2005.

CHAPITRE 7

EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE D'ANTENNES

Dans les deux chapitres précédents nous avons proposé une méthodologie d'évaluation théorique de la diversité d'antennes afin de déterminer le système d'antennes à diversité le plus performant pour une application donnée. Certes l'évaluation théorique permet de converger rapidement, vers des systèmes d'antennes proposant une forte amélioration du gain, mais la quantification finale de l'amélioration du lien radio apportée par la diversité d'antennes, ne peut être obtenue directement. C'est pourquoi nous avons entrepris dans nos travaux de travailler également sur la conception et la réalisation d'un banc de test, permettant d'évaluer de manière expérimentale, la diversité d'antennes. Après avoir étudié l'état de l'art, dont une synthèse est présentée dans ce chapitre, nous avons décidé de nous démarquer des différents travaux existants, afin d'obtenir un système de mesures, qui nous permette une quantification réelle de l'amélioration du lien radio, en termes de taux d'erreur binaire. La conception et le principe de ce banc de test, dont les caractéristiques sont détaillées dans ce chapitre, ont été validés par une première campagne de mesures en environnement intérieur.

7.1 ETAT DE L'ART DES METHODES D'EVALUATION EXPERIMENTALES DE LA DIVERSITE EXISTANTES

7.1.1 Environnements contrôlés et non contrôlés

Avant de travailler sur une méthode d'évaluation expérimentale de la diversité, il nous était indispensable de recenser et d'étudier les différentes méthodologies expérimentales et bancs

de test dédiés à l'étude de la diversité d'antennes. Cet état de l'art nous a permis de distinguer deux grandes catégories de méthodes expérimentales : la première est caractérisée par l'exploitation de mesures effectuées en environnement contrôlé alors que la seconde repose sur des mesures obtenues en environnement non contrôlé. Nous appelons environnements contrôlés des environnements de propagation où l'ensemble des caractéristiques sont connues, choisies et facilement répétables. Concrètement cela se traduit par l'utilisation de chambres réverbérantes ou anéchoïdes. A l'inverse, les environnements non contrôlés désignent l'ensemble des environnements réels dans lesquels les propriétés de propagation ne peuvent être garanties (du point de vue modèle de propagation). Ces environnements présentent cependant des caractéristiques générales qui permettent de les classer. Les deux types d'environnements, contrôlé et non contrôlé, présentent des avantages et des inconvénients que nous détaillerons par la suite.

Dans cette partie nous allons fournir une synthèse des principales propriétés des systèmes d'évaluations expérimentales existant ainsi qu'une explication sur les différentes méthodes permettant d'évaluer le gain de diversité. Nous ne nous attacherons qu'aux environnements non contrôlés car ne disposant pas, à France Télécom R&D à Meylan, d'une chambre réverbérante ou d'une chambre anéchoïde, nous ne pouvions pas envisager de travailler sur un système expérimental utilisant un environnement contrôlé. Cependant les systèmes utilisant les environnements contrôlés ont été étudiés afin d'avoir une vision globale sur les travaux d'évaluation expérimentale de la diversité. L'annexe D présente une synthèse des systèmes existants exploitants des environnements contrôlés.

7.1.2 Evaluations expérimentales de la diversité

Dans l'état de l'art, quelque soit le type d'environnement et indépendamment de l'architecture du banc de test, l'évaluation de la diversité est toujours effectuée en se rapportant au gain de diversité qui en fonction des moyens mis en œuvre peut être obtenu de deux manières différentes.

Un premier moyen de déterminer le gain apporté par un système à diversité d'antennes consiste à reprendre le principe du calcul théorique du gain de diversité comme présenté dans le

chapitre cinq. Pour rappel les données nécessaires en entrée sont la corrélation entre les signaux reçus et la différence de puissance moyenne entre les deux voies. Il est possible d'obtenir ces informations à partir de l'enveloppe de signaux reçus sur les antennes du système à diversité. En utilisant des expressions théoriques comme celle définie par Schwartz [7.1] il est possible d'établir une probabilité de densité cumulée (ou fonction de répartition) en considérant une technique de recombinaison choisie comme la sélection de voies ou le Maximum Ratio Combining défini dans le chapitre cinq. A partir des probabilités de densité cumulée obtenues avec et sans diversité, il est possible de déterminer le gain de diversité.

Le premier moyen de calculer le gain de diversité est proche de l'évaluation théorique et ce n'est pas celui qui est le plus utilisé. Le second moyen pour calculer le gain de diversité consiste à exploiter l'enveloppe des signaux reçus. L'amplitude des enveloppes échantillonnées dans le temps permet de tracer la probabilité de densité cumulée pour chaque voie avant recombinaison. Une courbe de probabilité de densité cumulée indique la probabilité qu'a l'amplitude de l'enveloppe d'être inférieure à un certain seuil.

A partir des enveloppes des deux voies, des expressions permettent de déduire l'amplitude de l'enveloppe qu'il est possible d'obtenir en théorie après recombinaison. Les expressions généralement utilisées [7.2] sont données par les équations (6.1), (6.2) et (6.3).

L'amplitude $R_{sel}(t)$ obtenue après une sélection de voies est définie dans la relation suivante :

$$R_{sel}(t) = \begin{cases} |R_1(t)| & \text{si } |R_1(t)| \geq |R_2(t)| \\ |R_2(t)| & \text{si } |R_1(t)| < |R_2(t)| \end{cases} \quad (6.1)$$

Où $R_1(t)$ et $R_2(t)$ sont les amplitudes en volt de l'enveloppe échantillonnée au temps t pour la voie 1 et la voie 2 du système respectivement.

Pour la technique de recombinaison Equal Gain Combining, l'amplitude $R_{egc}(t)$ obtenue est définie par l'expression suivante :

$$R_{egc}(t) = \frac{|R_1(t)| + |R_2(t)|}{\sqrt{2}} \quad (6.2)$$

Pour la technique de recombinaison Maximum Ratio Combining, l'amplitude $R_{MRC}(t)$ obtenue est définie par l'expression suivante :

$$R_{MRC}(t) = \sqrt{|R_1(t)|^2 + |R_2(t)|^2} \quad (6.3)$$

A partir de l'amplitude obtenue après recombinaison, il est possible de tracer les probabilités de densité cumulée après recombinaison, ce qui permet de déterminer graphiquement le gain de diversité pour un niveau de probabilité donné comme le montre la Figure 7-1 extrait de [7.3].

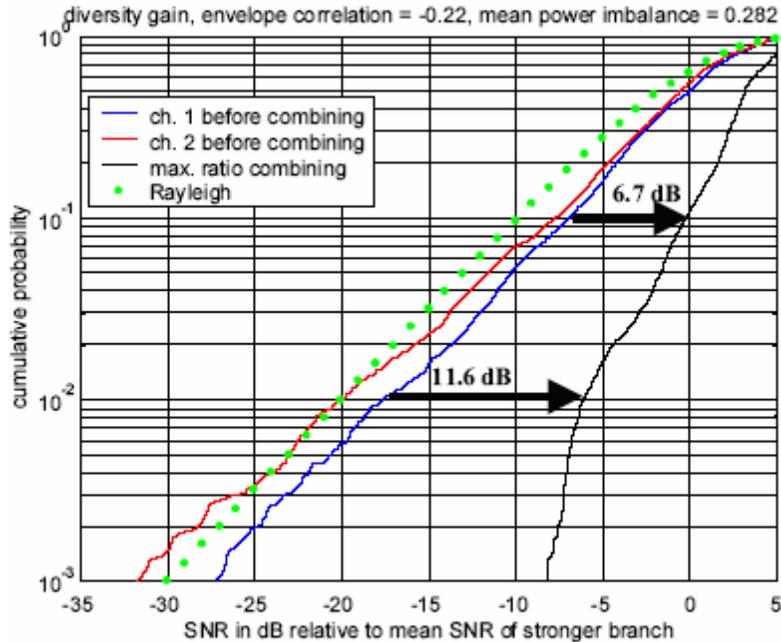


Figure 7-1. Probabilités de densité cumulée avant et après recombinaison et mesure du gain de diversité

7.1.3 Les propriétés générales des systèmes utilisés en environnement non contrôlé

7.1.3.1 Les environnements utilisés et les conditions de mesures

Les systèmes d'évaluation expérimentale de la diversité d'antennes basés sur l'exploitation d'environnements non contrôlés utilisent différents environnements réels comme milieux de propagation. Les propriétés de ces milieux ne sont ni connus ni contrôlables mais par définition nous avons la garantie qu'ils correspondent à une réalité physique. Ceci n'est pas forcément le cas pour les expérimentations en environnements contrôlés décrites dans l'annexe D.

Dans les études existantes, différents milieux de propagation offrant des trajets multiples sont exploités. Le milieu intérieur ou "indoor" reste celui qui est le plus souvent utilisé ([7.4], [7.5], [7.6], [7.7], [7.8]). C'est en général un environnement tertiaire comme des bureaux, des

laboratoires ou des locaux universitaires. Le mobilier de ces environnements offre une forte densité de réflecteurs qui vont favoriser les multi trajets et les évanouissements de puissance. Cet environnement favorable est également plus facilement accessible avec du matériel de mesure souvent difficile à transporter et demandant une source d'alimentation électrique.

Cependant des études utilisent des environnements extérieurs, dans des centres villes ([7.3], [7.9], [7.10], [7.11], [7.12]) ou des zones urbaines moins denses ([7.13], [7.14]). Les environnements urbains sont les plus utilisés des environnements extérieurs car les immeubles et autres bâtiments constituent de bons réflecteurs et les canyons formés par les rues présentent un intérêt pour les études.

Du fait de l'absence de réflecteurs, l'environnement rural n'est que rarement sollicité [7.14] dans la mesure. La probabilité d'avoir des multi trajets et par conséquent des évanouissements est ici très faible. Des études comme [7.15] traitent également de la propagation d'un milieu extérieur urbain vers un milieu intérieur.

Ces environnements présentant des évanouissements de puissance peuvent être caractérisés par deux modèles de canaux de propagation. Lorsqu'il n'y a pas de vue directe entre l'émetteur et le récepteur on se ramène à un canal de Rayleigh alors que, s'il existe une vue directe, le modèle de Rice sera utilisé.

Le propre de la mesure réalisée en environnement non contrôlé est qu'il n'est pas possible de connaître et maintenir des propriétés de cet environnement. Cependant certains auteurs prennent des précautions lors de leurs mesures. Ils veillent à réaliser leurs campagnes de mesure à des conditions de faible activité dans les locaux afin de conserver au maximum les propriétés de propagation entre deux mesures. Ainsi les mesures sont réalisées de préférence le matin de bonne heure, le soir tard ou durant les week-ends où les locaux ne sont pas occupés.

7.1.3.2 Les systèmes de positionnement et de déplacement d'antennes

La grande majorité des travaux expérimentaux sur la diversité met en œuvre un système de positionnement d'antennes et la réalisation de mesures pendant le déplacement du système à diversité d'antennes est justifié pour plusieurs raisons.

Tout d'abord, le déplacement du système d'antennes permet d'accentuer l'effet des

évanouissements dans l'environnement de travail ([7.3], [7.16], [7.17], [7.18], [7.14], [7.19], [7.6]). En effet, lorsque l'émetteur ou le récepteur est déplacé, les antennes parcourent l'environnement électromagnétique, ce qui permet de maximiser la probabilité d'existence de multi trajets et par conséquent la probabilité de créer des évanouissements. Cette situation est recherchée car elle permet de favoriser l'obtention d'un gain de diversité élevé qui peut être nul en cas d'absence d'évanouissements.

Ensuite, le déplacement de l'antenne permet de se placer dans des conditions de propagation réelles. En effet, la plupart du temps, le téléphone portable est utilisé alors que l'opérateur est en mouvement ou que son environnement évolue. Il est donc judicieux de pouvoir reproduire ces conditions d'utilisation dans la mesure où l'on souhaite évaluer la diversité d'antennes sur un terminal mobile. Ainsi, il est possible de fixer une position en hauteur précise mais aussi une vitesse de déplacement donnée de manière à simuler fidèlement un scénario réel de communication comme dans les publications [7.3], [7.16], [7.17], [7.18] et [7.14].

On distingue deux techniques différentes pour le déplacement d'antennes: soit le déplacement est effectué par un utilisateur, soit il est réalisé par un système motorisé.

Dans le cas du déplacement par un utilisateur, un individu se déplace dans un environnement choisi, tenant dans sa main le terminal mobile incliné près de son oreille de manière à simuler une communication radio réelle. On imite ainsi un scénario réel d'utilisation en prenant directement en compte l'influence de la tête de l'utilisateur et l'orientation du terminal mobile. De plus, on limite les coûts et on gagne du temps, puisqu'un faible délai de mise en œuvre est nécessaire. Le déplacement du terminal mobile peut être fait de façon linéaire comme dans [7.20] ou alors de manière circulaire comme dans [7.15] afin de moyenniser la puissance reçue. On comprend aisément que ce type de déplacement présente une reproductibilité faible dans la mesure où la vitesse de déplacement et le parcours d'un individu sont difficilement contrôlables. De plus, les caractéristiques physiques (poids, taille, ...) et diélectriques variant d'un individu à l'autre, la répartition des champs et l'absorption des ondes obtenues dépendent de la personne qui effectue le déplacement. Bien que plus coûteux, la mise en œuvre d'un déplaceur mécanique est très souvent préférée.

En effet, un déplaceur mécanique permet d'assurer une plus grande répétabilité des mesures. Ceci constitue un avantage non négligeable, car les conditions de déplacement et de

positionnement restent identiques pour plusieurs mesures. En fonction des protocoles expérimentaux différents types de déplaceurs mécaniques sont utilisés. Les plus courants sont bien évidemment les déplaceurs linéaires constitués d'un rail sur lequel se déplace un chariot. Les vitesses de déplacement et les longueurs de course varient également. Le plus souvent le rail fait plusieurs mètres de longueur pour permettre l'acquisition d'un nombre suffisant de données, la vitesse se rapportant à une marche lente. L'utilisation d'un rail non métallique comme dans [7.3] et [7.16] permet de limiter les réflexions à proximité du système d'antennes sous test. On rencontre également des travaux où la mise en œuvre d'une table en XY permet un déplacement linéaire dans un plan [7.17]. Certains travaux utilisent des déplacements circulaires comme [7.18], où le système d'antennes est déplacé selon un cercle de 3m de diamètre. Enfin dans [7.21], sont combinés un déplacement linéaire et circulaire. Le déplaceur est alors constitué d'une table rotative de 0,6 m de diamètre sur laquelle est monté un rail non métallique de 1,7 m de longueur. Les déplaceurs mécaniques intègrent le plus souvent un système de maintien du système d'antennes sous test, permettant de régler sa hauteur et son orientation par rapport au sol.

7.1.3.3 L'émetteur

La partie émission des bancs de mesure visant à évaluer la diversité d'un système d'antennes est commune à la quasi-totalité des systèmes présents dans l'état de l'art. Dans tous les cas un signal sinusoïdal non modulé ("Continuous Wave signal" en anglais) est généré et rayonné directement en utilisant une antenne polarisée verticalement comme un dipôle ou un monopole. En fonction des systèmes, ce signal peut soit être généré à partir d'oscillateur à fréquence fixe, soit à l'aide des générateurs de signaux de laboratoire réglés sur la fréquence de travail choisie. Le niveau de puissance de ce signal doit être assez élevé afin de garantir, après propagation, un niveau de puissance adaptée au système de mesure mise en œuvre à la réception. Cela explique pourquoi certains auteurs utilisent un amplificateur en sortie de leur générateur.

Il est également intéressant de noter que les fréquences utilisées correspondent la plupart du temps à une bande de fonctionnement d'un standard comme la bande GSM (à 900 MHz : [7.15], [7.22], [7.9], [7.10], [7.23], [7.24] et à 1800 MHz : [7.5], [7.13], [7.14], [7.24], [7.25]), la bande Wifi (2.5GHz [7.21], [7.25]) ou encore la bande UMTS (autour de 2 GHz [7.4]). On trouve aussi quelques variantes dans [7.2] et [7.11] où les fréquences étudiées (150 MHz, 450 MHz et 800 MHz) sont hors des standards qui nous concernent directement.

7.1.4 Les différents systèmes d'évaluation en environnement non contrôlé

Comme nous venons de l'expliquer, la quasi-totalité des systèmes d'évaluation expérimentale de la diversité utilise à l'émission un générateur de signal continu (non modulé). La différence entre les différentes méthodes d'évaluation de la diversité se situe donc au niveau de la réception des signaux et de leur traitement. Dans l'état de l'art, nous pouvons distinguer trois méthodes différentes au niveau de la réception : une méthode consiste à translater en fréquence le signal reçu pour échantillonner l'enveloppe, les deux autres méthodes mettent en œuvre des appareils de mesure radiofréquence, soit en utilisant des analyseurs de réseau, soit en utilisant des analyseurs de spectre.

7.1.4.1 Les systèmes basés sur la translation de fréquence

Un signal sinusoïdal avec une amplitude constante étant rayonné au niveau de l'émetteur, à la réception l'objectif est de récupérer l'évolution de l'enveloppe du signal émis. L'amplitude de l'enveloppe du signal constitue une base pour évaluer la diversité d'antennes. En effet à partir des niveaux reçus sur chaque antenne, il est possible de déterminer un gain de diversité soit en traçant des courbes de densité cumulée, soit en calculant la corrélation et le déséquilibre en puissance des signaux reçus. La translation en fréquence du signal radiofréquence constitue un bon moyen pour récupérer la bande de base et donc l'enveloppe du signal.

Le banc de test HAAT (Handheld Antenna Array Testbed) [7.26] développé par l'université Virginia Tech constitue une référence pour les systèmes utilisant la translation de fréquence. Ce banc de test travaille sur une fréquence unique de 2,05GHz. Les signaux radiofréquence reçus par les deux antennes sont ramenés en bande de base pour être stockés par un enregistreur stéréo "DAT" ("Digital Audio Tape"). Les enveloppes des signaux reçus sont donc stockées sur la bande magnétique d'un enregistreur sonore et sont ensuite transférées sur un ordinateur comme le montre la Figure 7-2. Un logiciel dédié permet d'appliquer différents traitements pour évaluer la diversité.

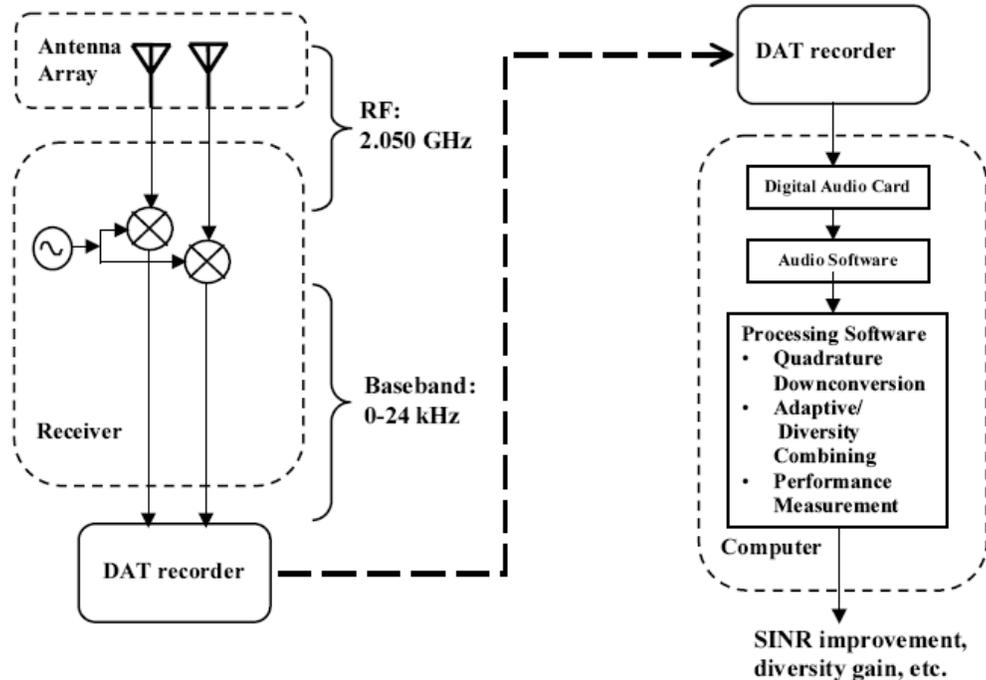


Figure 7-2. Schéma de principe du banc de test HAAT [7.26]

Ce banc de test a été conçu pour être facilement déplaçable. Ainsi aussi bien l'émetteur que le système de réception peuvent fonctionner sur batterie, ce qui autorise des mesures dans différents environnements même extérieurs.

Ce système n'est pas le seul à exploiter la translation de fréquence pour l'étude de la diversité. D'autres travaux plus récents à l'université de Virginia Tech ont conduit à la mise en œuvre d'un autre banc de test plus performant appelé VIPER (Vector ImPulse Response Measurement System). Le système à la réception est constitué d'un front-end radio qui assure la translation des signaux radio en bande de base avec une bande passante de 400MHz. Les signaux en bande de base sont échantillonnés à l'aide d'un oscilloscope, les données sont ensuite transmises vers un ordinateur qui assure le traitement. Ce système est capable de traiter quatre voies simultanément comme le montre le schéma de principe de la partie réception de ce banc de test sur la Figure 7-3.

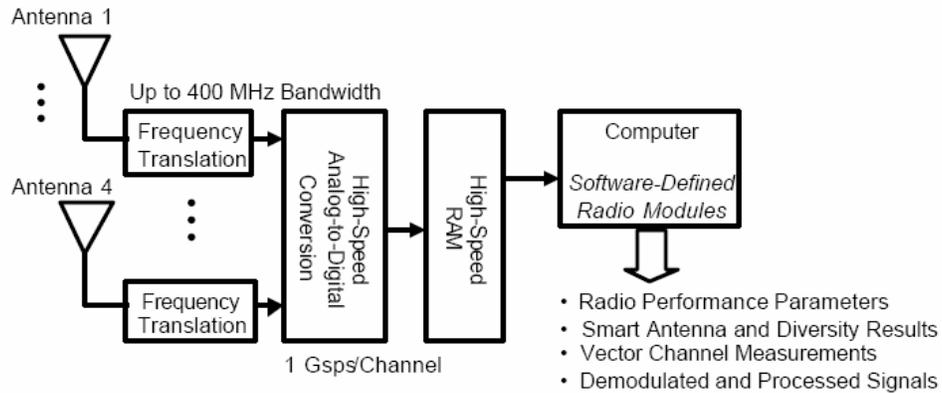


Figure 7-3. Schéma de principe de la partie réception du système VIPER

A l'inverse du système VIPER qui exploite les performances d'un oscilloscope multivoies pour réaliser l'acquisition des enveloppes des signaux, d'autres bancs de test comme [7.15] comportent une chaîne de réception complète fonctionnant par exemple à 915 MHz. Après réception par les antennes du système à diversité, les signaux de chacune des deux voies sont ramenés à une fréquence intermédiaire de 70MHz où un filtrage passe bande avec une largeur de 25 KHz est appliqué. Les enveloppes des deux signaux sont récupérées à l'aide de détecteurs d'enveloppes puis échantillonnées au moyen d'un convertisseur analogique numérique à deux voies. Les données sont enregistrées sur un ordinateur avant d'être traitées. Bien qu'indépendantes les deux chaînes de réception décrites à la Figure 7-4 présentent les mêmes caractéristiques.

Les systèmes à translation sont des systèmes efficaces pour récupérer l'enveloppe des signaux radio, cependant la plage de fréquence sur laquelle le système fonctionne est relativement restreinte. Même si l'utilisation d'appareils de mesure de laboratoire permet de faciliter l'acquisition de l'enveloppe, la conception et la réalisation de chaînes de réception demandent un certain savoir faire et un travail important. C'est pourquoi de nombreuses études préfèrent contourner cette difficulté en utilisant des analyseurs de réseau ou de spectre.

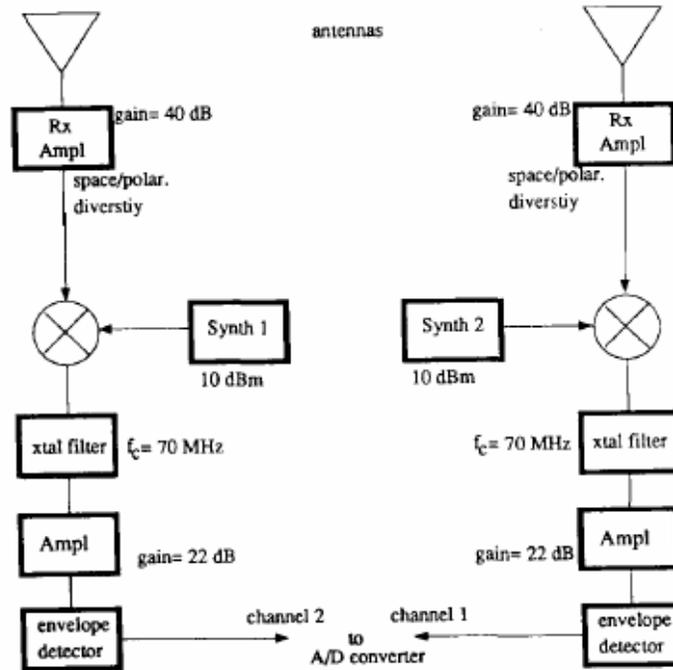


Figure 7-4. Chaines de réception du système [7.15]

7.1.4.2 Les systèmes basés sur l'utilisation d'analyseur de réseau vectoriel

L'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel présente l'avantage d'intégrer dans un même appareil un générateur de signaux sinusoïdaux, ainsi qu'un récepteur agile sur une large bande de fréquences. Ce sont ces propriétés qui sont exploitées dans les travaux de P. Mattheijssen [7.17], où un analyseur de réseau permet d'émettre un signal en faisant un balayage fréquentiel de 100 MHz centré sur la fréquence de 900 MHz. A la réception, l'analyseur de réseau permet de récupérer les amplitudes et les phases reçues par les deux antennes du système à diversité. L'analyseur ne disposant pas d'assez de ports, un commutateur radio est utilisé pour séquencer l'échantillonnage des deux voies comme le montre la Figure 7-5. Contrairement aux systèmes à translation de fréquence présentés précédemment, l'utilisation d'un analyseur de réseau permet de couvrir une très grande gamme de fréquence très simplement. Un inconvénient majeur à ce banc de test reste cependant la distance entre l'émetteur et la partie réception qui est limitée car l'analyseur est relié physiquement à ces deux parties. Ainsi dans [7.17], même si il n'y a pas de vue directe entre l'émetteur et la partie réception, l'ensemble du banc de test est dans une même pièce où se trouvent de nombreux réflecteurs.

C'est pour cette raison que d'autres travaux utilisant des analyseurs de réseau comme [7.7], préfèrent employer à l'émission un générateur de signal au lieu de l'analyseur de réseau lui-même. Ainsi, les signaux reçus sont récupérés simultanément sur les voies de l'analyseur qui peut ainsi être facilement placé relativement loin de l'émetteur.

Dans tous les cas, l'enveloppe du signal échantillonné est transmise et enregistrée sur un ordinateur qui en assure ensuite le traitement ainsi que l'évaluation des performances en diversité obtenues avec les différents systèmes d'antennes

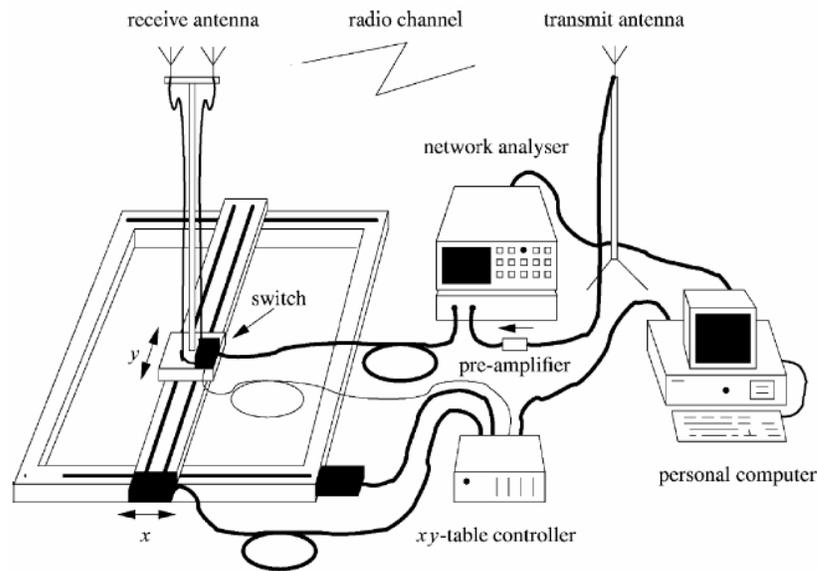


Figure 7-5. Principe du banc de test utilisant un analyseur de réseau vectoriel [7.17]

7.1.4.3 Les systèmes basés sur l'utilisation d'un analyseur de spectre

L'autre manière simple de récupérer l'enveloppe d'un signal est d'utiliser un analyseur de spectre comme dans les travaux de J. Colburn [7.20]. Comme pour les autres systèmes, un générateur de signal émet une porteuse à 915 MHz. La différence se situe au niveau de la réception. Les signaux reçus par les antennes du système à diversité sont amplifiés par un amplificateur faible bruit avant d'entrer sur les analyseurs de spectre afin d'exploiter au mieux la dynamique des appareils de mesure. Il est nécessaire d'avoir autant d'analyseurs de spectre que d'antennes, soit deux, pour faire une acquisition simultanée des deux voies. L'analyseur de spectre fournit un signal analogique proportionnel à l'enveloppe du signal reçu sur la voie. Ce signal est échantillonné au moyen d'un convertisseur analogique numérique et enregistré sur un

ordinateur. La Figure 7-6 présente le principe de ce système basé sur l'utilisation d'analyseurs de spectre.

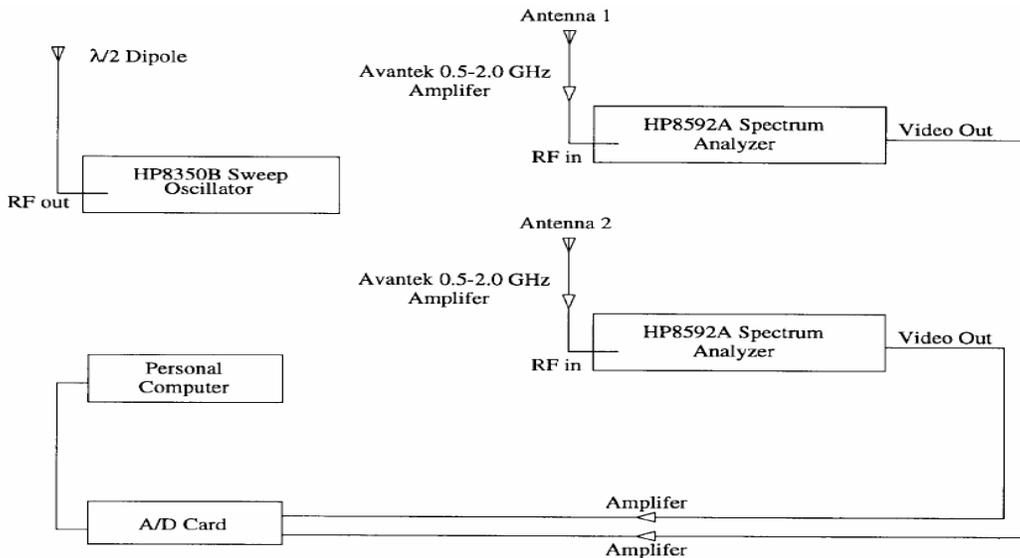


Figure 7-6. Schéma de principe du banc de test utilisant des analyseurs de spectre [7.20]

D'autres bancs de test utilisant des analyseurs de spectre sont également présents dans l'état de l'art ([7.18] et [7.6]). Ils sont quasiment identiques à celui que nous venons de décrire comme le montre la Figure 7-7 extraite de [7.18].

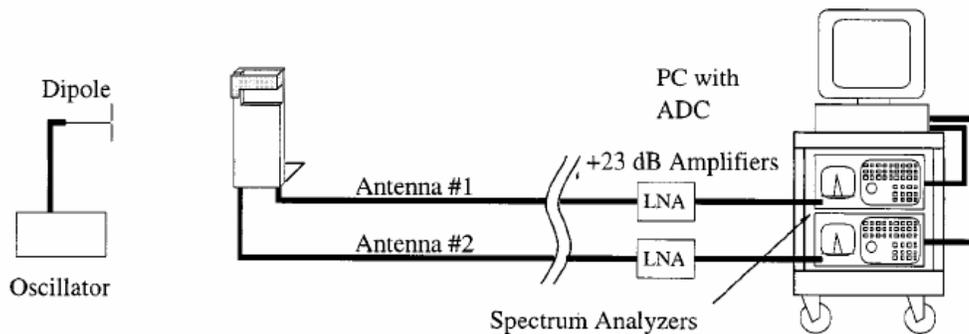


Figure 7-7. Schéma de principe du système [7.18]

7.2 NOTRE SYSTEME D'EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE D'ANTENNES

7.2.1 Objectifs et choix pour notre système

Comme expliqué dans la partie précédente nous avons fait le choix de concevoir et mettre en œuvre un système d'évaluation expérimentale de la diversité d'antennes en environnement non contrôlé. Compte tenu du matériel de mesure disponible à France Télécom R&D de Meylan, nous avons fait le choix de concevoir un système très différent de tout ce que nous avons pu voir dans l'état de l'art. En effet, l'ensemble des systèmes de mesure existants reposent sur l'émission d'une simple porteuse dont la fréquence est fixe. Après propagation, l'enveloppe des signaux reçus est échantillonnée et par traitement informatique le gain de diversité est, soit obtenu par l'étude de la corrélation, soit par l'étude des probabilités de densité cumulée. Nous avons constaté que les signaux émis ne correspondaient donc pas à des signaux réels caractérisés par une modulation et une largeur de bande.

Une fois ces constatations faites, notre démarche nous a poussé à concevoir et réaliser un banc de tests proposant une architecture nouvelle pour quantifier l'amélioration du lien radio apporté par la diversité d'antennes. Au lieu d'utiliser des signaux continus à l'émission, l'objectif est d'utiliser un signal modulé dont les bits transmis sont connus. Ainsi il sera possible d'évaluer l'amélioration en termes de Taux d'Erreur Binaire (TEB ou BER en anglais). Ainsi nous avons voulu notre système utilisable sur une large plage de fréquence avec un grand nombre de modulations pour évaluer l'amélioration du lien radio pour la plupart des standards existants. Dans nos travaux nous avons uniquement travaillé avec les standards WLAN 802.11b et 802.11g compatibles avec les antennes que nous avons conçues.

Le développement de ce banc de test n'aurait pu se faire sans le partenariat avec le laboratoire CITI (Centre of Innovation in Telecommunications and Integration of services) de l'INSA (Institut National des Sciences Appliquées) de Lyon. Ce laboratoire travaillant sur les

techniques de traitement multi-antennes, a mis à notre disposition différents algorithmes de recombinaison et nous a conseillé sur l'utilisation des appareils de mesure.

7.2.2 Architecture générale du système

L'architecture générale du banc de test que nous avons conçu et réalisé dans le but d'évaluer expérimentalement la diversité d'antennes est représentée sur la Figure 7-8. Notre système se compose de deux parties : une partie émission et une partie réception qui seront présentées plus en détails par la suite. Au niveau de l'émission, l'objectif est d'émettre des signaux modulés sous forme de trames répondant à des standards. A partir de séquences de bits connus, les signaux sont construits grâce au simulateur ADS. Ils sont ensuite chargés dans le générateur de signaux vectoriels qui les émettra avec l'antenne reliée à ce générateur lors de la mesure. Après propagation, les signaux sont reçus par des antennes constituant un système à diversité. Ces signaux sont ensuite ramenés en bande de base et échantillonnés par les deux analyseurs de signaux vectoriels. Ces échantillons sont enregistrés sur l'ordinateur et sont soumis à différents traitements multi-antennes et démodulés en utilisant le simulateur ADS pour finalement obtenir le taux d'erreur binaire.

La réception des signaux est faite alors que les antennes sont mises en mouvement par le déplaceur linéaire. L'enregistrement des signaux reçus sur chaque antenne ne commence que lorsque le chariot du déplaceur est à vitesse constante. C'est une sortie du servomoteur qui sert de trigger pour déclencher l'acquisition. Pour obtenir des courbes présentant le TEB en fonction du rapport signal sur bruit, nous réalisons les mesures en changeant uniquement la puissance du signal émis.

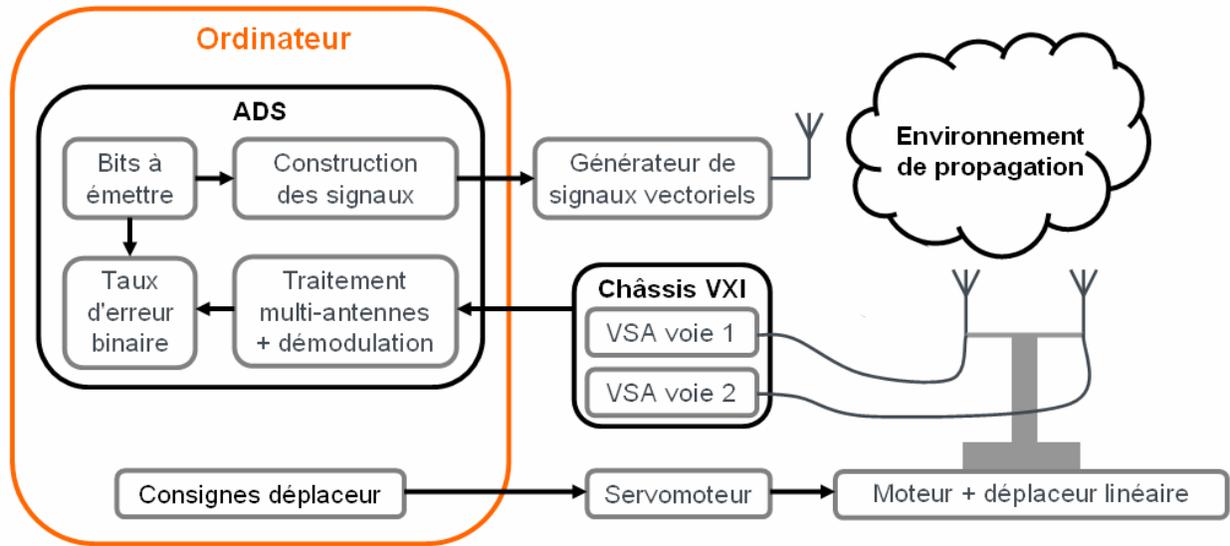


Figure 7-8. Architecture du banc de test conçu

7.2.3 La partie émission

Notre banc de test n'utilise qu'un seul émetteur car nous travaillons exclusivement avec une configuration SIMO. L'émission est basée sur l'utilisation d'un ESG 4438C de la société Agilent qui est un générateur de signaux vectoriels permettant de couvrir les fréquences allant de 250 kHz à 6 GHz. Bien que nous ayons fait le choix des standards 802.11b et 802.11g qui travaillent sur des fréquences comprises entre 2,4 et 2,484 GHz, nous fixerons à chaque fois la fréquence porteuse des signaux, que nous émettrons, à 2,5 GHz afin d'être sûrs de ne pas être perturbés par d'autres équipements en fonctionnement lors des mesures. Cette fréquence reste cependant proche des fréquences prévues par les standards, ce qui nous permet d'utiliser nos systèmes d'antennes et d'avoir des phénomènes de propagation équivalents. Le générateur est relié à une antenne omnidirectionnelle polarisée verticalement avec un gain de 9 dBi et une bande passante couvrant la bande ISM à 2,45GHz. L'antenne (colinéaire) de forme cylindrique mesure près de 70 cm de long pour un diamètre de l'ordre de 3 cm. Elle est constituée d'un réseau d'antennes linéaire qui permet d'obtenir ce gain élevé. L'antenne est fixée sur un mat télescopique en fibre et en plastique afin de pouvoir régler le haut de celui-ci à des hauteurs par rapport au sol comprises entre 1,45 et 1,95 mètres comme le montre la Figure 7-9. Dans notre cas, nous avons

fixé la hauteur du milieu de l'antenne à 2 mètres par rapport au sol. Le générateur ESG 4438 C est disposé sur une table roulante sur laquelle nous avons également fixé le mat télescopique en réalisant des supports adaptés

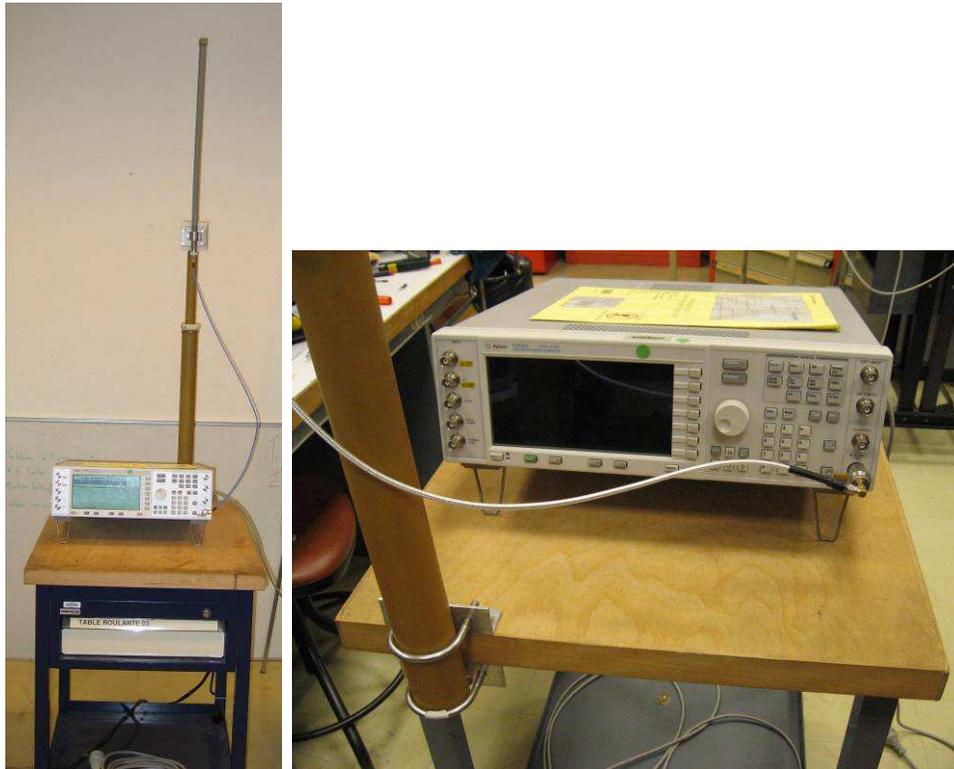


Figure 7-9. Vue de la partie émission de notre système

Les signaux émis par le générateur sont des trames répondant soit au standard 802.11b ou au standard 802.11g dont nous définissons la plage de données. Les trames sont générées sous ADS et ensuite chargées dans le générateur.

Notre banc de test n'utilisant qu'un seul ordinateur situé au niveau de la partie réception afin de faciliter le chargement des signaux et le pilotage du générateur, nous avons relié l'ordinateur au générateur en utilisant le réseau Ethernet de France Télécom. Ainsi à partir de l'adresse IP du générateur, il nous est possible d'accéder à l'ensemble de ces fonctionnalités, ce qui nous permet notamment de régler rapidement la puissance du signal quelle que soit la position de l'émetteur.

7.2.4 La partie réception

La partie réception est l'ensemble le plus complexe comportant l'ordinateur qui permet à l'utilisateur d'interagir avec l'ensemble des éléments du banc de tests. Comme le générateur de signaux vectoriels est pilotable via un accès réseau, il est indispensable que l'ordinateur de commande soit lui aussi connecté au même réseau. La partie réception repose essentiellement sur deux éléments que nous allons présenter séparément, il s'agit du déplaceur et du récepteur RF à deux voies.

7.2.4.1 Le déplaceur linéaire

Nous souhaitons un système de déplacement linéaire automatisé qui garantisse une reproductibilité du positionnement de l'ordre du millimètre avec une vitesse maximum proche de 3 m/s, soit 10Km/h. La majorité des mesures ne se feront pas à une vitesse aussi élevée mais cela nous permettra d'utiliser le banc de test pour étudier l'effet de la vitesse de déplacement.

Après consultation de plusieurs entreprises spécialisées dans le guidage industriel, nos contraintes nous ont conduits à nous orienter vers un système de guidage linéaire basé sur l'utilisation d'une courroie crantée et d'un moteur "brushless". Le guide linéaire de section 8 cm par 8 cm mesure 3,95 mètres de long pour une course utile de 3,2 m. Cette course utile qui conditionne la durée de déplacement à vitesse constante a été définie pour permettre un échange suffisant de trames pour le calcul du TEB. A la vitesse de 3m/s, le temps à vitesse constante est suffisant pour échanger au moins 1500 trames 802.11b contenant 100 octets de données, soit plus de $1,2 \cdot 10^6$ bits. Le guide linéaire est fixé sur deux tables roulantes d'une hauteur d'environ 90 cm comme le montre la Figure 7-10. Le chariot du déplaceur a également été dimensionné pour être compatible avec les couples importants mis en jeu lors des phases d'accélération et de décélération afin d'avoir un temps à vitesse constante maximum. Le dimensionnement du chariot prend également en compte le fait que nous nous sommes laissés la possibilité d'utiliser un fantôme d'environ 5 kg placé à coté des antennes de réception pour prendre en compte l'influence du corps humain. Le moteur brushless est associé à un réducteur de rapport 1/3 afin de bénéficier d'un couple et d'une résolution plus importante (Figure 7-11). Un servomoteur assure l'alimentation du moteur ainsi que le suivi de consignes. Dans notre application, les différents profils de déplacements sont générés, chargés dans le servomoteur et exécutés en utilisant un

logiciel dédié. L'ordinateur qui héberge ce logiciel est relié au servomoteur via une liaison série RS232. Les profils des courses sont tous de types trapézoïdaux, c'est-à-dire qu'il y a une phase d'accélération, une phase à vitesse constante et une phase de décélération. Nous avons également pris soin d'intégrer dans le câblage du déplaceur un bouton d'arrêt d'urgence, de type coup de poing, facilement accessible ainsi que des capteurs inductifs de fins de course pour éviter d'endommager le système de guidage en cas d'erreur de consigne. La présence de ces capteurs de fin de course explique la différence entre la longueur totale du rail et la longueur de course utile.

La durée du déplacement à vitesse constante étant relativement faible, il ne serait pas possible de garantir des mesures correctes si l'utilisateur déclençait lui même l'acquisition. Pour cela nous avons programmé une sortie du servomoteur qui change d'état lorsque la phase d'accélération se termine et que la vitesse du chariot devient constante. Ce changement d'état, moyennant une petite adaptation, sert de trigger au récepteur pour déclencher l'enregistrement des données pendant un temps correspondant au nombre de trames que l'on souhaite mettre en mémoire.

L'ensemble du déplaceur a été assemblé et câblé par nos soins, seul le paramétrage des régulateurs du moteur a demandé l'intervention d'un technicien de la société qui nous a fourni le matériel.



Figure 7-10. Vues du déplaceur linéaire et de la partie réception du banc de test

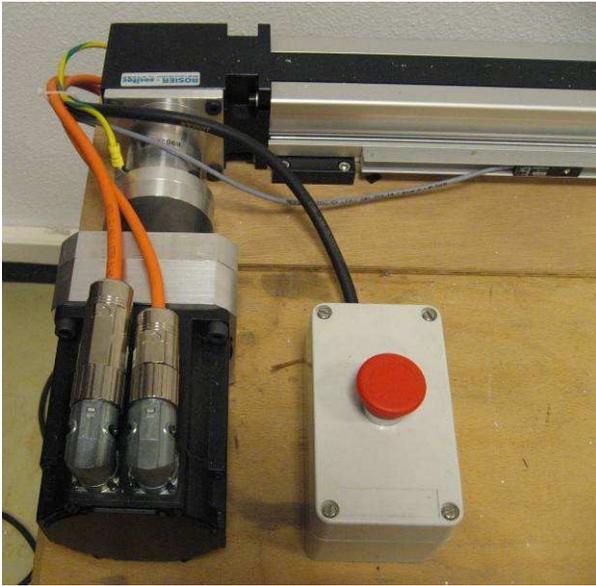


Figure 7-11. Vue du bloc moteur et de l'arrêt d'urgence

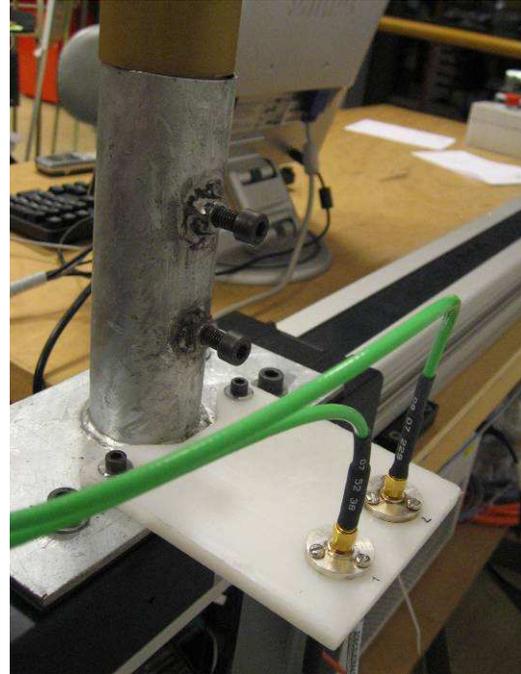


Figure 7-12. Vue du support du mât télescopique et des joints tournants

Sur le chariot est fixé un mât télescopique en fibre de verre qui permet de faire varier la hauteur du système d'antennes utilisé à la réception entre 1,40 m et 1,90m. Dans un premier temps, cette hauteur sera fixée à 1,70m. Compte tenu des contraintes mécaniques assez fortes lors du déplacement, nous avons réalisé un pied de mât en métal, ce qui a été un bon de moyen de nous perfectionner à la soudure à l'arc ! Sur ce support nous avons ajouté une plaque avec deux joints tournants permettant d'éviter les torsions des câbles reliant les antennes au récepteur RF comme le montre la Figure 7-12. Nous avons également dû réaliser différents assemblages en plastique permettant de maintenir et d'orienter les systèmes d'antennes au bout du mât.

7.2.4.2 Le récepteur à deux voies

Comme à l'émission, la réception des signaux modulés est assurée par du matériel de mesure de la société Agilent. La partie réception est ainsi constituée d'un châssis VXI E8403A offrant un bus en fond de panier et pouvant accueillir jusqu'à douze modules. Ce châssis accueille deux voies de réception qui se comportent comme des front-end RF agiles capables de traiter des signaux allant jusqu'à 2,7 GHz sur une bande passante de 36 MHz. Chacune des voies de réception est composée de trois modules. Le premier module qui est directement relié à une

antenne sous test est le module d'entrée du signal 89605B. Ce signal, lorsque sa fréquence est supérieure à 36 MHz, est ramené à une fréquence intermédiaire de 70 MHz par le module E2730B qui intègre plusieurs étages d'oscillateurs locaux, d'amplificateurs, d'atténuateurs et de filtres. Le signal est ensuite échantillonné à 95 Méc/s avec une résolution de 12 bits par le module E1439C qui assure notamment la conversion analogique numérique. Puis un filtre de décimation est appliqué sur les parties réelles et imaginaires du signal en fonction de la bande passante désirée. Le signal numérisé est alors stocké dans de la mémoire vive du module. Les deux voies de réceptions utilisent les trois mêmes types de modules. Elles sont donc identiques et synchronisées par une fréquence de référence commune.

Le module E8491B assure le lien entre le châssis VXI et l'ordinateur. Il permet notamment de contrôler l'ensemble des modules et de récupérer les signaux numérisés par les deux voies de réception lors de l'acquisition. Les transferts de données entre le châssis VXI et l'ordinateur s'effectue via une liaison firewire IEEE-1394. La Figure 7-13 montre une vue du châssis avec les différents modules.



Figure 7-13. Vue du récepteur à deux voies reposant sur un châssis VXI

A ce matériel est associé un logiciel qui permet de contrôler l'ensemble. Le logiciel permet de retrouver les fonctionnalités d'un analyseur de spectre ou d'un analyseur de signaux vectoriels. Lors de nos campagnes de mesures, nous utiliserons cet appareillage pour enregistrer les signaux numérisés dans des fichiers .sdf que nous exploiterons ensuite avec le logiciel ADS.

La Figure 7-14 représente de manière schématique l'architecture de la partie réception de notre banc de test.

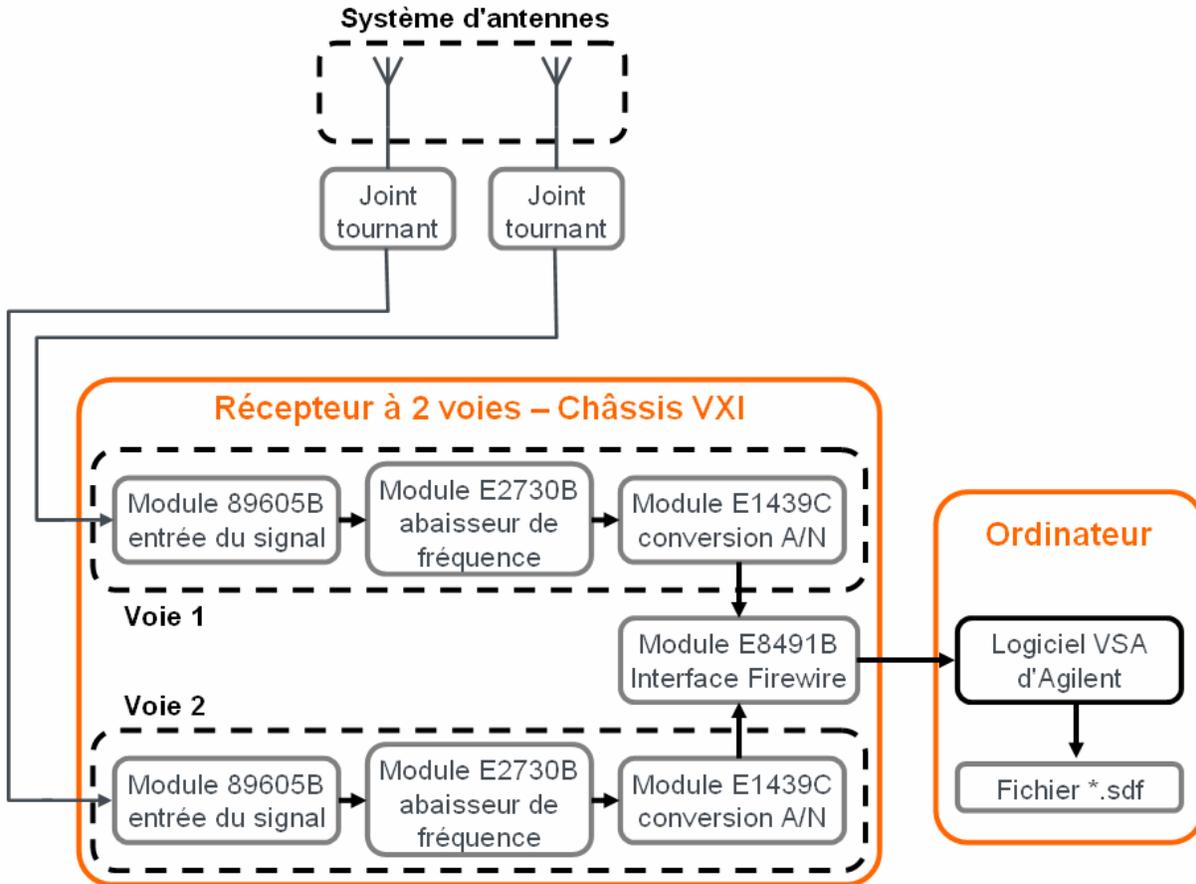


Figure 7-14. Architecture détaillée de la partie réception du système

7.2.4.3 Les autres éléments de la partie réception

Comme indiqué précédemment les antennes sont directement reliées aux modules d'entrée de la partie réception. Afin de limiter la torsion des câbles et leur détérioration nous avons utilisé des joints tournants SMA fixés au chariot du déplaceur. D'un coté le joint tournant est relié à une antenne sous test par un cordon SMA d'un mètre et de l'autre au module d'entrée du signal par un cordon SMA de 5 mètres. Les deux cordons de 5 m ont été réalisés sur commande, ils présentent des atténuations quasiment identiques. La longueur des cordons a été choisie pour garantir de grands rayons de courbure lors du déplacement du chariot avec le système d'antennes.

La partie réception étant constituée de plusieurs équipements devant être alimentés (servomoteur, moteur, ordinateur, récepteur), nous avons fait le choix d'installer sur une des

tables roulantes un petit tableau électrique offrant une protection adaptée et alimentant chacun des éléments de la partie réception. L'alimentation de ce tableau est réalisée par un seul point d'alimentation 240V pris sur une canalisation électrique préfabriquée de type Canalis (Figure 7-15). La Figure 7-16 montre ce tableau ainsi que l'alimentation 24V du servomoteur.



Figure 7-15. Alimentation prise sur Canalis

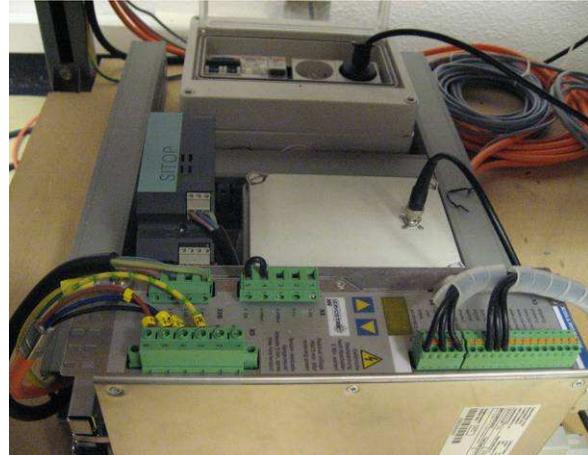


Figure 7-16. Vue du tableau électrique et du servomoteur

7.2.5 Le traitement des données

Après la phase de réception des signaux présentant de la diversité et leur enregistrement sur l'ordinateur du banc de test, les données acquises sont traitées à l'aide du logiciel ADS qui va nous permettre d'appliquer un traitement de recombinaison multi-antennes avant de démoduler le signal obtenu. Comme le signal émis est connu, la démodulation de ce signal permet de déterminer le taux d'erreur binaire de la séquence enregistrée qui peut représenter plusieurs milliers de trames.

Avant de pouvoir appliquer un traitement sur les signaux et de les démoduler, il est nécessaire de détecter le début des trames reçues sur chacune des voies. En effet l'enregistrement commence arbitrairement puisqu'il est lié à la vitesse du déplaceur, il est donc nécessaire de déterminer le premier début de trame de chacune des deux voies acquises. Pour cela, une première sous-fonction ADS faisant appel à un programme Matlab effectue une corrélation entre le signal reçu sur une voie et le préambule de la trame qui est connu. Les échantillons précédents

le début de la première trame entière ne sont pas considérés.

Une fois les débuts de trame de chaque voie détectés et synchronisés, un traitement de recombinaison multi-antennes est appliqué. Ces blocs de traitement font appel à des algorithmes implémentés sous Matlab. Le script Matlab du traitement est appelé dans une sous-fonction ADS. Une fois le traitement appliqué, le signal en sortie est démodulé et les données contenues dans la trame extraites. Il est alors possible de calculer le taux d'erreur binaire.

La Figure 7-17 ci-dessous représente le principe du traitement des signaux sous ADS pour déterminer le taux d'erreur binaire.

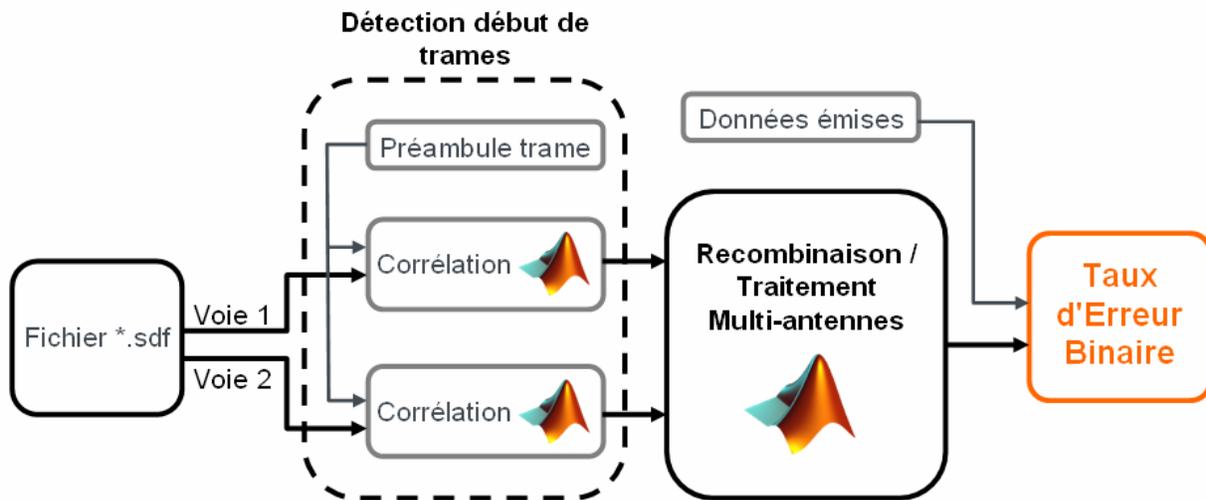


Figure 7-17. Principe du traitement des signaux sous le logiciel ADS

Le laboratoire CITI de l'INSA de Lyon avec qui France Télécom est en partenariat et qui travaille sur le traitement multi-antennes nous a fourni des blocs ADS permettant de recombinaison les signaux selon différentes techniques pour les normes 802.11b et 802.11g. Pour le standard 802.11b, nous avons utilisé deux techniques de recombinaisons, un algorithme SMI (Sample Matrix Inversion) et un algorithme Rake-2D. Pour ces traitements, il s'agit de déterminer les pondérations complexes à appliquer aux signaux pour obtenir un signal de recombinaison optimal. Pour les standards 802.11g, nous ne disposons que d'un seul algorithme de recombinaison de type SMI. Nous avons donc préféré faire nos mesures en utilisant le standard 802.11b.

Les algorithmes fournis proposent des performances différentes mais se reportent tous à du Maximum Ratio Combining (MRC). Nous avons donc développé sous Matlab des

programmes permettant de faire de la sélection de voies aussi bien pour le 802.11b que pour le 802.11g. L'algorithme de sélection de voies sélectionne et dirige vers le démodulateur la trame de la voie qui présente le plus de puissance. L'annexe E donne plus de détails sur les principes de chacun des algorithmes utilisés.

7.2.6 Protocole expérimental

Nous venons de détailler les différentes parties de notre système d'évaluation expérimentale de la diversité. Nous allons maintenant dans cette partie décrire le protocole expérimental qui nous permet d'évaluer la diversité apportée par un système d'antennes en termes de taux d'erreur binaire. Notre protocole expérimental se décompose en deux phases distinctes, la première étant la réalisation des mesures et la seconde leur exploitation afin d'obtenir le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit.

Un certain nombre d'étapes sont à respecter par l'opérateur en charge de la réalisation d'une campagne de mesures pour évaluer expérimentalement les performances en diversité d'un système d'antennes. La liste ci-dessous reprend de manière synthétique le séquençage de ces étapes :

Il faut tout d'abord choisir l'environnement dans lequel on désire faire la campagne de mesures puis y disposer la partie émission et la partie réception. Il est nécessaire de veiller à ce que les deux parties soient connectées au même réseau Ethernet et que les freins des tables roulantes de la partie réception soient serrés pour éviter tout déplacement de la partie réception, lors des phases d'accélération et de décélération du déplaceur. A l'aide d'un télémètre laser, il faut relever la position de chacune des deux parties.

Depuis la partie réception où se trouve l'ordinateur de ce système, il faut générer les trames à émettre et les charger dans le générateur de signaux vectoriels à l'aide du logiciel ADS.

Une fois le déplaceur initialisé et placé à son point d'origine, il faut choisir le profil de déplacement que l'on souhaite appliquer, notamment la vitesse à laquelle les signaux reçus seront enregistrés.

Via le logiciel de contrôle du récepteur à deux voies, il faut paramétrer les voies de réception en accord avec les signaux qui vont être émis (fréquence, bande passante). Il faut également spécifier la durée de l'enregistrement pour avoir le nombre de trames désirées.

Via l'interface web du générateur, il faut déclencher l'émission en continu des trames puis lancer le déplaceur qui déclenchera l'acquisition au niveau du récepteur à deux voies dès que le chariot du déplaceur sera à vitesse constante.

Une fois l'acquisition terminée, l'émission des trames peut être arrêtée et le chariot doit être ramené en position initiale. Il faut bien veiller à sauvegarder les signaux acquis dans un fichier.

En fonction de la campagne de mesures à réaliser, il est ensuite nécessaire de répéter l'ensemble des étapes décrites en faisant varier la puissance à l'émission afin d'être en mesure de tracer le taux d'erreur binaire en fonction de rapport signal sur bruit. Il faut également répéter l'ensemble du processus de mesure en fonction des paramètres que l'on désire faire varier comme l'orientation du système d'antennes, le système d'antennes, la vitesse de déplacement.

Généralement le TEB est étudié en fonction du rapport signal sur bruit ou du rapport signal sur bruit par, E_b/N_0 . Les deux rapports sont reliés par l'expression suivante :

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{F_b}{B} \quad (6.4)$$

Où S est la puissance du signal, N la puissance du bruit, E_b l'énergie par bit, N_0 la densité spectrale du bruit, F_b le débit binaire et B la bande passante du canal de transmission.

Dans nos travaux, comme les mesures sont effectuées les unes à la suite des autres dans un temps relativement court alors que les locaux sont presque inoccupés, nous pouvons considérer les pertes lors de la propagation constantes, de même que le niveau de bruit. La variation du rapport signal est donc directement liée à la puissance du signal émis. Nous avons donc décidé de considérer le TEB en fonction de la puissance émise au niveau du générateur. Ce choix n'a pas d'impact puisque la quantification de l'amélioration en termes de TEB est définie de manière relative. Ce choix se justifie également car avec les systèmes à diversité de polarisation nous observons des rapports signal sur bruit différents entre les deux voies. Ce dernier point nous a également poussé à travailler avec la puissance émise comme référence commune.

Après la phase de mesures, il est nécessaire de traiter l'ensemble des données acquises sous le logiciel ADS. Le fichier dans lequel l'acquisition d'une mesure est sauvegardée contient les deux signaux enregistrés au niveau du récepteur. Pour chaque niveau de rapport signal sur bruit, il faut d'abord faire une première simulation sous ADS pour démoduler les signaux reçus et connaître le taux d'erreur binaire de chacune des voies avant traitement, ensuite il faut refaire une

simulation pour chaque traitement appliqué. Par exemple, pour le standard 802.11b nous avons trois traitements multi-antennes différents : la sélection, le SMI et le Rake 2D. Ceci signifie qu'un enregistrement est utilisé pour quatre simulations différentes. Or le traitement et la démodulation d'un enregistrement de 1500 trames contenant 100 octets de données chacune peut prendre plusieurs heures de simulation. Lorsque l'on multiplie cela par l'ensemble des rapports signal sur bruit nécessaires pour pouvoir tracer une courbe comme celle présentée Figure 7-18 en exemple, nous nous rendons bien compte que le temps de simulation est très important.

Afin d'automatiser une partie de ces traitements nous avons développé un programme sous ADS qui permet d'enchaîner automatiquement plusieurs simulations. Cela nous a notamment permis de réaliser des simulations la nuit. Malgré cela nous reconnaissons que ce temps de simulation constitue une faiblesse de notre système d'évaluation de la diversité que nous n'avons pas évalué de façon précise. Nous estimons cependant que moyennant l'utilisation d'un ou plusieurs ordinateurs plus performants dédiés à ce type de simulation ce temps pourrait être considérablement diminué.

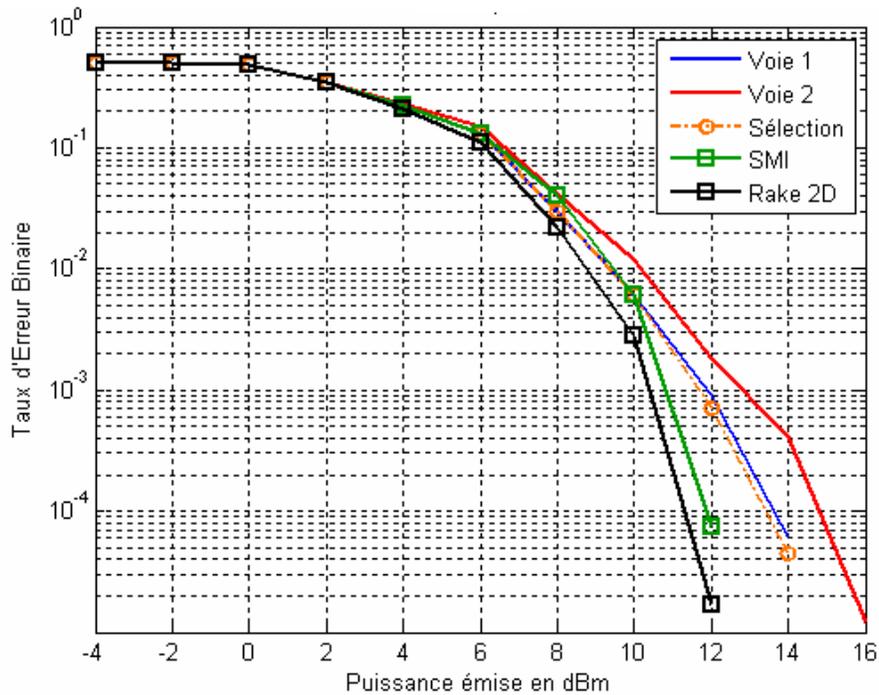


Figure 7-18. Exemple d'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du traitement appliqué

7.3 PREMIERE CAMPAGNE DE MESURE ET RESULTATS

Suite à la réalisation de notre système d'évaluation expérimentale du gain de diversité qui a demandé un certain temps de prise en main, nous avons pu réaliser une première campagne de mesures que nous allons décrire dans cette partie. L'objectif de cette campagne est de valider l'ensemble de notre système d'évaluation expérimentale pour un nombre limité de situations.

7.3.1 Le système d'antennes

Pour réaliser cette première campagne de mesure nous avons utilisé le système composé de deux antennes patch à double polarisation que nous avons présenté en détail dans le chapitre 4. Pour rappel, un schéma avec les dimensions du système ainsi qu'une photo de celle-ci sont présentées la Figure 7-19 et la Figure 7-20 respectivement. Les antennes patch du système sont carrées et disposent de deux ports qui permettent de récupérer en un même point de l'espace à la fois les composantes des ondes polarisées verticalement et celles des ondes polarisées horizontalement. Avec les quatre voies de ce système nous allons donc chercher à comparer trois configurations de diversité différentes : la diversité spatiale avec les deux voies polarisées verticalement, la diversité de polarisation en utilisant les deux voies du patch supérieur et enfin, la diversité spatiale et de polarisation en utilisant la voie polarisée verticalement sur le patch supérieur et la voie polarisée horizontalement sur le patch inférieur. Nous allons donc tenter de montrer que cette dernière est potentiellement la configuration la plus performante en termes d'amélioration du lien radio. Dans ces trois configurations la voie polarisée verticalement du patch supérieur est toujours en service, ce qui nous permettra de l'utiliser comme référence.

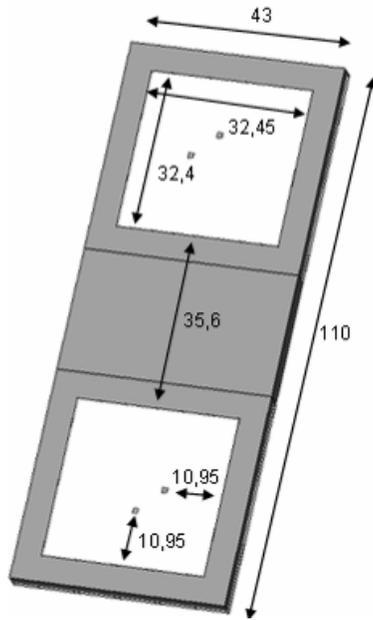


Figure 7-19. Schéma du système d'antennes utilisé



Figure 7-20. Photo du système d'antennes utilisé

Ne disposant que de deux entrées au niveau de la réception, nous ne pouvons donc étudier que des configurations avec deux voies. Lors des phases de mesure, les ports non utilisés sont connectés à une charge de 50 ohms afin de préserver les caractéristiques des antennes.

Le système d'antennes est maintenu au bout du mat télescopique par un support en plastique réalisé sur mesure et qui permet de positionner les antennes selon l'orientation désirée. Le mat est réglé de telle sorte que le centre du système d'antennes soit à une hauteur de 1,70 m.

Pour notre première campagne de mesure, nous allons nous limiter à une seule orientation. Le système sera positionné verticalement, le plan de masse perpendiculaire à la direction de déplacement et les patches face au bloc moteur comme sur la Figure 7-10.

7.3.2 Environnement de la campagne de mesure

Cette première campagne de mesure a été réalisée dans le bâtiment E du centre de recherche et développement de France télécom à Meylan. Ce bâtiment à deux niveaux prend la forme d'un carré de 40 mètres de côté avec un patio en son centre comme le montre la Figure 7-21 qui présente l'implantation des bureaux de l'étage supérieur sur lequel les mesures ont été

faites. Il s'agit d'un environnement tertiaire essentiellement constitué de bureaux. Les façades du bâtiment donnant vers l'extérieur sont constituées de structures métalliques vitrées et les cloisons sont faites en plaque de plâtre sur ossature métallique. Chaque étage fait environ 4 mètres de haut avec un faux plafond démontable à 3 mètres.

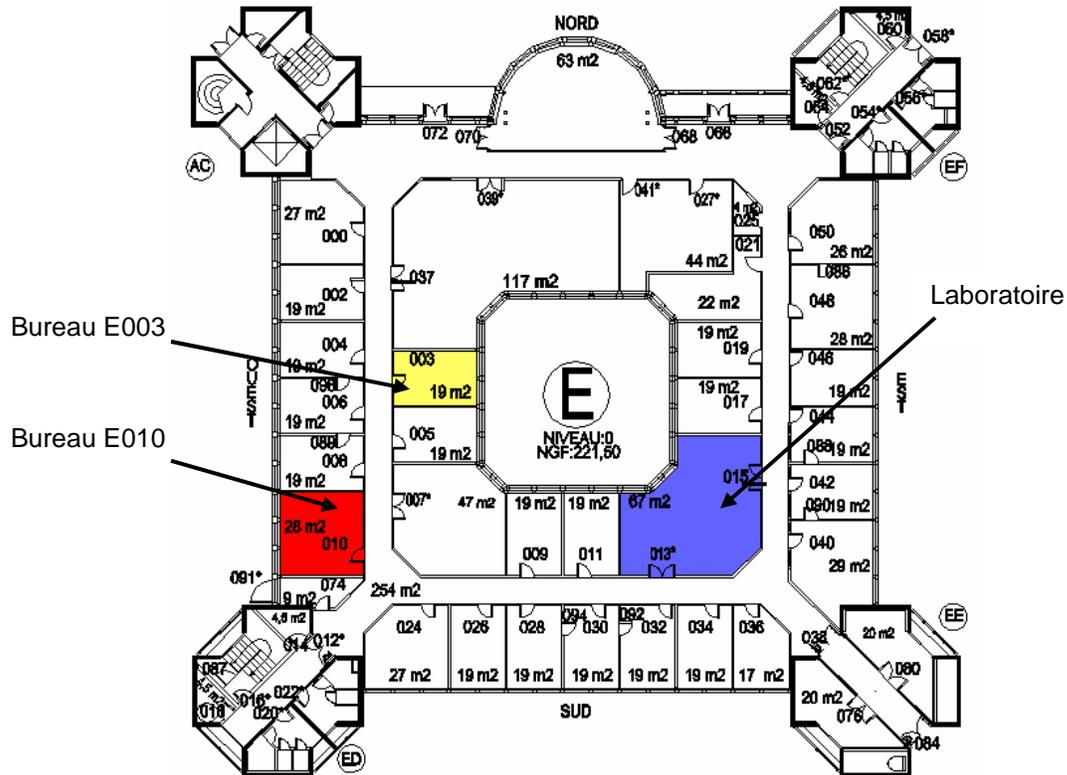


Figure 7-21. Plan du 1^{er} étage du bâtiment E

C'est dans ce bâtiment que se trouve le banc de test que nous avons réalisé. Il est dans la pièce E013 qui est un laboratoire. Pour cette campagne de test, nous allons laisser la partie réception du banc de test dans cette pièce et positionner la partie émission dans différents bureaux de ce bâtiment sur le même étage. Nous nous sommes placés dans le bureau E003 et E010. La Figure 7-22 présente la position et l'orientation de la partie réception dans le laboratoire, alors que la Figure 7-23 et Figure 7-24 présentent la position du générateur dans les deux bureaux. Nous avons fait le choix de réaliser des mesures dans deux environnements similaires pour pouvoir consolider nos résultats.

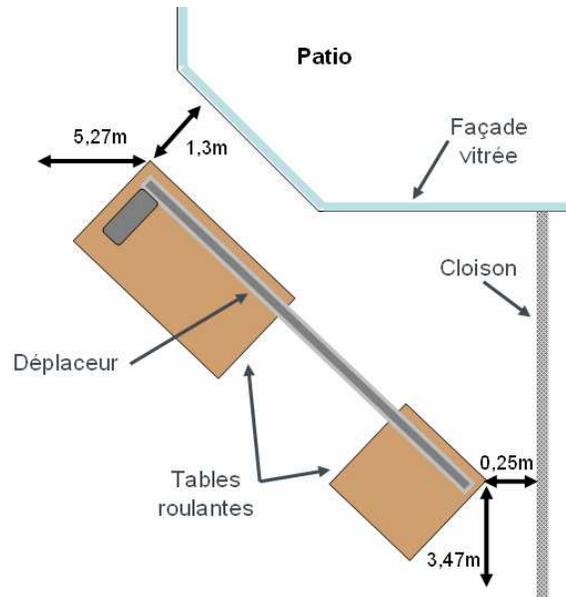


Figure 7-22. Position et orientation de la partie réception placée dans le laboratoire

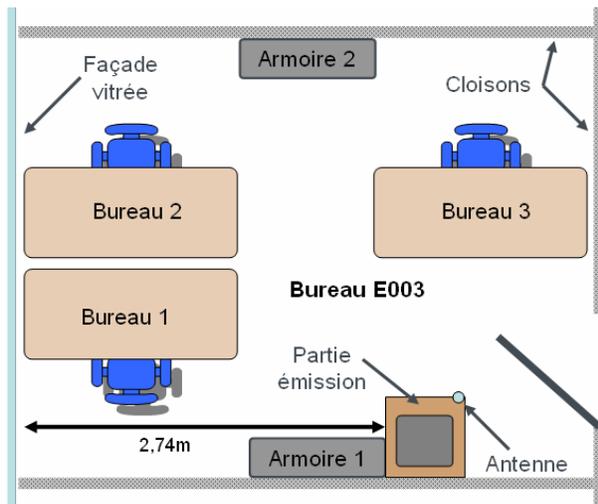


Figure 7-23. Position de la partie émission dans le bureau E003

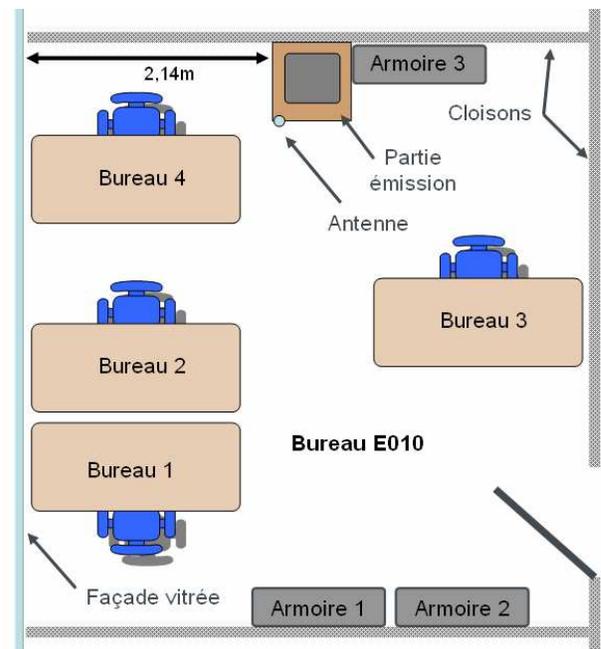


Figure 7-24. Position de la partie émission dans le bureau E010

Nous avons donc choisi de nous placer dans des situations où il n'y a pas de vue directe entre l'émetteur et le récepteur afin d'avoir les conditions expérimentales d'un canal de Rayleigh.

7.3.3 Conditions de mesure

Nous venons de présenter le système d'antennes ainsi que l'environnement choisi pour cette première campagne de mesure. Il reste cependant un certain nombre de paramètres à préciser.

Nous avons fixé la vitesse de déplacement du chariot à 1,1 m/s soit environ 4 Km/h ce qui se rapproche de la vitesse de marche moyenne d'une personne. Compte tenu des phases d'accélération et de décélération du chariot, la vitesse reste constante pendant un peu plus de deux secondes avec le profil utilisé

Nous travaillons uniquement avec le standard WLAN 802.11b à une vitesse de transmission de 11 Mbps. Les trames émises contiennent toutes cent octets de données utiles que nous utiliserons pour déterminer le taux d'erreur binaire. La durée d'une trame est alors d'environ 265 μ s et nous décidons d'enregistrer 1500 trames pour arriver à un taux d'erreur binaire significatif. Cela nous conduit donc à faire des enregistrements d'une durée d'environ 450ms, ce qui est tout à fait compatible avec la vitesse de déplacement choisie. Ces enregistrements nous permettent de calculer le TEB avec plus d'un million de bits ce qui permet d'avoir des TEB de l'ordre de 10^{-4} .

Le standard WLAN 802.11b étant utilisé dans l'environnement choisi et compte tenu du fait que la bande ISM à 2,45GHz est ouverte à de nombreux standards, nous avons décidé de travailler avec une fréquence porteuse hors bande ISM à 2,5 GHz. Cette fréquence reste cependant suffisamment proche de la bande pour garantir des phénomènes de propagation observables dans la bande ISM.

Pour les trois associations d'antennes définies, nous avons effectué deux mesures à douze niveaux de puissance différents à l'émission ce qui fait 72 mesures pour chaque configuration. Nous n'avons que deux configurations pour cette campagne de mesure correspondant aux deux positions de la partie émission. En effet, le nombre de mesure serait encore plus élevé si nous avions étudiés plusieurs hauteurs et orientations pour les systèmes d'antennes. Afin de préserver de propriétés de propagation deux mesures, le temps entre chaque mesure a été optimisé et nous les avons faites lorsqu'il y n'avait peu de personnel présent dans le bâtiment, c'est-à-dire soit de bonne heure le matin soit en soirée.

7.3.4 Analyse des résultats de la campagne de mesures

Dans la partie qui suit nous allons détailler les résultats obtenus lors de notre première campagne de mesures dans les locaux de France télécom R&D. Comme nous allons l'expliquer, bien qu'ayant des résultats satisfaisants et cohérents pour le premier lieu d'émission, nous avons rencontré des difficultés expérimentales dans la seconde série de mesure (second lieu d'émission).

7.3.4.1 Résultats obtenus avec la partie émission dans le bureau E003

Comme nous l'avons détaillé précédemment nous avons réalisé des séries de mesures avec trois configurations d'antennes différentes en utilisant le système à deux patches à double polarisation. La Figure 7-25, la Figure 7-26 et la Figure 7-27 présentent respectivement les taux d'erreur binaire obtenus en fonction de la puissance émise. A partir des enregistrements des deux voies, nous obtenons par traitement les taux d'erreur binaire pour la sélection de voies, l'algorithme SMI et l'algorithme Rake 2D.

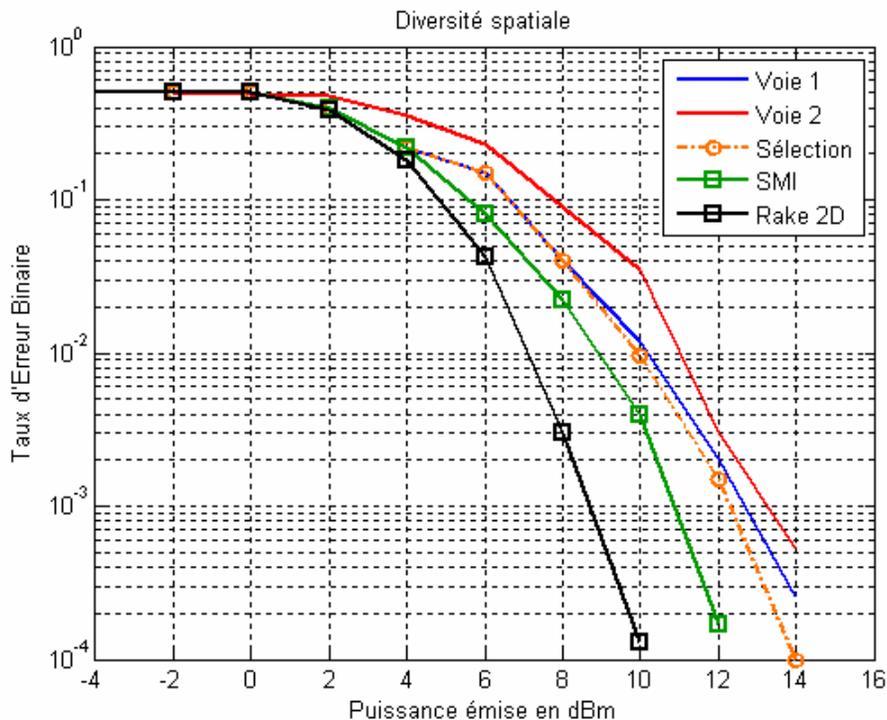


Figure 7-25. Evolution du Taux d'erreur binaire obtenu avec la diversité spatiale

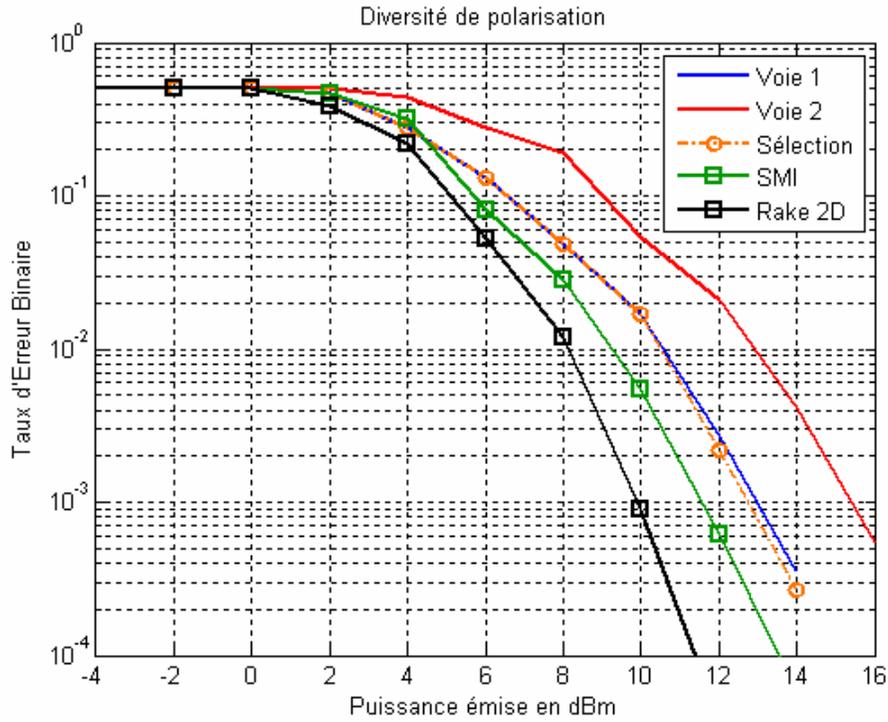


Figure 7-26. Evolution du Taux d'erreur binaire obtenu avec la diversité de polarisation

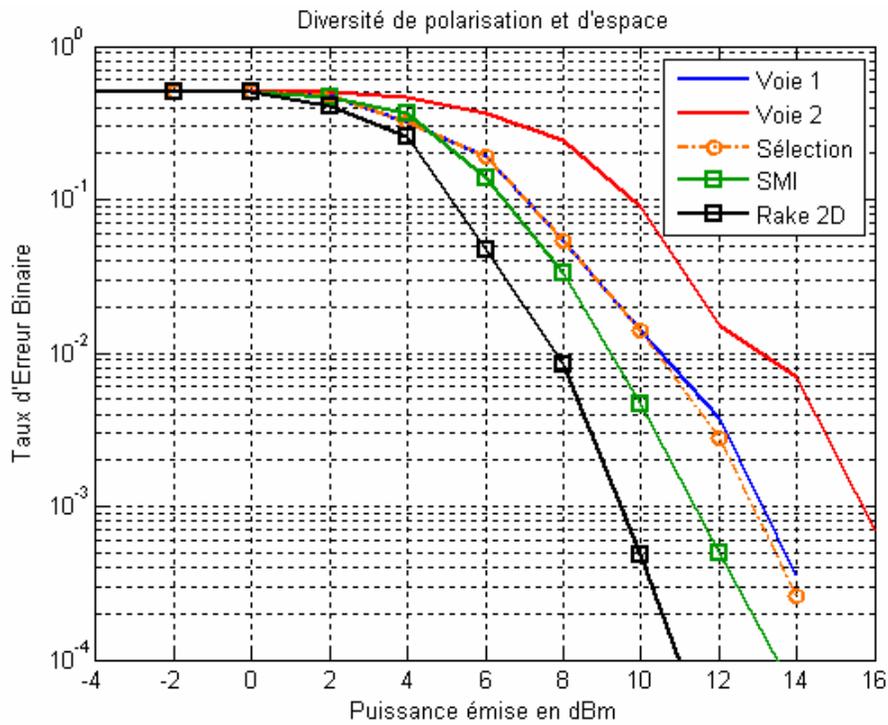


Figure 7-27. Evolution du Taux d'erreur binaire obtenu avec la diversité de polarisation et d'espace

Nous rappelons que la voie 1 est dans toutes les configurations le port polarisé verticalement du patch supérieur du système d'antennes. De manière commune à toutes les configurations, nous constatons que le traitement le plus performant est l'algorithme Rake 2D suivi de l'algorithme SMI, ce qui est en accord avec la théorie. La technique de sélection est la technique qui propose la plus faible amélioration du taux d'erreur binaire. En effet nous notons qu'avec la sélection nous obtenons des performances égales à la meilleure des voies du système sauf pour des valeurs de rapport signal sur bruit élevées où la sélection de voies apporte une légère amélioration. Ce résultat peut en partie s'expliquer par le fait que nous ayons choisi de sélectionner et de démoduler uniquement la voie dont la trame présente le plus de puissance. Il pourrait être judicieux de rechercher d'autres critères plus adaptés.

Bien qu'il n'y ait pas de vue directe entre la partie émission et la partie réception lors des mesures, nous constatons que pour les configurations avec de la diversité de polarisation, la puissance reçue sur la voie polarisée horizontalement est inférieure à celle reçue sur les voies polarisées verticalement. Cette différence de puissance est d'environ de 3dB comme le montrent la Figure 7-26 et la Figure 7-27. L'utilisation d'une antenne à fort gain, polarisée verticalement à l'émission explique ce XPR élevé. C'est en partie pour cela que, pour cette série de mesures, la configuration qui présente la meilleure amélioration du lien radio, est la configuration avec la diversité spatiale. Dans ce cas, avec le traitement Rake 2D, un TEB de 10^{-3} est obtenu avec une puissance émise de 8,7 dBm, soit 3,8 dB de moins que la meilleure des voies sans traitement. Pour la diversité de polarisation l'amélioration est de 2,9 dB et pour la diversité de polarisation et d'espace, le gain est de 3,4 dB. Pour toutes les configurations l'algorithme SMI apporte une amélioration environ deux fois moins importante que celle obtenue avec le Rake 2D. Nous notons cependant que pour des valeurs de faible puissance émise (4dBm), dans les configurations à diversité de polarisation, le taux d'erreur binaire obtenu après traitement SMI est légèrement plus mauvais que la meilleure des voies. Dans cette situation l'algorithme dégrade le lien radio.

Même si cette première série de mesures permet de classer les différentes techniques de diversité, il faut retenir que les écarts de performances sont modérés et que dans tous les cas avec un algorithme de recombinaison, l'amélioration en termes de taux d'erreur binaire pour une puissance émise donnée est significative et justifie l'utilisation de la diversité d'antennes dans ce type d'environnements.

L'amélioration du lien radio peut être vue de plusieurs manières, si l'on raisonne à puissance émise constante, la diversité permet de réduire le TEB donc d'augmenter le débit et la qualité de service. Par contre si l'on considère un TEB constant, il est possible de conserver une qualité de service en diminuant la puissance au niveau du générateur ou en augmentant la portée.

7.3.4.2 Résultats obtenus avec la partie émission dans le bureau E010

Nous avons effectué les mêmes mesures dans le bureau E010 afin de confirmer ou d'infirmer les résultats obtenus dans le bureau E030, les deux configurations présentant des environnements comparables. Malheureusement, lors de l'analyse des résultats des mesures effectuées avec la partie émission dans le bureau E010, nous avons constaté que, pour la majorité des mesures, le niveau de signal reçu était très faible sur une des deux voies de la partie réception. Par conséquent nos résultats pour ces mesures sont faussés car pour la voie de réception 2 le taux d'erreur binaire reste supérieur à 0,1 comme le montre la Figure 7-28. Nous ne nous sommes rendu compte de cette anomalie liée à un problème de connectique défectueuse qu'après avoir effectué les traitements sous le logiciel ADS.

Sur la Figure 7-28, nous constatons qu'avec la voie 2 qui présente un taux d'erreur binaire élevé, le traitement SMI est moins performant que la voie 1 seule. Cela s'explique par une différence de puissance trop importante entre les deux voies qui fausse le calcul des pondérations. Ce graphique met également en évidence que contrairement au SMI le traitement Rake 2D parvient à améliorer sensiblement le taux d'erreur binaire par rapport à la voie 1.

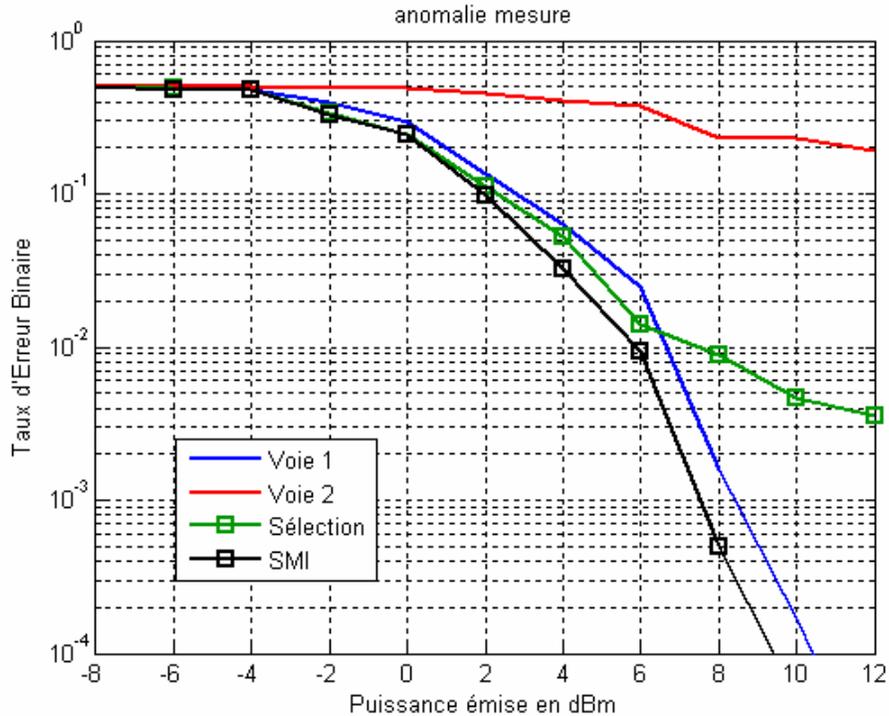


Figure 7-28. Exemple de résultats obtenus avec la voie 2 défectueuse

Nous avons mis en évidence que l'un des câbles SMA de 5m utilisé au niveau de la partie réception pour relier le chariot du déplaceur au récepteur présentait un affaiblissement anormal sur la voie 2. Il semble que la connexion entre le connecteur SMA coté chariot et l'âme du coaxial soit détériorée. Cette usure prématurée du câble SMA s'explique, car sur le chariot malgré la présence de joint tournant empêchant que le câble se desserre lors du déplacement, des contraintes mécaniques assez fortes doivent s'appliquer au niveau du connecteur. Il faut donc que nous apportions une modification au niveau du chariot, pour que le poids du câble et autres efforts lors du déplacement, ne soient pas supportés par le connecteur mais par un système mécanique qui soutienne le câble lors du déplacement du chariot.

Contraints par le temps nous n'avons pu faire cette modification sur le déplaceur et ne disposant pas d'autres câbles sur mesure de 5m, nous n'avons pas pu refaire d'autres mesures complémentaires dans le cadre de notre thèse.

7.4 CONCLUSION DU CHAPITRE 7

Dans ce dernier chapitre nous avons dans un premier temps présenté une synthèse des systèmes d'évaluation expérimentale de la diversité d'antennes en environnements non contrôlés. L'état de l'art a montré que des systèmes utilisant de simples porteuses non modulées sont mis en œuvre pour déterminer des probabilités de densité cumulée et permettre une quantification du gain de diversité. Partant de ce constat, nous avons décidé de concevoir et réaliser un système de test reposant sur l'utilisation de signaux modulés répondant à des standards. Ainsi le système que nous proposons est à même de traduire l'amélioration apportée, par un système multi-antennes associé à un traitement, en terme de taux d'erreur binaire plus parlant que le gain de diversité, pour le monde des télécommunications numériques. L'utilisation d'instruments de mesure performants associée au logiciel de simulation ADS nous a permis d'aboutir à un système utilisable jusqu'à 2,7GHz avec tous types de modulations complexes. Cette agilité constitue un des points forts de notre banc de test.

En partenariat avec le laboratoire CITI de l'INSA de Lyon qui nous a fourni des algorithmes de recombinaison, nous avons conçu et réalisé chacune des parties que nous avons présentées en détail. La prise en main et la validation des différents sous-ensembles ont pris plus de temps que prévu. Nous n'avons donc pu réaliser qu'une première campagne de mesures avec des signaux 802.11b. Celle-ci a permis de valider le principe et l'architecture du banc de test, mais elle a également mis en évidence certaines faiblesses de notre système, comme les fortes contraintes mécaniques subies par les câbles ou encore la longueur du temps de traitement des enregistrements. Néanmoins une partie des données nous a permis de comparer, pour une situation donnée, trois configurations d'antennes en environnement intérieur. Nous avons noté que les trois configurations pouvaient apporter une amélioration du taux d'erreur binaire significative, avec la technique de recombinaison Rake 2D (implémentation pour le MRC) et que la diversité spatiale était la plus performante. Avant d'entreprendre des campagnes de mesures de plus grande ampleur, il est cependant nécessaire de retravailler et d'optimiser le protocole expérimental proposé.

Enfin nous tenons à insister sur le potentiel d'un tel banc de test, qui au-delà de l'évaluation de la diversité d'antennes, peut permettre aux personnes travaillant dans le domaine du traitement du signal, de tester leurs techniques de traitements sur de vrais signaux, et ainsi

partager des travaux avec des concepteurs d'antennes, pour optimiser l'amélioration du lien radio. L'agilité du banc de test peut permettre par exemple d'évaluer l'impact du débit, de la modulation, de la vitesse déplacement sur les performances d'un système à diversité.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 7

- [7.1] M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, *Communications Systems and Techniques*. New York: McGraw-Hill, 1966.
- [7.2] P. S. H. Leather and J. D. Parsons, "Handheld antenna diversity experiments at 450 MHz," in *Multipath Countermeasures, IEE Colloquium on*, 1996, pp. 4/1-4/6.
- [7.3] C. B. Dietrich, Jr., K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1271-1281, 2001.
- [7.4] S. R. Todd, M. S. El-Tanany, and S. A. Mahmoud, "Space and frequency diversity measurements of the 1.7 GHz indoor radio channel using a four-branch receiver," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 312-320, 1992.
- [7.5] R. M. Narayanan, K. Atanassov, V. Stoiljkovic, and G. R. Kadambi, "Polarization diversity measurements and analysis for antenna configurations at 1800 MHz," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1795-1810, 2004.
- [7.6] M. LeFevre, M. A. Jensen, and M. D. Rice, "Indoor measurement of handset dual-antenna diversity performance," in *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, 1997, pp. 1763-1767 vol.3.
- [7.7] F. Harrysson, H. Asplund, M. Riback, and A. Derneryd, "Dual Antenna Terminals in an Indoor Scenario," in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, 2006, pp. 2737-2741.
- [7.8] S. Loreda, B. Manteca, and R. P. Torres, "Polarization diversity in indoor scenarios: an experimental study at 1.8 and 2.5 GHz," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 896-900 vol.2.
- [7.9] H. Arai, N. Igi, and H. Hanaoka, "Antenna-gain measurement of handheld terminals at 900 MHz," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 537-543, 1997.
- [7.10] C. Braun, G. Engblom, and C. Beekman, "Antenna diversity for mobile telephones," in

- Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998. IEEE, 1998, pp. 2220-2223 vol.4.*
- [7.11] C. Hill and T. Kneisel, "Portable radio antenna performance in the 150, 450, 800, and 900 MHz bands 'outside' and in-vehicle," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 750-756, 1991.
- [7.12] M. Tarkiainen and T. Westman, "Predictive switched diversity for slow speed mobile terminals," in *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, 1997, pp. 2042-2044 vol.3.
- [7.13] U. Wahlberg, S. Widell, and C. Beckman, "The performance of polarization diversity antennas at 1800 MHz," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1997 Digest*, 1997, pp. 1368-1371 vol.2.
- [7.14] A. M. D. Turkmani, A. A. Arowojolu, P. A. Jefford, and C. J. Kellett, "An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 318-326, 1995.
- [7.15] J. F. Lemieux, M. S. El-Tanany, and H. M. Hafez, "Experimental evaluation of space/frequency/polarization diversity in the indoor wireless channel," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 569-574, 1991.
- [7.16] W. L. Stutzman, J. H. Reed, C. B. Dietrich, B. K. Kim, and D. G. Sweeney, "Recent results from smart antenna experiments-base station and handheld terminals," in *Radio and Wireless Conference, 2000. RAWCON 2000. 2000 IEEE*, 2000, pp. 139-142.
- [7.17] P. Mattheijssen, M. Herben, G. Dolmans, and L. Leyten, "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, pp. 1035-1042, 2004.
- [7.18] B. M. Green and M. A. Jensen, "Diversity performance of dual-antenna handsets near operator tissue," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1017-1024, 2000.
- [7.19] L. Shaw-Min, H. W. Arnold, and N. R. Sollenberger, "The performance of PACS and its improvements at vehicular speeds," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95. 'Wireless: Merging onto the Information Superhighway'.*, *Sixth IEEE International Symposium on*, 1995, p. 1139.
- [7.20] J. S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, M. A. Jensen, and G. J. Pottie, "Evaluation of personal

- communications dual-antenna handset diversity performance," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 737-746, 1998.
- [7.21] K. Bialkowski, S. Zagriatski, A. Postula, and M. E. Bialkowski, "Indoor antenna diversity testbed," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, 2005, pp. 759-762 vol. 2B.
- [7.22] 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 900 MHz," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE*, 1999, pp. 1122-1125 vol.2.
- [7.23] P. C. F. Eggers, J. Toftgard, and A. M. Oprea, "Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 11, pp. 1046-1057, 1993.
- [7.24] A. Khaleghi, A. Azoulay, and J. C. Bolomey, "Dual Band Diversity Antenna System for Mobile Phones," in *Wireless Communication Systems, 2005. 2nd International Symposium on*, 2005, pp. 351-355.
- [7.25] S. Loreda, L. Valle, and R. P. Torres, "Accuracy analysis of GO/UTD radio-channel modeling in indoor scenarios at 1.8 and 2.5 GHz," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, pp. 37-51, 2001.
- [7.26] C. B. Dietrich, Jr., "Adaptive arrays and diversity antenna configurations for handheld wireless communication terminals," *PhD Thesis, Blacksburg, Virginia*, 2000, <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04262000-15330030/>.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'objectif de ce travail de thèse était double. D'une part, il concernait l'étude et la conception de systèmes d'antennes présentant de la diversité. D'autre part, il avait pour but de mettre au point des outils méthodologiques et expérimentaux permettant d'évaluer et de comparer la diversité apportée par différents systèmes d'antennes pour qu'un concepteur puisse choisir le plus adapté à une application donnée.

Une partie de ces travaux de recherche a donc consisté à concevoir et à réaliser des systèmes d'antennes présentant de la diversité. Comme, dans l'état de l'art, aucun type de diversité d'antennes ne semblait plus performant qu'un autre, nous avons exploré les trois principales techniques, diversité spatiale, diversité de polarisation, diversité de diagramme. Les systèmes à diversité spatiale nous ont permis d'appréhender la miniaturisation d'antennes. L'étude de systèmes à diversité de polarisation nous a conduit notamment à proposer une antenne PIFA innovante permettant à la fois une agilité en fréquence et une agilité en polarisation. L'étude de systèmes à diversité de diagramme s'est inscrite dans des travaux de réduction de la consommation énergétique de nœuds constituant un réseau de capteurs. La conception et la réalisation de ces différentes structures d'antennes nous a par ailleurs permis d'acquérir une solide expérience dans le domaine des antennes et de leur intégration tant au niveau de la simulation que de la métrologie.

Nous avons montré que le gain de diversité, tel que généralement défini dans l'état de l'art, n'était pas adapté à la comparaison de systèmes d'antennes entre eux et ne pouvait donc pas permettre de choisir le plus adapté à une application. Aussi nous avons élaboré une nouvelle méthodologie d'évaluation théorique de la diversité. Cette méthodologie permet, pour une application clairement définie, de comparer de manière réaliste différents systèmes à diversité d'antennes candidats à l'intégration dans un objet communicant. Cette méthodologie repose sur le calcul du Gain de Diversité Référencé et du Gain de Diversité Final Pondéré que nous avons

introduits. Les Gains de Diversité Référencés obtenus pour les différentes situations propres à une application permettent d'obtenir le Gain de Diversité Final Pondéré qui permet au concepteur de choisir le "meilleur" système d'antennes.

Cette méthodologie a ensuite été appliquée à quatre types différents de systèmes sans fil. Les deux premiers exemples, reposant sur des applications en cours de développement, ont conduit à montrer comment nos travaux pouvaient permettre de choisir le système d'antennes le plus adapté. Nous avons également souligné la nécessité de mettre en balance le gain apporté par la diversité avec le coût et la complexité qu'elle implique. Deux autres exemples, l'un confrontant des systèmes d'antennes UWB et l'autre comparant un système d'antennes miniatures à des systèmes mono-antenne, ont mis en évidence le potentiel de notre méthodologie et l'utilité du Gain de Diversité Référencé.

Nous avons complété notre travail méthodologique par la conception et la réalisation d'un système d'évaluation expérimentale de la diversité d'antennes qui se différencie de ceux décrits dans l'état de l'art. L'originalité de notre banc de mesure réside dans le traitement de signaux radio avec modulations numériques, traitement qui permet une quantification de l'amélioration du lien radio en termes de Taux d'Erreur Binaire. Un des objectifs initiaux qui était de faire converger les résultats théoriques avec les résultats expérimentaux, n'a pu être pleinement atteint dans le cadre de nos travaux de thèse. Cependant, nous avons pu réaliser une première campagne de mesures validant le principe de ce banc de test et montrant le potentiel de celui-ci. Sa grande agilité du point de vue radio et sa capacité à mettre en œuvre différentes techniques de recombinaison constituent certainement ses principaux avantages. Toutefois, sa mise en œuvre nous a également conduits à mettre en évidence quelques faiblesses de conception qu'il faudra corriger pour de futures campagnes de mesures dans une perspective ultérieure.

Dans l'ensemble, nos travaux tendent à démontrer le réel intérêt de la diversité d'antennes dans les environnements de propagation contraints. Pour démocratiser et faciliter l'utilisation de systèmes multi-antennes dans les objets communicants de notre quotidien, des axes de travail possibles restent la miniaturisation des antennes ou l'amélioration de l'agilité aussi bien du point de vue de la polarisation que de celui du diagramme de rayonnement.

Notre travail sur l'évaluation de la diversité et la comparaison des performances des systèmes à diversité d'antennes pourrait être complété de plusieurs manières. Tout d'abord les investigations expérimentales se doivent d'être poursuivies en exploitant l'ensemble des degrés de liberté autorisés par notre banc de test. Ainsi, il serait intéressant d'étudier l'impact sur la diversité d'antennes de différents paramètres comme par exemple la vitesse de déplacement, le type de modulation, l'environnement, l'orientation, la fréquence porteuse. Notre banc de test peut également être vu comme un outil permettant de faire se rencontrer des chercheurs aux spécialités différentes comme la conception d'antenne, la conception d'architecture radio et le traitement du signal. L'implémentation d'un bloc de traitement en temps réel des signaux reçus constituerait également une amélioration significative du système expérimental proposé.

Enfin il serait intéressant de faire converger les résultats issus de la méthode d'évaluation théorique de la diversité avec les résultats expérimentaux et ainsi proposer un modèle reproduisant fidèlement la réalité. Une première étape à ce rapprochement des deux mondes, expérimental et théorique, consisterait à utiliser comme entrants à la méthodologie, des données issues de la mesure comme par exemple des diagrammes de rayonnement mesurés. Cette étape serait simple à mettre en œuvre contrairement à la mesure de l'environnement vu par le système d'antennes, mesure qui demanderait en effet de concevoir un outil compact capable d'enregistrer l'évolution de la distribution des ondes incidentes au cours du temps.

Parallèlement à cela, de nouvelles approches seraient également à développer du point de vue du traitement du signal afin de passer d'un gain de diversité dans le "monde analogique" à une amélioration en termes de taux d'erreur binaire dans le "monde numérique".

ANNEXES

ANNEXE A

ANTENNE PIFA AGILE EN POLARISATION POUR RECEPTION EN DIVERSITE

Cet annexe reprend une publication pour décrire une antenne PIFA présentant une agilité en polarisation. Cette nouvelle structure d'antenne qui a été brevetée, est proposée pour améliorer le lien radio en utilisant la diversité de polarisation au niveau de la réception. Ainsi l'antenne peut commuter entre deux polarisations linéaires orthogonales, soit verticale, soit horizontale. L'agilité de l'antenne est obtenue grâce à l'utilisation de diodes PIN qui permettent de connecter un des deux plans de court-circuit au plateau rayonnant de la structure.

A.1 INTRODUCTION

On assiste actuellement à un développement très important des radiocommunications à l'intérieur des édifices, notamment avec la généralisation des réseaux WLAN et l'augmentation du nombre de terminaux mobiles capables de se connecter à ces réseaux. Ces communications en milieux intérieurs ou en présence de nombreux réflecteurs souffrent de phénomènes d'évanouissements rapides et profonds ("fading") causés par les interférences des multi trajets. Une solution à ce problème est la diversité d'antennes qui consiste à recevoir plusieurs signaux transmis sur des voies de propagation indépendantes. L'une des techniques de diversité d'antennes très efficace en milieux intérieurs est la diversité de polarisation [A.1]. Elle consiste à utiliser deux antennes présentant des polarisations linéaires orthogonales. En effet, des études [A.2], [A.3] ont montré que pour un émetteur polarisé verticalement, une grande partie du champ

électrique se retrouve polarisé horizontalement après propagation, d'où l'intérêt d'utiliser un système à diversité de polarisation afin de maximiser la puissance reçue.

Dans les terminaux mobiles, il existe généralement de fortes contraintes d'encombrement, ce qui pose problème pour l'intégration de plusieurs antennes. Une solution possible est d'opter pour une structure agile, dans notre cas, une structure agile en polarisation. Plusieurs de ces structures comme des antennes patches [A.4] ou des antennes à fentes [A.5] sont décrites dans la littérature, mais les bandes passantes, l'encombrement, ou la directivité de ces antennes ne répondent pas à nos attentes. Ceci nous a conduit à développer une nouvelle structure d'antenne de type PIFA (Planar Inverted F Antenna) présentant une agilité en polarisation.

A.2 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE

La structure de l'antenne, représentée sur la figure 1, possède un plan de masse et un plateau carré, de côté 19 mm parallèle au plan de masse et séparé d'une distance de 6,75 mm du plan de masse. Pour pouvoir obtenir une PIFA, il est nécessaire de réaliser un plan de court circuit entre le plateau et le plan de masse. Il y a dans la structure deux plans de court-circuit constitués chacun d'une série de vias reliant le plan de masse à un petit plateau rectangulaire de largeur 1mm, situé au même niveau que le plateau carré, à une distance de 1 mm de celui-ci. Dans la suite du document on appellera plan de court circuit, l'association des vias et du plateau rectangulaire qui les relie.

Les plateaux et le plan de masse sont maintenus par un substrat en mousse ayant une constante diélectrique de 1,1 et une tangente de perte de 0.002. Ce substrat dont les propriétés sont proches de celles de l'air assure le maintien mécanique de la structure.

Les plans de court-circuit sont reliés au plateau carré par l'intermédiaire de séries de 5 diodes PIN (MA4AGP907) dont le schéma équivalent électrique peut être considéré comme une résistance de 3Ω à l'état passant et comme une capacité de 25 fF à l'état bloqué. Les anodes de la première série de diodes sont reliées au plan de court circuit alors que celles de la seconde série sont reliées au plateau carré.

L'agilité en polarisation est obtenue en connectant au plateau carré, soit le plan de court circuit 1 pour obtenir un PIFA polarisée verticalement, soit le plan de court circuit 2 pour obtenir un PIFA polarisée horizontalement.

Le branchement des diodes PIN est réalisé de telle sorte que lorsqu'une série est passante, l'autre est à l'état bloqué et inversement. Le contrôle de l'état des séries de diodes PIN est obtenu en injectant une composante continue sur le plateau carré. L'alimentation de l'antenne se fait perpendiculairement au plan de masse et le point d'alimentation est situé sur la diagonale du plateau carré. L'encombrement de la structure est 21 x 21 x 6.75 mm et le plan de masse et le substrat sont des carrés de 51 mm de coté. Les résultats présentés sont obtenues à partir du simulateur électromagnétique Microwave Studio de CST.

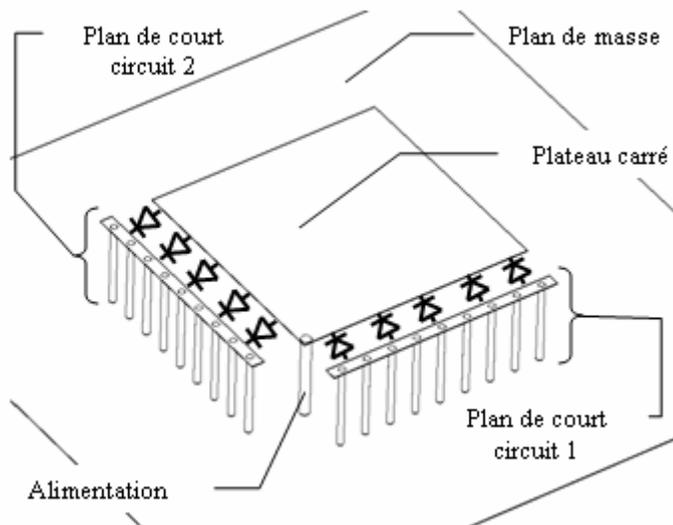


Figure 1 : Schéma de l'antenne PIFA agile en polarisation

A.3 PROPRIETES DE LA STRUCTURE PRESENTEE

La structure présentée possédant un axe de symétrie, nous obtenons une bande passante identique quel que soit le plan de court-circuit connecté au plateau carré. La bande passante à -10 dB s'étend sur près de 130 MHz, allant de 2,39 à 2,52 GHz. L'antenne proposée couvre donc largement la bande Wifi. Cependant la fréquence de résonance peut facilement être adaptée comme pour une PIFA classique, c'est-à-dire en modifiant la hauteur de l'antenne et/ou la dimension du plateau carré dans notre cas.

L'antenne est considérée dans un repère cartésien auquel est associé un repère sphérique (figure 2), afin de présenter ses caractéristiques de rayonnement. La polarisation et le champ rayonné par l'antenne en fonction de Θ et Φ sont représentés sur les figures 3 et 4, se rapportant respectivement à la PIFA polarisée verticalement (plan de court circuit 1 connecté) et à la PIFA polarisée horizontalement (plan de court circuit 2 connecté). On observe une agilité en polarisation de l'antenne, notamment dans la partie où le rayonnement est le plus fort ($130^\circ < \Phi < 230^\circ$ et $60^\circ < \Theta < 120^\circ$). En effet, dans cette région on observe que la polarisation du champ électrique rayonné est quasi linéaire avec une orientation verticale sur la figure 3 et avec une orientation horizontale sur la figure 4.

La directivité de l'antenne évolue peu lorsque l'on change d'état de polarisation, on observe un gain maximum de 4.3 dBi avec un angle d'ouverture à -3dB supérieur à 130° . L'antenne possède des diagrammes de rayonnement peu directifs qui peuvent se révéler intéressants dans le cas où celle-ci est utilisée dans un objet communicant sans fil dont l'orientation est variable ou indéterminée. Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne polarisée verticalement sont fournies par les figures 5 et 6. Ces diagrammes polaires représentent respectivement le diagramme de rayonnement normalisé dans le plan xy et dans le plan xz. L'antenne possède, à 2.45 GHz, une efficacité de rayonnement de 0.84.

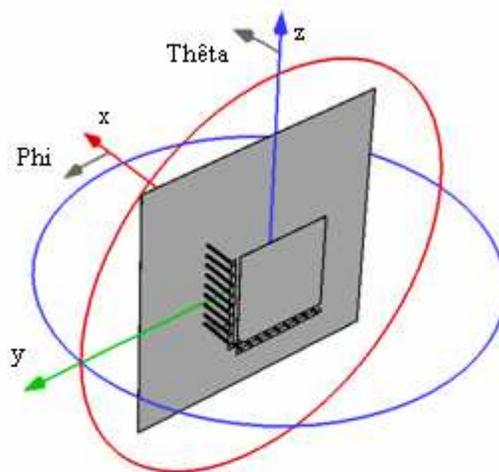


Figure 2 : Représentation de la structure dans le repère cartésien et sphérique

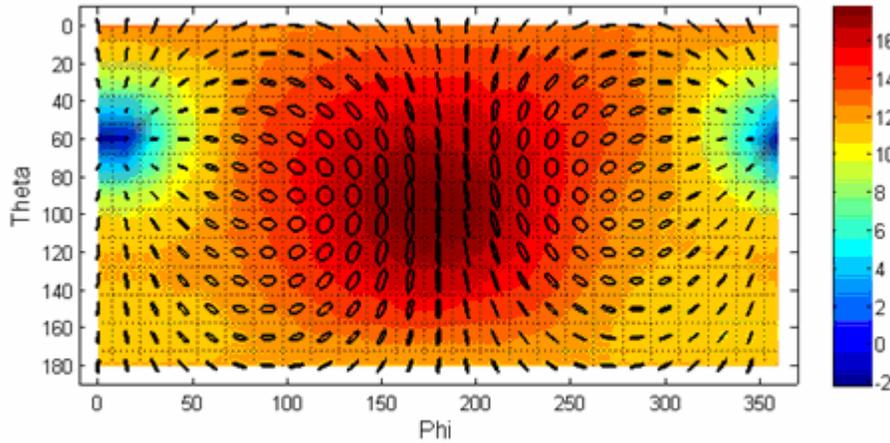


Figure 3 : Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation à 2,45 GHz avec le plan de court circuit 1 connecté

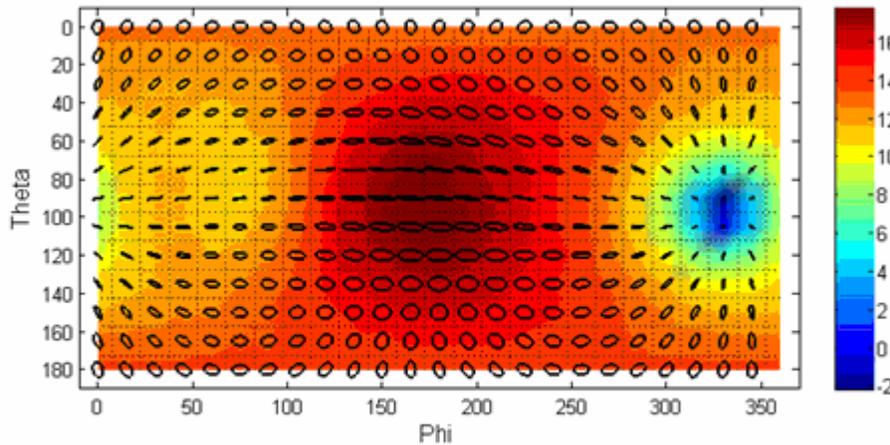


Figure 4 : Champ électrique total en dBV/m et ellipses de polarisation à 2,45 GHz avec le plan de court circuit 2 connecté

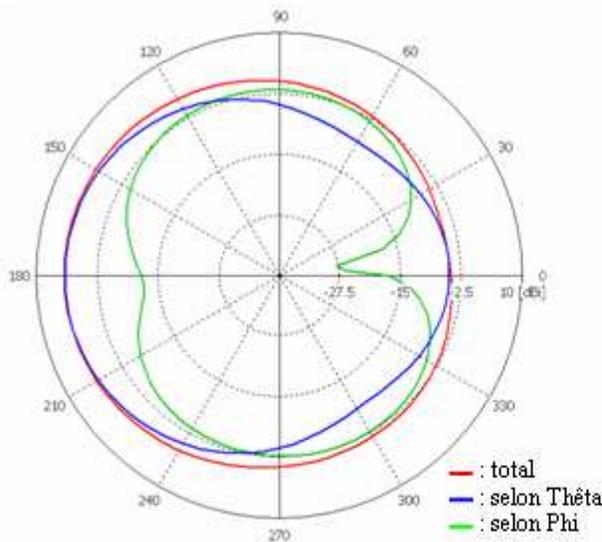


Figure 5 : Diagramme de rayonnement normalisé en dBi dans le plan xy pour l'antenne polarisée verticalement

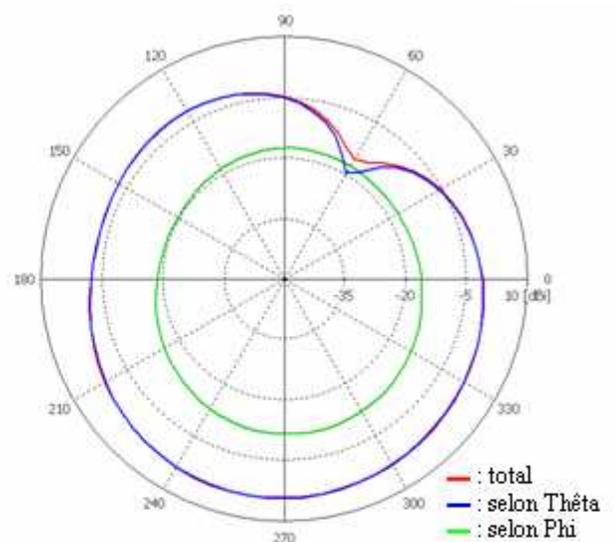


Figure 6 : Diagramme de rayonnement normalisé en dBi dans le plan xz pour l'antenne polarisée verticalement

A.4 CONCLUSION

La structure agile en polarisation présentée (brevet France Télécom) convient parfaitement à des applications mobiles de par son faible encombrement et sa faible directivité. L'antenne proposée couvre la bande Wifi mais peut aisément être reproduite pour d'autres standards. L'agilité en polarisation qu'elle offre permet d'améliorer considérablement le lien radio en utilisant des techniques de recombinaison simples, comme la sélection de voies. En effet on peut espérer obtenir un gain de diversité important dans des milieux contraints, comme les environnements intérieurs et urbains, et ainsi résoudre les problèmes d'évanouissements profonds.

BIBLIOGRAPHIE ANNEXE A

- [A.1] C. B. Dietrich, Jr., K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1271-1281, 2001.
- [A.2] D. Schaubert, F. Farrar, A. Sindoris, and S. Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 118-123, 1981.
- [A.3] S. Loredó, B. Manteca, and R. P. Torres, "Polarization diversity in indoor scenarios: an experimental study at 1.8 and 2.5 GHz," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 896-900 vol.2.
- [A.4] A. Buke, M. Hajian, L. P. Ligthart, and P. Gardner, "Indoor channel measurements using polarisation diversity," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, 1999, pp. 2282-2287 vol.4.
- [A.5] M. K. Fries, M. Grani, and R. Vahldieck, "A reconfigurable slot antenna with switchable polarization," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 490-492, 2003.

ANNEXE B

MESURE ET UTILISATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT POUR EVALUER LA DIVERSITE

Dans cette annexe nous présenterons dans un premier temps les modifications que nous avons dues apporter à la chambre anéchoïde de l'ESISAR/LCIS à Valence pour être en mesure d'effectuer des mesures de diagramme de rayonnement d'antenne en trois dimensions. Dans un second temps nous présenterons des résultats de mesure que nous avons utilisés pour évaluer la corrélation entre les voies des systèmes d'antennes mesurées. Nous avons notamment étudié les systèmes d'antennes à deux monopoles et des systèmes à deux IFA. La corrélation obtenue pour différents environnements à partir des diagrammes de rayonnement mesurés est comparée à celle obtenue à partir des diagrammes de rayonnement simulés.

B.1 MODIFICATION DE LA CHAMBRE ANECHOÏDE

B.1.1 Configuration initiale de la chambre anéchoïde

La chambre anéchoïde du LCIS à l'EISAR à Valence mesure 4 m de large, 6 m de long pour une hauteur de 2 m. Elle permet d'effectuer des mesures d'antennes entre des fréquences de 400 MHz et 30GHz.

Comme le montre la figure 1, la chambre est équipée de deux supports distants d'environ t m. le support 1 est situé à l'entrée de la chambre, c'est le support le plus simple d'accès, il est donc généralement destiné à recevoir l'antenne sous test. Le support 1 est motorisé et son axe de

rotation vertical est appelé axe 1. L'axe 1 est utilisé généralement pour mesurer le gain de l'antenne sur l'ensemble du plan azimutal. Le support 2 est situé au fond de la chambre et plus difficile d'accès (nécessité d'enlever des absorbants pour y accéder). Ce support est généralement destiné à recevoir l'antenne de mesure, typiquement une antenne cornet étalonnée. Le support 2 est surmonté d'un moteur (d'une partie motorisée) dont l'axe de rotation horizontal est appelé axe 2. Le moteur du support 2, lorsqu'il supporte l'antenne de mesure sert uniquement à changer l'orientation de l'antenne de 90° afin de modifier la polarisation que l'on souhaite mesurer.

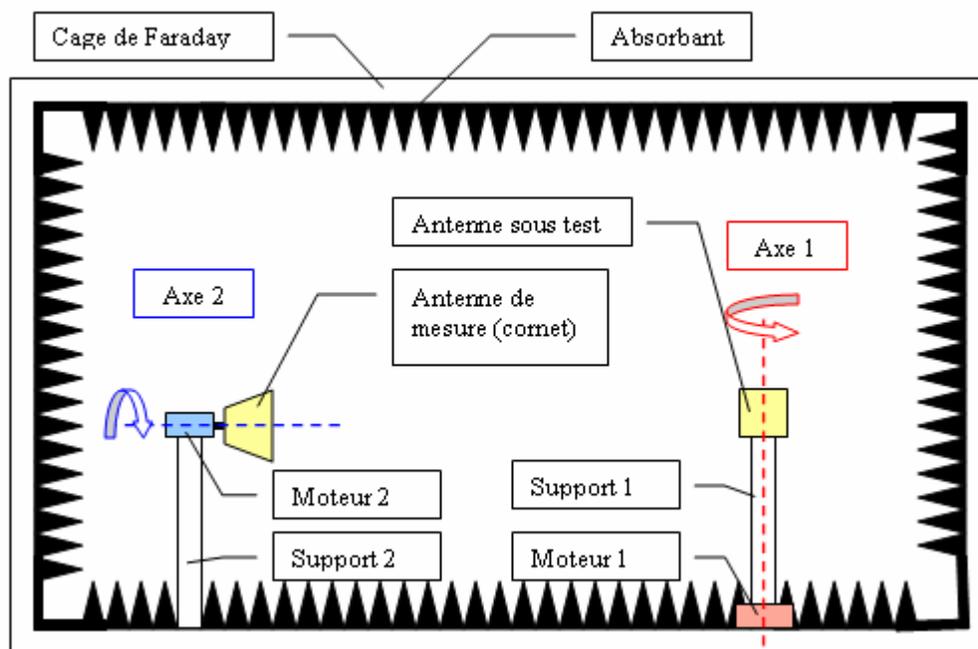


Figure 1. Schéma de la chambre anéchoïde avant modification

La configuration actuelle de la chambre anéchoïde ne permet de faire des mesures de gain que dans le plan horizontal comprenant l'antenne sous test et l'antenne de mesure. L'axe 1 permet de faire tourner l'antenne sous test afin d'obtenir le gain dans toutes les directions de ce plan (soit une coupe du diagramme en 3D) et l'axe 2 permet de modifier automatiquement la polarisation de l'antenne de mesure (soit verticale, soit horizontale). A chaque fois que l'on désire un plan de coupe, il faut modifier l'orientation de l'antenne sous test.

B.1.2 Modifications réalisées

Dans le cadre de la thèse, nous avons conçu et réalisé plusieurs systèmes multi-antennes. Afin de pouvoir les comparer avec les simulations, nous avons besoin de connaître leurs diagrammes de rayonnement complets (c'est-à-dire en 3 dimensions) en prenant en compte le gain mais également la phase et ce pour les deux composantes de la polarisation, verticale et horizontale. L'objectif est d'utiliser ces diagrammes de rayonnement en 3D dans le logiciel permettant d'évaluer théoriquement le gain de diversité apporté par un système multi-antennes. En effet, le logiciel peut recevoir comme entrées des diagrammes de rayonnement simulés ou des diagrammes de rayonnement mesurés. Il est alors intéressant d'observer les différences de gain de diversité possibles en fonction des entrées.

Il est donc nécessaire de modifier ou d'améliorer la chambre anéchoïde actuelle pour permettre des mesures de diagramme de rayonnement en 3D comme le montre la figure 2. Compte tenu des moyens et du temps à disposition, nous avons décidé de réaliser nous même un positionneur non motorisé destiné à modifier simplement l'orientation du système d'antennes sous test.

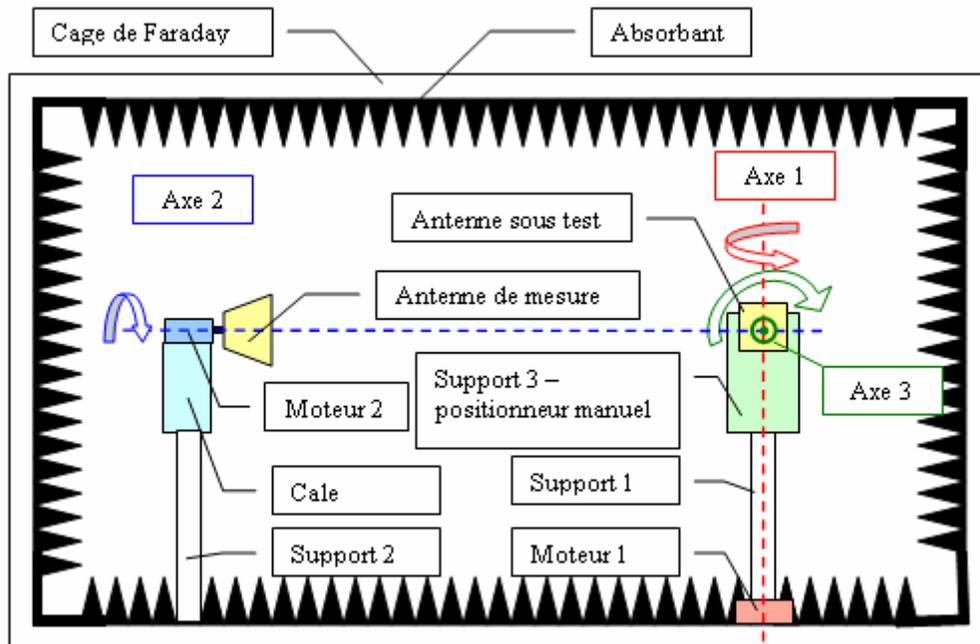


Figure 2. Schéma de la chambre anéchoïde après modification

Ce positionneur se fixera sur le support 1 afin d'y accéder facilement puisque celui-ci est situé du côté de l'entrée de la chambre. L'objectif est de rajouter un troisième axe de rotation non motorisé perpendiculaire au plan formé par les axes 1 et 2. Cet axe 3 devra également passer par l'intersection de l'axe 1 et de l'axe 2. Lors de la mesure, l'antenne sous test devra être située à l'intersection de ces trois axes.

Au regard du schéma ci-dessus FIG, on constate que l'ajout d'un positionneur pour obtenir un degré de liberté selon l'axe 3 va entraîner une modification de la hauteur par rapport au sol de l'axe 2. Nous avons donc réalisé une cale en bois permettant de rallonger le support 2 initial afin que l'axe 2 coupe l'intersection de l'axe 1 et 3.

Concernant le positionneur, nous l'avons entièrement réalisé en matière non métallique afin que celui perturbe le moins possible la mesure de l'antenne sous test. La majorité des pièces le constituant est en delrin, nylon ou PVC, seule l'équerre qui lie le positionneur manuel au support 1 et le guide en rotation sont en métal. Afin d'éloigner le guide en rotation gradué de l'axe 3, nous avons utilisé un engrenage permettant un renvoie à 90° comme le montre le schéma figure 3 et la photo du montage réalisé figure 4.

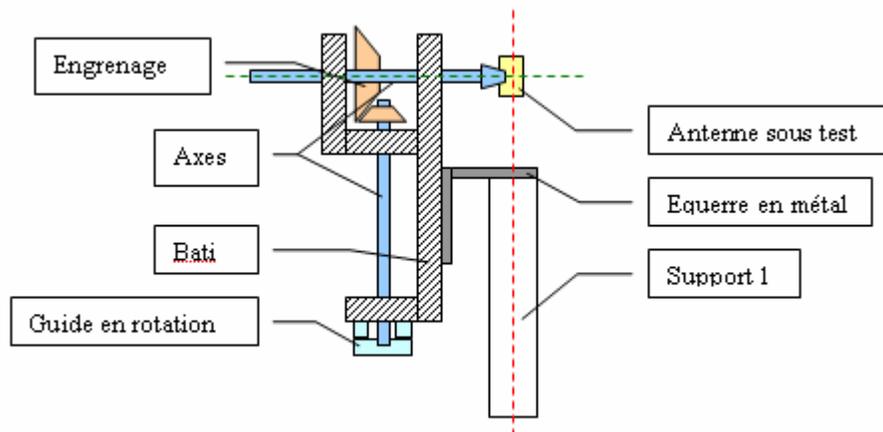


Figure 3. Schéma de positionneur

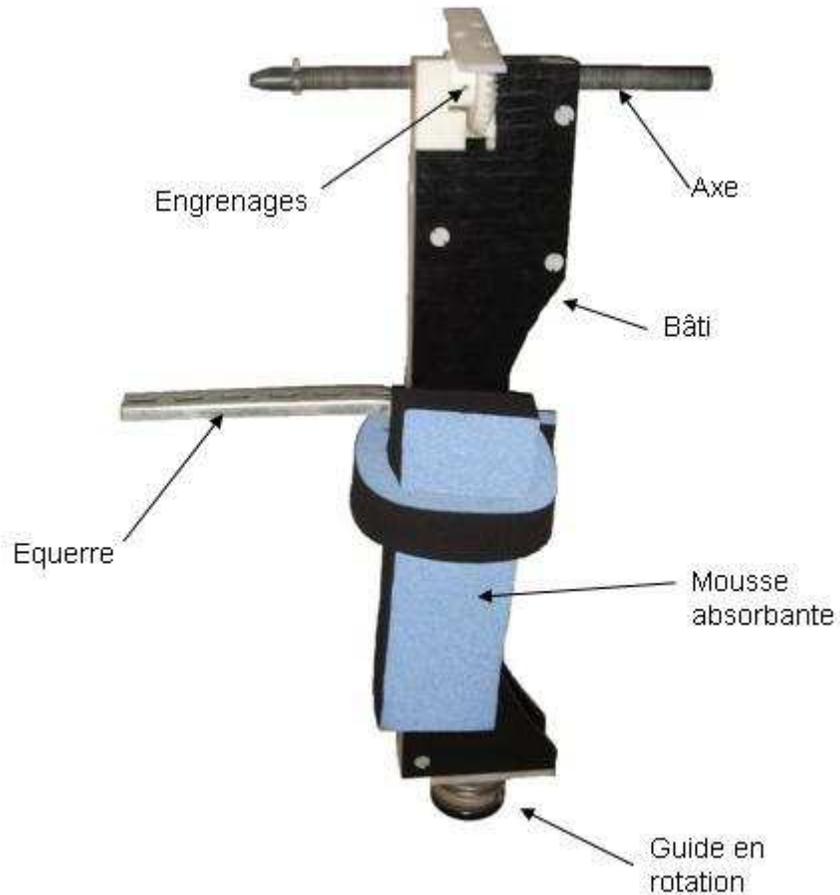


Figure 4. Photographie du positionneur réalisé

L'engrenage conique n'a pas un rapport 1:1 mais un rapport 2:1. Lorsque le guide en rotation tourne de x degrés, la rotation effective de l'antenne sous test est de $x/2$ degrés. Afin de garantir le placement de l'antenne sous test à l'intersection des 3 axes quelle que soit l'antenne, l'axe horizontal du positionneur peut être déplacé en translation dans le bâti et l'engrenage qu'il traverse. Le verrouillage de la position de cet axe est assuré par une vis sans tête située dans l'engrenage.

Le figure 5 présente des photographie du support réalisé une fois installé dans la chambre anéchoïde avec un système d'antennes à diversité.

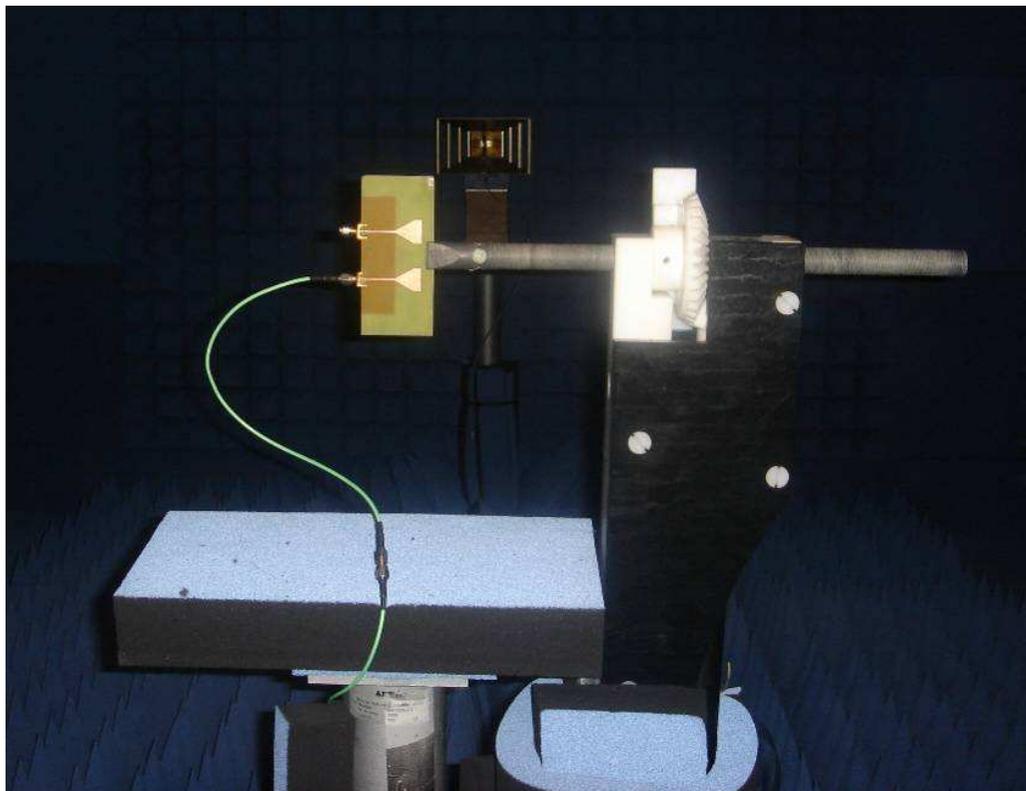
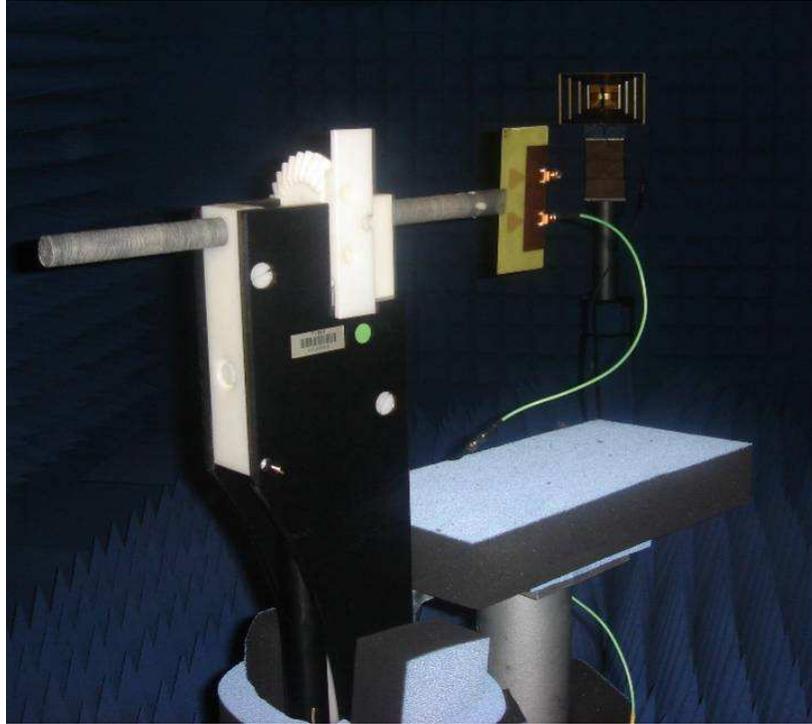


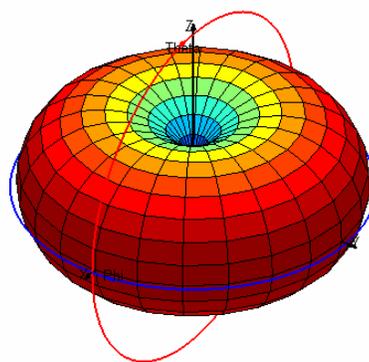
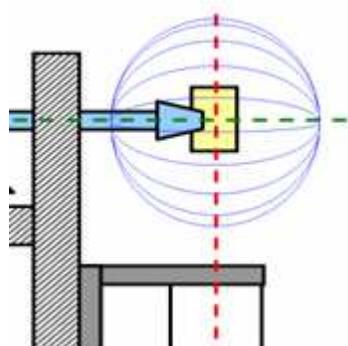
Figure 5. Photographies du positionneur réalisé lors de mesure en chambre anéchoïde

B.1.3 Couverture 3D et correspondance avec le simulateur MicroWave Studio de CST

L'axe 1 permet de balayer l'ensemble du plan azimutal, soit 360° . Afin d'effectuer une mesure complète en 3D, il est nécessaire que l'axe 3 balaye 180° ainsi la totalité de la "sphère de mesure" est couverte.

Afin d'exploiter de façon homogène la comparaison avec les résultats de simulation généralement obtenus à partir du simulateur électromagnétique CST Microwave Studio, le pas d'échantillonnage doit être d'au moins 15° . Nous ferons donc des mesures avec ce pas d'échantillonnage car un pas plus fin rendrait trop longue et compliquée la mesure des antennes. En effet celle-ci n'est pas entièrement automatisée et il est nécessaire de modifier à la main 12 fois l'orientation de l'antenne selon l'axe 3 ($12 \cdot 15^\circ = 180^\circ$).

Sur la figure 6, les courbes bleues donnent une image des directions que l'on mesure en modifiant l'angle de l'antenne selon l'axe 3. On remarque que les pôles, correspondant à l'intersection de ces courbes, sont sur l'axe 3 qui est horizontal. Or dans les résultats obtenus avec CST, les pôles sont situés sur l'axe Oz présenté ici verticalement. Afin d'avoir la même couverture de la sphère de mesure, nous considérerons l'axe 3 comme étant équivalent à l'axe Oz dans le simulateur. Il faut donc bien garder cela en tête. Idéalement, lors de la mesure il faut orienter l'antenne comme dans la mesure pour simplifier les post-traitements, (c'est à dire avec axe 3 = Oz). De même il faut bien noter que pour récupérer le champ électrique selon la composante E_{Teta} (polarisation verticale dans la simulation), il faut que l'antenne de mesure présente une polarisation horizontale par rapport à la chambre anéchoïde. De même, il faudra utiliser l'antenne de mesure polarisée verticalement dans la chambre pour récupérer la composante verticale. Suite à la mesure, l'ensemble des fichiers est traité à l'aide d'Excel et de Matlab pour obtenir un fichier texte synthétisant l'ensemble des mesures et pouvant être utilisé comme entrée lors de l'évaluation théorique de la diversité dont la méthode est présentée dans le chapitre 5 de cette thèse.



Représentation des lignes de mesure dans la chambre anéchoïde

Représentation d'un diagramme de rayonnement sous CST

Figure 6. Représentation des plans de mesure dans la chambre anéchoïde

B.1.4 Exemples de diagrammes de rayonnement en 3D

A partir des modifications de la chambre anéchoïde que nous avons effectuées, nous avons pu mesurer le gain et la phase de chacune des deux composantes horizontale et verticale du champ électrique rayonné.

Système	Antenne	Mesure	Simulation
Monopoles triangulaires Distant de 23mm	Antenne 1		
	Antenne 2		

Figure 7. Comparaison du champ électrique total mesuré et simulé pour les deux monopoles distants de 23 mm

A partir de l'ensemble de ces mesures nous avons pu reconstituer le diagramme de

rayonnement total des antennes des systèmes mesurés. Les figures 7, 8 et 9 montrent les champs totaux obtenus à partir des mesures et de la simulation des quatre systèmes à deux monopoles réalisés (voir chapitre 4)

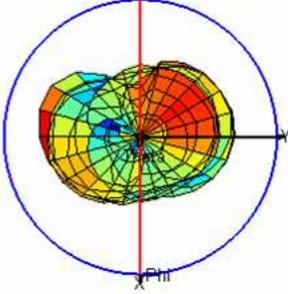
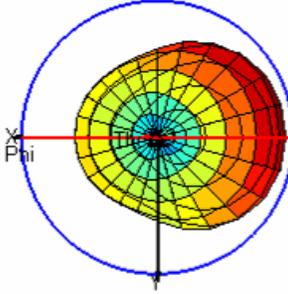
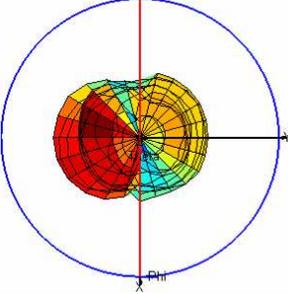
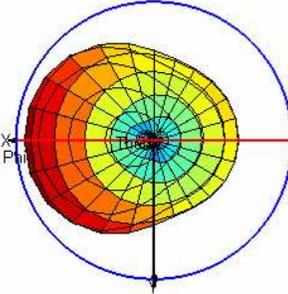
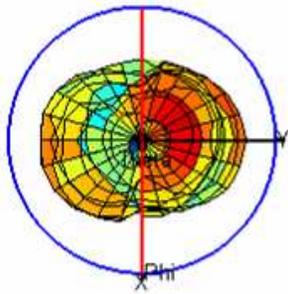
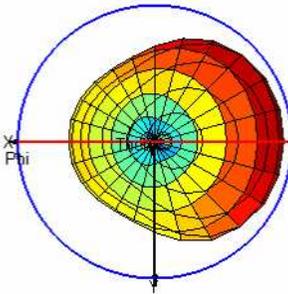
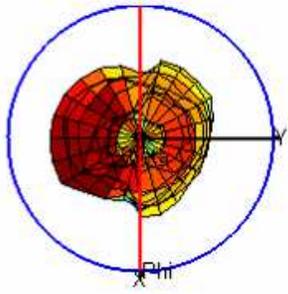
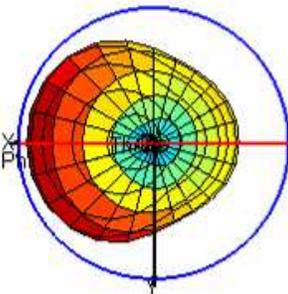
Système	Numero d'antenne	Mesure	Simulation
Monopoles triangulaires Distant de 33mm	Antenne 1		
	Antenne 2		
Monopoles triangulaires Distant de 38mm	Antenne 1		
	Antenne 2		

Figure 8. Comparaison du champ électrique total mesuré et simulé pour les deux monopoles distants de 33 et 38 mm

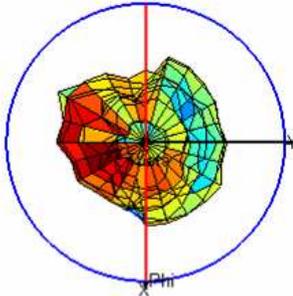
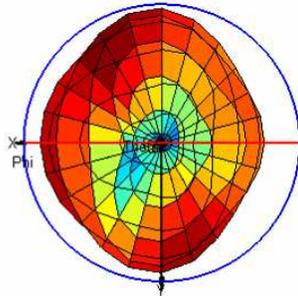
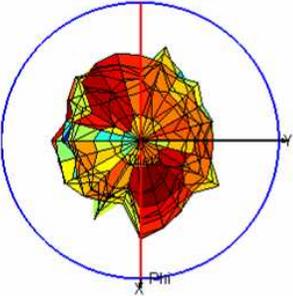
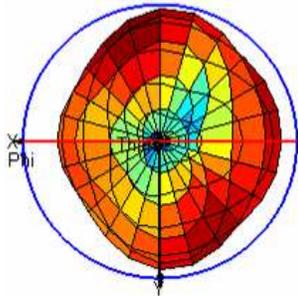
Système	Numero d'antenne	Mesure	Simulation
Monopoles triangulaires Distant de 63mm	Antenne 1		
	Antenne 2		

Figure 9. Comparaison du champ électrique total mesuré et simulé pour les deux monopoles distants de 63 mm

Ces mesures sont les premières qui ont été réalisées avec le support conçu, bien que les diagrammes de rayonnement des champs totaux obtenus après traitement des mesures présentent parfois des incohérences avec les diagrammes obtenus par simulation, nous retrouvons certaines similitudes entre les diagrammes mesurés et simulés encourageantes pour la suite. Les différences peuvent avoir plusieurs sources. Tout d'abord, la présence du support peut modifier le gain de l'antenne mesurée. De plus, lors de chaque mesure le support effectue une rotation de 360° et durant cette rotation le support vibre légèrement avec l'antenne. Malgré la présence d'un joint tournant la position des câbles et leur courbure changent entre chaque mesure et au cours des mesures. Ces variations peuvent expliquer en partie les discontinuités observées. Enfin il est à noter que ces phénomènes avaient également été observés avant la modification de la chambre anéchoïde. Nous pouvons donc également mettre en doute certains éléments du système de mesure de la chambre comme les câbles et la connectique qui montre des signes de vieillissement. Ne pouvant résoudre l'ensemble des problèmes et jugeant les mesures exploitables nous les avons conservées pour évaluer le coefficient de corrélation qu'il est possible

d'obtenir avec ces systèmes d'antennes pour différents environnements.

Nous avons effectué le même type de mesure avec les systèmes à deux IFA, comme pour les systèmes à deux monopoles, nous avons évalué le coefficient de corrélation.

B.2 ETUDE ET COMPARAISON DE LA CORRELATION POUR DIFFERENTS SYSTEMES D'ANTENNES

B.2.1 Introduction

Après avoir mesuré et reconstitué les diagrammes de rayonnement en trois dimensions, l'objectif est ici d'utiliser ces résultats pour calculer le coefficient de corrélation d'enveloppe que nous obtenons avec ces mesures. Le coefficient de corrélation constituant l'un des paramètres essentiel à l'obtention d'un gain de diversité, nous nous sommes limités à l'étude de ce paramètre.

Comme nous le précisons dans le chapitre 5, l'obtention du coefficient de corrélation d'enveloppe nécessite la prise en compte d'un environnement électromagnétique qui est défini par la distribution angulaire de la puissance incidente pour chacune des deux composantes du champ ainsi que le rapport de puissance entre ces deux composantes. Dans cette partie nous avons choisi arbitrairement trois environnements différents pour lesquels nous avons étudié la corrélation.

Le premier environnement est un environnement idéal où le rapport entre les composantes du champ polarisé verticalement et horizontalement est unitaire et où la distribution angulaire est uniforme pour les deux composantes. Nous avons également défini un environnement de type urbain caractérisé par un XPD de 6,8 dB et une distribution du champ incident gaussienne. La distribution gaussienne du champ polarisé verticalement a pour paramètre $\theta = 71^\circ$ et $\delta = 20^\circ$ et celle du champ polarisé horizontalement a pour paramètre $\theta = 58^\circ$ et $\delta = 64^\circ$. Ces données sont extraites de [B.1]. Le troisième environnement que nous avons considéré dans cette partie est un environnement indoor décrit par [B.2] et caractérisé par un XPD de 7 dB, une distribution gaussienne de la composante verticale avec $\theta = 87.2^\circ$ et $\delta = 5.9^\circ$ comme paramètres et une distribution gaussienne de la composante horizontale avec $\theta = 88^\circ$ et

$\delta=7.1^\circ$ comme paramètres. Ces distributions sont représentées sur la figure 10.

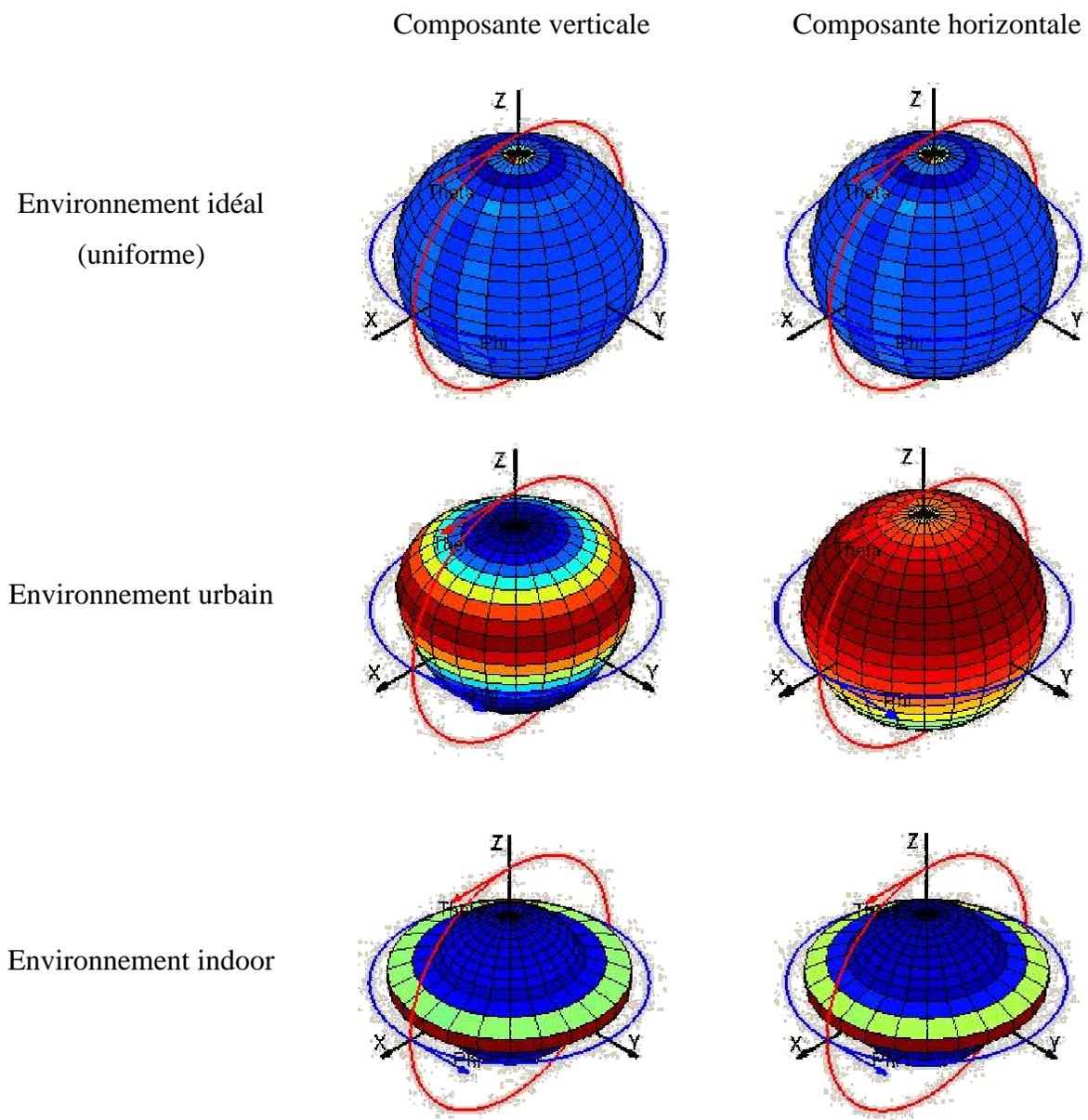


Figure 10. Représentation en trois dimensions de la distribution angulaire des différents environnements

B.2.2 Etude de la corrélation pour les systèmes à deux monopoles

A partir des trois environnements que nous avons définis précédemment, nous avons déterminé les coefficients de corrélation en prenant les diagrammes de rayonnement des systèmes d'antennes à deux monopoles simulés et mesurés. Cette étude va permettre de déterminer si les résultats obtenus par la mesure sont en accord avec ceux obtenus par la simulation.

Par la simulation, il est simple de faire varier la distance entre les deux monopoles et ainsi calculer le coefficient de corrélation de manière continue pour des distances entre les monopoles allant de 20 à 65 mm. Cependant nous n'avons pas pu réaliser et mesurer un grand nombre de systèmes à deux monopoles. Nous nous sommes limités à quatre systèmes différents. Les valeurs des distances entre les monopoles ont été choisies de manière à être réparties sur la plage des distances possibles en favorisant celles correspondant à un coefficient de corrélation minimum en théorie. Ainsi les systèmes avec des distances entre les monopoles de 23, 33, 38 et 63 mm ont été réalisés et mesurés. Les figures 11, 12, 13 ci-dessous présentent les coefficients de corrélation d'enveloppe obtenus en utilisant les diagrammes de rayonnement issus de la simulation et de la mesure.

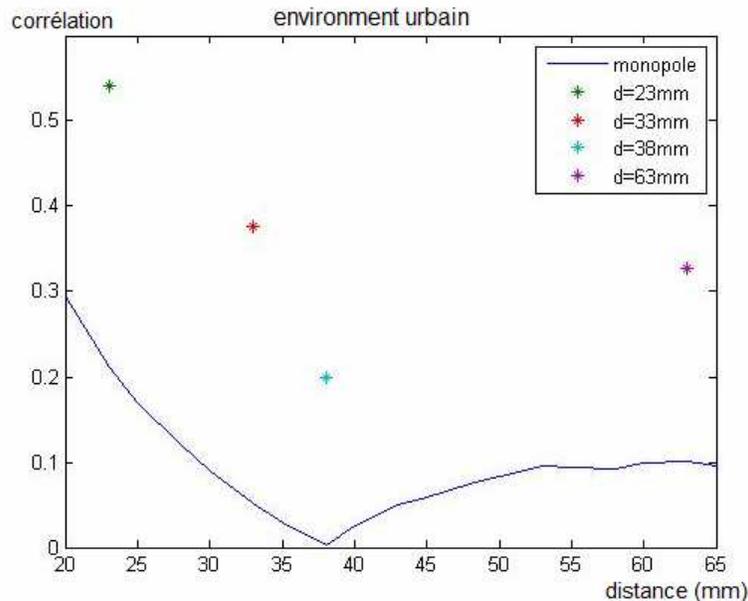


Figure 11. Coefficients de corrélation issus de la mesure (étoiles) et de la simulation (courbe bleue) pour l'environnement urbain

La courbe bleue représente sur chaque figure le coefficient de corrélation obtenu à partir des simulations et les points celui obtenu à partir des mesures des antennes réalisées.

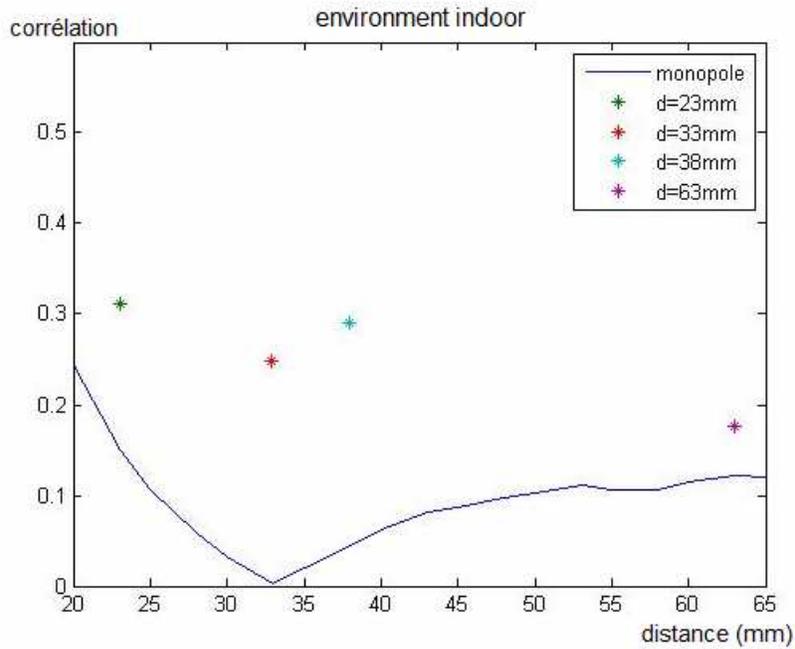


Figure 11. Coefficients de corrélation issus de la mesure (étoiles) et de la simulation (courbe bleue) pour l'environnement indoor

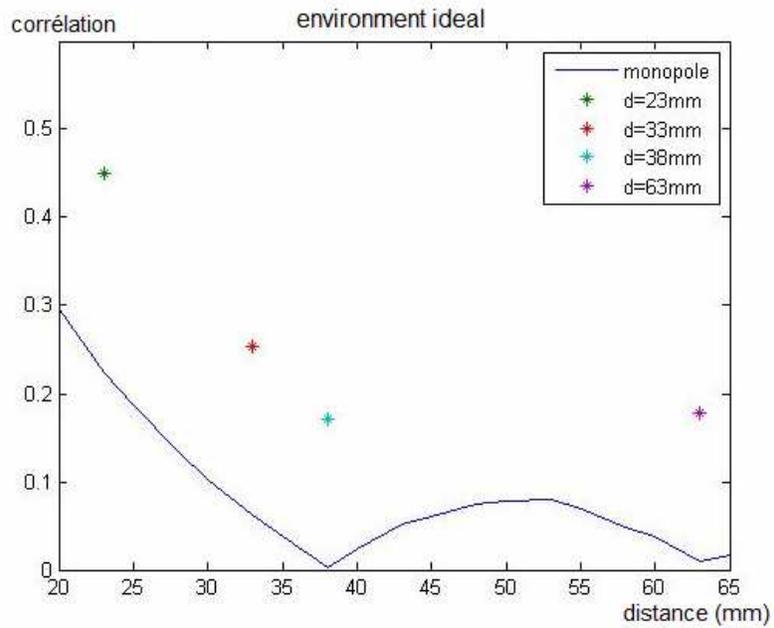


Figure 11. Coefficients de corrélation issus de la mesure (étoiles) et de la simulation (courbe bleue) pour l'environnement uniforme

Les figures 11, 12, 13 précédentes montrent que les coefficients de corrélation obtenus à partir des diagrammes de rayonnement mesurés sont plus élevés que ce obtenus avec les diagrammes issus de la simulation. Ceci reste vrai pour les trois environnements considérés. Cependant il est intéressant de noter que les variations en fonction de la distance entre les deux monopoles sont en accord avec celles obtenues par la simulation. Ainsi nous avons les minimas pour la même distance entre les monopoles que ce soit avec les données issues de la mesure ou de la simulation. Les différences de valeurs peuvent s'expliquer par les problèmes de précision observés lors de la mesure du rayonnement de l'antenne, mais même si l'on note un décalage entre les valeurs, ces premiers résultats sont encourageants et incitent à utiliser les données issues de la mesure pour calculer le gain de diversité.

B.2.3 Étude de la corrélation pour les systèmes à deux IFA

A partir des diagrammes de rayonnement des trois systèmes d'antennes à diversité de polarisation à base d'IFA, nous avons également cherché à évaluer la corrélation pour les trois environnements définis précédemment. Nous avons comparé les coefficients de corrélation des systèmes à deux IFA avec ceux obtenus avec les systèmes à deux monopoles en fonction de la distance entre les deux antennes. Les figures suivantes présentent les valeurs obtenues.

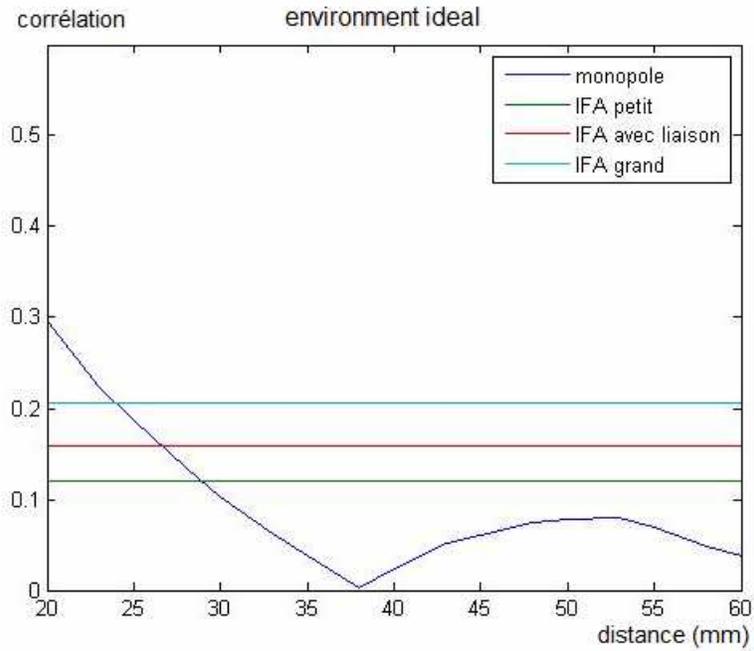


Figure 14. Coefficients de corrélation obtenus en environnement uniforme avec les systèmes à deux IFA comparé au système à deux monopoles simulés

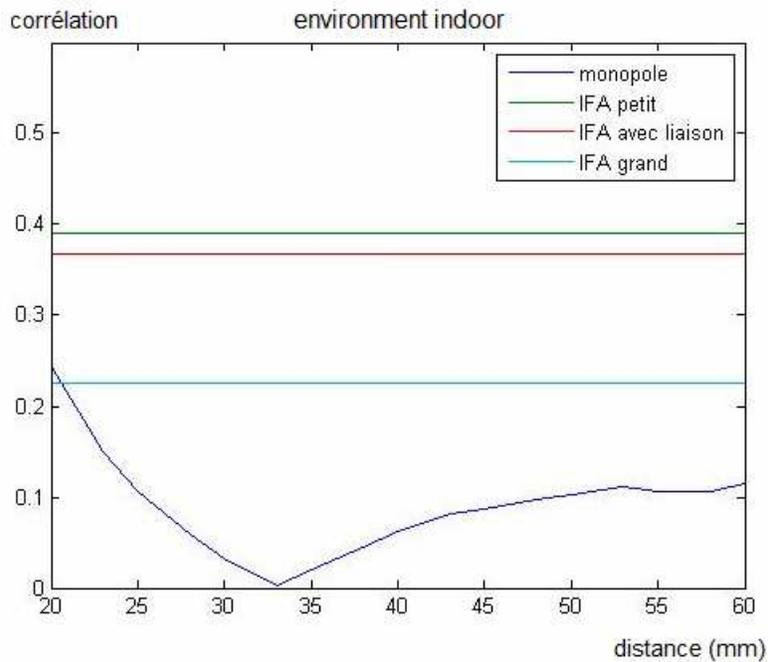


Figure 15. Coefficients de corrélation obtenus en environnement indoor avec les systèmes à deux IFA comparé au système à deux monopoles simulés

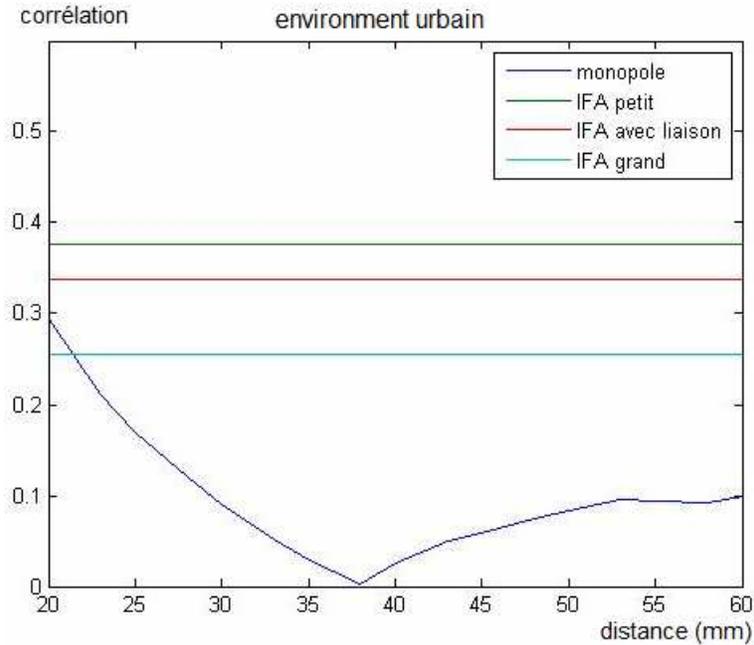


Figure 16. Coefficients de corrélation obtenus en environnement urbain avec les systèmes à deux IFA comparé au système à deux monopoles simulés

Les résultats, sur les figures 14, 15 et 16, montrent tout d'abord que la corrélation pour les systèmes à deux IFA est fortement dépendante de l'environnement même si, dans tous les cas, nous obtenons un coefficient de corrélation inférieur à 0,4. En effet, dans un environnement uniforme, le système de base qui possède le plus grand plan de masse présente la corrélation la plus élevée suivi du système à IFA couplées, puis du système avec un petit plan de masse. Cet ordre est inversé dans les deux autres environnements qui eux se réfèrent à des situations réelles. Dans ces deux environnements, le système à deux IFA de base présente donc les coefficients de corrélation les plus faibles. Cela peut s'expliquer par l'écart entre les antennes qui est plus grand que pour les deux autres systèmes à IFA. Cet écart plus important contribue à ajouter à la diversité de polarisation de la diversité spatiale, ce qui peut expliquer cette différence. Il est intéressant de noter que le système à petit plan de masse et celui à IFA couplées qui ont des topologies très proches, présentent des niveaux de corrélation presque identiques. Cependant, pour les environnements urbain et indoor définis, le couplage des antennes diminue la corrélation, ce qui va dans le même sens que certains travaux sur le sujet [B.3].

B.3 BIBLIOGRAPHIE DE L'ANNEXE B

- [B.1] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 117-131, 1990.
- [B.2] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekas, J. Krogerus, and P. Vainikainen, "Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 823-838, 2002.
- [B.3] 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," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 3063-3074, 2006.

ANNEXE C

IMPLEMENTATION DE LA METHODOLOGIE D'EVALUATION THEORIQUE DE LA DIVERSITE

C.1 OBJECTIFS

La mise en œuvre de la méthodologie nécessitant de nombreux calculs et manipulations de données pour chaque situation, nous avons décidé de l'implémenter avec l'objectif d'avoir une interface graphique conviviale permettant de calculer et d'accéder facilement à l'ensemble des paramètres décrits précédemment. Cette partie présente (sans trop rentrer dans les détails) les fonctionnalités de notre outil logiciel ainsi que l'organisation de l'interface graphique.

Etant dans un environnement industriel, nous avons fait le choix de fournir un outil complet et fonctionnel pour rendre l'évaluation théorique du gain de diversité accessible à des personnes ne possédant pas forcément les bases théoriques nécessaires à l'évaluation de la diversité d'antennes.

De plus, nous pensons qu'un outil complet avec une interface graphique sera plus facilement réutilisable que de simples fonctions nécessitant l'écriture de lignes de commande pour obtenir un résultat intermédiaire.

C.2 CHOIX DU LANGAGE ET DU SIMULATEUR ELECTROMAGNETIQUE

L'évaluation théorique de la diversité d'antennes faisant appel à de nombreux calculs mathématiques, c'est tout naturellement que nous avons commencé à travailler avec Matlab, un des langages de programmation les mieux adaptés au calcul scientifique.

L'ensemble des fonctions tel que le calcul de la corrélation complexe, du MEG, du gain de diversité ou de la repolarisation des champs électriques ayant été implémenté lors de l'étude et de la définition de la méthodologie, nous avons fait le choix de développer l'interface graphique en Matlab afin de pouvoir réutiliser facilement les fonctions déjà implémentées. En effet Matlab offre la possibilité de développer une IHM (Interface Homme Machine) à l'aide d'un outil appelé GUI (Graphical User Interface). Elle permet à l'utilisateur d'interagir directement avec un programme grâce à des objets graphiques. La conception et la réalisation d'une interface graphique intuitive et conviviale nécessite un travail non négligeable. Bien que ce travail ne puisse être considéré comme de la recherche scientifique, nous avons jugé nécessaire de le réaliser pour valoriser les travaux théoriques en facilitant la mise œuvre de notre méthodologie mais également le calcul des gains de diversité classiques ou référencés.

Comme nous l'avons vu, les paramètres d'entrées de la méthodologie sont principalement les caractéristiques de rayonnement des antennes constituant un système. La méthodologie ayant pour objectif d'effectuer une sélection d'un ou plusieurs systèmes d'antennes avant leur réalisation, il est logique de considérer en entrée des résultats de simulation électromagnétique même si l'utilisation de mesures reste possible. Nous avons fait le choix de travailler essentiellement avec le simulateur électromagnétique CST Microwave Studio dont nous avons fait l'acquisition au cours de la thèse. Nous avons choisi ce logiciel car c'est celui utilisé par le laboratoire universitaire LCIS qui a ainsi pu nous former correctement à son utilisation. Les résultats de simulations sont exportés sous forme de fichiers texte contenant notamment les champs électriques complexes selon les composantes θ et ϕ . Le programme Matlab est aujourd'hui adapté à la lecture de ces fichiers de simulation exportés à partir de CST. Il est cependant assez simple d'utiliser des résultats issus de mesures ou d'un autre simulateur, il suffit de placer les données que l'on souhaite utiliser dans un fichier texte avec la même organisation des données. Une autre solution consiste à modifier directement le code source pour l'adapter au fichier à lire.

C.3 DESCRIPTION DU LOGICIEL ET DE SES FONCTIONNALITES

L'objectif du logiciel est d'implémenter notre méthodologie mais nous avons également mis à profit ce travail pour implémenter le calcul du gain de diversité et du gain de diversité effectif pour être à même de se reporter si nécessaire à des travaux utilisant ces paramètres. Nous allons présenter rapidement les principaux objets de l'interface graphique ainsi que les principales fonctionnalités du programme.

L'interface graphique est contenue dans une fenêtre et repose sur l'utilisation d'onglets. Il y a deux types d'onglets : les onglets de "Situation" et l'onglet "Général". Il y a autant d'onglets Situation, que de situations décrivant l'application évaluée. Ils contiennent tous les mêmes objets et permettent à l'utilisateur de décrire chacune des situations. Il y a un seul onglet "Général" qui gère le calcul du Gain de Diversité Final Pondéré (GDFF) mais qui permet également de synthétiser les paramètres clés calculés dans l'évaluation de chacune des situations. Nous allons présenter ces deux types d'onglets sur lesquels repose notre interface graphique.

C.3.1 Les onglets situations

Un onglet situation, figure 1, contient quatre panneaux qui permettent de définir entièrement une situation.

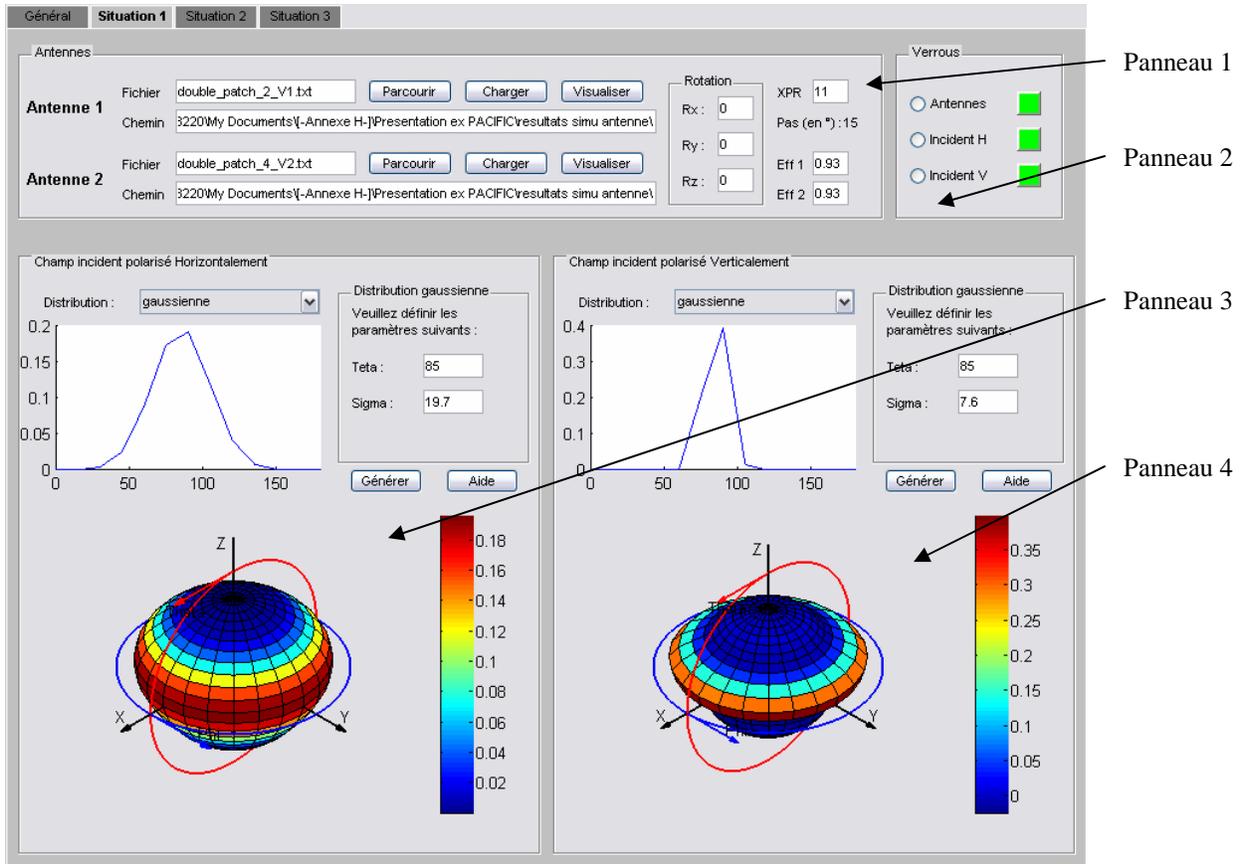


Figure 1. Vue générale d'un onglet situation

Le panneau 1 (figure 2) permet d'importer les fichiers texte contenant les informations relatives aux rayonnements de l'antenne 1 et de l'antenne 2 du système. Pour ce faire, le bouton "parcourir" permet d'accéder à l'arborescence des fichiers et de sélectionner facilement le fichier texte à utiliser. Une fois le fichier choisi, l'utilisateur peut modifier l'orientation des deux antennes en entrant les paramètres de rotation R_x , R_y et R_z . Ainsi l'orientation des antennes correspond à l'orientation de l'application pour la situation traitée. Le bouton "charger" va permettre de lire et de recalculer les composantes des champs électriques comme décrit dans la partie 5.2 en tenant compte des rotations appliquées. Le bouton "visualiser" permet d'ouvrir une fenêtre affichant en trois dimensions le champ total et les champs selon θ et selon ϕ avant et après rotation. Ce panneau permet également à l'utilisateur de rentrer l'efficacité de chaque antenne et le XPR en dB propre à l'environnement considéré pour la situation.

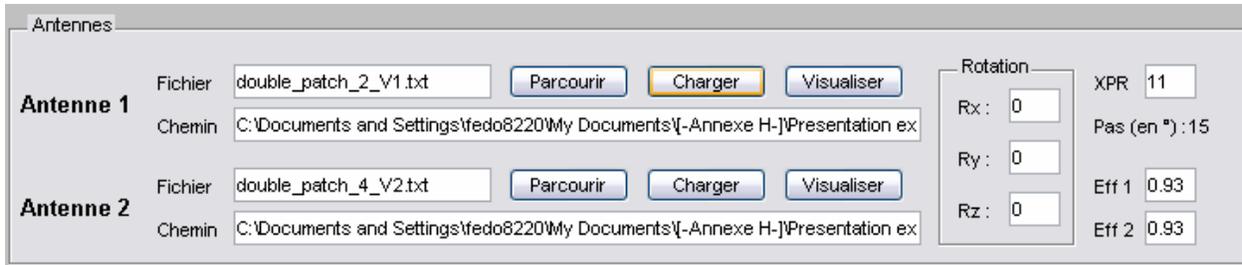


Figure 3. Panneau 1 d'un onglet Situation

Les panneaux 3 et 4 sont identiques et permettent de définir la distribution du champ incident polarisé horizontalement et verticalement, respectivement. Une liste déroulante permet de choisir parmi trois types de distributions en élévation : uniforme, gaussienne ou double exponentiel. La distribution en azimut est considérée uniforme. Après avoir indiqué les paramètres correspondant à la distribution choisie, le bouton "Générer" génère et affiche le profil de la distribution en élévation ainsi que la distribution totale en trois dimensions.

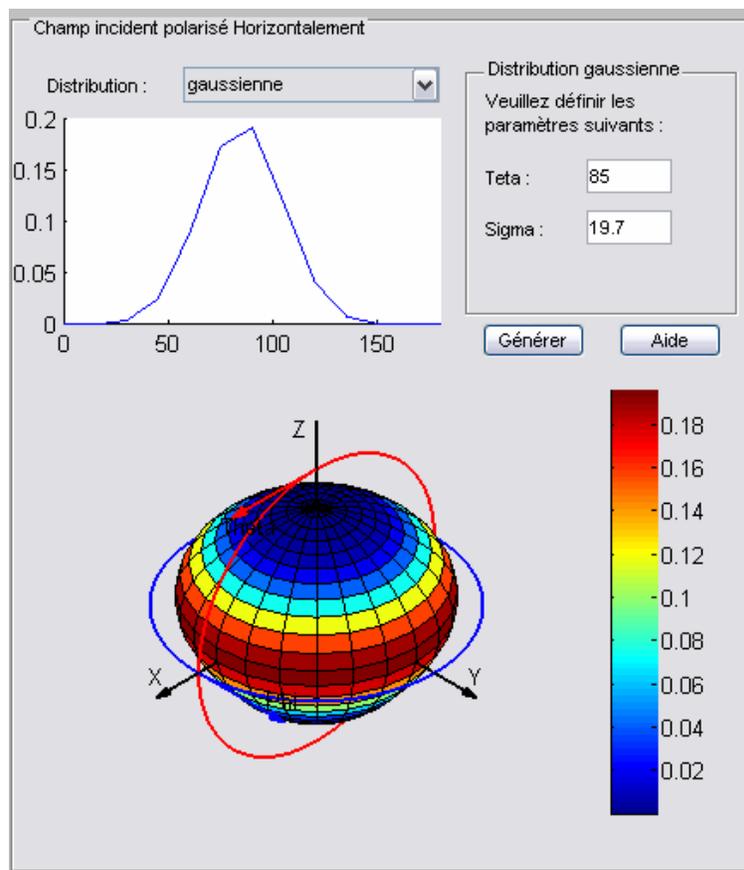


Figure 4. Panneau 3 d'un onglet Situation

Le panneau 2 est un panneau de contrôle indiquant au moyen de voyants si les informations relatives aux trois autres panneaux sont présentes et permettent d'évaluer cette situation. L'évaluation ne pourra se faire que si les trois voyants sont au vert. Les trois boutons associés permettent de verrouiller respectivement les trois autres panneaux afin d'éviter toute modification non désirée de la situation.

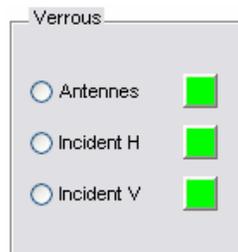


Figure 5. Panneau 2 d'un onglet Situation

La méthodologie que nous avons définie évalue un seul système multi-antennes à la fois, il peut donc sembler inapproprié de devoir rentrer dans chaque situation les informations relatives au même système d'antennes. Cependant ce degré de liberté supplémentaire permet à l'utilisateur d'utiliser le logiciel pour d'autres études que la mise en œuvre stricte de la méthodologie. Par exemple, il est possible de considérer un même système d'antennes mais avec un environnement proche différent. En effet en fonction des situations, les caractéristiques des antennes peuvent être modifiées par la présence de différentes parties du corps humain (la main ou la tête par exemple). Cela rend également le logiciel utilisable pour comparer directement la corrélation, le gain de diversité et le gain de diversité référencé pour différents systèmes multi-antennes soumis à un même environnement.

C.3.2 L'onglet général

L'onglet général (figure 6) est l'onglet le plus à gauche, sachant qu'il y a toujours au minimum deux onglets : cet onglet plus un onglet situation. Il est composé de quatre panneaux et permet de lancer le calcul des différents paramètres (corrélation, MEG, GD, GDref..) pour chaque situation et de les afficher.

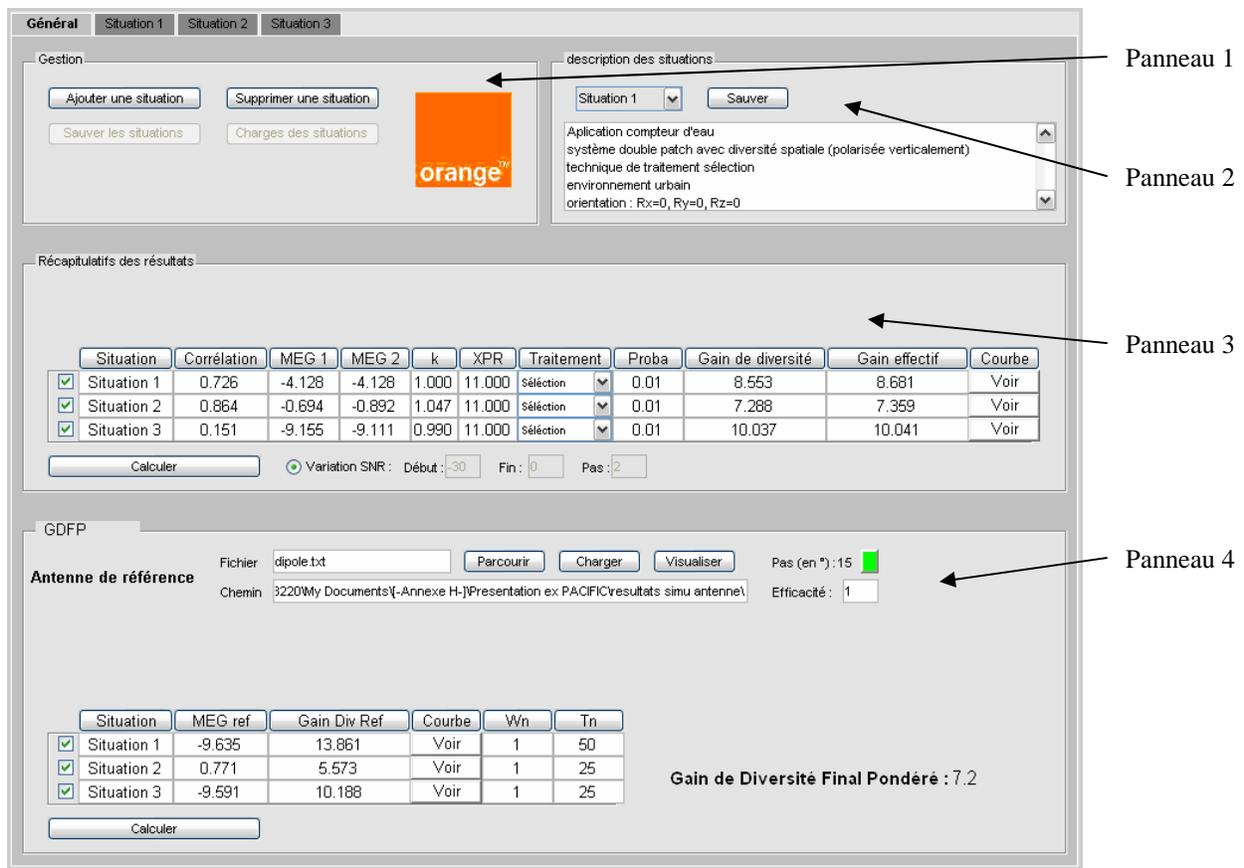


Figure 6. Vue générale de l'onglet Général

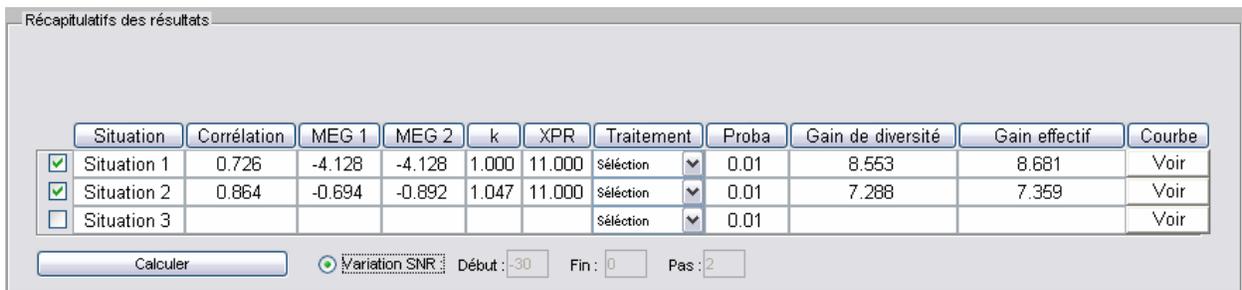
Le panneau 1 est un panneau de gestion qui, à l'aide de boutons, permet d'ajouter ou de supprimer des situations en fonction de l'application étudiée. Il y a également deux autres boutons sur ce panneau qui, à l'origine, devait permettre de mettre en mémoire un ensemble de situations et de les rappeler. L'implémentation de ces fonctionnalités n'a pas été effectuée par manque de temps, c'est pourquoi ces boutons ne sont pas actifs à l'heure actuelle.

Le panneau 2 permet à l'utilisateur d'associer un texte de description à chaque situation. Ainsi, nous pouvons indiquer la nature du système d'antennes testé, l'environnement considéré ou toutes autres informations relatives à chaque situation. L'utilisation de ce panneau n'est pas obligatoire mais se révèle avantageuse lors de l'analyse des résultats. En effet il n'est alors pas nécessaire de rappeler les onglets situations pour se remémorer les propriétés de chaque situation.

Le panneau 3 (figure 7) a pour but de synthétiser les paramètres importants obtenus pour chaque situation. Il est essentiellement constitué d'un tableau où chaque ligne se réfère à l'une d'elles. Pour chacune d'elles sont calculés et affichés la valeur absolue de la corrélation complexe, les MEG effectifs des deux antennes du système, le rapport k des MEGs, le XPR de l'environnement, le gain de diversité et le gain de diversité effectif. Avant le calcul, l'utilisateur du logiciel peut modifier la technique de traitement et le niveau de probabilité utilisés pour calculer les gains de diversité. Devant chaque ligne correspondant à une situation, se trouve une case à cocher. Elle permet de sélectionner uniquement celles que nous souhaitons évaluer, cela permet de faire des calculs sans avoir pour autant défini l'ensemble de celles-ci.

Par défaut, les probabilités $P(\gamma_c < R)$ nécessaires au calcul des gains de diversité sont calculées pour un SNR seuil allant de -30 à 0 dB. Cette plage est adaptée à la majorité des cas mais il est possible qu'elle ne soit pas suffisante pour certains niveaux de probabilité et MEG considérés. L'utilisateur peut alors déverrouiller les paramètres de début et de fin de la plage pour les modifier.

Au bout de chaque ligne du tableau un bouton permet d'afficher dans une autre fenêtre les courbes de probabilité afin de comparer visuellement le gain de diversité et le gain de diversité effectif.



Situation	Corrélation	MEG 1	MEG 2	k	XPR	Traitement	Proba	Gain de diversité	Gain effectif	Courbe
<input checked="" type="checkbox"/> Situation 1	0.726	-4.128	-4.128	1.000	11.000	sélection	0.01	8.553	8.681	Voir
<input checked="" type="checkbox"/> Situation 2	0.864	-0.694	-0.892	1.047	11.000	sélection	0.01	7.288	7.359	Voir
<input type="checkbox"/> Situation 3						sélection	0.01			Voir

Calculer Variation SNR Début : -30 Fin : 0 Pas : 2

Figure 7. Panneau 3 de l'onglet Général

Bien que nous ayons montré que les gains de diversité définis dans l'état de l'art ne permettaient pas de comparer convenablement différents systèmes multi-antennes, nous avons jugé intéressant de les calculer pour montrer les limites de ces paramètres mais également valider notre logiciel en se référant à des cas simples de l'état de l'art.

Le panneau 4 (Figure), contrairement au panneau 3, est entièrement dédié à la mise en œuvre de notre méthodologie. Le haut du panneau permet de charger les propriétés de rayonnement de l'antenne de référence en prenant en compte l'efficacité totale de celle-ci. Un voyant vert indique que l'antenne est correctement prise en compte et indique le pas d'échantillonnage de celle-ci. Le pas d'échantillonnage de l'antenne de référence ne doit pas forcément être identique à celui des antennes évaluées.

Le tableau situé en dessous permet de calculer le MEGref de l'antenne de référence, le gain de diversité référencé ainsi que le gain de diversité final pondéré. Le MEGref est bien évidemment calculé en appliquant à l'antenne de référence, l'orientation du système et l'environnement électromagnétique relatif à chaque situation.

Comme pour le tableau du panneau 3, le calcul ne prend en compte que les situations cochées et un bouton permet de visualiser les courbes de probabilité. Il est à la charge de l'utilisateur du logiciel de remplir les deux poids en accord avec la définition de l'application. Le gain de diversité final pondéré est obtenu en appliquant la formule (5.38) en ne prenant en compte que les situations cochées.

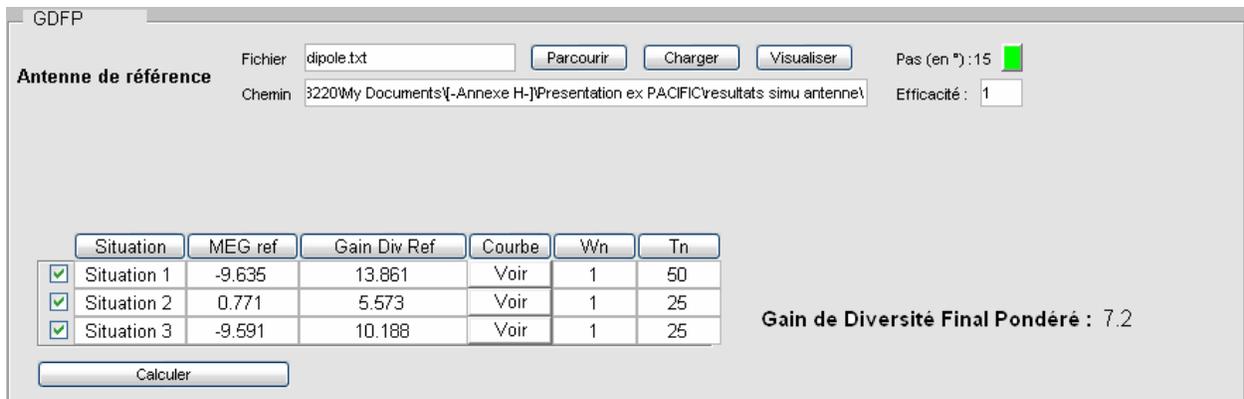


Figure 8. Panneau 4 de l'onglet Général

C.4 AMELIORATIONS POSSIBLES ET PERSPECTIVES

La conception et l'implémentation de la méthodologie avec une interface graphique nous a demandé un travail non négligeable. Bien qu'il reste certaines imperfections, le programme est complètement fonctionnel et permet d'évaluer des systèmes multi-antennes rapidement en rendant transparentes les expressions théoriques utilisées par la méthodologie. L'outil ainsi obtenu est très convivial et simple d'utilisation grâce à l'interface graphique développée. Il reste cependant quelques points qu'il est possible d'améliorer.

En effet nous n'avons pas pu implémenter toutes les fonctionnalités. Nous avons envisagé d'intégrer des fonctions permettant d'enregistrer un ensemble de situations relatives à une application afin de pouvoir les recharger ultérieurement si nécessaire et ainsi obtenir directement les résultats finaux sans avoir à redéfinir l'ensemble des situations. De même, nous avons utilisé des modèles de champ incident largement employés et reconnus dans l'état de l'art mais il en existe d'autres qui permettent de décrire d'autres environnements où la distribution du champ n'est pas uniforme en azimuth par exemple. Nous pouvons également imaginer que l'utilisateur puisse créer directement un champ incident ne se référant pas à un modèle mathématique. Cela peut par exemple être un champ incident mesuré expérimentalement. Le manque de temps ne nous a pas permis d'intégrer ces fonctionnalités supplémentaires qui n'étaient pas la priorité.

A l'heure actuelle, le programme n'est pas sous la forme d'un programme exécutable, il est donc nécessaire qu'il y ait Matlab sur l'ordinateur utilisé pour notre application. Il est cependant possible à l'aide d'un outil de Matlab de compiler l'ensemble des fonctions que nous avons développées pour en faire une application complète exécutable sans Matlab. De plus, ceci permettrait d'améliorer la vitesse d'exécution de notre application qui est fortement ralentie par la gestion des objets de l'interface graphique. Cependant, un exécutable Matlab a le défaut de ne pas être portable sur un autre système d'exploitation que celui sur lequel il a été compilé. A long terme, dans l'industrie, un exécutable Matlab ne semble pas constituer la solution idéale. Peut être serait-il nécessaire de porter sous un autre langage notre application ? Nous n'avons pour le moment pas cherché à répondre à cette question.

ANNEXE D

METHODOLOGIES D'EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE EN ENVIRONNEMENTS CONTROLES

Comme nous l'avons mentionné une partie des méthodologies d'évaluation expérimentale de la diversité a comme point commun la réalisation de mesures en environnement contrôlé qui s'oppose à l'ensemble des méthodologies utilisant des environnements non contrôlés et que nous pouvons associer à des environnements de propagation réels.

D.1 LES METHODOLOGIES UTILISANT DES CHAMBRES REVERBERANTES

D.1.1 Principe de fonctionnements des chambres réverbérantes

Les environnements contrôlés sont des milieux clos, de la forme d'une salle et de taille plus ou moins importante. La chambre réverbérante est constituée d'une cage de Faraday présentant les caractéristiques d'une cavité électromagnétique surdimensionnée. La cage de Faraday est étanche aux champs électriques et ce, que la source perturbatrice soit à l'intérieur ou à l'extérieur de l'enceinte. Cela signifie que le champ présent à l'intérieur de la cage de Faraday ne perturbe pas le champ à l'extérieur et inversement. Ceci autorise donc une grande répétabilité dans les mesures.

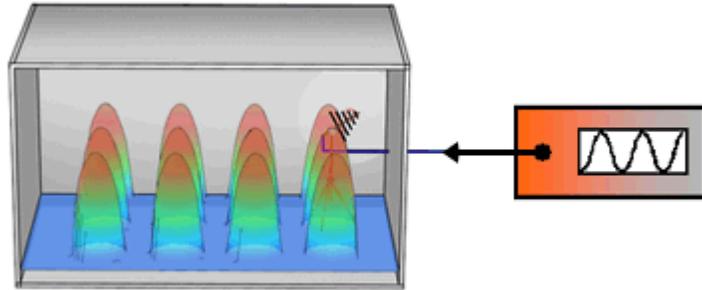
Généralement les chambres réverbérantes sont utilisées pour la mesure de la puissance totale rayonnée par une antenne, de l'efficacité de rayonnement d'une antenne. Cependant son usage initial a été détourné par certains chercheurs pour permettre l'évaluation de la diversité d'antennes. Les chambres réverbérantes intègrent généralement un nombre limité de sources. Dans le cas des travaux se rapportant à l'étude de la diversité ce nombre varie entre un ([D.1]) et

trois ([D.2], [D.3], [D.4]).

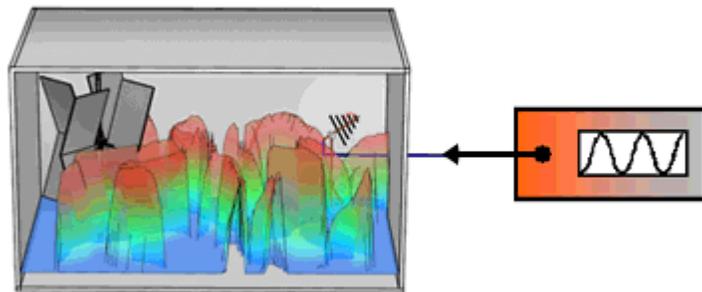
Sur l'ensemble des méthodologies étudiées, la taille des chambres réverbérantes rencontrées varie entre $3,1 \times 2,5 \times 3,1 \lambda$ ($0,8 \text{ m}^3$ [D.5]) et $5 \times 5 \times 5 \lambda$ ($46,9 \text{ m}^3$ [D.2]) pour des fréquences d'étude contenues entre les bandes GSM (de 800 MHz à 1880 MHz). Les dimensions des chambres ne peuvent pas être choisies de manière arbitraire, elles conditionnent la valeur de la fréquence de résonance et la fréquence limite basse.

Afin de reproduire un environnement de propagation de type Rayleigh ou Rice à l'intérieur d'une chambre réverbérante et d'obtenir des évanouissements de puissance au niveau du dispositif sous test, il est indispensable de faire évoluer l'environnement à l'intérieur de la chambre. En effet, si rien n'est fait, l'introduction d'une source radiofréquence dans une cage de Faraday conduit à l'établissement de modes ordonnés, comme le montre la figure 1. Pour assurer l'évolution de l'environnement, un brasseur de modes est généralement utilisé. Dès lors que la densité de modes est suffisante, il est alors possible d'agir suffisamment sur les conditions aux limites pour décaler leurs fréquences d'apparition, c'est le rôle du brasseur de modes [D.6]. La rotation du brasseur revient à obtenir une variation virtuelle des dimensions de la chambre. Une seconde propriété du brassage de modes est le fait qu'il rende le champ statistiquement isotrope et homogène sur une révolution de brasseur. Ceci signifie dans ce cas que la valeur maximale du champ électromagnétique est quasiment identique en tous points de la chambre et suivant toutes les directions. Les propriétés apportées par le brasseur sont limitées en basses fréquences du fait de la faible densité de modes de résonance. L'évolution de la répartition de la puissance dans une chambre réverbérante peut être obtenue sans l'utilisation d'un brasseur de modes. Comme nous allons le voir, certains auteurs préfèrent contrôler l'amplitude et/ou la phase des signaux injectés dans la chambre, soit en utilisant un atténuateur [D.7] soit en utilisant un déphaseur [D.2].

Dans un souci d'efficacité, il est possible de cumuler l'emploi d'un brasseur de modes avec celui d'un ou plusieurs déphaseurs et/ou d'un ou plusieurs atténuateurs afin de générer le maximum de multi trajets dans l'environnement de travail. Une autre méthode, peu répandue dans la littérature, permettant de reproduire les interférences inter trajets d'un environnement réel consiste à utiliser un rideau de pièces métalliques entre l'émetteur et le récepteur [D.1].



Etablissement de modes ordonnés en absence de brasseur



Distribution aléatoire du champ avec brasseur de modes

Figure 1. Effet du brasseur de modes sur la distribution du champ

Les chambres réverbérantes présentent cependant quelques limites pour l'évaluation de la diversité. En effet, d'une part, on ne contrôle ni en azimut ni en élévation, l'angle d'arrivée des ondes électromagnétiques sur le dispositif sous test. D'autre part, la puissance du signal arrivant au dispositif sous test est isotrope, ce qui n'est pas le cas dans un milieu réel de propagation. Même si des évanouissements du signal sont bien présents, nous restons assez loin d'un scénario de propagation réel.

Après avoir défini ce qu'est une chambre réverbérante et expliqué la génération des ondes dans ce type d'environnement, nous allons à présent détailler les différentes méthodologies existantes.

D.1.2 Les méthodologies existantes basées sur l'utilisation de chambres réverbérantes

Dans cette partie nous allons exposer simplement les différentes méthodologies existantes permettant l'évaluation de la diversité d'antennes et mettant en œuvre une chambre réverbérante.

La société suédoise Bluetest propose des bancs de mesure basés sur l'utilisation d'une chambre réverbérante (figure 2). Dans [D.8], un tel système est utilisé pour évaluer un terminal DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) intégrant deux antennes avec un algorithme de sélection de voie. Le terminal est placé dans une chambre réverbérante avec des brasseurs de modes. Pour une position donnée des brasseurs de modes, un signal provenant d'une station de base est injecté dans la chambre. Le terminal rayonne en retour un signal qui est mesuré par un analyseur de spectre. Ce type de mesure est réalisé pour un grand nombre de positions des brasseurs et avec chacune des trois sources de la chambre. Ces mesures sont effectuées avec une seule des deux antennes du terminal active, et une troisième fois avec l'algorithme de sélection de voie activé.

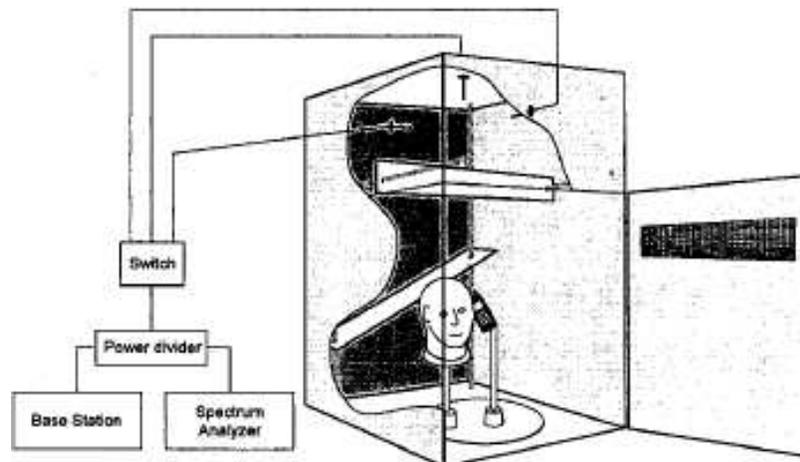


Figure 2. Evaluation expérimentale de la diversité dans les terminaux DECT avec le système BlueTest [D.8]

A partir des échantillons obtenus lors des mesures, les probabilités de densité cumulée (CDF) sont tracées et le gain de diversité est déterminé pour un seuil de probabilité de 1% comme le montre la figure 3. Il correspond à la différence entre les courbes de probabilités cumulées obtenues avec l'algorithme de sélection et la meilleure des deux antennes.

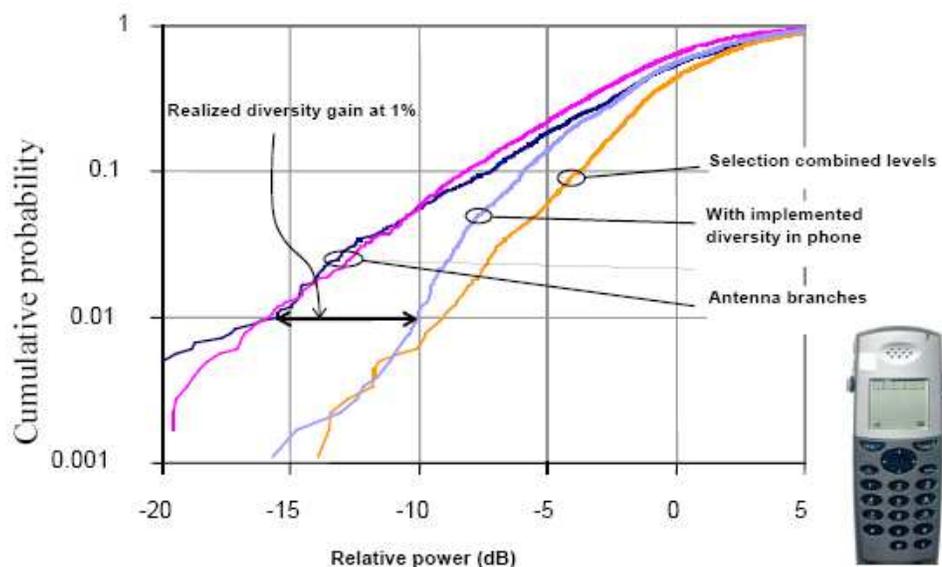


Figure 3. Mesure du gain de diversité à partir de mesures obtenues avec le système BlueTest

Une déclinaison du système BlueTest proposé permet de tester des terminaux multi antennes n'embarquant pas d'algorithme de sélection de voies. Pour cela un analyseur de réseau multi-voies est utilisé pour injecter un signal dans la chambre réverbérante, et la puissance reçue, sur chaque antenne du système à diversité d'antennes sous test est mesuré et échantillonné. Les brasseurs de modes sont maintenus en mouvement tout au long de la phase de mesure. Pour obtenir les courbes de probabilités cumulées après recombinaison, un traitement est appliqué sur les échantillons ce qui permet de déterminer le gain de diversité pour différentes techniques de recombinaison. La figure 4 présente la déclinaison de ce système.

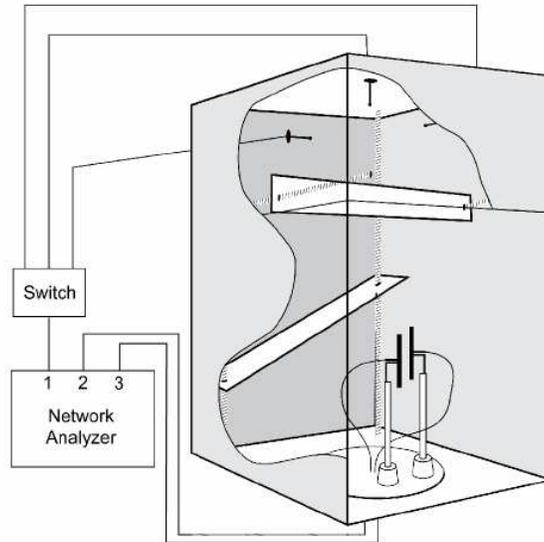


Figure 4. Chambre réverbérante BlueTest pour évaluation de la diversité

Il existe d'autres travaux proposant des équivalences à la déclinaison du système BlueTest présenté figure 4. Nous pouvons notamment mentionner les travaux de A. Khaleghi [D.9]. Dans ce système, il n'y a qu'une antenne cornet à l'émission mais la génération et la mesure des signaux sont également assurées par un analyseur de réseau multivoies.

Bien que le dispositif BlueTest permette la mesure du gain de diversité des environnements, avec des statistiques d'évanouissement obéissant à la loi de Rayleigh, il ne permet pas le contrôle des directions d'ondes sur le terminal. Or, la répartition spatiale de l'énergie incidente est une donnée importante pour la reproduction d'un canal réaliste.

Un autre système [D.2] également basé sur l'utilisation d'une chambre réverbérante permet de simuler différents environnements indoor ou outdoor présentant des évanouissements. La génération des évanouissements n'est pas obtenue par un brasseur de modes mécanique mais par l'utilisation de trois sources d'émission associées à des déphaseurs (figure 5). De plus, l'amplitude des signaux émis est contrôlée de telle sorte que le type du canal puisse être modifié. Le signal reçu de l'antenne sous test est échantillonné et numérisé pour être traité par ordinateur après mesure. Cependant le système défini n'est pour l'instant pas utilisé pour évaluer la diversité d'antennes. Il permet juste de recréer et de caractériser des canaux de propagation suivant une loi de Rayleigh ou de Rice en fonction des valeurs de déphasage et d'amplitude appliquées sur chaque source.

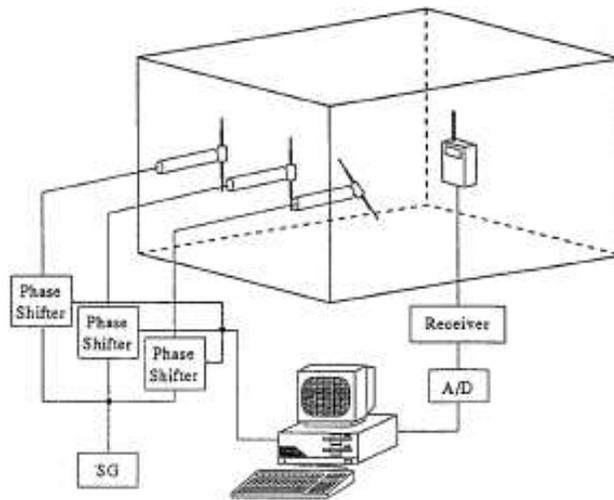


Figure 5. Chambre réverbérante de Yokohama [D.2]

Contrairement à la chambre réverbérante de Yokohama [D.2], celle du centre de R&D de Toshiba construite en 1995 a des dimensions beaucoup plus grandes qui autorisent un fonctionnement sur une plage de fréquence plus importante allant de 470 MHz à 2,6 GHz. Dans cette chambre réverbérante, l'obtention d'évanouissements typiques d'un canal de Rayleigh est obtenue en séparant l'émetteur et le récepteur constitué d'un système multi-antennes par un rideau de pièces métalliques. Lors des mesures, l'antenne à l'émission est mise en rotation et sa polarisation peut être modifiée. La puissance sur chaque voie est évaluée et la corrélation entre les voies est déterminée, ce qui permet d'obtenir un gain de diversité. Le principe de ce système est schématisé sur la figure 6.

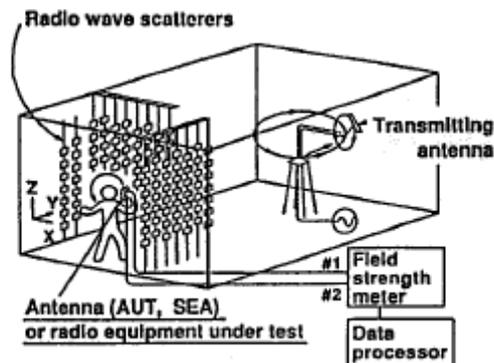


Figure 6. Chambre réverbérante développée par Toshiba [D.1]

Nous venons de présenter différents bancs de test montrant que les chambres réverbérantes

permettent de reproduire des canaux de propagation de type Rayleigh ou Rice caractérisés par la présence d'évanouissements de puissance. Ils sont donc utilisés pour évaluer la diversité d'antennes. Cependant les chambres réverbérantes ne sont pas les seuls environnements contrôlés autorisant l'évaluation de la diversité. D'autres systèmes s'appuient sur l'utilisation de chambres anéchoïdes comme nous allons le voir dans la prochaine partie.

D.2 LES METHODOLOGIES UTILISANTS DES CHAMBRES ANECHOÏDES

D.2.1 Principes de fonctionnement des chambres anéchoïdes

Une chambre anéchoïde est constituée d'une cage de Faraday dont les parois internes sont recouvertes de matériaux absorbants qui empêchent la rétrodiffusion et la réflexion des ondes électromagnétiques. Etant donné l'absence de rétrodiffusion des ondes électromagnétiques émises dans ces chambres, on les utilise la plupart du temps pour faire des mesures en conditions de vue directe entre un émetteur et un récepteur. Les chambres anéchoïdes sont notamment utilisées pour mesurer les caractéristiques de rayonnement d'antennes ou de systèmes.

Comme pour les chambres réverbérantes, les dimensions d'une chambre anéchoïde vont conditionner la plage de fréquence sur laquelle des mesures correctes pourront être faites. Il est également nécessaire que les absorbants utilisés soient compatibles avec cette plage de fréquence. A titre d'exemple, dans [D.10] une chambre mesure 3 x 3 x 6 mètres. C'est une taille courante pour réaliser des mesures dans les plages de fréquences UHF notamment entre 800 MHz et 2,5 GHz.

La génération de multi-trajets à l'origine d'évanouissements de puissance implique l'utilisation de plusieurs émetteurs à l'intérieur d'une chambre anéchoïde car il n'y a aucune réflexion possible sur les parois. Par conséquent les méthodologies utilisant des chambres anéchoïdes pour évaluer la diversité d'antennes imposent l'utilisation d'un nombre important

d'antennes émettrices (7 dans [D.11], 12 dans [D.12] et 15 dans [D.7]). Ces antennes sont, soit des antennes dipôles, soit des monopoles car elles présentent des polarisations pures et des rayonnements omnidirectionnels. Les évanouissements sont obtenus en modifiant indépendamment les amplitudes et les phases des signaux émis par les antennes émettrices, pour renforcer le phénomène et garantir un canal de propagation de type Rayleigh ou Rice. L'utilisation d'un déplaceur mécanique [D.12] ou d'un brasseur de modes est parfois utilisé.

Après avoir rappelé ce qu'est une chambre anéchoïde et expliqué la manière dont sont créés des environnements présentant des évanouissements de puissance au niveau du système à diversité d'antennes, nous allons à présent détailler les différentes méthodologies existantes dans lesquelles les chambres anéchoïdes interviennent.

D.2.2 Les méthodologies existantes basées sur l'utilisation de chambres anéchoïdes

Le dispositif de test défini dans [D.12] réalisé par Nortel Networks utilise une chambre anéchoïde pour évaluer la diversité d'antennes. Il est très intéressant car il permet de générer différents canaux de propagation de type Rayleigh ou Rice, en contrôlant de nombreux paramètres. En effet ce système permet de déterminer la répartition angulaire en azimut des ondes incidentes ainsi que le XPR vu par le système sous test. Pour obtenir ce degré de liberté, le signal généré est réparti sur six groupes de deux antennes dipôles croisés. Ces six groupes d'antennes sont répartis autour du système à diversité sous test qui est placé sur une table en rotation durant la mesure. Chacune des douze antennes émettrices est associée à un déphaseur aléatoire et un atténuateur ce qui permet de modifier les propriétés du canal de propagation. Les puissances reçues par les deux antennes du système à diversité sont récupérées à l'aide d'analyseurs de spectre. Le gain de diversité est évalué à partir du calcul du coefficient de corrélation. Le schéma de principe de cette méthodologie est résumé sur la figure 7.

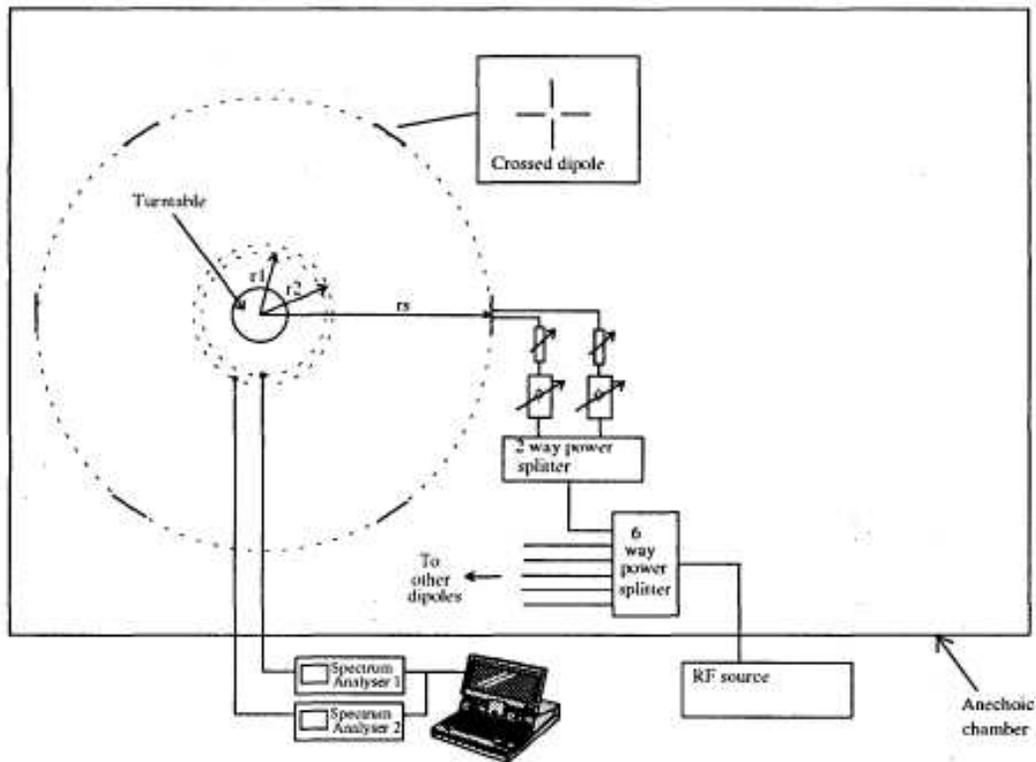


Figure 7. Schéma de principe du système de Nortel Network [D.12]

La mise en œuvre d'un réseau d'antennes émettrices à l'intérieur d'une chambre anéchoïde constitue un bon moyen de recréer et reproduire des canaux de propagation adaptés à l'évaluation de la diversité d'antennes. Ce principe est également utilisé dans [D.7] et [D.11] comme le montre la figure 8, où sept antennes dipôles polarisées verticalement encerclent le système à diversité d'antennes sous test. Dans ce système, l'amplitude et la phase des signaux émis sont contrôlées de manière indépendante. Les auteurs de ces travaux, en évaluant la corrélation, cherchent plus à montrer qu'ils parviennent à recréer des canaux de propagation de type Rayleigh ou Rice qu'à étudier la diversité d'antennes. Cependant le système reste très intéressant d'autant plus que l'influence de l'utilisateur peut être prise en compte.

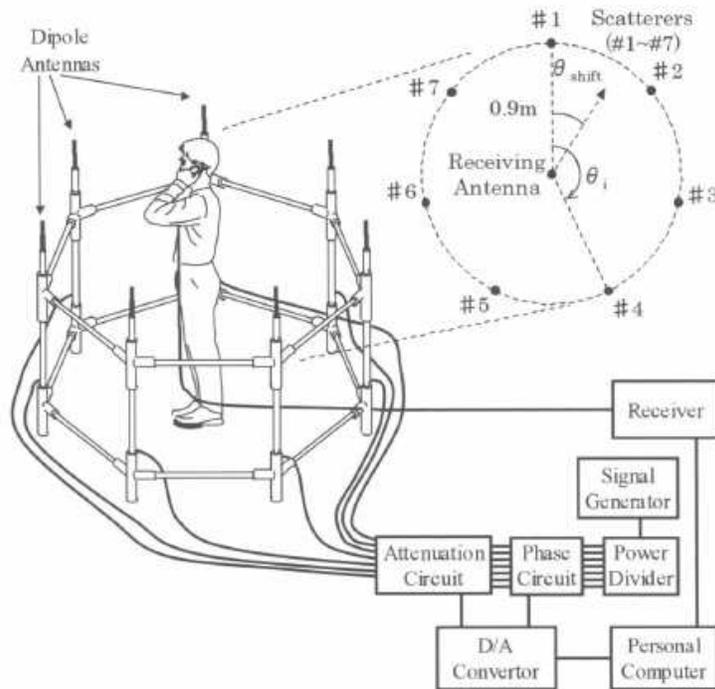


Figure 8. Schéma de principe du système à sept antennes dipôles [D.11]

Contrairement aux systèmes précédents qui ne permettent que de modifier la répartition angulaire des ondes incidentes dans le plan azimutal, un système développé au CEA-LETI (Commissariat à l'Energie Atomique – Laboratoire d'Electronique et de Traitement de l'Information) à Grenoble permet à la fois de contrôler la distribution en azimut mais également en élévation. A l'intérieur d'une chambre anéchoïde, le système à diversité d'antennes est placé au centre de quatre sources émettrices dont la hauteur peut être modifiée. Le signal émis est généré par un analyseur de réseau et après amplification, il est envoyé vers les quatre sources d'émission. La phase de chaque source peut être modifiée par l'introduction d'un retard. Les sources émettrices sont constituées d'une antenne de type ASA (Annular Slot Antenna) avec un réflecteur à l'arrière pour maximiser le gain vers le système sous test. Cette antenne comporte deux ports d'alimentation excitant des polarisations orthogonales. Le signal arrivant sur chaque source est divisé pour alimenter les deux ports de chaque antenne. Un atténuateur placé sur l'un des ports permet de modifier la polarisation du champ rayonné par la source. Le XPR perçu par le système sous test peut donc être contrôlé. Un simulateur basé sur l'optique géométrique permet de définir et de valider la configuration des sources émettrices. La figure 9 présente le principe du système complet.

Le système à diversité est placé sur un support en rotation pendant la mesure. L'analyseur de réseau enregistre les niveaux de puissance vus sur les antennes du système à diversité et un PC en assure l'acquisition. Le tracé des fonctions de densité cumulée permet la détermination du gain de diversité.

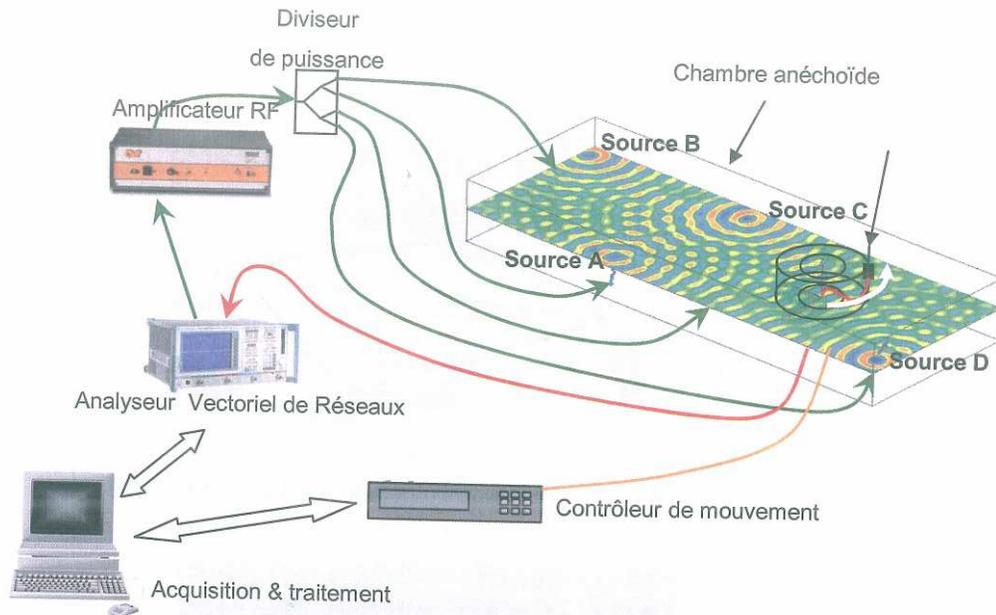


Figure 9. Schéma de principe du système développé par le CEA-LETI

A l'inverse des chambres réverbérantes, les chambres anéchoïdes permettent de contrôler finement la distribution angulaire et la polarisation des ondes incidentes. Il est ainsi possible de simuler plusieurs environnements différents pouvant être associés à des environnements réels. Les systèmes utilisant des chambres anéchoïdes sont donc plus complexes et leur mise en œuvre est plus difficile. A l'image des travaux menés par le CEA-LETI [D.10], l'utilisation de chambres anéchoïdes comme environnement contrôlé est un bon moyen d'évaluer la diversité d'antennes. Cependant le nombre limité de sources à l'émission revient à simplifier l'environnement de propagation et même si des évanouissements de puissance sont bien présents au niveau du système à diversité sous test, il existera toujours une différence avec un environnement réel.

D.3 BIBLIOGRAPHIE DE L'ANNEXE D

- [D.1] T. Maeda, S. Sekine, S. Obayashi, and T. Morooka, "Two methods for estimating the diversity characteristics of built-in antennas for mobile communication equipment," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest, 1995*, pp. 1944-1947 vol.4.
- [D.2] H. Arai, "Field simulator for Rayleigh/Rician fading reproduction," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest, 1996*, pp. 1218-1221 vol.2.
- [D.3] B. Joonho, K. Donghwan, L. Juhyung, and P. S. Kildal, "Actual diversity gain measured in the reverberation chamber," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002*, p. 718.
- [D.4] K. Rosengren and P. S. Kildal, "Theoretical study of angular distribution of plane waves in a small reverberation chamber for simulating multipath environment and testing mobile phones," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE, 2001*, pp. 358-361 vol.3.
- [D.5] K. Rosengren, P. S. Kildal, C. Carlsson, and J. Carlsson, "Characterization of antennas for mobile and wireless terminals by using reverberation chambers: improved accuracy by platform stirring," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE, 2001*, pp. 350-353 vol.3.
- [D.6] A. Khaleghi, A. Azoulay, and J. C. Bolomey, "Evaluation of diversity antenna characteristics in narrow band fading channel using random phase generation process," in *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st, 2005*, pp. 257-261 Vol. 1.
- [D.7] A. Yamamoto, T. Sakata, H. Iwai, K. Ogawa, J. Takada, K. Sakaguchi, and K. Araki, "BER measurements on a handset adaptive antenna array in the presence of cochannel interference generated using a spatial fading emulator," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, 2005*, pp. 26-29 vol. 4A.
- [D.8] R. Bourhis, C. Orlenius, G. Nilsson, S. Jinstrand, and P. S. Kildal, "Measurements of realized diversity gain of active DECT phones and base-stations in a reverberation chamber," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE,*

- 2004, pp. 715-718 Vol.1.
- [D.9] A. Khaleghi, A. Azoulay, and J. C. Bolomey, "Dual Band Diversity Antenna System for Mobile Phones," in *Wireless Communication Systems, 2005. 2nd International Symposium on*, 2005, pp. 351-355.
- [D.10] M. Abou El Anouar, "Approche expérimentale pour l'optimisation des antennes en fonction de l'environnement pour les systèmes à diversité," *Mémoire de DRT*, Février 2008.
- [D.11] H. Iwai, A. Yamamoto, T. Sakata, K. Ogawa, K. Sakaguchi, and K. Araki, "Spatial fading emulator for handset antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, 2005, pp. 218-221 Vol. 1A.
- [D.12] D. Kitchener, I. P. Llewellyn, and D. K. Power, "A novel method for evaluating the diversity performance of cellular terminal antennas," in *Antennas and Propagation, 1999. IEE National Conference on.*, 1999, pp. 299-302.

ANNEXE E

LES TRAITEMENTS MULTI-ANTENNES UTILISES DANS NOTRE SYSTEME D'EVALUATION EXPERIMENTALE DE LA DIVERSITE

E.1 LA SELECTION DE VOIES

C'est le traitement d'antennes le plus simple à mettre en œuvre. Pour un système à deux voies, on dispose de deux signaux indépendants puisqu'ils n'ont pas subi les mêmes modifications liées au canal de propagation. Parmi les signaux disponibles on sélection celui dont le signal présente le plus de puissance. Le principe de fonctionnement de cet algorithme est représenté sur la figure 1.

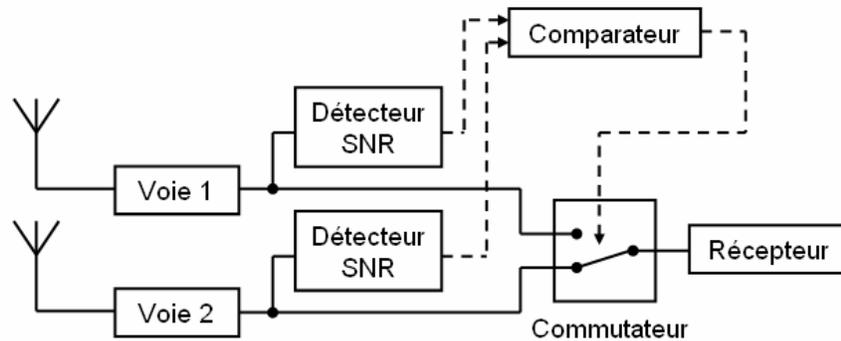


Figure 1. Principe de la sélection de voies

Dans le cas d'un système à deux capteurs, la réalisation de la sélection d'une seule voie avec Matlab est basée sur un calcul de puissance P des deux voies avec la formule :

$$P = \frac{M.M^H}{L}$$

M : Matrice des échantillons complexes du signal reçu

M^H : Matrice hermitienne de M (matrice transposée conjuguée de M)

L : étant la taille de la matrice M

On remarquera que l'algorithme de la sélection est fait de sorte qu'on sélectionne la trame qui représente la plus grande puissance, et non pas le signal d'origine.

E.2 LA RECOMBINAISON DES SIGNAUX

Grâce à la présence du réseau de N capteurs, on dispose de N copies du signal utile émis. Le principe est alors d'appliquer des pondérations complexes aux N signaux RF reçus sur chaque capteur. On somme ensuite les différents signaux pondérés pour obtenir un signal un meilleur rapport signal sur bruit à traiter. La figure 2 représente le principe de la recombinaison des signaux.

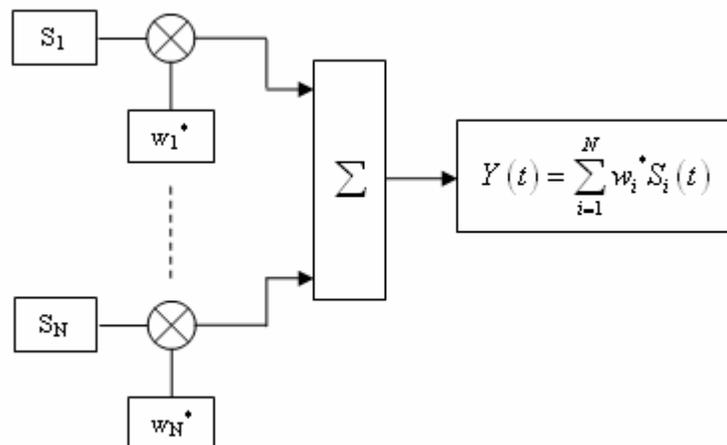


Figure 2. Principe de la recombinaison des signaux

Le problème est de calculer les pondérations w_i ($1 < i < N$) optimales. De nombreux algorithmes permettent de calculer ces pondérations, on peut citer par exemple l'algorithme SMI et le RAKE-2D qui sont de technique de traitement de type Maximum Ratio Combining.

Lorsqu'on applique un algorithme de traitement d'antennes, on cherche à trouver la combinaison optimale des pondérations w de manière à maximiser le rapport signal sur bruit du signal obtenu après traitement.

E.2.1 L'algorithme SMI (Sample Matrix Inversion)

Cet algorithme utilise une séquence d'apprentissage pour obtenir la meilleure combinaison des pondérations w . La figure 3 représente le principe de l'algorithme SMI. Le traitement SMI est appliqué sur le signal temporel quelque soit la norme (802.11b et 802.11g).

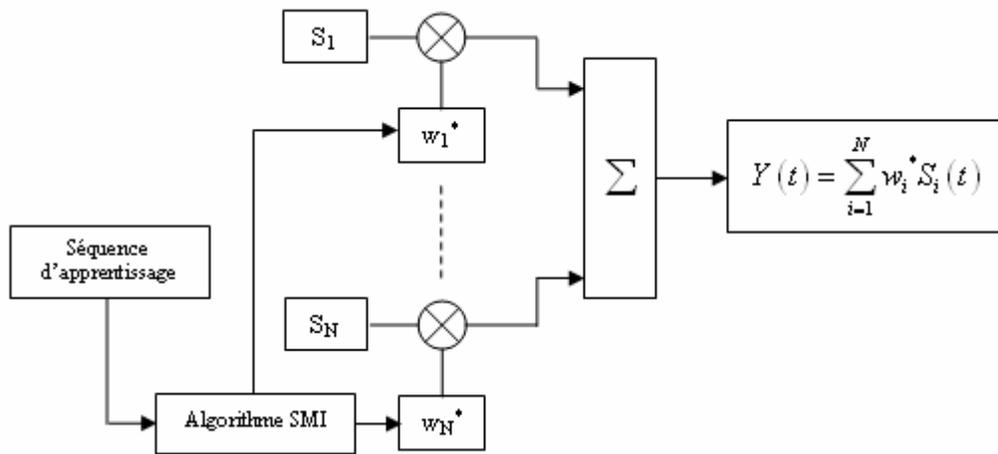


Figure 3. Principe de l'algorithme SMI

Le critère de choix le plus couramment utilisé pour trouver la combinaison optimale des pondérations w est la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (*MSE – Mean Square Error*). Ce critère consiste à minimiser la quantité suivante :

$$E[\mathcal{E}^2(n)] = E\left[\left(d^*(n) - \vec{w}^H \cdot \vec{x}(n)\right)^2\right]$$

d^* étant le conjugué de la séquence d'entraînement.

\vec{w}^H désigne la transposée - conjuguée du vecteur des pondérations.

\vec{x} est le vecteur des signaux incidents sur les N capteurs.

Cette équation s'écrit alors : $E[\varepsilon^2(n)] = E[d^2(n)] - 2\bar{w}^H \bar{r} + \bar{w}^H R \bar{w}$

R est la matrice d'auto-corrélation du signal reçu : $R = E[\bar{x}(n)\bar{x}^H(n)]$

Et \bar{r} représente l'inter-corrélation entre le signal d'apprentissage et le signal reçu :

$$\bar{r} = E[d^*(n)\bar{x}^H(n)]$$

On choisit les pondérations \bar{w} de manière à minimiser l'expression $E[\varepsilon^2(n)]$, c'est-à-dire lorsque la dérivée par rapport à \bar{w} est nulle : $\nabla_{\bar{w}}(E[\varepsilon^2(n)]) = -2\bar{r} + 2R\bar{w} = 0$

Cette équation a pour solution unique : $\bar{w} = R^{-1}\bar{r}$

Le défaut de cet algorithme est qu'il fait appel à une inversion de matrice et qu'il est donc coûteux en termes de calcul. Mais il présente l'avantage de fournir des pondérations très proches des pondérations optimales.

Le laboratoire CITI nous a fourni deux algorithmes permettant de trouver les valeurs du vecteur \bar{w} : l'algorithme LMS (*Least Mean Square*), qui est un algorithme itératif, ne faisant pas appel à une inversion de matrice et permettant de se rapprocher des valeurs optimales, et l'algorithme SMI (*Sample Matrix Inversion*) qui permet d'obtenir la solution théorique. Selon les comparaisons faites au CITI, l'algorithme SMI fournit de meilleurs résultats.

Dans notre étude, il faut utiliser un algorithme permettant de converger vers la combinaison optimale des pondérations malgré l'utilisation d'une séquence d'apprentissage assez courte et sans la connaissance de la direction d'arrivée des différents signaux. L'algorithme SMI semble être un bon candidat pour la suite de notre étude.

Après avoir présenté le principe de l'algorithme SMI, nous allons maintenant nous intéresser au principe de fonctionnement du RAKE-2D que l'on appelle également le traitement spatio-temporel.

E.2.2 Le traitement spatio-temporel Rake-2D

Le récepteur RAKE-2D se base sur une identification et une modélisation du canal de propagation sous la forme d'un nombre fini et assez réduit, de trajets. Le principe consiste alors à identifier les décalages et les amplitudes complexes de ces différents trajets puis à les recombinaer (voire figure VII-6). L'identification peut être établie expérimentalement ou par auto apprentissage du système. Le récepteur RAKE-2D est utilisé avec les systèmes à étalement de spectre, il est donc nécessaire d'effectuer un désétalement en réception. Par exemple, dans la norme IEEE 802.11b, l'étalement de spectre s'effectue avec la séquence de Barker.

Ainsi, le récepteur RAKE-2D consiste à :

- corriger les retards de différents trajets du canal et échantillonner au temps chip.
- désétalement les codes suivants les différents trajets, passage du temps chip au temps symbole.
- pondérer les différents trajets par l'atténuation complexe conjuguée des trajets.

La figure 4 ci-dessous, montre le schéma fonctionnel d'un récepteur multi-capteurs avec un RAKE sur chaque antenne.

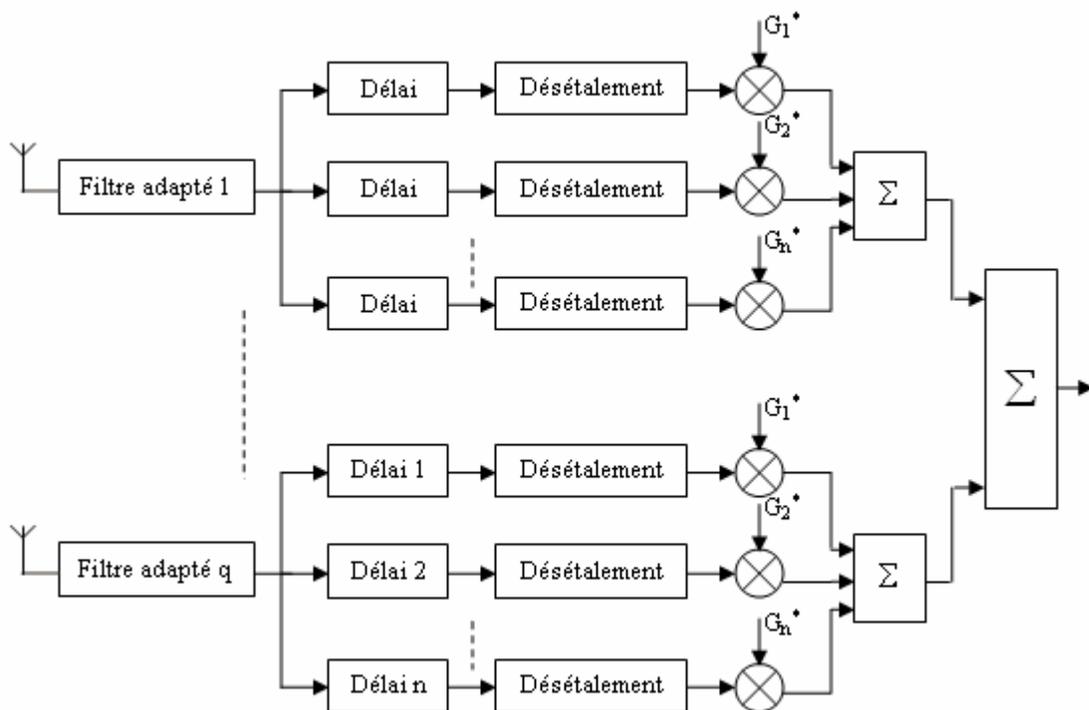


Figure 4. Schéma de principe d'un récepteur Rake 2D

Chaque voie est précédée d'un filtre adapté à la mise en forme en émission. Ensuite, pour chaque capteur on corrige les effets des multi-trajets en retardant les signaux des différents délais estimés. La sortie est échantillonnée au rythme chip et désétalée par une séquence de Barker qui a servi à l'émission à l'étalement de spectre du signal 802.11b. Chaque signal de trajet est ensuite pondéré par le coefficient complexe conjugué de l'atténuation du canal.

Le récepteur RAKE-2D nécessite une connaissance parfaite du canal (retards et atténuations). Il n'est finalement qu'un filtre adapté au canal. Le récepteur RAKE-2D est utilisé à l'entrée du système permettant la démodulation WLAN 802.11b.

ANNEXE F

LISTE DES PUBLICATIONS ET BREVETS

F.1 PUBLICATIONS

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Antenne PIFA agile en polarisation pour réception en diversité", Journées Nationales Microondes 2007, 23-25 Mai 2007, Toulouse, France.

M. Pons, D. Bechevet, **E. Dreina**, F. Touati, "Radiating efficiency of 20 GHz on-Chip Integrated Antennas for WPAN", Optique Hertzienne Diélectrique 2007, 5-7 Septembre 2007, Valence, France.

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Antenne compacte agile en fréquence et en polarisation pour réception en diversité", Optique Hertzienne Diélectrique 2007, 5-7 Septembre 2007, Valence, France.

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Novel PIFA with Polarization and Frequency Agility", 2007 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting , 10-15 june 2007, Honolulu, USA.

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Compact diversity antenna with polarization agility", International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications 2007, 17-21 september 2007, Torino, Italy.

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Improved methodology to compare diversity performance of several multi-antennas systems", 2008 IEEE AP-S International Symposium, 5-11 July 2008, San Diego, USA.

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Nouvelle antenne omnidirectionnelle à quatre antennes Yagi fort gain pour réseaux de capteurs", Journées Nationales Microondes 2009, 27-29 Mai 2009, Grenoble, France.

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Méthodologie de comparaison de systèmes ULB à double antenne en diversité", Journées Nationales Microondes 2009, 27-29 Mai 2009, Grenoble, France.

E. Dreina, M. Pons, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Comparison of UWB Dual-Antenna Systems Using Diversity", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 23-27 March 2009, Berlin, Germany.

F.2 BREVETS

E. DREINA, M. PONS, "Antenne agile en polarisation et en fréquence", N° INPI : 06 09985 déposé le 15 Novembre 2006, Extension : WO 2008/059161 déposée le 12 Novembre 2007.

M. BERENGUER, **E. DREINA**, M. PONS, "Antenne reconfigurable par électromouillage", N° INPI : 07 58890 déposé le 8 Novembre 2007, Extension : WO 2009/068774 déposée le 4 Novembre 2008.

E. DREINA, M. PONS, M. BERENGUER, "Antenne matricielle agile reconfigurable par électromouillage", N° INPI : 08 54343 déposé le 27 Juin 2008, Extension : US 2009/0322646 déposée le 11 Juin 2009.

ANNEXE G

RESUMES

G.1 RESUME

On assiste actuellement à un développement très important des radiocommunications en milieux urbains et à l'intérieur des édifices notamment avec la généralisation des réseaux WLAN et l'augmentation du nombre de terminaux mobiles capables de se connecter à ces réseaux. Ces communications sont altérées par la présence de trajets multiples à l'origine d'évanouissements de puissance du signal au niveau du récepteur. La diversité d'antennes qui consiste à recevoir et à recombinaer des signaux décorrélés reçus par un système d'antennes présentant de la diversité (diversité spatiale, de polarisation ou de diagramme) constitue un moyen efficace pour améliorer le lien radio dans ces environnements sujets aux multi trajets.

Dans un contexte SIMO (Single Input Multiple Output), nous avons donc travaillé sur différents systèmes d'antennes présentant de la diversité et potentiellement intégrables dans des objets communicants mobiles. Afin de comparer leurs performances, nous avons développé et implémenté une méthodologie d'évaluation théorique de la diversité en introduisant des nouvelles notions comme le gain de diversité référencé. Cette méthodologie permet de choisir objectivement le système d'antennes le plus adapté pour une application donnée comme le montre plusieurs cas étudiés au travers d'exemples concrets.

En complément des outils théoriques définis, nous avons travaillé sur la mise au point d'un banc de test permettant de quantifier l'amélioration du lien radio en termes de taux d'erreur binaire apporté par un système à diversité d'antennes. Cette méthode d'évaluation expérimentale se différencie de l'état de l'art en proposant un système basé sur l'utilisation de signaux radios modulés correspondant à des standards existants. Les résultats d'une première campagne de mesures et le protocole expérimental sont détaillés dans ce document.

G.2 ABSTRACT

We are currently seeing a very important development for radiocommunication in urban areas and in buildings including the generalization of WLAN networks and the increase of the number of mobile devices that can connect these networks. In urban or indoor environment, these communications are altered by multiple reflections leading to multipath fading on RF signal. Antenna diversity provides an efficient means to improve the radio link in these environments. Diversity Gain can be obtained by the recombination of uncorrelated signals provided by different antenna systems which can implement polarization, spatial or pattern diversity techniques.

In SIMO (Single Input Multiple Output) context, we therefore worked on different diversity antennas structures potentially usable in mobile communicating objects. To compare their performance, we have developed and implemented a theoretical methodology for diversity evaluation by introducing new concepts like the referenced diversity gain. This methodology allows choosing an optimized antenna system for a given application. This methodology has been validated in the case of several practical applications.

In addition to our study on theoretical tools, we developed a test bench in order to quantify the radio link improvement bring by an antenna diversity system in terms of bit error rate. Our experimental method for diversity gain evaluation involves a measurement device using realistic RF signals with digital modulations. Thus, viewed in this light, it differs from experimental methods proposed in recent previous works. Finally, experimental procedure and first measurement results are detailed in this document.

