



HAL
open science

Conception d'un sondeur de canal MIMO - Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel

Ronan Cosquer

► **To cite this version:**

Ronan Cosquer. Conception d'un sondeur de canal MIMO - Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel. Autre. Migration - université en cours d'affectation, 2004. Français. NNT: . tel-00007560v1

HAL Id: tel-00007560

<https://theses.hal.science/tel-00007560v1>

Submitted on 29 Nov 2004 (v1), last revised 6 Dec 2004 (v2)

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.

N° d'ordre : D 04 – 12



Thèse

présentée devant

l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

pour obtenir le titre de

Docteur

spécialité : *Électronique*

Conception d'un sondeur de canal MIMO Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel

par

Ronan Cosquer

Soutenue 22 Octobre 2004 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	J-F. DIOURIS	Professeur à l'école Polytechnique de l'Université de Nantes
	R. VAUZELLE	Maître de Conférences- HDR à l'Université de Poitiers
Examineurs	J-P. BARBOT	Maître de Conférences à l'E.N.S Cachan
	J. CITERNE	Professeur à l'INSA de Rennes
	G. EL ZEIN	Professeur à l'INSA de Rennes
	M. SYLVAIN	Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée
Invités	Y. LOSTANLEN	Directeur du département Radio SIRADEL à Rennes
	P. PAJUSCO	Directeur technique FTR&D /DMR/OIP/MCR à Belfort

Institut National des Sciences Appliquées, Rennes
Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
Groupe Système-Propagation-Radar

à ma Louloute,

mes parents,

mes cousin(e)s et collègues.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Jacques CITERNE, professeur à l'INSA de Rennes, de m'avoir accueilli au sein de la composante INSA de l'IETR. En outre, j'exprime également ma profonde reconnaissance à Ghâis EL-ZEIN pour m'avoir accordé sa confiance en me confiant ce sujet de thèse et une grande autonomie dans la conduite de mes recherches.

J'exprime toute ma gratitude envers Jean-François DIOURIS, Professeur à l'école Polytechnique de l'Université de Nantes et Rodolphe VAUZELLE, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire. Je remercie également Jean Pierre BARBOT, Maître de Conférences à l'ENS Cachan, Michel SYLVAIN, Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée, Yves LOSTANLEN, Directeur du département Radio SIRADEL et Patrice PAJUSCO Directeur technique FTR&D pour avoir examiné le résultats de six années de recherche et pour leur participation à ce jury de thèse.

Il serait impossible que le nom de Julien GUILLET ne figure pas dans cette page, lui qui m'a accompagné pendant ces cinq dernières années. Je me souviendrai des nombreuses discussions passionnées, constructives et enrichissantes et lui octroie le titre de « Grand Maître de la Propagation ».

Je tiens aussi à exprimer ma reconnaissance à Sylvain HAESE, Patrice FONTAINE, Jean Marie FLOCH' et Laurent LE COQ qui m'ont fait bénéficier de leurs expertises techniques en électronique et en antenne, ainsi qu'à Guy GRUNFELDER, pour son savoir faire et son assistance technique et personnelle permanente, sans qui le sondeur n'aurait pu voir le jour.

J'ai eu l'occasion pendant ce travail de solliciter l'aide de nombreux stagiaires qui m'ont consacré de leur savoir et de leur temps. Je remercie David COURET, Patrice VERSIN, Alaeddine AL-FAWAL, Ulrich COCAULT et Thomas REULOS, dont les stage de fin d'études d'ingénieur et de DEA font partie intégrante de cette thèse.

Lors de ma présentation orale, la couleur de ma chemise était verte, était ce une coïncidence ? Nul ne saurait le croire... Par ce clin d'œil fortuit et en tant que dernier survivant de la feu « Grotte Verte », je salue amicalement tous ses anciens habitants que j'ai eu la chance de côtoyer pendant ces six années. Plus particulièrement, Boubou, Gonzo, l'ornithologue chantant, Marie Higgins Clarks du MIMO, le bigouden du SDF, l'ingénieur chaleureux de conception de tableaux, et l'homme qui voulait vendre sa R21.

Par ailleurs, j'adresse toute ma sympathie aux doctorants, docteurs, stagiaires et permanents, qui ont partagé leur quotidien avec moi au sein du laboratoire. Je souhaite également bonne chance aux prochains candidats (VHDL CORPS), dont les dates de soutenances approchent rapidement.

Enfin, j'adresse un remerciement aux ASSEDIC, pour leur soutien financier lors de cette dernière année et demi, sans lesquelles ce travail de recherche n'aurait pas pu aboutir.

Table des matières

Acronymes & Abréviations	1
Notations mathématiques	5
Introduction	7
Contexte de l'étude	7
Objectifs et plan de l'étude	8
1 Canal de propagation radioélectrique	11
1.1 Introduction	11
1.2 Propagation des ondes et phénomènes physiques	12
1.2.1 Le signal vectoriel spatio-temporel	13
1.2.2 Le bruit radioélectrique	14
1.2.3 Les phénomènes à grande échelle	15
1.2.4 Les phénomènes à petite échelle	15
1.2.5 Influence des obstacles sur la propagation radioélectrique	18
1.2.6 Effet Doppler	18
1.3 Caractérisation spatio-temporel du canal	20
1.3.1 Représentations mathématiques du canal de propagation	20
1.3.2 Caractérisation déterministe	21
1.3.2.1 Domaine spatial	21
1.3.2.2 Domaine temporel	26
1.3.3 Caractérisation stochastique	28
1.3.3.1 Domaine temporel	29
1.3.3.2 Domaine spatial	32
1.4 Objectif des mesures de propagation	37
1.5 Conclusion	38
2 Principe de la caractérisation du canal	39
2.1 Introduction	39
2.2 Le sondage de canal : définition et dimensionnement	40
2.3 Caractérisation du canal	42
2.3.1 Caractérisation temps-fréquence du canal	42
2.3.1.1 Techniques temporelles	42
2.3.1.2 Techniques fréquentielles	55
2.3.1.3 Techniques par acquisition d'un signal large bande	59
2.3.2 Caractérisation spatiale du canal	62
2.3.2.1 Repère spatial et systèmes de coordonnées	62
2.3.2.2 Terminologie des échantillonneurs spatiaux	64

2.3.2.3	Réseau à diversité de polarisation	68
2.3.2.4	Principe d'échantillonnage spatial	68
2.4	Comparaison des différentes techniques de mesures	70
2.4.1	Les techniques temporelles lentes	71
2.4.2	Les techniques temporelles rapides	71
2.5	Conclusion	72
3	Le sondeur réalisé	75
3.1	Introduction	75
3.2	Paramètres principaux du système	77
3.2.1	Choix des paramètres du code	77
3.2.2	Choix des filtres	78
3.3	Démodulation	83
3.3.1	Techniques de démodulation	83
3.3.1.1	Démodulation analogique	83
3.3.1.2	Démodulation numérique	84
3.3.2	Choix de la technique de démodulation	88
3.4	Réalisation pratique	88
3.4.1	Contrainte sur le module radio-fréquence	92
3.4.1.1	Sensibilité du récepteur	92
3.4.1.2	Sélectivité du récepteur	93
3.4.1.3	Produit d'intermodulation et points d'interception	93
3.4.1.4	Compression de gain et dynamique	93
3.4.1.5	Conclusion	94
3.4.2	Modules radiofréquences	94
3.4.2.1	Module radiofréquence d'émission	95
3.4.2.2	Module radiofréquence de réception	97
3.4.2.3	Modules radiofréquences déportés	99
3.4.3	Performance du modules radiofréquences	102
3.4.4	Module de synthèse et de référence de fréquence	105
3.4.4.1	Influence sur la mesure du retard absolu	107
3.4.4.2	Influence sur la mesure de la phase absolue	108
3.4.4.3	Influence sur la mesure du décalage Doppler	108
3.4.4.4	Choix et paramètres des références de fréquence	109
3.4.5	Modules en bande de base	109
3.4.5.1	Modules de contrôle	109
3.4.5.2	Déclenchement de l'acquisition	110
3.4.5.3	Contrôle de gain automatique	111
3.4.6	Modules d'acquisition et logiciel	111
3.4.6.1	Modules d'acquisition	111
3.4.6.2	Application logicielle	112
3.5	Évolutions possibles du sondeur de canal	113
3.5.1	Augmentation des performances du sondeur	113
3.5.2	Diminution du temps mort durant la phase de commutation entre antennes	113
3.6	Conclusion	114
4	Méthode à haute résolution	115

4.1	Introduction	115
4.2	ESPRIT	116
4.2.1	Modèle de signal MIMO	116
4.2.2	Unitary ESPRIT	120
4.2.2.1	Les matrices centro-hermitiennes	120
4.2.2.2	Unitary ESPRIT 2D	122
4.2.2.3	Le lissage spatiale	127
4.2.3	Extension multidimensionnelle d'ESPRIT	129
4.2.3.1	Décomposition simultanée Schur	131
4.2.3.2	Le lissage multidimensionnel	131
4.3	Calibrage des antennes réseaux	132
4.3.1	Introduction	132
4.3.2	Description des antennes réseaux	133
4.3.2.1	Description de la structure de l'antenne ULA	133
4.3.2.2	Description de la structure de l'antenne URA	134
4.3.3	Caractérisation des diagrammes de rayonnement	137
4.3.3.1	Caractérisation des réseaux ULA	137
4.3.3.2	Caractérisation du réseau URA	141
4.3.4	Calibrage spatial d'antennes réseaux	143
4.3.4.1	Principe du calibrage d'antennes réseau	143
4.3.4.2	Validation théorique du calibrage pour l'antenne réseau URA	147
4.3.5	Résultats du calibrage spatial	149
4.3.5.1	Validation du calibrage pour l'antenne réseau ULA	149
4.4	Conclusion	155
5	Résultats de mesures	157
5.1	Introduction	157
5.2	Étude des performances	157
5.2.1	Principe de calibrage	158
5.2.2	Linéarité de la chaîne de réception	159
5.2.3	Mesures de stabilité de la synchronisation du sondeur	160
5.3	Campagnes de mesures	161
5.3.1	Environnement urbain variant dans le temps en SIMO	161
5.3.1.1	Description des sites de mesures	161
5.3.1.2	Description de la configuration de mesure	163
5.3.1.3	Exploitation des résultats de mesure	165
5.3.2	Environnement suburbain variant rapidement dans le temps en SIMO	174
5.3.2.1	Description du site de mesure	174
5.3.2.2	Description de la configuration de mesure	175
5.3.2.3	Exploitation des résultats de mesure	175
5.3.3	Environnement urbain variant dans le temps en MIMO	179
5.3.3.1	Description des sites de mesure	179
5.3.3.2	Description de la configuration de mesure	180
5.3.3.3	Exploitation des résultats de mesure	180
5.4	Conclusion	182
	Conclusion	183

Liste des tableaux	187
Liste des figures	189
Bibliographie	195

Acronymes & Abréviations

NORME

BLR	Boucle Locale Radio
BRAN	Broadband Radio Access Network
DCS	Digital Communication System
DECT	Digital Electronic Cordless Telephone
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
GSM	Global System Mobile communication
HIPERLAN	High PERFORMANCE Local Area Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial, Scientific, and Medical radio bands
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
ULB	Ultra Large Bande
WECA	Wireless Ethernet Compatibility Alliance
WLAN	Wireless Local Area Network — RLAN : Radio LAN

MODÉLISATION

BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
CUBA	Circular Uniform Beam Array
FLVT	Filtre Linéaire Variant dans le Temps
G-WSSUS	Gaussian-Wide Sens Stationnary Uncorrelated Scatterers
KS	Kolmogorov-Smirnov (test statistiques)
LOS	Line-Of-Sight
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
NLOS	Non Line-Of-Sight
Q-WSSUS	Quasi-Wide Sens Stationnary Uncorrelated Scatterers
RI	Réponse Impulsionnelle
SCUBA	Stack Circular Uniform Beam Array
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
ST-WSSUS	Spatio Temporal-Wide Sens Stationnary Uncorrelated Scatterers
TE	Transverse Électrique
TEM	Transverse Électromagnétique
TM	Transverse Magnétique
UCA	Uniform Circular Array
ULA	Uniform Linear Array

URA	Uniform Rectangular Array
WSSUS	Wide Sens Stationnary Uncorrelated Scatterers

MÉTHODES « HAUTE RÉOLUTION »

DFT	Discret Fourier Transform
DOA	Direction Of Arrival
DOD	Direction Of Departure
EM	Expectation and Maximization
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
LS	Least Square
MUSIC	Multiple Signal Classification
MV	Maximum de Vraisemblance
MVS	Maximum de Vraisemblance Stochastique
MVD	Maximum de Vraisemblance Deterministe
MVC	Maximum de Vraisemblance sous Contraintes
RMS	Root Mean Square
RMSE	Root Mean Square Error
SAGE	Space-Alternating Generalised maximisation and Expectation
SLS	Structured Least Square
SSD	Simultaneous Schur Decomposition
TDOA	Time Delay Of Arrival
TLS	Total Least Square

SYSTÈME

CAG	Contrôle Automatique de Gain
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
DDFS	Direct Digital Frequency Synthesis
DSP	Digital Signal Processor
FI	Fréquence Intermédiaire
FMCW	Frequency Modulated Continous Wave
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
LNA	Low Noise Amplifier
OL	Oscillateur Local
PA	Pseudo Aléatoire
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
RF	Radio Fréquence
RSB	Rapport Signal à Bruit
RSI	Rapport Signal à Interférence

RSIB	Rapport Signal à Interférence plus Bruit
SAW	Surface Acoustique Wave
SFDR	Spurious Free Dynamic Range
SMD	Signal Minimum Détectable
SSTDSP	Sampling Sweep Time Short Delay Pulse
STDCC	Sweep Time Delay Cross Correlator
VNA	Vector network Analyser

Notations mathématiques

NOMENCLATURE

x, X	scalaire
\mathbf{x}	vecteur — \mathbf{x}_n : vecteur de taille n
\mathbf{X}	matrice — $\mathbf{X}_{m \times n}$: matrice à m lignes et n colonnes
x, X	variable aléatoire scalaire
\mathbf{x}	vecteur aléatoire
\mathbf{X}	matrice aléatoire
\vec{x}	vecteur spatial
\mathcal{X}	ensemble — $\{x(k)\}_k$: ensemble de points
$[x(1), \dots, x(k)]$	matrice/vecteur, rangement par colonne

ANALYSE

\mathbb{N}	ensemble des naturels
\mathbb{Z}	anneau des entiers relatifs
\mathbb{R}	corps des nombres réels
\mathbb{C}	corps des nombres complexes
$\mathbb{Z}/n\mathbb{Z}$	anneau des entiers modulo n
$\int(\cdot) d\vec{r}$	intégrale vectorielle, $\int(\cdot) d\vec{r} \triangleq [\int(\cdot) dx, \int(\cdot) dy, \int(\cdot) dz]^T$
$\int(\cdot) d^3r$	intégrale volumique, $\int(\cdot) d^3r \triangleq \iiint(\cdot) dx dy dz$
$\mathcal{F}(\cdot)$	transformée de Fourier
STFT	Short Term Fourier Transform
$\mathcal{L}(\cdot)$	transformée de Laplace
$\lfloor \cdot \rfloor$	entier inférieur
$\lceil \cdot \rceil$	entier supérieur
$(\cdot)_+$	$= \max(\cdot, 0)$
\propto	relation de proportionnalité
$\Re(\cdot)$	partie réelle
$\Im(\cdot)$	partie imaginaire

ALGÈBRE

$(\cdot)^T$	transposé
$(\cdot)^*$	conjugué
$(\cdot)^H$	Hermitien — $(\cdot)^{H/2} \triangleq [(\cdot)^{1/2}]^H$
$(\cdot)^\dagger$	pseudo-inverse (Moore-Penrose)
I	matrice identité
0	matrice nulle
\cdot	produit scalaire
\otimes	produit de Kronecker
\odot	produit Schur-Hadamard
\diamond	produit de Khatri-Rao
$ \cdot $	module
$\ \cdot\ _2$	norme euclidienne
$\ \cdot\ _F$	norme de Frobenius d'une matrice
$\text{tr}(\cdot)$	trace d'une matrice
$\det(\cdot)$	déterminant — $\det_+(\cdot)$: produit des valeurs propres positives non nulles
$\text{rang}(\cdot)$	rang d'une matrice
$\text{diag}(\cdot)$	diagonale — $\text{diag}(\mathbf{X})$: éléments de la diagonale de la matrice \mathbf{X} , $\text{diag}(\mathbf{x})$: matrice diagonale remplie par les éléments du vecteur \mathbf{x}
$\text{vec}(\cdot)$	vectorisation d'une matrice (empilement des colonnes)
SVD	Singular Value Decomposition
EVD	EigenValue Decomposition
$\lambda(\cdot)$	spectre des valeurs propres
$\sigma(\cdot)$	spectre des valeurs singulières
$\succ 0, \succeq 0$	matrice définie positive et définie semi-positive

PROBABILITÉ

$P(\cdot)$	probabilité discrète
$p(\cdot)$	densité de probabilité
$P(\cdot \cdot)$	probabilité conditionnelle
$E\{\cdot\}$	espérance
$H(\cdot)$	entropie — $h(\cdot)$: entropie différentielle
$I(\cdot)$	information mutuelle
$\mathcal{R}(\cdot)$	fonction de corrélation — $\mathcal{R}_x(\cdot)$ et $\mathcal{R}_{xy}(\cdot)$: fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation
$S(\cdot)$	densité spectrale de puissance d'un processus stationnaire — $S_x(\cdot)$ et $S_{xy}(\cdot)$: densité spectrale et densité interspectrale
R	matrice de corrélation — \mathbf{R}_x et \mathbf{R}_{xy} : matrices d'autocorrélation et intercorrélation

Introduction

Contexte de l'étude

Depuis l'apparition des premiers réseaux radiomobiles cellulaires analogiques au début des années 70, le nombre des systèmes de communications numériques a littéralement explosé pour satisfaire le marché des télécommunications. Si hier, les systèmes se cantonnaient essentiellement à la transmission de la parole, le développement des systèmes de communications numériques aidant, les services se sont depuis étendus à la transmission de données, et aux applications multimédia. Par rapport aux transmissions filaires, les télécommunications sans fil permettent d'assurer un accès permanent aux réseaux locaux tout en simplifiant leurs infrastructures. Cependant, le succès de ces nouveaux systèmes conduit à une grande surcharge du spectre radioélectrique et pose un réel problème de cohabitation. De plus, ces nouveaux services nécessitant des débits de plus en plus importants, tout en garantissant une certaine qualité de service, il est nécessaire d'envisager de nouvelles techniques de transmission à très forte efficacité spectrale et/ou utilisant des fréquences porteuses de plus en plus élevées, par exemple les transmissions aux fréquences millimétriques à 60 GHz. Une nouvelle technique, utilisant un autre concept pour les transmissions haut débit en indoor sont les transmissions dites à Ultra Large Bande (ULB).

Parallèlement à ces approches, des systèmes de télécommunication sans fil, connus sous le nom de systèmes MIMO (« *Multiple Input Multiple Output* ») [1, 2], sont également envisagés et permettent d'améliorer notablement l'efficacité spectrale et/ou l'efficacité en puissance en exploitant la dimension spatiale. En utilisant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, ces systèmes exploitent la dimension spatiale pour la transmission de l'information. Différentes approches des techniques MIMO, nécessitant plus ou moins de connaissances sur le canal, existent (formation de voies, multiplexage, codage temps-espace), et privilégient soit la robustesse, soit l'efficacité spectrale.

Ces techniques MIMO révolutionnent, aujourd'hui le monde des radiocommunications et constituent une forte activité au sein des différentes équipes de recherche nationales et internationales. Comme dans toutes les études systèmes, une analyse approfondie du canal de transmission et des mécanismes de propagation associés s'avère indispensable. Si dans un contexte classique, la caractérisation et la modélisation du canal peut se limiter au domaine temporel, il est nécessaire pour les systèmes MIMO de considérer la dimension spatiale au même niveau que la dimension temporelle. Une modélisation précise et réaliste, permise par une caractérisation du canal dans le domaine spatial, est d'autant plus importante dans un contexte MIMO, puisque le gain par rapport à un système classique en terme de débit et/ou de performances est largement tributaire des propriétés spatiales du canal. C'est dans ce contexte que s'inscrit le travail présenté dans ce document.

Objectifs et plan de l'étude

Le sujet de cette étude porte sur la caractérisation spatio-temporelle du canal de transmission MIMO. Il a été mené au sein du groupe Systèmes – Propagation – Radar de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR). Cette équipe a acquis une expérience reconnue dans le domaine de la caractérisation et de la modélisation de la propagation des ondes. Les travaux de l'équipe balaient un large spectre de fréquences pour différents types de canaux (troposphérique, radiomobile, intra-bâtiment) [3–9]. Depuis quelques années, l'équipe s'intéresse aux différents aspects des techniques MIMO (codage et modulation temps-espace, réseaux et traitement d'antennes, canal de propagation). Le travail, présenté ici, a été mené en bonne partie dans le cadre de deux projets. Le premier est un projet national RNRT, intitulé « SIMPAA » et porte sur l'étude et la réalisation d'un simulateur de canal pour les applications multicateurs de la troisième génération UMTS. Le second est un projet régional ANVAR, intitulé « Accès radio » et concerne l'étude des techniques MIMO pour les applications de type boucle locale radio (3,5 GHz). Dans ces deux projets, l'objectif central consistait à partir de mesures multicateurs à paramétrer et à aboutir à une modélisation réaliste du canal de propagation dans un contexte MIMO.

Cette thèse se décompose en cinq chapitres qui détaillent l'évolution de notre travail.

Le chapitre 1 est dédié à une approche plutôt orientée signal. En effet, ce chapitre montre comment à partir des connaissances simples sur le signal transmis, nous pouvons développer un cadre théorique de caractérisation du canal MIMO du même type que celui de Bello [10], mais en mettant sur un pied d'égalité le domaine spatial et le domaine temporel [11]. Ce rappel inclut des notions statistiques indispensables pour cette étude, permettant de faire le lien entre un besoin pratique de connaissance et une représentation théorique des phénomènes mis en jeu. Il s'agit d'une étape nécessaire pour aborder le second chapitre.

Le chapitre 2 détaille les différentes techniques de mesures de propagation spatio-temporelles. Notons que nous ne nous intéressons qu'aux techniques larges bandes, c'est-à-dire celles capables de reconstituer, à un instant donné, la réponse impulsionnelle du canal. Trois grandes familles se distinguent : la technique fréquentielle, les méthodes temporelles et les techniques d'acquisition large bande. Pour chacune d'elles, nous précisons ce qui est effectivement mesuré et les conditions pour que les mesures soient correctes. Cette approche théorique est toujours accompagnée d'exemples de systèmes de mesures réalisés qui ont fait l'objet de publications. Cette démarche a été aussi menée pour le domaine spatial. Les avantages et les inconvénients de chacune de ces techniques sont répertoriés et servent de base pour effectuer une comparaison. A partir de cette dernière, le choix du couple technique spatial-technique temporelle à mettre en œuvre dans notre sondeur est effectué.

Dans les chapitres 3, nous nous intéressons plus particulièrement à la conception et la réalisation du système de mesure, ainsi qu'aux traitements spatiaux associés. La première partie du chapitre 3 explique les choix des paramètres essentiels du sondeur : largeur de bande, dyna-

mique recherchée, etc. et constitue un cahier des charges pour la seconde partie. Cette dernière concerne la réalisation pratique du sondeur, donne tout d'abord un aperçu général de l'outil puis s'attarde sur les modules les plus importants qui le composent. Des pistes pour son évolution sont également évoquées.

Le chapitre 4 présente l'algorithme ESPRIT et son extension multidimensionnelle. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons les différents échantillonneurs spatiaux utilisés, leur caractérisation et leur calibrage pour satisfaire les hypothèses de validité d'ESPRIT.

Le chapitre 5 concerne les mesures de propagation effectuées avec notre outil, ainsi que les post-traitements et analyses associés. Les performances réelles de l'outil sont tout d'abord évaluées. Ensuite, des résultats de mesures réalisées en SIMO et MIMO dans différentes configurations sont présentées.

Enfin, une conclusion générale dresse un bilan de ce travail et propose quelques perspectives de recherche.

CHAPITRE 1 Canal de propagation radioélectrique

Sommaire

1.1	Introduction	11
1.2	Propagation des ondes et phénomènes physiques	12
1.2.1	Le signal vectoriel spatio-temporel	13
1.2.2	Le bruit radioélectrique	14
1.2.3	Les phénomènes à grande échelle	15
1.2.4	Les phénomènes à petite échelle	15
1.2.5	Influence des obstacles sur la propagation radioélectrique	18
1.2.6	Effet Doppler	18
1.3	Caractérisation spatio-temporel du canal	20
1.3.1	Représentations mathématiques du canal de propagation	20
1.3.2	Caractérisation déterministe	21
1.3.3	Caractérisation stochastique	28
1.4	Objectif des mesures de propagation	37
1.5	Conclusion	38

1.1 Introduction

Avant l'apparition des techniques de mesures MIMO 3D, l'appellation *canal de propagation* pouvait paraître abusive, car en réalité ces mesures intégraient les antennes d'émission et de réception et permettaient uniquement de caractériser le *canal de transmission* (cf. figure 1.1). Les techniques de mesure MIMO 3D à double polarisation en émission et en réception permettent quant à elles de s'affranchir des diagrammes de rayonnement des antennes RX et TX et assurent la connaissance du canal de propagation « pur » pour la configuration géométrique, temporelle et fréquentielle de la liaison. La prise en compte du domaine temporel et spatial sur les deux sites lors de la caractérisation du canal de propagation est appelée *caractérisation spatio-temporelle*. Ce chapitre analyse le canal de propagation en précisant dans un premier temps la nature des différentes interactions subies par le signal électromagnétique avec l'environnement, les caractérisations d'un point de vue déterministe, puis stochastique du comportement de l'environnement en espace et en temps seront ensuite présentées, en s'appuyant sur deux familles de réponses du canal. Si pour le domaine temporel, ce type de caractérisation a été largement étudié et éclairci depuis l'article de P.A. Bello en 1963 [10], la plupart des études de ce type concernant le domaine spatial [12–16] s'applique au cas SIMO (ou MISO), intègre les antennes dans le

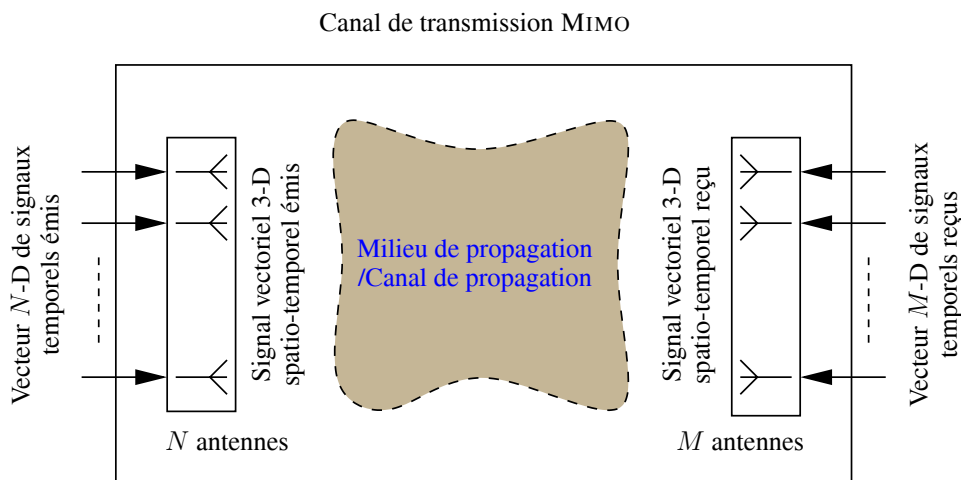


FIG. 1.1: Canal de propagation et canal de transmission

canal et suppose une propagation en 2D et/ou manque de généralité. Des études portant sur la caractérisation dans un contexte MIMO sont présentées dans [1, 11, 17, 18] dont [11] est une étude complète prenant en compte en plus de l'aspect spatial et temporel, l'aspect polarisation.

1.2 Propagation des ondes et phénomènes physiques

Les phénomènes radioélectriques sont de deux ordres : les distorsions de l'onde électromagnétique et la superposition des signaux étrangers, désignés indifféremment comme bruit. Les perturbations dues à l'interaction de l'onde avec le milieu sont observées à deux niveaux distincts, selon que leur impact est visible à grande ou à petite échelle.

Nous commencerons par rappeler le formalisme des signaux spatio-temporels dans le cas général 3D. Nous présenterons ensuite les phénomènes à grande et à petite échelle ainsi que l'influence de la configuration géométrique du milieu de propagation sur la propagation des ondes et le phénomène de décalage Doppler.

Notons que nous supposons l'indépendance fréquentielle. Les phénomènes de dispersion fréquentielle s'expriment par une variation des propriétés électromagnétiques du milieu en fonction de la fréquence. Dans un milieu sans pertes, cette hypothèse se traduit par une variation de la vitesse de propagation dépendante de la fréquence. Dans un milieu à pertes, l'atténuation peut dépendre de la fréquence et même si la vitesse de propagation de l'onde est constante avec la fréquence, on observe des dispersions fréquentielles. Dans les deux cas, c'est la variation du nombre d'onde avec la fréquence qui caractérise la dispersion fréquentielle. A ce titre, la fonction représentant le nombre d'onde en fonction de la fréquence est appelée relation de dispersion. Pour notre système de mesure, où la largeur de bande est très inférieure à la fréquence porteuse, ces variations peuvent être négligées et le seront donc dans la suite de ce document.

1.2.1 Le signal vectoriel spatio-temporel

Le cas général 3D est le cas où le signal vectoriel spatio-temporel varie selon la dimension temporelle et les trois dimensions spatiales d'un repère géométrique orthonormé. L'analyse de Fourier est un outil précieux dans le domaine temporel, où elle permet d'exprimer un signal à partir de ses composantes fréquentielles. Généralisée à la dimension spatiale, la transformation de Fourier (TF) décompose un signal en ondes planes homogènes.

On définit la TF multidimensionnelle du signal vectoriel spatio-temporel $\mathbf{s}(t, \mathbf{r}) = [s_x \ s_y \ s_z]^T \in \mathbb{C}^3$ (rappelons qu'il est en fait l'enveloppe complexe du signal) par :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(f, \mathbf{k}) &= \mathbf{S}(f, k_x, k_y, k_z) = \mathbf{S}(f, k, \theta, \phi) & (1.1) \\ &= \int_{\mathbb{R}^3} \int_{\mathbb{R}} \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) e^{-j(2\pi ft - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})} dt d^3 \mathbf{r} \\ &= \int_{\mathbb{R}} \int_0^{+\infty} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{s}(t, r, \Theta, \Phi) e^{-j(2\pi ft - r \mathbf{k} \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Theta, \Phi))} r^2 \sin(\Phi) d\Theta d\Phi dr dt \end{aligned}$$

où $f \in \mathbb{R}$ est la fréquence relative à la fréquence centrale et t est le temps. $\mathbf{k} \in \mathbb{R}^3$ est la pulsation spatiale, équivalente au vecteur d'onde, définie par :

$$\begin{aligned} \mathbf{k} &= [k_x \ k_y \ k_z]^T = k \vec{\mathbf{k}} & (1.2) \\ \vec{\mathbf{k}} &= [\cos(\theta) \sin(\phi) \ \sin(\theta) \sin(\phi) \ \cos(\phi)] = \vec{\mathbf{a}}_r(\theta, \phi) \end{aligned}$$

où k est le nombre d'onde, et θ et ϕ sont les angles d'azimut et de coélévation désignant la direction du vecteur d'onde, c'est-à-dire la direction de propagation. $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^3$ est la position spatiale définie par :

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r_x \ r_y \ r_z]^T = r \vec{\mathbf{r}} & (1.3) \\ \vec{\mathbf{r}} &= [\cos(\Theta) \sin(\Phi) \ \sin(\Theta) \sin(\Phi) \ \cos(\Phi)] = \vec{\mathbf{a}}_r(\Theta, \Phi) \end{aligned}$$

où r est la distance du point à l'origine et Θ et Φ sont les angles d'azimut et de coélévation désignant la direction par rapport à l'origine de la position. En plus de la dualité temps-fréquence classique [10, 19], le signal spatio-temporel fait apparaître une nouvelle forme de dualité entre vecteur d'espace et vecteur d'onde. Cette symétrie explique pourquoi le vecteur d'onde est souvent appelé pulsation spatiale, par analogie à la pulsation temporelle $\omega = 2\pi f$.

La TF multidimensionnelle inverse permet d'obtenir le signal vectoriel spatio-temporel à partir du spectre par :

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) &= \mathbf{s}(t, r_x, r_y, r_z) = \mathbf{s}(t, r, \Theta, \Phi) & (1.4) \\ &= \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{\mathbb{R}^3} \int_{\mathbb{R}} \mathbf{S}(f, \mathbf{k}) e^{j(2\pi ft - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})} df d^3 \mathbf{k} \\ &= \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{\mathbb{R}} \int_0^{+\infty} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{S}(f, k, \theta, \phi) e^{j(2\pi ft - k \vec{\mathbf{a}}_r(\Theta, \Phi) \cdot \mathbf{r})} k^2 \sin(\phi) d\theta d\phi df dk \end{aligned}$$

Dans le cadre de notre étude, les largeurs de bande étant généralement très inférieures à la fréquence centrale, nous pourrions considérer que le nombre d'onde est constant et que nous sommes en présence d'ondes planes. En se basant sur les travaux de J. Guillet [11], nous obtenons les simplifications suivantes dans le cas du signal spatio-temporel bande étroite constitué d'ondes planes réelles :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_P(f, \theta, \phi) &= \frac{2}{\lambda_c^2} \int_{\mathbb{R}^3} \int_{\mathbb{R}} \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) e^{-j \left(2\pi f t - \frac{2\pi}{\lambda_c} \bar{\mathbf{a}}_r(\Theta, \Phi) \mathbf{r} \right)} dt d^3 \mathbf{r} \\ \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) &= \frac{1}{4\pi} \int_{\mathbb{R}} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \mathbf{S}_P(f, \theta, \phi) e^{j \left(2\pi f t - \frac{2\pi}{\lambda_c} \bar{\mathbf{a}}_r(\theta, \phi) \mathbf{r} \right)} \sin(\phi) d\theta d\phi df \end{aligned} \quad (1.5)$$

où $\mathbf{S}_P(f, \theta, \phi)$ est le spectre angulaire. L'amplitude complexe de l'onde plane de direction d'azimut θ , de coélévation ϕ et de fréquence f est égale à $\mathbf{S}_P(f, \theta, \phi) \sin(\phi) d\theta d\phi df / 4\pi$. Dans ce cas, le domaine temporel est complètement séparé du domaine spatial dans l'exponentiel complexe de l'équation (1.5). Il est donc possible de passer du signal spatio-temporel au spectre angulaire variant dans le temps et inversement [11].

1.2.2 Le bruit radioélectrique

Le bruit radioélectrique regroupe l'ensemble des signaux ne transportant pas d'information utile et venant perturber le signal désiré, il est donc indépendant du signal émis. Il s'agit d'une perturbation aléatoire dont les origines sont le milieu de transmission (bruit externe) et les dispositifs électroniques utilisés dans le récepteur (bruit interne) [20, 21].

Les sources de bruits externes peuvent être d'origine extra-terrestre ou terrestre. Elles regroupent les bruits et des parasites atmosphériques, les rayonnements divers captés par l'antenne, les interférences éventuelles entre les utilisateurs du milieu de transmission ou encore les bruits d'origine industrielle. Le bruit interne a pour origine le mouvement brownien des électrons présents dans les composants électroniques du récepteur. Ces électrons étant présents dans la matière en très grand nombre et évoluant indépendamment les uns des autres tout en suivant une même loi, le bruit interne peut alors être modélisé, d'après le théorème de la limite centrale [22], par un processus gaussien.

Dans notre approche, toutes les contributions du bruit interne et externe seront prises en compte dans une source unique de bruit $n(t)$ située en amont du récepteur. Néanmoins, le bruit interne est en général celui qui est prépondérant dans les systèmes de transmission. Par conséquent, lorsque des systèmes à antennes multiples sont étudiés, on peut judicieusement supposer que *les bruits* propres à chacune des antennes sont décorrélés d'une antenne à l'autre et au cours du temps.

Les bruits composant le bruit interne, qui est le bruit prépondérant ici, sont dits « blancs » car, par analogie au spectre chromatique, l'ensemble de leurs composantes fréquentielles sont d'égales amplitudes dans une gamme de fréquences s'étendant jusqu'à 10^{13} Hz. Le bruit modélisé par un processus aléatoire gaussien, à moyenne nulle, stationnaire a donc une densité spectrale

de puissance (DSP) bilatérale $\gamma_n(f)$ uniforme qui est égale à :

$$\gamma_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad \forall f \leq 10^{13} \text{Hz} \quad (1.6)$$

où N_0 est la DSP monolatérale du bruit.

1.2.3 Les phénomènes à grande échelle

Les pertes à grande échelle correspondent aux fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines mètres ou sur un intervalle de temps suffisamment long (cf. figure 1.2). Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les effets de masquage et les pertes d'espace, fonction de la distance séparant les antennes de réception et celles d'émission. Les pertes en fonction de la distance sont les seules pertes observables dans le cas d'une propagation en espace libre où les antennes d'émission et de réception sont en visibilité directe et où aucun obstacle ne perturbe la propagation. Ces pertes moyennes de puissance en espace libre sont proportionnelles au carré de la distance d séparant les antennes de l'émetteur de celles du récepteur.

En revanche, dans un canal radiomobile où la présence de nombreux obstacles conduit à une propagation qui n'a plus lieu en espace libre, la puissance du signal décroît non plus avec le carré de la distance séparant les antennes mais en fonction de la distance comme d^α . Le paramètre réel positif α , fonction du type d'environnement, est compris entre les valeurs 2 et 5, associées respectivement à la propagation en espace libre et en milieu obstrué.

Par ailleurs, la présence d'obstacles incontournables entre l'émetteur et le récepteur provoque un effet de « masquage » et se traduit par une variation lente de la puissance du signal fonction de la nature des matériaux traversés par l'onde électromagnétique reçue en plus de sa décroissance en fonction de la distance. Cette variation lente est dite à grande-échelle et peut être décrite par une distribution log-normale.

1.2.4 Les phénomènes à petite échelle

Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un intervalle de temps et un déplacement spatial suffisamment petits pour négliger les variations à grande échelle (cf. figure 1.2). A l'origine de ces phénomènes, le grand nombre d'obstacles et l'irrégularité du terrain caractéristique du milieu de propagation cellulaire engendrent, au niveau de l'émetteur et du récepteur, l'apparition de plusieurs répliques du signal transmis interférant de manière constructive ou destructive. Les principales conséquences sur le signal sont les variations de l'enveloppe du signal reçu, la modulation de fréquence aléatoire due aux changements des conditions de propagation et la dispersion temporelle du signal liée au retard temporel des échos. On parle de propagation à trajets multiples. Les quatre phénomènes régissant l'interaction de l'onde avec l'environnement sont les phénomènes bien connus de réflexion, de réfraction, de diffusion et de diffraction [20, 23–25]. Ces phénomènes représentent des interactions possibles entre les obstacles et le champ électromagnétique. Ils sont considérés comme les mécanismes physiques de base de

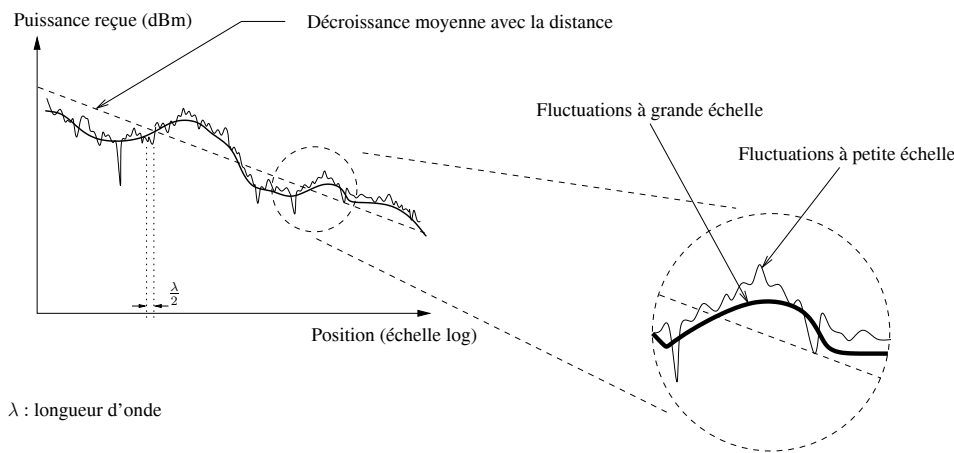


FIG. 1.2: Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal — Impact sur l'évolution de la puissance reçue en fonction de l'éloignement de l'émetteur

la propagation dans le contexte des communications sans fil cellulaires et sont illustrés par la figure (1.3). Ces mécanismes de propagation expliquent aussi la possibilité de communication pour des liaisons radiomobiles où l'émetteur et le récepteur ne sont pas nécessairement en visibilité directe.

Réflexion/Réfraction : La réflexion et la réfraction ont lieu sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. La réfraction décrit l'onde transmise à travers l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, ce qui signifie que toute l'énergie est réfléchi. Si la surface est totalement lisse, ou du moins que les irrégularités sont de dimension négligeable par rapport à la longueur d'onde, la réflexion et la réfraction sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel. Les coefficients de réflexion et de réfraction dépendent des propriétés électromagnétiques de l'obstacle, de la polarisation, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente. Notons que ces lois ne sont pas vérifiées à proximité de l'obstacle. Il existe en effet une zone de réarrangement de quelques longueurs d'onde de part et d'autre de l'interface (à 2 GHz, elle est de 50 cm environ) [26]. L'optique géométrique ne peut s'appliquer qu'en dehors de la zone de réarrangement. Lorsqu'il y a des irrégularités de dimension comparable voire supérieure à la longueur d'onde sur la surface de l'obstacle, la réflexion devient diffuse, et dans ce cas l'onde est réfléchi dans plusieurs directions pour une seule direction incidente [27]. De même, lorsque le plan de réflexion est de dimension finie, même s'il est lisse, la réflexion devient diffuse. Nous pouvons parler alors de réflexion diffuse cohérente. Des résultats concernant la réflexion sur un plan rectangulaire de dimensions finies sont donnés dans [28]. L'expression du champ rayonné prend alors la forme d'un sinus cardinal centré autour de la direction correspondante à la réflexion spéculaire. Lorsque les dimensions du plan augmentent, le lobe principal du sinus cardinal devient de plus en plus étroit et la réflexion tend donc vers une réflexion spéculaire pour des dimensions très supérieures à la longueur d'onde (c'est souvent l'hypothèse de dimensions infinies des obstacles lisses qui permet de considérer la réflexion comme spéculaire).

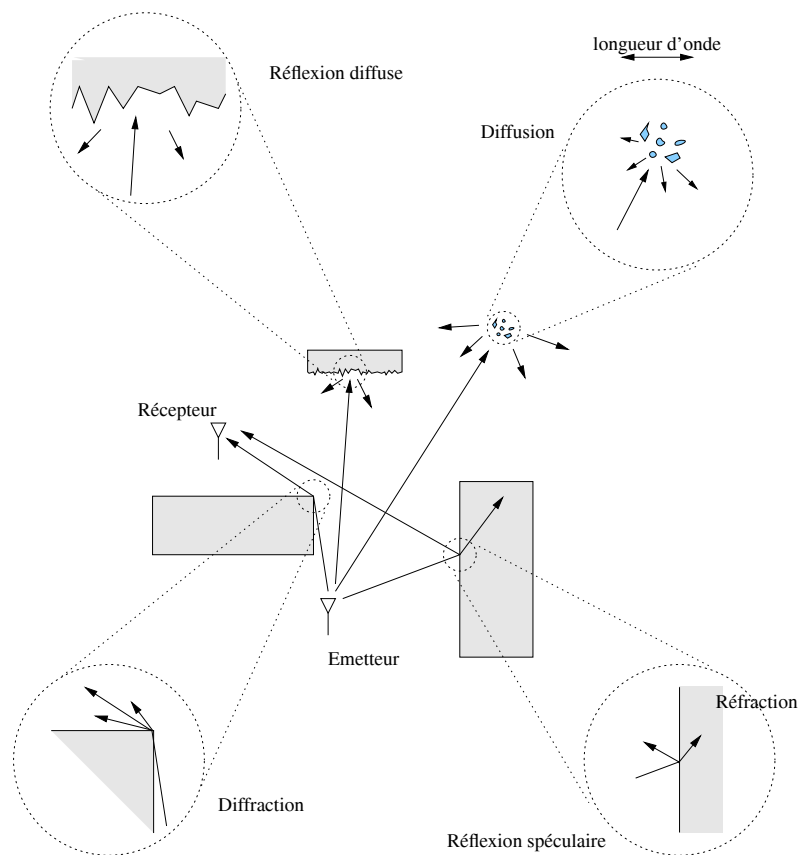


FIG. 1.3: Propagation radioélectrique — Nature des interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu

Diffraction : La diffraction a lieu sur l'arête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. Selon le principe de Huyghens [23, 24], chaque point du front d'onde éclairant l'obstacle peut s'apparenter à une source secondaire repropageant l'onde sous forme sphérique. On peut citer, par exemple, la diffraction par dessus les toits ou sur les coins des bâtiments [24]. La diffraction permet d'« éclairer » des zones qui seraient considérées comme zones d'ombre par l'optique géométrique. Généralement, l'énergie diffractée est de plus en plus faible au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'obstacle et que la fréquence devient plus grande. Beaucoup d'études sur les pertes de puissance dans le contexte radiomobile se font à partir de modèles prenant en compte la diffraction [23, 24].

Diffusion : La diffusion est un phénomène de propagation de type macroscopique constitué d'une multitude de phénomène microscopique tel que la diffraction. La diffusion d'une onde apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un paquet très dense d'objets de taille du même ordre de grandeur ou inférieur à la longueur d'onde. Dans ce cas, l'onde est redirigée dans toutes les directions avec différentes atténuations. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des aspérités de dimensions proches de la longueur d'onde. L'effet sur un obstacle pris séparément relève de la diffraction mais lorsqu'on l'étudie dans une zone à forte densité d'obstacles, on préférera utiliser une approche statistique débouchant sur le mécanisme de diffusion. Nous retrouvons ce type de phénomènes lors de la propagation des ondes en présence d'arbres, par exemple.

1.2.5 Influence des obstacles sur la propagation radioélectrique

Dans ce paragraphe, nous présentons des configurations géométriques de propagation permettant de mettre en évidence l'influence du type d'obstacles rencontrés par les ondes électromagnétiques (cf. figure 1.4). En effet, l'influence d'un obstacle sur le signal capté en réception dépend de ses dimensions par rapport à la longueur d'onde, de sa composition et de sa position spatiale par rapport à l'émetteur, au récepteur et aux autres objets présents dans l'environnement. On distingue deux types principaux de réflecteurs :

Diffuseurs locaux : Les diffuseurs locaux englobent les obstacles proches de l'émetteur ou du récepteur. Du point de vue d'un système de communication, les diffuseurs placés dans le voisinage du récepteur occasionnent un fort étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible. Les diffuseurs proches de l'émetteur introduisent un faible étalement temporel et un faible étalement angulaires au niveau du récepteur.

Diffuseurs lointains : Les diffuseurs lointains désignent les obstacles éloignés simultanément de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu généralement à des trajets spéculaires généralement caractérisés par un fort étalement temporel.

1.2.6 Effet Doppler

Le mouvement de la source ou du récepteur entraîne ce que l'on appelle l'effet Doppler. Cet effet est lié au changement de longueur du trajet de propagation au cours du temps. On suppose une propagation en espace libre. Supposons que la source se déplace à une vitesse constante v_s m/s, bien inférieure à la vitesse de la lumière, dans une direction faisant un angle Ψ_s avec la

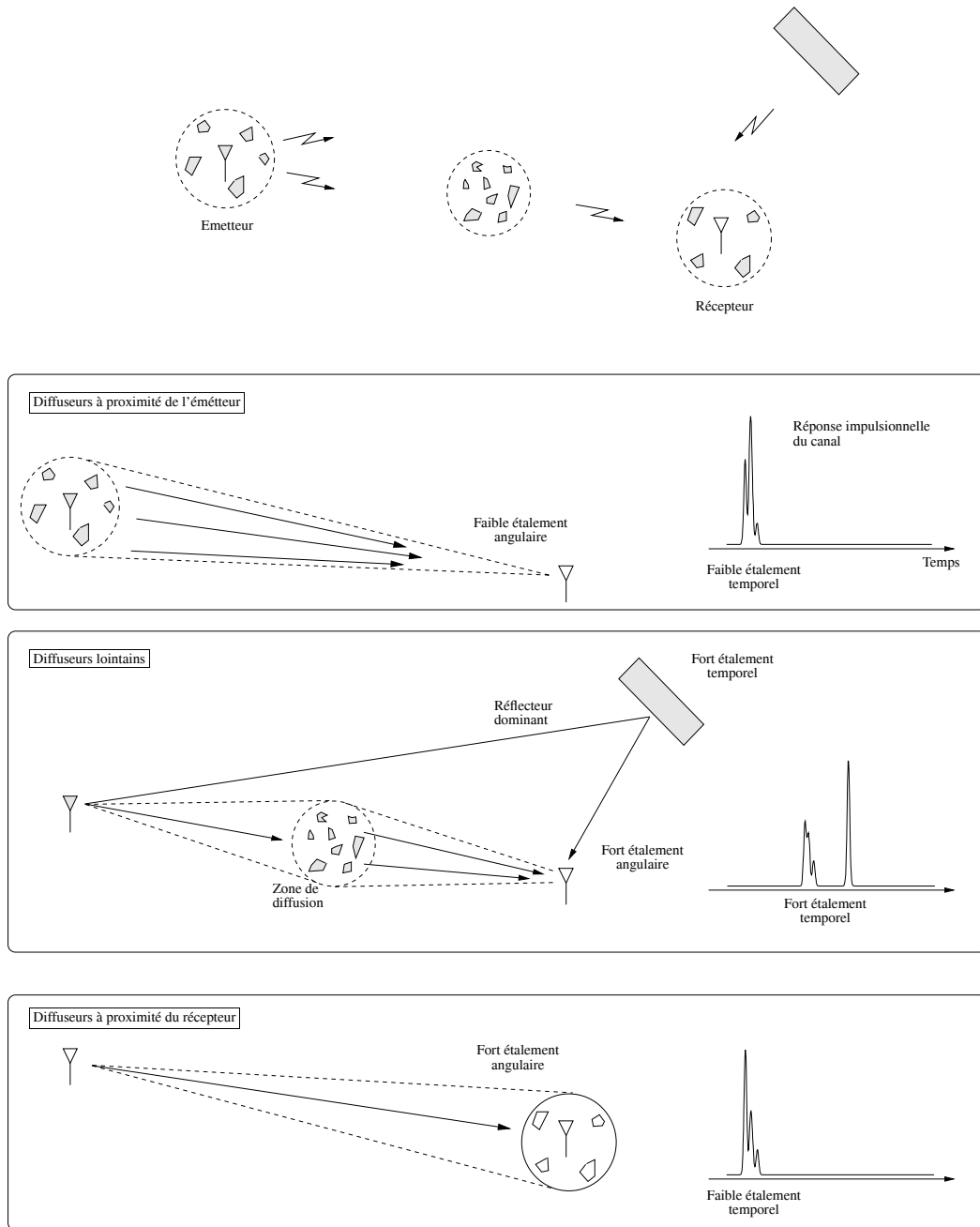


FIG. 1.4: Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation — Distinction entre diffuseurs locaux et diffuseurs lointains

direction de propagation de l'onde (vecteur vitesse \vec{v}_s). Supposons également que le récepteur se déplace à une vitesse constante v_r m/s, bien inférieure à la vitesse de la lumière, dans une direction faisant un angle Ψ_r avec la direction de propagation de l'onde (vecteur vitesse \vec{v}_r). Si la source émet une onde monochromatique de fréquence f_c , la fréquence mesurée en champ lointain au niveau du récepteur est égale à $f_c + f_d$ où f_d est définie par :

$$\begin{aligned} f_d &= f_c \frac{\vec{k} \cdot (\vec{v}_s - \vec{v}_r)}{c} = \vec{k}_s \cdot \vec{v}_s + \vec{k}_r \cdot \vec{v}_r \\ &= f_c \left(\frac{v_s}{c} \cos(\Psi_s) + \frac{v_r}{c} \cos(\Psi_r) \right) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Si la source et le récepteur se rapprochent l'un de l'autre, la fréquence du signal reçu est supérieure à celle du signal émis et si par contre ils s'éloignent l'un de l'autre, la fréquence du signal reçu est inférieure à celle du signal émis. En déplacement perpendiculaire à la direction de propagation, il n'y a pas de décalage de fréquence car la composante radiale de vitesse est nulle (pour une onde sphérique il y aurait un décalage de fréquence).

Les phénomènes de décalage Doppler sont très répandus dans le contexte radiomobile puisque le mobile et/ou les obstacles sont susceptibles d'être en mouvement.

1.3 Caractérisation spatio-temporel du canal

Après avoir identifiés les différents phénomènes physiques mis en jeu lors de la propagation des ondes, il convient de présenter un opérateur capable de décrire la relation entrée-sortie du canal de propagation. Le but de cette section est de donner un aperçu des outils mathématiques disponibles pour caractériser le comportement du canal de propagation. Dans ce document, nous ne présentons que le cas général de la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation. Les travaux de J. Guillet [11] présentent une description spatio-temporelle intégrant des simplifications en prenant en compte les phénomènes physiques, les ondes planes transverses et les propriétés de polarisation et de rayonnement des antennes d'émission et de réception pour l'obtention du canal de transmission.

1.3.1 Représentations mathématiques du canal de propagation

La représentation mathématique du canal de propagation revient à une transformation décrivant la relation entrée-sortie définie par :

$$\text{signal reçu} = \text{transformation}(\text{signal transmis}) + \text{bruit}$$

Cette relation peut être considérée comme linéaire puisque les interactions des ondes électromagnétiques avec le milieu de propagation sont elles mêmes supposées linéaires. Pour des signaux d'entrée et de sortie de carré intégrable, la relation entrée-sortie d'un système linéaire \mathcal{H} (\mathcal{H} est un opérateur de Hilbert-Schmidt) $s(\mathbf{u}) = (\mathcal{H}e)(\mathbf{u}) + n(\mathbf{u})$ peut s'exprimer de deux manières différentes :

Représentation de forme 1 – Opérateur à noyau : La réponse $s(\mathbf{u})$ prend la forme d’une fonction de filtrage linéaire. $e(\mathbf{v})$ et $s(\mathbf{u})$ sont les signaux d’entrée et de sortie, de paramètres respectifs \mathbf{v} et \mathbf{u} . La relation entrée–sortie du canal s’écrit :

$$s(\mathbf{u}) = (\mathcal{H}e)(\mathbf{u}) + n(\mathbf{u}) = \int \tilde{h}(\mathbf{u}, \mathbf{v}) e(\mathbf{v}) d\mathbf{v} + n(\mathbf{u}) \quad (1.8)$$

où la réponse du canal $\tilde{h}(\mathbf{u}, \mathbf{v})$ souvent nommée réponse bi-temporelle, apparaît sous la forme d’un noyau de \mathcal{H} et où $n(\mathbf{u})$ désigne le bruit additif.

Représentation de forme 2 – Opérateur de convolution : La réponse du canal peut également s’exprimer sous la forme d’un produit de convolution généralisé :

$$s(\mathbf{u}) = (\mathcal{H}e)(\mathbf{u}) + n(\mathbf{u}) = \int h(\mathbf{u}, \boldsymbol{\zeta}) e(\mathbf{u} - \boldsymbol{\zeta}) d\boldsymbol{\zeta} + n(\mathbf{u}) \quad (1.9)$$

où la fonction $h(\mathbf{u}, \boldsymbol{\zeta}) = \tilde{h}(\mathbf{u}, \mathbf{u} - \boldsymbol{\zeta})$ est la réponse impulsionnelle du canal, dépendant des paramètres de sortie \mathbf{u} et des paramètres relatifs d’entrée $\boldsymbol{\zeta}$.

1.3.2 Caractérisation déterministe

Pour plus de clarté, nous considérons dans cette section séparément le domaine spatial et le domaine temporel. Nous ne présenterons pas dans ce document la décomposition des réponses spatiale et temporelle en mode de propagation largement présentée dans [1, 2, 11, 29].

1.3.2.1 Domaine spatial

En cherchant à relier le signal spatial émis ou son spectre défini dans (1.1) et (1.4) au signal spatial reçu ou à son spectre, on obtient les 4 relations entrée-sortie suivantes :

$$\begin{aligned} s(\mathbf{r}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\ s(\mathbf{r}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{k}_e) \mathbf{e}(\mathbf{k}_e) d^3\mathbf{k}_e \\ s(\mathbf{k}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\ s(\mathbf{k}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{k}_e) \mathbf{e}(\mathbf{k}_e) d^3\mathbf{k}_e \end{aligned} \quad (1.10)$$

où $\tilde{\mathbf{h}}$ est une matrice carrée de dimension 3×3 reliant les 3 composantes de polarisation du signal émis à celle du signal reçu. Les variables \mathbf{r}_e et \mathbf{r}_r représentent respectivement la position d’émission et la position de réception, et les variables \mathbf{k}_e et \mathbf{k}_r représentent respectivement les pulsations spatiales d’émission et de réception. Les quatre expressions précédentes sont équivalentes et reliées par transformées de Fourier, comme illustré par la figure (1.5). Les opérateurs de TF étant définis dans le tableau (1.1). La multiplicité des notations a été contournée

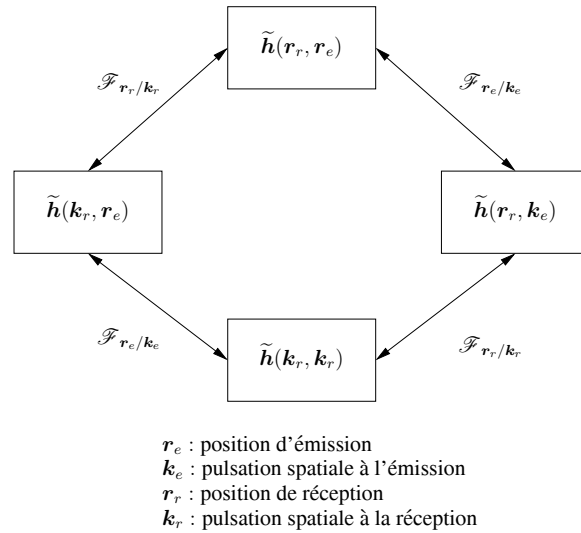


FIG. 1.5: Fonctions spatiales du canal du premier type – Coordonnées spatiales absolues

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$r_r \Leftrightarrow k_r (\mathcal{F}_{r_r/k_r})$	$\int (\cdot) \exp(-j\mathbf{k}_r \cdot \mathbf{r}_r) d^3\mathbf{r}_r$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\cdot) \exp(j\mathbf{k}_r \cdot \mathbf{r}_r) d^3\mathbf{k}_r$
$r_e \Leftrightarrow k_e (\mathcal{F}_{r_e/k_e})$	$\int (\cdot) \exp(-j\mathbf{k}_e \cdot \mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\cdot) \exp(j\mathbf{k}_e \cdot \mathbf{r}_e) d^3\mathbf{k}_e$

TAB. 1.1: Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 1 – Cas général

en imposant une dénomination unique pour les réponses du canal et les signaux, le type de chaque fonction étant spécifié par la nature des paramètres utilisés.

En appliquant la forme 2 à l'équation (1.1) et en l'appliquant au domaine spatial, on obtient 4 relations entrée-sortie supplémentaires à partir des coordonnées relatives de l'émetteur et du récepteur :

$$\begin{aligned}
 s(\mathbf{r}) &= \int \mathbf{h}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) e(\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}) d^3 \boldsymbol{\rho} \\
 s(\mathbf{r}) &= \int \mathbf{T}(\mathbf{r}, \mathbf{k}) e(\mathbf{k}) \exp^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} d^3 \mathbf{k} \\
 s(\mathbf{k}) &= \int \mathbf{H}(\mathbf{k}_d, \mathbf{k} - \mathbf{k}_d) e(\mathbf{k} - \mathbf{k}_d) d^3 \mathbf{k}_d \\
 s(\mathbf{r}) &= \int \mathbf{U}(\mathbf{k}_d, \boldsymbol{\rho}) e(\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}) \exp^{j\mathbf{k}_d \cdot \mathbf{r}} d^3 \boldsymbol{\rho} d^3 \mathbf{k}_d
 \end{aligned} \tag{1.11}$$

où les vecteurs \mathbf{r} et $\boldsymbol{\rho}$ sont la position du récepteur et la position relative de l'émission par rapport à la réception, duales des vecteurs de pulsation Doppler spatiale \mathbf{k}_d et de pulsation spatiale \mathbf{k} . Les expressions précédentes sont équivalentes et reliées par transformées de Fourier, comme le montre le schéma (1.6); les opérateurs de TF étant définis dans le tableau (1.2). La fonction $\mathbf{h}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho})$ est la réponse impulsionnelle variant dans l'espace ou fonction d'étalement des positions relatives, la fonction $\mathbf{T}(\mathbf{r}, \mathbf{k})$ est la fonction de transfert variant dans l'espace, la fonction $\mathbf{H}(\mathbf{k}_d, \mathbf{k})$ est la fonction bi-fréquentielle ou fonction d'étalement en pulsation spatiale et la fonction $\mathbf{U}(\mathbf{k}_d, \boldsymbol{\rho})$ est la fonction d'étalement position relative-pulsation spatiale Doppler.

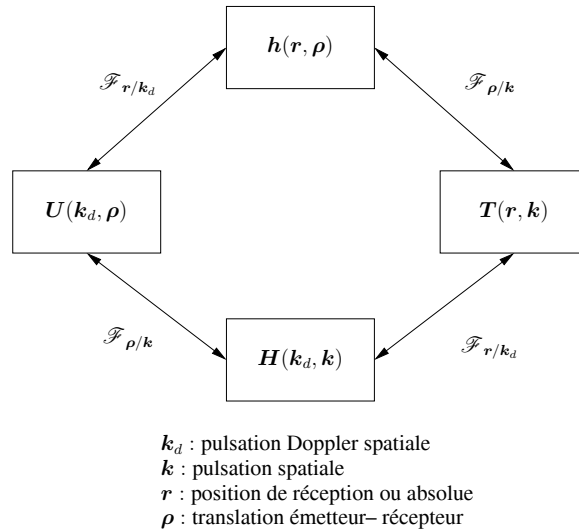


FIG. 1.6: Fonctions spatiales du canal du second type – Coordonnées spatiales relatives

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$\mathbf{r} \rightleftharpoons \mathbf{k}_d (\mathcal{F}_{\mathbf{r}/\mathbf{k}_d})$	$\int (\cdot) \exp(-j\mathbf{k}_d \cdot \mathbf{r}) d^3\mathbf{r}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\cdot) \exp(j\mathbf{k}_d \cdot \mathbf{r}) d^3\mathbf{k}_d$
$\mathbf{k} \rightleftharpoons \boldsymbol{\rho} (\mathcal{F}_{\mathbf{k}/\boldsymbol{\rho}})$	$\int (\cdot) \exp(j\mathbf{k} \cdot \boldsymbol{\rho}) d^3\mathbf{k}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\cdot) \exp(-j\mathbf{k} \cdot \boldsymbol{\rho}) d^3\boldsymbol{\rho}$

TAB. 1.2: Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 2 – Cas général

Comme nous nous plaçons dans le contexte de la caractérisation des ondes électromagnétiques en zone locale [11], et qu'il existe une relation de dispersion liant la fréquence du signal au nombre d'onde et que nous sommes en présence d'ondes planes réelles, les relations (1.5) peuvent se simplifier par :

$$\begin{aligned}
\mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int_S \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\
\mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int_S \tilde{\mathbf{h}}_{P_e}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{e}_P(\boldsymbol{\Omega}_e) d\Omega_e \\
\mathbf{s}_P(\boldsymbol{\Omega}_r) &= \int_S \tilde{\mathbf{h}}_{P_r}(\boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\
\mathbf{s}_P(\boldsymbol{\Omega}_r) &= \int_S \tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{e}_P(\boldsymbol{\Omega}_e) d\Omega_e
\end{aligned} \tag{1.12}$$

où $\boldsymbol{\Omega}_r$ et $\boldsymbol{\Omega}_e$ représentent des vecteurs à 2 éléments contenant les angles d'azimut et d'élévation, respectivement au niveau du site d'émission et au niveau du site de réception. Dans le cas d'ondes planes réelles transverses, la réponse bi-directionnelle est donnée par transformation des coordonnées cartésiennes en coordonnées verticale et horizontale d'une onde TEM $\mathbf{M}_T(\boldsymbol{\Omega})$ [11] :

$$\tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) = \mathbf{M}_T(\boldsymbol{\Omega}_r) \tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{M}_T^T(\boldsymbol{\Omega}_e) \tag{1.13}$$

Cette transformation en coordonnées de polarisation verticale et horizontale permet de réduire la dimension des matrices de 3×3 à 2×2 , et donne un sens physique plus prononcé permettant une meilleure compréhension des phénomènes. Par transformée de Fourier de la réponse bi-directionnelle $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e)$, nous obtenons la réponse angulaire d'émission $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_e)$, la réponse angulaire de réception $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e)$, et la réponse spatiale TEM $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$ présentées par la figure (1.7).

Comme le spectre angulaire est une caractérisation complète uniquement en zone locale, afin d'associer une représentation temps-fréquence [30, 31] à la caractérisation angulaire, nous utiliserons la transformée de Fourier à temps court (STFT) [1, 11]. Les relations (1.12) se généralisent

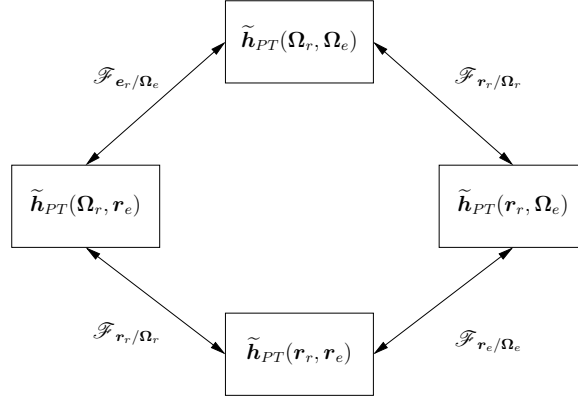


FIG. 1.7: Fonctions spatiales caractéristiques du canal de propagation radioélectrique en zone locale

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$\mathbf{r}_r \rightleftharpoons (\mathbf{r}_r, \Omega_r)$ (STFT _r)	$\frac{2}{(\lambda'_r)^2} \int_{\mathcal{S}} \mathbf{f}(\mathbf{r}'_r, \cdot) \gamma_{\mathbf{r}_r, \Omega_r}^*(\mathbf{r}'_r) d^3 \mathbf{r}'_r$	$\frac{1}{4\pi} \int_{\mathcal{S}} \mathbf{f}^{(\gamma)}(\mathbf{r}'_r, \Omega'_r, \cdot) \gamma_{\mathbf{r}'_r, \Omega'_r}(\mathbf{r}_r) d\mathbf{r}'_r d\Omega'_r$
$\mathbf{r}_e \rightleftharpoons (\mathbf{r}_e, \Omega_e)$ (STFT _e)	$\frac{2}{(\lambda'_e)^2} \int_{\mathcal{S}} \mathbf{f}(\cdot, \mathbf{r}'_e) \gamma_{\mathbf{r}_e, \Omega_e}^*(\mathbf{r}'_e) d^3 \mathbf{r}'_e$	$\frac{1}{4\pi} \int_{\mathcal{S}} \mathbf{f}^{(\gamma)}(\cdot, \mathbf{r}'_e, \Omega'_e) \gamma_{\mathbf{r}'_e, \Omega'_e}(\mathbf{r}_e) d\mathbf{r}'_e d\Omega'_e$

TAB. 1.3: Définition des transformées position-direction dans le domaine spatial pour la première forme de représentation

pour devenir :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3 \mathbf{r}_e \\
 \mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}_{P_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e, \Omega_e) \mathbf{e}_P^{(\gamma)}(\mathbf{r}_e, \Omega_e) d\Omega_e d^3 \mathbf{r}_e \\
 \mathbf{s}_P^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}_{P_r}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3 \mathbf{r}_e \\
 \mathbf{s}_P^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}_{P_r; P_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r, \mathbf{r}_e, \Omega_e) \mathbf{e}_P^{(\gamma)}(\mathbf{r}_e, \Omega_e) d\Omega_e d^3 \mathbf{r}_e
 \end{aligned} \tag{1.14}$$

Les relations entre les fonctions introduites dans (1.14) sont rappelées dans le tableau (1.3) où \mathbf{f} représente une fonction de canal et $\mathbf{f}^{(\gamma)}$ est la STFT spatiale correspondante. Comme précédemment, dans le cas d'ondes planes réelles transverses, la fonction est donnée par transformation des coordonnées cartésiennes en coordonnées verticale et horizontale d'une onde TEM $M_T(\Omega)$ [11] :

$$\tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r, \mathbf{r}_e, \Omega_e) = M_T(\Omega_r) \tilde{\mathbf{h}}_{P_r; P_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r, \mathbf{r}_e, \Omega_e) M_T^T(\Omega_e) \tag{1.15}$$

A partir de la fonction matricielle 2×2 introduite dans (1.15), il est possible d'obtenir par STFT les 3 autres fonctions représentées par la figure (1.8).

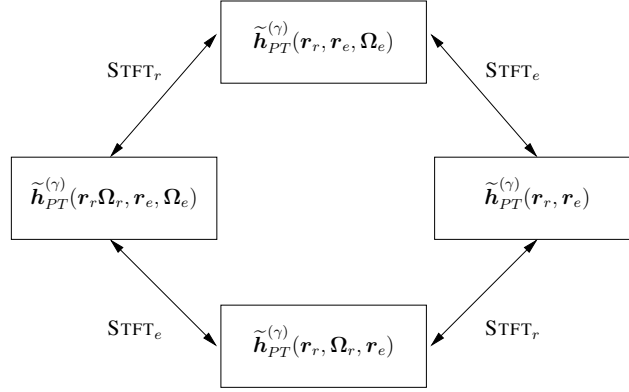


FIG. 1.8: Fonctions spatiales caractéristiques du canal de propagation radioélectrique

1.3.2.2 Domaine temporel

Contrairement au domaine spatial où la première forme de représentation est la plus appropriée (elle fait intervenir l'espace à l'émission et l'espace à la réception), c'est la deuxième forme de représentation qui est la plus intuitive pour le domaine temporel dans le cas sous-étalé [32, 33]. Ceci explique son utilisation fréquente pour la description du canal dans le domaine temporel [10, 32–36]. Pour la deuxième forme de représentation, les 4 relations entrée-sortie constitutives sont les suivantes [10] :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \int h(t, \tau) e(t - \tau) d\tau \\
 s(t) &= \int T(t, f) e(f) \exp(j2\pi ft) df \\
 s(f) &= \int H(f_d, f - f_d) e(f - f_d) df_d \\
 s(t) &= \int \int U(f_d, \tau) e(t - \tau) \exp(j2\pi f_d t) d\tau df_d
 \end{aligned} \tag{1.16}$$

où f et t sont les variables naturelles de fréquence et de temps (changement de l'état du canal au cours du temps), τ et f_d sont les variables d'étalement de retard de propagation et de décalage Doppler. Les expressions introduites dans (1.16), mathématiquement équivalentes mais d'interprétations physiques complémentaires, sont reliées par TF comme illustrée par la figure (1.9); les opérateurs de TF étant définis dans le tableau (1.4). $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle variant dans le temps ou fonction d'étalement des retards, $T(t, f)$ est la fonction de transfert variant dans le temps, $H(f_d, f)$ est la fonction bi-fréquentielle ou fonction d'étalement Doppler et $U(f_d, \tau)$ est la fonction d'étalement retards Doppler.

Pour dresser l'analogie entre le domaine temporel et le domaine spatial, on peut comparer les variables t et f aux variables r et k et τ et f_d aux variables ρ et k_d .

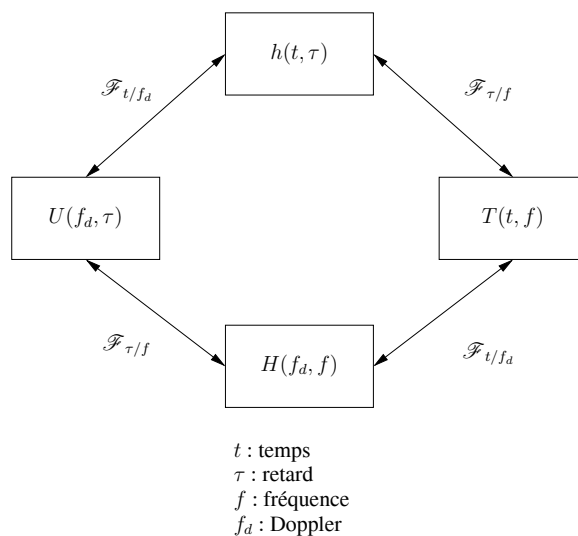


FIG. 1.9: Fonctions temporelles du canal du second type – Coordonnées temporelles relatives

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$t \rightleftharpoons f_d$ (\mathcal{F}_{t/f_d})	$\int (\cdot) \exp(-j2\pi f_d t) dt$	$\int (\cdot) \exp(j2\pi f_d t) df_d$
$\tau \rightleftharpoons f$ ($\mathcal{F}_{\tau/f}$)	$\int (\cdot) \exp(j2\pi \tau f) df$	$\int (\cdot) \exp(-j2\pi \tau f) d\tau$

TAB. 1.4: Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la deuxième forme de représentation

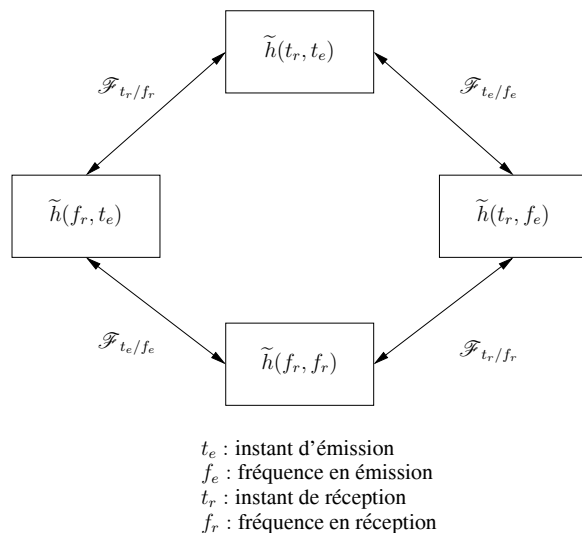


FIG. 1.10: Fonctions temporelles du canal du premier type — Coordonnées temporelles absolues

La deuxième forme de représentation, basée sur les temps absolus en émission et en réception, est décrite par les 4 relations constitutives suivantes :

$$\begin{aligned}
 s(t_r) &= \int \tilde{h}(t_r, t_e) e(t_e) d^3 t_e \\
 s(t_r) &= \int \tilde{h}(t_r, f_e) e(f_e) d^3 f_e \\
 s(f_r) &= \int \tilde{h}(f_r, t_e) e(t_e) d^3 t_e \\
 s(f_r) &= \int \tilde{h}(f_r, f_e) e(f_e) d^3 f_e
 \end{aligned} \tag{1.17}$$

où t_e et t_r représentent, respectivement, le temps d'émission et le temps de réception et f_e et f_r représentent, respectivement, la fréquence d'émission et la fréquence de réception. La fonction $\tilde{h}(t_r, t_e)$ représente donc le lien entre la valeur émise à l'instant t_e et la valeur reçue à l'instant t_r . Les expressions introduites dans (1.17), mathématiquement équivalentes mais d'interprétations physiques complémentaires, sont reliées par TF comme illustré par la figure (1.10) ; les opérateurs de TF étant définis dans le tableau (1.5)

1.3.3 Caractérisation stochastique

Une description stochastique complète de ces fonctions aléatoires devrait porter sur une fonction de densité de probabilité multidimensionnelle ou, de manière équivalente sur l'ensemble

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$t_r \rightleftharpoons f_r (\mathcal{F}_{tr/fr})$	$\int (\cdot) \exp(-j2\pi f_r t_r) dt_r$	$\int (\cdot) \exp(j2\pi f_r t_r) df_r$
$t_e \rightleftharpoons f_e (\mathcal{F}_{te/fe})$	$\int (\cdot) \exp(-j2\pi f_e t_e) dt_e$	$\int (\cdot) \exp(j2\pi f_e t_e) dt_e$

TAB. 1.5: Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la première forme de représentation

des moments statistiques. Pratiquement, les causes de variations au cours du temps des canaux de propagation étant nombreuses et très complexes, cette description est irréaliste. La caractérisation de leur évolution aléatoire requiert alors le calcul des moments statistiques ou, de manière équivalente, des densités de probabilité de l'ensemble des processus rentrant en compte, ce qui paraît difficilement envisageable en pratique. En revanche, en admettant certaines hypothèses sur le comportement gaussien des variations à petite échelle du canal, une analyse des moments du premier et second ordre, définis respectivement par la moyenne et les fonctions de corrélation, suffit pour appréhender le comportement énergétique du milieu et propose une description énergétique complète pour la caractérisation des canaux de propagation. Cette restriction demeure acceptable pour les liaisons sans fil à courte distance, limitées en puissance, dans des environnements riches en diffuseurs et confère un comportement gaussien aux variations à petite échelle du canal.

1.3.3.1 Domaine temporel

Cas Général : Afin d'obtenir une caractérisation statistique générale du canal de propagation, nous introduisons les fonctions d'autocorrélation $\mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau')$, $\mathcal{R}_T(t, f; t', f')$, $\mathcal{R}_H(f_d, f; f'_d, f')$ et $\mathcal{R}_U(f_d, \tau; f'_d, \tau')$:

$$\begin{aligned}
\mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau') &= \mathbb{E} \{ h(t, \tau) h^*(t', \tau') \} \\
\mathcal{R}_T(t, f; t', f') &= \mathbb{E} \{ T(t, f) T^*(t', f') \} \\
\mathcal{R}_H(f_d, f; f'_d, f') &= \mathbb{E} \{ H(f_d, f) H^*(f'_d, f') \} \\
\mathcal{R}_U(f_d, \tau; f'_d, \tau') &= \mathbb{E} \{ U(f_d, \tau) U^*(f'_d, \tau') \}
\end{aligned} \tag{1.18}$$

Les couples de variables (t, t') , (τ, τ') , (f, f') et (f_d, f'_d) sont respectivement représentatifs des axes retards, temps, fréquence et Doppler. Les 4 fonctions d'autocorrélation sont liées par une double transformée de Fourier et la représentation de ces relations est donnée par la figure (1.12).

Hypothèse de stationnarité et modèle WSSUS : L'hypothèse WSS *Wide Sense Stationary* consiste à supposer que le canal de propagation est stationnaire au sens large dans le temps vis-à-vis des variations rapides. En effet, au regard du temps d'observation du canal de propagation assez bref, les variations lentes à moyenne échelle sont considérées négligeables et les variations rapides stationnaires à l'ordre 2. Cela signifie que la valeur moyenne de la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau, t)$ et la fonction d'autocorrélation $\mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau')$ sont invariantes dans le temps et implique la décorrélation dans le domaine Doppler.

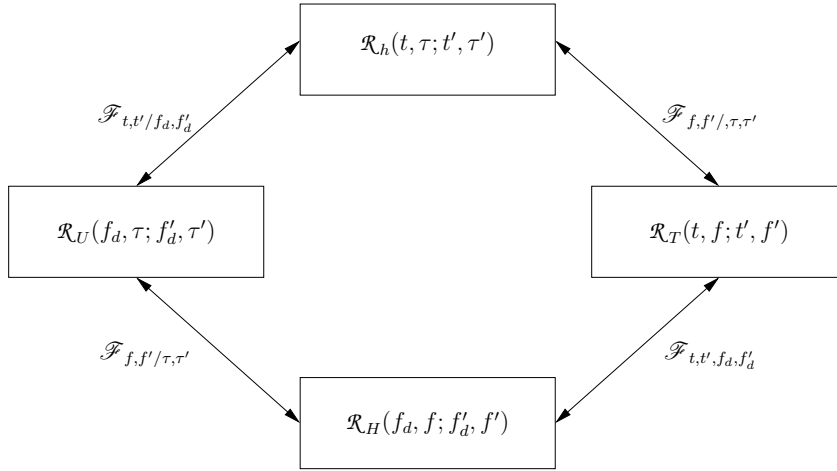


FIG. 1.11: Fonctions de corrélation temporelle du canal

L'hypothèse *Us Uncorrelated Scattering* consiste à supposer que les perturbations dues à des diffuseurs produisant des retards différents sont décorréliées. En d'autres termes, cela signifie que les variations d'amplitudes et de phases subies par un trajet sont décorréliées de celles affectant les autres trajets composant la réponse impulsionnelle et implique la stationnarité en fréquence.

La combinaison des deux hypothèses précédentes conduit à l'hypothèse *WSS-US Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*. Cela signifie que la fonction de transfert variant dans le temps peut être considérée comme un processus bidimensionnel stationnaire au sens large¹ (on parle plus exactement de stationnarité au sens large sur un intervalle [37]) selon les variables de temps et de fréquence. Les fonctions d'autocorrélation définies par (1.18) ne dépendent plus que de 2 variables et se réduisent à :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau') &= \delta(\tau' - \tau) P(t' - t, \tau) \\
 \mathcal{R}_T(t, f; t', f') &= R_T(t' - t, f' - f) \\
 \mathcal{R}_H(f_d, f; f'_d, f') &= \delta(f'_d - f_d) Q(f_d, f' - f) \\
 \mathcal{R}_U(f_d, \tau; f'_d, \tau') &= \delta(f'_d - f_d) \delta(\tau' - \tau) D(f_d, \tau)
 \end{aligned} \tag{1.19}$$

où $P(\Delta_t, \tau)$, $Q(f_d, \Delta_f)$, $D(f_d, \tau)$ s'interprètent comme les densités de puissance temps-retards, fréquence-Doppler, retards-Doppler et où $R_T(\Delta_t, \Delta_f)$ est la fonction d'autocorrélation temps-fréquence avec $\Delta_t = t' - t$ et $\Delta_f = f' - f$. Ces quatre fonctions sont reliées par transformée de Fourier simple (théorème de Wiener-Kintchine), comme illustré par la figure (1.12). La réponse temporelle du canal WSSUS est entièrement caractérisée par l'une quelconque de ces quatre fonctions, le plus souvent le spectre en retard-Doppler $D(f_d, \tau)$ ou la fonction d'autocorrélation en temps-fréquence $R_T(\Delta_t, \Delta_f)$. Ces deux fonctions apportent respectivement des renseignements sur l'étalement de l'énergie, et la cohérence du canal en temps et en fréquence.

A priori, les différents domaines sont interdépendants et il n'est pas possible de les traiter séparément. Cependant, pour la plupart des milieux de propagation rencontrés, il est suffisant, au prix d'une erreur négligeable, d'examiner les fonctions suivant chaque axe pour extraire les

¹Dans le cas gaussien, la stationnarité au sens large implique donc la stationnarité au sens strict.

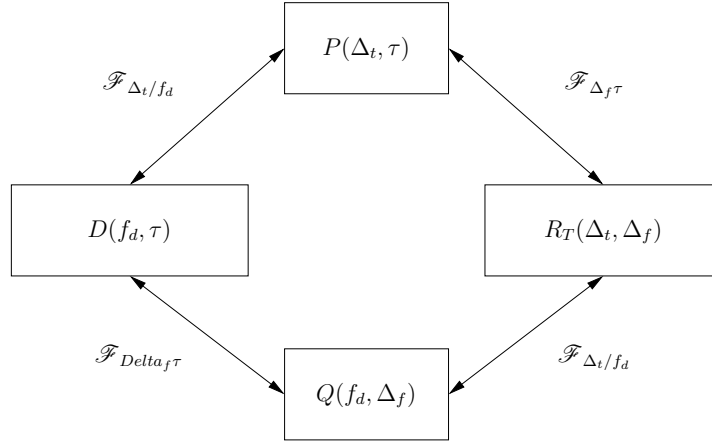


FIG. 1.12: Fonctions caractéristiques temporelles d'ordre 2 d'un canal WSSUS

informations essentielles [38]. On passe donc aux fonctions réduites du canal :

$$\begin{aligned}
 P_{\tau}(\tau) &\triangleq \int D(f_d, \tau) df_d = P(0, \tau) \\
 P_{f_d}(f_d) &\triangleq \int D(f_d, \tau) d\tau = Q(f_d, 0) \\
 R_{freq}(\Delta f) &\triangleq R_T(0, \Delta f) = \int Q(f_d, \Delta f) df_d = \int P_{\tau}(\tau) \exp^{j2\pi\Delta f\tau} d\tau \\
 R_{temps}(\Delta t) &\triangleq R_T(\Delta t, 0) = \int P(\Delta t, \tau) d\tau = \int P_{f_d}(f_d) \exp^{j2\pi\Delta t f_d} df_d
 \end{aligned} \tag{1.20}$$

Paramètres caractéristiques du canal WSSUS : A partir de ces quatre fonctions réduites, nous pouvons déduire les paramètres caractéristiques de dispersion et de corrélation du canal WSSUS. Les paramètres d'étalement dans le domaine des retards et Doppler sont obtenus par le calcul de l'écart-type largement utilisé lors des études de propagation. Nous obtenons ainsi les paramètres de dispersion quadratique telles que la moyenne des retards et des décalages Doppler :

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\tau} &= \left(\frac{\int (\tau - \bar{\tau})^2 P_{\tau}(\tau) d\tau}{\int P_{\tau}(\tau) d\tau} \right)^{1/2} \\
 \sigma_{f_d} &= \left(\frac{\int (f_d - \bar{f}_d)^2 P_{f_d}(f_d) df_d}{\int P_{f_d}(f_d) df_d} \right)^{1/2}
 \end{aligned} \tag{1.21}$$

où $\bar{\tau}$ et \bar{f}_d sont respectivement le retard moyen et le Doppler moyen définis par :

$$\begin{aligned}
 \bar{\tau} &= \frac{\int \tau \tilde{P}_{\tau}(\tau) d\tau}{\int \tilde{P}_{\tau}(\tau) d\tau} \\
 \bar{f}_d &= \frac{\int \nu \tilde{P}_{\nu}(\nu) d\nu}{\int \tilde{P}_{\nu}(\nu) d\nu}
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

avec $\tilde{P}_\tau(\tau) = P_\tau(\tau)/A$ la fonction normalisée par l'atténuation de puissance moyenne A (aussi appelée perte de puissance moyenne ou path Loss) :

$$A \triangleq \int P_\tau(\tau) d\tau = \int P_\nu(\nu) d\nu = R_T(0, 0) \quad (1.23)$$

La dispersion des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation plus ou moins importante entre les différentes composantes spectrales. Pour quantifier cette dépendance entre les fréquences, la bande de cohérence à $n\%$ notée $B_{c,n\%}$ est définie par la relation suivante :

$$\min \{B_{c,n\%}\} \text{ tel que } \left| \frac{R_{freq}(B_{c,n\%})}{R_T(0, 0)} \right| = n/100 \quad (1.24)$$

Par analogie à la bande de cohérence qui est le paramètre dual de la dispersion des retards, le temps de cohérence à $n\%$ notée $T_{c,n\%}$ est le dual de l'étalement Doppler. Ce temps, représentant l'écart temporel au-delà duquel l'état du canal est décorrélié par rapport à son état initial, est défini selon la relation suivante :

$$\min \{T_{c,n\%}\} \text{ tel que } \left| \frac{R_{temps}(T_{c,n\%})}{R_T(0, 0)} \right| = n/100 \quad (1.25)$$

D'autres paramètres d'étalement tels que la fenêtre ou l'intervalle (des retards ou Doppler) peuvent être définis [39, 40]. Il est aussi possible de définir des paramètres de forme tel que le skewness et le kurtosis des retards ou du Doppler [40]. Ces paramètres sont respectivement les cumulants d'ordre 3 et 4 normalisés et permettent de caractériser la forme (la symétrie et concavité/convexité) des profils de puissance moyens.

1.3.3.2 Domaine spatial

La caractérisation stochastique dans le domaine spatial présentée ici, est une synthèse succincte des travaux de J. Guillet [11] proposant une description complète du domaine spatial en zone locale incluant la polarisation.

Cas général : Les fonctions déterministes du canal sont étendues à la statistique au second ordre. Une classe de fonctions de corrélation est ainsi élaborée, correspondant à la représentation du premier type, en coordonnées absolues :

$$\begin{aligned} \mathcal{R}'_{\tilde{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \mathbf{r}'_r, \mathbf{r}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) \otimes \tilde{h}^*(\mathbf{r}'_r, \mathbf{r}'_e) \right\} \\ \mathcal{R}'_{\tilde{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{k}_e; \mathbf{r}'_r, \mathbf{k}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}(\mathbf{r}_r, \mathbf{k}_e) \otimes \tilde{h}^*(\mathbf{r}'_r, \mathbf{k}'_e) \right\} \\ \mathcal{R}'_{\tilde{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{r}_e; \mathbf{k}'_r, \mathbf{r}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}(\mathbf{k}_r, \mathbf{r}_e) \otimes \tilde{h}^*(\mathbf{k}'_r, \mathbf{r}'_e) \right\} \\ \mathcal{R}'_{\tilde{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{k}_e; \mathbf{k}'_r, \mathbf{k}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}(\mathbf{k}_r, \mathbf{k}_e) \otimes \tilde{h}^*(\mathbf{k}'_r, \mathbf{k}'_e) \right\} \end{aligned} \quad (1.26)$$

Les fonctions introduites par (1.26) décrivent entièrement les propriétés de corrélation spatiale pour différentes positions d'émission et de réception ($\mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r$), ou de pulsation spatiale d'émission

et de réception $(\mathbf{k}_e, \mathbf{k}_r)$, et différentes composantes de polarisation. Chacune des fonctions de corrélation décrites dans (1.26) est en fait une matrice de corrélation de dimension 9×9 comportant les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation entre les 9 canaux formés par la dimension polarisation.

Simplification des fonctions position-direction : Comme dans le cas déterministe, nous considérons des distributions locales, le nombre d'onde constant et des ondes planes réelles transverses. Néanmoins, la différence majeure réside dans le fait qu'ici nous nous intéressons à l'aspect énergétique dans un contexte aléatoire. A partir des fonctions définies dans la figure (1.8) et de la fonction de corrélation fenêtrée $\mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e)$ définie dans [11], nous pouvons définir la matrice des spectres et inter-spectres physiques de transfert spatial d'un canal aléatoire, c'est-à-dire l'espérance de la matrice des spectres physiques associée à la réponse spatiale $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$:

$$\begin{aligned} \underbrace{SP_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)}_{4 \times 4} &= \text{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)*}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \right\} \quad (1.27) \\ &= \frac{4}{(\lambda'_e)^2 (\lambda'_r)^2} \int \int \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \\ &\quad \exp(-j2\pi (k'_r \vec{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}_r) \cdot \Delta \mathbf{r}_r + k'_e \vec{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}_e) \cdot \Delta \mathbf{r}_e)) d^3 \Delta \mathbf{r}_r d^3 \Delta \mathbf{r}_e \end{aligned}$$

Nous pouvons définir d'autres fonctions matricielles de la même manière que dans (1.28) et ainsi aboutir à la représentation de la figure (1.13).

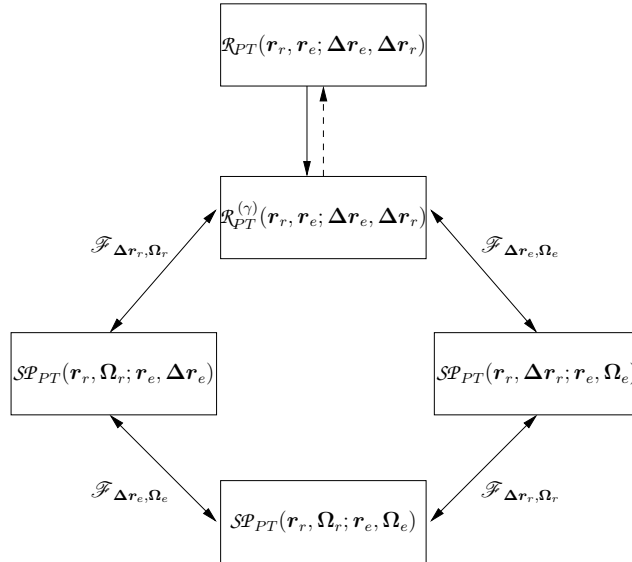


FIG. 1.13: Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique

Hypothèse de stationnarité et canal S-WSS ou S-US : L'hypothèse de stationnarité au sens large consiste à supposer que le canal de propagation est stationnaire au sens large sur des petites zones de déplacement en émission et en réception. En effet, sur ces zones d'espace de taille réduite, les variations lentes à moyenne échelle sont considérées négligeables et les variations rapides stationnaires à l'ordre 2. Cela signifie que toutes les fonctions précédentes deviennent indépendantes des variables de positions absolues de réception \mathbf{r}_r et d'émission \mathbf{r}_e . La stationnarité au sens large selon les variables de position d'émission et de réception est équivalente à une décorrélation totale pour des pulsations spatiales différentes, et donc en particulier pour des directions différentes, que ce soit en émission ou en réception. Cette constatation, nous permet donc de dire que le canal de propagation est considéré comme un canal spatialement stationnaire au sens large S-WSS ou bien un canal à diffuseurs spatialement décorrélés S-US. Les fonctions caractéristiques d'ordre 2 liées aux coordonnées verticale et horizontale de polarisation, représentées par la figure (1.14) peuvent se simplifier et deviennent alors :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) &\triangleq \mathcal{R}_{PT}(\Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \\
 \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) &\triangleq \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \\
 \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \Delta \mathbf{r}_e) &\triangleq \mathcal{P}_{PT_r}(\boldsymbol{\Omega}_r; \Delta \mathbf{r}_e) \\
 \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_r; \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) &\triangleq \mathcal{P}_{PT_e}(\Delta \mathbf{r}_r; \boldsymbol{\Omega}_e) \\
 \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) &\triangleq \mathcal{P}_{PT_{er}}(\boldsymbol{\Omega}_r; \boldsymbol{\Omega}_e)
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

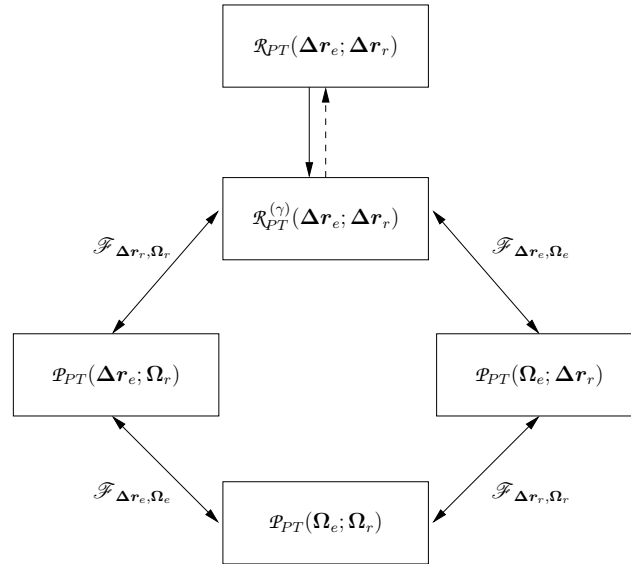


FIG. 1.14: Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire – cas scalaire

Paramètres caractéristiques du canal dans le domaine spatial : Comme dans le cas temporel, afin d'interpréter plus immédiatement les principales caractéristiques d'un canal dans le

domaine spatial, il est souvent utile de définir des fonctions simplifiées et des paramètres caractéristiques synthétisant l'information. Afin de réduire le nombre de variables de ces fonctions, il nous est possible de définir des fonctions marginales d'émission et de réception, permettant de diminuer le nombre de variables sur chacun des 2 sites et de réduire le nombre d'éléments de la matrice. Cette simplification de la caractérisation est obtenue par l'introduction de fonctions scalaires [1, 41, 42] permettant la représentation d'un des éléments des matrices introduites (1.28). Cette représentation est illustrée par la figure (1.15). La définition des paramètres dans le

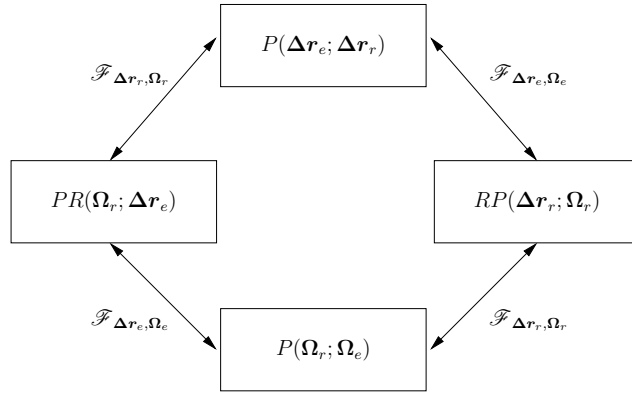


FIG. 1.15: Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire

domaine spatial n'est pas exactement similaire à ceux du domaine temporel du fait de l'aspect tri-dimensionnel de la dimension spatiale et de la définition modulo 2π des angles. Ainsi, on définit des fonctions simplifiées variant selon une variable scalaire d'espace. Les paramètres que l'on introduit sont basés sur la description scalaire du canal.

Nous définissons le profil de puissance moyen angulaire en émission, le profil de puissance moyen angulaire en réception, la fonction de corrélation en émission ainsi que la fonction de corrélation en réception :

$$\begin{aligned}
 P^e(\theta_e, \phi_e) &= \frac{1}{4\pi} \int P(\Omega_r, \Omega_e) d\Omega_r = RP(0, \Omega_e) \\
 P^r(\theta_r, \phi_r) &= \frac{1}{4\pi} \int P(\Omega_r, \Omega_e) d\Omega_e = PR(\Omega_r, 0) \\
 R^e(\Delta \mathbf{r}_e) &= R(0, \Delta \mathbf{r}_e) = \frac{1}{4\pi} \int PR(\Omega_r, \Delta \mathbf{r}_e) d\Omega_r \\
 R^r(\Delta \mathbf{r}_r) &= R(\Delta \mathbf{r}_r, 0) = \frac{1}{4\pi} \int RP(\Delta \mathbf{r}_r, \Omega_e) d\Omega_e
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

Nous définissons le gain moyen par :

$$\bar{P} = \frac{1}{4\pi} \int P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e = \frac{1}{4\pi} \int P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r = R^e(0) = R^r(0) \tag{1.30}$$

Nous définissons les paramètres de dispersion angulaire RMS d'élévation en émission et en réception par :

$$\begin{aligned}\sigma_{\phi_e} &= \sqrt{\int (\phi_e - \bar{\phi}_e)^2 P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e / (4\pi\bar{P})} \\ \sigma_{\phi_r} &= \sqrt{\int (\phi_r - \bar{\phi}_r)^2 P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r / (4\pi\bar{P})}\end{aligned}\quad (1.31)$$

où $\bar{\phi}_e$ et $\bar{\phi}_r$ sont les directions moyennes d'émission et de réception en élévation définies par :

$$\begin{aligned}\bar{\phi}_e &= \int \phi_e P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e / (4\pi\bar{P}) \\ \bar{\phi}_r &= \int \phi_r P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r / (4\pi\bar{P})\end{aligned}\quad (1.32)$$

Le calcul des dispersions angulaires RMS azimutales se fait d'une manière un peu différente du fait de la définition modulo 2π des angles d'azimut. Ils sont définis, respectivement, en émission et en réception par :

$$\begin{aligned}\sigma_{\theta_e} &= \sqrt{\int \int_{\bar{\theta}_e - \pi}^{\bar{\theta}_e + \pi} (\theta_e - \bar{\theta}_e)^2 P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e / (4\pi\bar{P})} \\ \sigma_{\theta_r} &= \sqrt{\int \int_{\bar{\theta}_r - \pi}^{\bar{\theta}_r + \pi} (\theta_r - \bar{\theta}_r)^2 P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r / (4\pi\bar{P})}\end{aligned}\quad (1.33)$$

où les directions moyennes d'émission et de réception en azimut s'expriment par :

$$\begin{aligned}\alpha_e \exp^{j\bar{\theta}_e} &= \int P^e(\theta_e, \phi_e) \exp(j\theta_e) d\Omega_e \\ \alpha_r \exp^{j\bar{\theta}_r} &= \int P^r(\theta_r, \phi_r) \exp(j\theta_r) d\Omega_r\end{aligned}\quad (1.34)$$

De la même manière que nous avons défini le temps de cohérence et la bande de cohérence, il est possible de définir la distances de corrélation (en émission et en réception) pour une direction particulière de l'espace, c'est-à-dire pour une direction de déplacement donnée. Dans ce sens, nous définissons les fonctions de corrélations suivantes :

$$\begin{aligned}R_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\Delta r_e) &= R^e(\vec{\mathbf{a}}_r(\Theta'_e, \Phi'_e) \cdot \Delta \mathbf{r}_e) \\ R_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r(\Delta r_r) &= R^r(\vec{\mathbf{a}}_r(\Theta'_r, \Phi'_r) \cdot \Delta \mathbf{r}_r)\end{aligned}\quad (1.35)$$

Ces fonctions correspondent aux fonctions de corrélation spatiales évaluées selon la direction de déplacement Θ'_e, Φ'_e (azimut et élévation) en émission et Θ'_r, Φ'_r en réception. Il est possible de relier chacune de ces fonctions leurs profils de puissance moyens respectifs. Pour le site d'émission, nous obtenons :

$$\begin{aligned}R_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\Delta r_e) &= \frac{1}{4\pi} \int P^e(\theta_e, \phi_e) \exp(jk'(\vec{\mathbf{a}}_r(\Theta'_e, \Phi'_e) \cdot \vec{\mathbf{a}}_r(\theta_e, \phi_e)) \Delta r_e) d\Omega_e \\ &= \frac{1}{2\pi} \int P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k}_e) \exp(j\tilde{k}_e \Delta r_e) d\tilde{k}_e\end{aligned}\quad (1.36)$$

En posant $\tilde{k} = k' (\vec{\mathbf{a}}_r (\Theta'_r, \Phi'_r) \cdot \vec{\mathbf{a}}_r (\theta_e, \phi_e)) = k' \cos(\Psi)$, nous pouvons remarquer que le spectre $P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k}_e)$ ne dépend en fait que de l'angle Ψ (angle de l'onde relativement à la direction de déplacement) puisque k' est considéré constant et défini par le milieu. Par analogie, nous pouvons obtenir les mêmes résultats pour la réception.

Les distances de corrélation en émission et en réception (sous-entendues pour les directions de déplacement considérées) sont respectivement définies par :

$$\begin{aligned} \min \left\{ D_{c,n\%}^e > 0 \right\} \text{ tel que } \left| R_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e \left(D_{c,n\%}^e \right) \right| / \bar{P} &= \frac{n}{100} \\ \min \left\{ D_{c,n\%}^r > 0 \right\} \text{ tel que } \left| R_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r \left(D_{c,n\%}^r \right) \right| / \bar{P} &= \frac{n}{100} \end{aligned} \quad (1.37)$$

Nous pouvons également définir les étalements en pulsation spatiale (scalaire) de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \sigma_{\tilde{k}_e} &= \sqrt{\int \left(\tilde{k}_e - \bar{\tilde{k}}_e \right)^2 P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e \left(\tilde{k}_e \right) d\tilde{k}_e / (2\pi \bar{P})} \\ \sigma_{\tilde{k}_r} &= \sqrt{\int \left(\tilde{k}_r - \bar{\tilde{k}}_r \right)^2 P_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r \left(\tilde{k}_r \right) d\tilde{k}_r / (2\pi \bar{P})} \end{aligned} \quad (1.38)$$

où $\bar{\tilde{k}}_e$ et $\bar{\tilde{k}}_r$ sont respectivement la pulsation spatiale moyenne d'émission et de réception :

$$\begin{aligned} \bar{\tilde{k}}_e &= \sqrt{\int \tilde{k}_e P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e \left(\tilde{k}_e \right) d\tilde{k}_e / (2\pi \bar{P})} \\ \bar{\tilde{k}}_r &= \sqrt{\int \tilde{k}_r P_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r \left(\tilde{k}_r \right) d\tilde{k}_r / (2\pi \bar{P})} \end{aligned} \quad (1.39)$$

1.4 Objectif des mesures de propagation

La synthèse des domaines temps-espace sous les hypothèses de stationnarité, aboutit au canal de propagation ST-WSSUS lorsque l'hypothèse WSSUS (stationnarité en temps et en fréquence) ainsi que l'hypothèse S-WSS (stationnarité du canal selon les variables de position d'émission et de réception) sont valides. On parle alors de canal ST-WSSUS.

L'objectif d'un sondeur de canal est de mesurer aussi précisément que possible l'une des 16 fonctions du système initial de Bello, les autres fonctions étant retrouvées par simple ou double transformée de Fourier selon les variables $\tau, t, f, f_d, \mathbf{r}_e$ ou \mathbf{r}_r . De cette mesure peuvent alors être extraits les paramètres statistiques (dispersion et corrélation) permettant de modéliser le canal auquel nous nous intéressons. *C'est pourquoi nous nous fixons comme objectif la mesure aussi précise que possible de l'une des quatre fonctions de départ, c'est-à-dire $\mathbf{h}(t, \tau, \mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$, $\mathbf{H}(f_d, f, \mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$, $\mathbf{T}(f_d, \tau, \mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$ ou $\mathbf{U}(f_d, \tau, \mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$.* Cet objectif suppose d'observer le canal sur les axes temps (ou Doppler), retard (ou fréquence) et position en émission et réception simultanément. Dans le contexte de notre étude, ces hypothèses de stationnarité étant valides et

admises, l'étude des paramètres statistiques d'ordre 1 et 2 permettrons d'accéder aux paramètres caractéristiques du canal de propagation MIMO.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié différents aspects du canal de propagation radioélectrique. Les points suivants ont été discutés :

- le formalisme mathématique des signaux spatio-temporels, les mécanismes physiques de la propagation radioélectrique et l'influence de l'environnement sur la propagation ;
- la description mathématique des dimensions spatiale et temporelle du canal de transmission dans le cas général et sous les conditions de stationnarité, et l'établissement de paramètres statistiques de sélectivité et de dispersion permettant le paramétrage des modèles de propagation ;
- l'objectif des mesures de propagation.

Cette première partie nous a permis de choisir le type de mesure le plus pertinent pour notre application : ce choix consiste à mesurer directement l'une des quatre fonctions définissant le canal de propagation spatio-temporel, implique l'utilisation d'un sondeur large bande et d'échantillonneurs spatiaux à l'émission et à la réception dont la mise en œuvre n'est pas triviale. Aussi allons-nous aborder maintenant les différentes techniques envisageables pour atteindre ces objectifs.

CHAPITRE 2 **Principe de la caractérisation du canal**

Sommaire

2.1	Introduction	39
2.2	Le sondage de canal : définition et dimensionnement	40
2.3	Caractérisation du canal	42
2.3.1	Caractérisation temps-fréquence du canal	42
2.3.2	Caractérisation spatiale du canal	62
2.4	Comparaison des différentes techniques de mesures	70
2.4.1	Les techniques temporelles lentes	71
2.4.2	Les techniques temporelles rapides	71
2.5	Conclusion	72

2.1 Introduction

Une caractérisation fine et précise du canal de propagation radiomobile est essentielle et vitale, pour la conception, la simulation et l'évaluation des performances des systèmes de communication radiomobile. En raison d'une demande de plus en plus importante de services à haut débit et à accès multiples, la plupart des systèmes de communication sans fil sont large bande en comparaison à la bande de cohérence des canaux rencontrés [43]. Ainsi, il est devenu nécessaire et commun d'utiliser des sondeurs large bande [44–47]. Globalement, il existe quatre types de sondeurs de canal [45–47] :

1. Les sondeurs basés sur les techniques impulsionnelles,
2. Les sondeurs basés sur les techniques de corrélation (PRBS¹ ou de déconvolution),
3. Les sondeurs à corrélation glissante (STDCC²),
4. Les sondeurs à balayage de fréquence (FMCW³).

Une cinquième technique est le balayage de fréquence utilisant un analyseur de réseaux. Cette technique de mesure ne sera pas considérée dans ce document car elle impose l'invariance du canal de propagation pendant le temps de la mesure, qui pour ce type d'équipement est de l'ordre de la centaine de millisecondes dans le meilleur des cas.

¹PRBS : Pseudo Random Binary Sequence

²STDCC : Swept Time Delay Cross Correlator

³FMCW : Frequency Modulated Continous Wave

Les différentes techniques de mesure basées sur des techniques de corrélation/compression d'impulsions et par hypothèse, le canal de propagation doit rester invariant lors de la période de mesure. L'exploration des canaux de propagation dans des gammes de fréquence de plus en plus élevées engendre des décalages Doppler de plus en plus importants et des variations du canal de plus en plus rapides (généralement nous constatons que les vitesses de déplacement décroissent avec l'augmentation des fréquences en raison des types d'applications visées).

Ce chapitre est consacré à la description des méthodes de mesures adaptées à la caractérisation des canaux de propagation radioélectrique d'un point de vue temporel et spatial.

2.2 Le sondage de canal : définition et dimensionnement

Un sondeur de canal de propagation génère un signal périodique de référence $x(t)$ (représentation complexe en bande de base) donné par ,

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{p}(t + kT_{rep}) \quad (2.1)$$

constitué d'une répétition d'impulsions $\tilde{p}(t)$. Le signal reçu au niveau du récepteur s'écrit :

$$y(t) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau \right) * f(t) * p'(t) + n(t) \quad (2.2)$$

C'est la convolution du signal de référence avec la réponse impulsionnelle variant dans le temps du canal de propagation $h(t, \tau)$, la fonction de filtrage $f(t)$, et une estimation du signal de référence $p'(t)$ en présence de bruit blanc additif gaussien (BBAG) $n(t)$. La fonction de filtrage inclue tous les filtres et distorsions linéaires. L'estimation du signal de référence peut être obtenu par *filtrage adapté*, avec $p'(t) = p^*(-t)$, soit par filtrage inverse :

$$p'(t) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{1}{\mathcal{F}\{p(t)\}} \quad \text{où } \mathcal{F}\{p(t)\} \neq 0 \right\} \quad (2.3)$$

soit une forme d'onde spécialement conçue afin d'optimiser certains paramètres, *e.g.* la dynamique (*mismatch filter* [48]), l'enveloppe du signal, le PAPR⁴. En réalité, l'estimation de ce signal de référence n'est pas exactement le signal de référence idéal mais l'impulsion filtrée :

$$p(t) = f(t) * \tilde{p}(t) \quad (2.4)$$

caractérisée lors de la phase de calibrage [49].

La fonction de transfert du sondeur $T_{sondeur}(f)$ est la transformée de Fourier de la réponse du sondeur lorsque l'émetteur et le récepteur sont reliés l'un avec l'autre lors de la phase de calibrage :

$$T_{sondeur}(f) = \mathcal{F} \{ f(t) * p'(t) * \tilde{p}(t) \} \quad (2.5)$$

⁴PAPR : Peak-to-Average Power Ratio

Souvent, la fonction de transfert devrait être plate dans la bande d'analyse du sondeur, ainsi l'estimation du signal de référence peut être approchée par un Dirac $p'(t) * p(t) \approx \delta(t)$ et le signal en sortie du récepteur devient

$$y(t) \approx \sum_k h(t, t - kT_{rep}) \quad (2.6)$$

La durée T_{rep} représente la durée minimale entre deux acquisitions successives. Son inverse $f_{rep} = \frac{1}{T_{rep}}$ est appelé la fréquence d'échantillonnage du canal. Les échantillons résultants sont en fait les réponses impulsionnelles (RI) à différents instants du canal. Ce problème d'échantillonnage bi-dimensionnel est dû au fait que le canal est variant dans le temps. Comme pour tous les problèmes d'échantillonnage, le théorème de Shannon est suffisant afin d'éviter le repliement de spectre. Dans ce contexte,

$$f_{rep} > 2\nu_{max} = 2f_c \frac{v_{max}}{c} \quad (2.7)$$

où $2\nu_{max}$ est connue et appelée le *débit de Nyquist*.

f_c est la fréquence porteuse, v_{max} la vitesse maximale relative entre l'émetteur, les diffuseurs et le récepteur et $c \approx c_0 = 2.99792458 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$ est la vitesse de la lumière dans le vide. On définit également une estimation du décalage Doppler maximal,

$$\nu_{max} = f_c \frac{v_{max}}{c} \quad (2.8)$$

caractérisant une limite haute pour les mesures sur les canaux variant dans le temps. Dans le cas de l'échantillonnage spatial Δx_s entre deux mesures du canal de propagation pour une vitesse v de déplacement, le théorème de l'échantillonnage spatial devient :

$$\frac{v}{\Delta x_s} > 2 \frac{v_{max}}{\lambda_c} \quad \text{avec} \quad \lambda_c = \frac{c}{f_c} \quad (2.9)$$

Deux acquisitions consécutives du canal doivent être effectuées tous les Δx_s mètres (dans le pire des cas) afin d'éviter le repliement de spectre. L'équation (2.9) peut être réécrite comme :

$$\Delta x_s < \frac{v}{v_{max}} \frac{\lambda_c}{2} \leq \frac{\lambda_c}{2} \quad \forall v \quad \text{tels que} \quad 0 < v \leq v_{max} \quad (2.10)$$

Il est usuellement admis que le canal de propagation doit être échantillonné spatialement toutes les demi-longueurs d'onde.

Dans le cas où les ondes sont réfléchies plusieurs fois avec des objets ayant une certaine vitesse, la vitesse relative maximale dans les équations (2.7) à (2.10) doit être remplacée par :

$$v' = N_{max} \cdot v_{max} \quad (2.11)$$

où N_{max} est le nombre maximal d'interactions de l'onde avec l'environnement. Cela a pour conséquence que la finesse du pas d'échantillonnage spatial du canal doit être multiplié par un facteur N_{max} ⁵. En raison des fortes atténuations engendrées par les composantes diffuses du canal, les longues distances parcourues, et les multiples composantes de réflexions/diffusions

⁵Une telle situation se rencontre principalement dans des environnements de type industriel où de nombreux objets métalliques masquent ou obstruent les trajets.

dans les scénarios de mesures, la limitation en terme de dynamique des outils de caractérisation ne permettra pas de quantifier ces trajets.

Une condition supplémentaire pour l'identification des paramètres du canal est de dimensionner correctement la fenêtre d'observation des retards afin d'éviter le repliement des trajets fortement retardés. Cela implique que $\tau_{max} < T_{rep} = \frac{1}{f_{rep}}$. En combinant cette condition avec l'équation (2.7), nous obtenons :

$$0 \leq \Delta\tau_{max} < T_{rep} < \frac{1}{2\nu_{max}} \quad (2.12)$$

A partir de cette relation, nous avons aussi l'inégalité,

$$\Delta\tau_{max}\nu_{max} < \frac{1}{2} \quad (2.13)$$

qui est la condition de sous-étalement des canaux de propagation [32–34, 50, 51]. Ainsi, afin de réduire le repliement dans le domaine retard, la vitesse d'échantillonnage du canal doit être supérieure à $\frac{1}{\Delta\tau_{max}}$.

2.3 Caractérisation du canal

2.3.1 Caractérisation temps-fréquence du canal

2.3.1.1 Techniques temporelles

Les techniques temporelles, bien que pouvant se présenter sous différentes formes, ont un point en commun : le signal émis est à large bande, c'est-à-dire que, contrairement aux mesures fréquentielles, le récepteur doit traiter simultanément des signaux de fréquences différentes, permettant de raccourcir le temps de mesure. De nombreuses méthodes ont été développées selon ce principe. Nous présentons ici les plus courantes, en commençant par le sondage par impulsions dont la première utilisation par Young et Lacy [52] à 450 MHz à New York date de 1950.

Sondage par impulsions : L'idée est d'émettre un signal radiofréquence impulsionnel [43, 44] et, en réception, d'observer les différents échos. Le récepteur effectue une démodulation cohérente puis retrouve sur les voies en phase et en quadrature l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle du canal (figure 2.1). Nous notons $h(\tau, t)$ la réponse impulsionnelle du canal. Le signal émis $e(t)$ est de la forme :

$$e(t) = \Pi_{\Delta t}(t) \cos(2\pi f_{OL}t) \quad (2.14)$$

où $\Pi_{\Delta t}(t)$ est la fonction porte définie par :

$$\Pi_{\Delta t}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta t} & \text{si } t \in [-\Delta t/2; \Delta t/2] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.15)$$

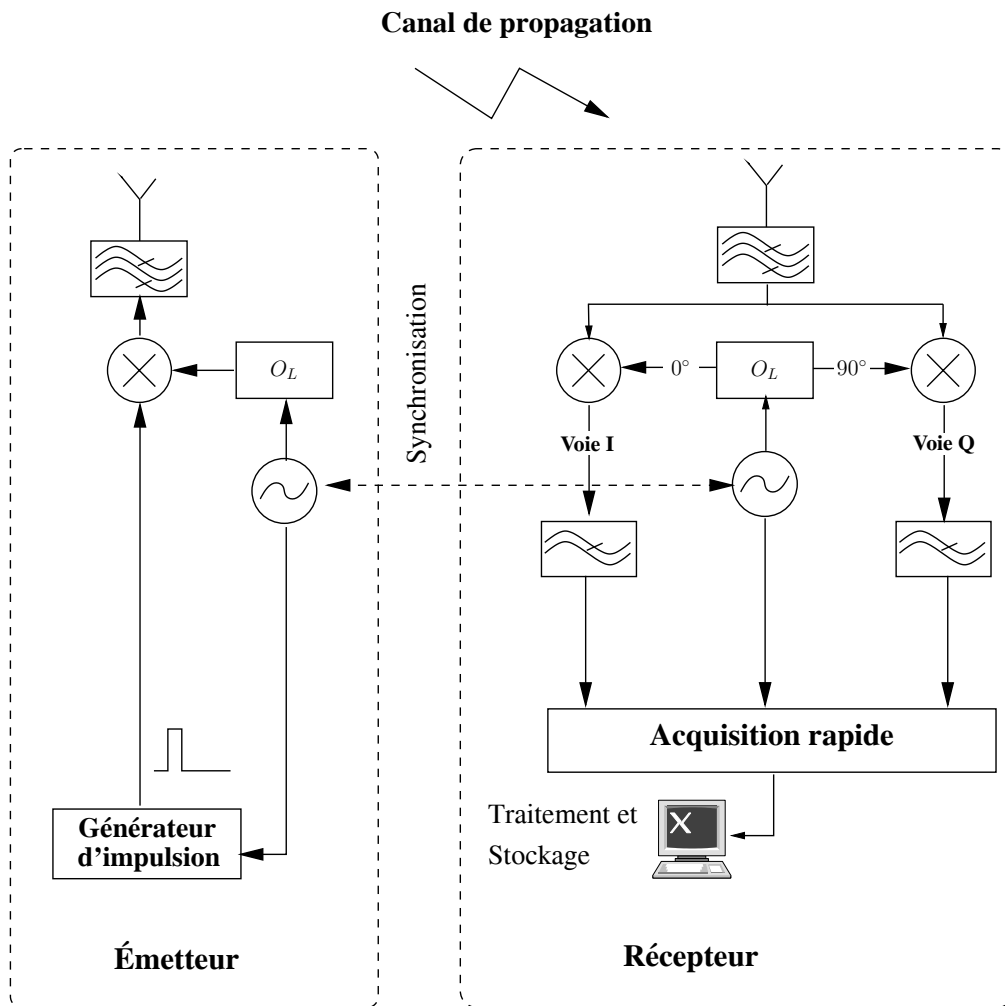


FIG. 2.1: Mesures par impulsions

Le signal reçu est donc $r(t) = h(\tau, t) * e(t)$, soit :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi, t) e(t - \xi) d\xi \quad (2.16)$$

ce qui donne :

$$r(t) = \frac{1}{\Delta t} \int_{t-\frac{\Delta t}{2}}^{t+\frac{\Delta t}{2}} h(\xi, t) \cos(2\pi f_{OL}(t - \xi)) d\xi \quad (2.17)$$

Après démodulation cohérente, on obtient respectivement sur les voies en phase et en quadrature :

$$m_I(t) = \frac{1}{\Delta t} \int_{t-\frac{\Delta t}{2}}^{t+\frac{\Delta t}{2}} h(\xi, t) \cos(2\pi f_{OL}\xi) d\xi \quad (2.18)$$

$$m_Q(t) = -\frac{1}{\Delta t} \int_{t-\frac{\Delta t}{2}}^{t+\frac{\Delta t}{2}} h(\xi, t) \sin(2\pi f_{OL}\xi) d\xi \quad (2.19)$$

Notons alors $M(t) = m_I(t) + j m_Q(t)$, soit :

$$M(t) = \frac{1}{\Delta t} \int_{t-\frac{\Delta t}{2}}^{t+\frac{\Delta t}{2}} h(\xi, t) \exp(-j2\pi f_{OL}\xi) d\xi \quad (2.20)$$

Remplaçons $h(\tau, t)$ par son enveloppe complexe $h_l(\tau, t)$. Nous avons par définition :

$$h(\tau, t) = \Re [h_l(\tau, t) \exp(j2\pi f_{OL}\tau)] \quad (2.21)$$

ce qui équivaut à :

$$h(\tau, t) = \frac{1}{2} [h_l(\tau, t) \exp(j2\pi f_{OL}\tau) + h_l^*(\tau, t) \exp(-j2\pi f_{OL}\tau)] \quad (2.22)$$

On obtient alors :

$$M(t) = \frac{1}{2\Delta t} \int_{t-\frac{\Delta t}{2}}^{t+\frac{\Delta t}{2}} (h_l(\xi, t) + h_l^*(\xi, t)) \exp(-j4\pi f_{OL}\xi) d\xi \quad (2.23)$$

Puisque $f_{OL} \gg \frac{1}{\Delta t}$, l'intégration supprime le terme en $\exp(-j4\pi f_{OL}\xi)$, ce qui donne finalement :

$$M(t) = \frac{1}{2\Delta t} \int_{t-\frac{\Delta t}{2}}^{t+\frac{\Delta t}{2}} h_l(\xi, t) d\xi \quad (2.24)$$

soit encore :

$$M(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) \Pi_{\Delta t}(t - \xi) d\xi \quad (2.25)$$

$$= \frac{1}{2} h_l(\tau, t) * \Pi_{\Delta t}(t) \quad (2.26)$$

que nous notons plus simplement⁶ :

$$M(t) = h_l(\tau, t) * \Pi_{\Delta t}(t) \quad (2.27)$$

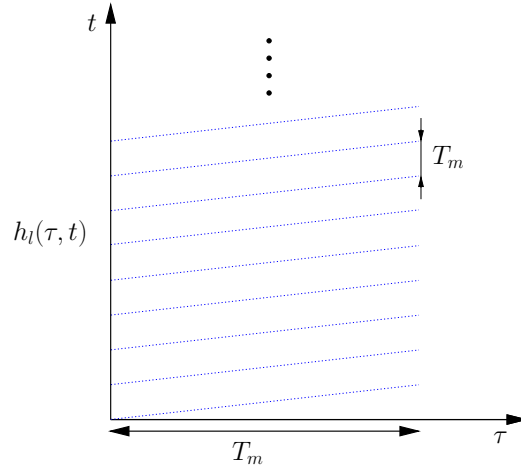


FIG. 2.2: Points de mesure de $h_l(\tau, t)$

D'un point de vue pratique, cette technique nécessite de disposer d'un système d'acquisition très rapide, capable d'échantillonner les signaux reçus à au moins deux fois la bande d'analyse B . Une autre solution permettant de s'affranchir d'une électronique large bande est d'utiliser la technique SSTDSP⁷ [53]. Cette technique utilise une acquisition glissante dans le temps afin de réduire les échantillons et les traitements numériques utilisés lors du stockage et de la reconstruction de la réponse impulsionnelle, tout en assurant un échantillonnage de *Nyquist* permettant de détecter les impulsions. En glissant le long de la période de répétition de l'impulsion $T_c = 1/\alpha$, avec α la fréquence de répétition de l'impulsion, par petits incréments ($\Delta\tau$) qui doivent être inférieurs à la moitié de la largeur de l'impulsion Δ_t (figure 2.3) d'après le théorème de *Nyquist* nous avons :

$$\Delta\tau = \frac{T_c}{\gamma} \lll \frac{\Delta_t}{2} = \frac{1}{2B} \quad \text{où} \quad \gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta} \quad \text{est le facteur de dilatation du temps} \quad (2.28)$$

avec β la fréquence d'échantillonnage du convertisseur. Cette technique permet ainsi de réduire la fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique numérique mais requiert un échantillonneur bloqueur très rapide en amont.

Mesures par filtre adapté : Une manière d'augmenter le rapport signal sur bruit en réception est d'utiliser un filtre adapté à un code pseudo-aléatoire (PA) à longueur maximale [54–56]. Dans ce cas, le signal émis $e(t)$ est un code PA à longueur maximale modulant en phase une porteuse à la fréquence d'étude f_c :

$$e(t) = c(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.29)$$

où $c(t)$ désigne le code de longueur L utilisé. Nous notons T_c la durée d'un *chip* code. La période du code est donc LT_c . Nous allons voir que, grâce aux propriétés d'autocorrélation des codes

⁶Le facteur 1/2 n'est plus pris en compte à ce niveau

⁷SSTDSP : Sampling Swept Time Delay Short Pulse

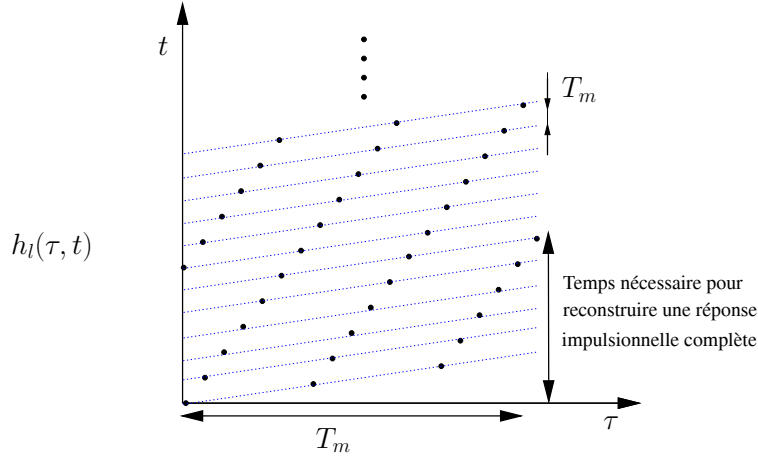


FIG. 2.3: Sous-échantillonnage d'un facteur $\alpha = 6$ de la réponse impulsionnelle

PA, la mise en œuvre d'un filtre adapté au code, au niveau du récepteur, permet de retrouver la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ du canal de propagation. Le schéma synoptique d'un sondeur basé sur cette technique est représenté par la figure (2.4). L'expression du signal reçu en absence de bruit est la suivante :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi, t) c(t - \xi) \cos(2\pi f_c(t - \xi)) d\xi \quad (2.30)$$

En réception, après démodulation cohérente, on obtient respectivement sur les voies en phase et en quadrature :

$$n_I(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi, t) c(t - \xi) \cos(2\pi f_{OL}\xi) d\xi \quad (2.31)$$

$$n_Q(t) = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi, t) c(t - \xi) \sin(2\pi f_{OL}\xi) d\xi \quad (2.32)$$

Comme précédemment, nous utilisons la variable $N(t)$ définie par $N(t) = n_I(t) + j.n_Q(t)$, ce qui donne finalement :

$$N(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) c(t - \xi) d\xi \quad (2.33)$$

L'opération de filtrage adapté s'identifie au passage dans un filtre de réponse impulsionnelle $h_{FA}(t)$:

$$M(t) = N(t) * h_{FA}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} N(\tau) h_{FA}(t - \tau) d\tau \quad (2.34)$$

soit encore :

$$M(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, \tau) c(\tau - \xi) h_{FA}(t - \tau) d\xi d\tau \quad (2.35)$$

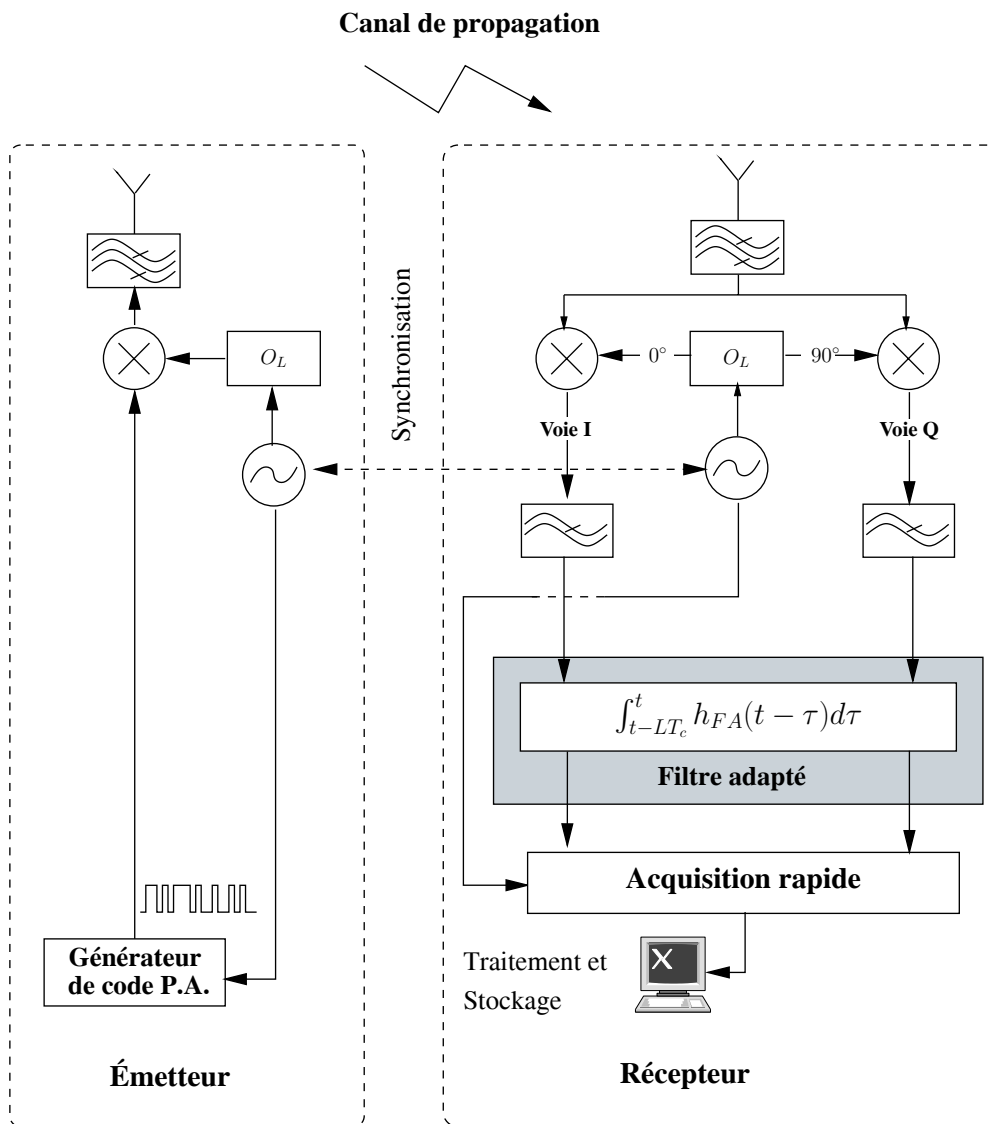


FIG. 2.4: Mesures par filtrage adapté

où $h_{FA}(t)$ est défini par l'équation suivante :

$$h_{FA}(t) = \begin{cases} \frac{1}{LT_c} c(LT_c - t) & \text{pour } t \in [0, LT_c[\\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.36)$$

$h_{FA}(t)$ est donc le code émis renversé dans le temps pour le cas d'un code à longueur maximale et limité à l'intervalle $[0, LT_c[$. Nous avons donc :

$$h_{FA}(t) = \frac{1}{LT_c} c(LT_c - t) \Pi \left(\frac{t - \frac{LT_c}{2}}{LT_c} \right) \quad (2.37)$$

En combinant les équations (2.35) et (2.37), nous obtenons :

$$M(t) = \frac{1}{2LT_c} \int_{t-LT_c}^t \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, \tau) c(\tau - \xi) c(LT_c - (t - \tau)) d\xi d\tau \quad (2.38)$$

Si le canal est stationnaire sur LT_c , alors $h_l(\xi, tau)$ peut être extrait de la seconde intégrale :

$$M(t) = \frac{1}{2LT_c} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) \int_{t-LT_c}^t c(\tau - \xi) c(\tau + LT_c - t) d\tau d\xi \quad (2.39)$$

Nous introduisons maintenant la fonction d'autocorrélation $\phi(\tau)$ du code pseudo-aléatoire, définie par :

$$\phi(\tau) = \phi(-\tau) = \frac{1}{LT_c} \int_{-LT_c}^0 c(t - \tau) c(t) dt \quad (2.40)$$

C'est une fonction périodique de période LT_c . La seconde intégrale de l'équation (2.39) s'identifie alors à $\phi(t - \xi - LT_c) = \phi(t - \xi)$, ce qui donne :

$$M(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) \phi(t - \xi) d\xi \quad (2.41)$$

En négligeant le terme $1/2$, on obtient :

$$M(t) = h_l(\tau, t) * \phi(\tau) \quad (2.42)$$

Cette équation simplificatrice ne doit pas faire oublier que la corrélation s'effectue sur la première variable de $h_l(\tau, t)$. Dans le cas idéal, sans filtrage de mise en forme, $\phi(\tau)$ est un signal périodique qui se caractérise par un pic triangulaire de hauteur 1 et de largeur à mi-hauteur égale à T_c (figure 2.5). Il peut donc se décomposer comme suit :

$$\phi(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_r(\tau - nLT_c) \quad (2.43)$$

où $\phi_r(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation réduite à l'intervalle $[-\frac{LT_c}{2}, \frac{LT_c}{2}]$. La combinaison des équations (2.42) et (2.43) donne :

$$M(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) \phi_r(t - \xi - nLT_c) d\xi = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_l(\tau, t) * \phi_r(t - nLT_c) \quad (2.44)$$

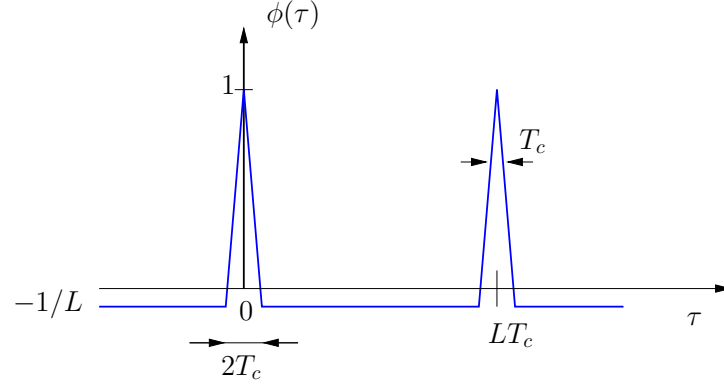


FIG. 2.5: Fonction d'autocorrélation d'un code pseudo-aléatoire de longueur L

Si la réponse impulsionnelle $h_l(\tau, t)$ du canal vérifie :

$$h_l(\tau, t) = 0 \quad \text{pour } \tau \notin [0, LT_c[\quad (2.45)$$

alors seul un terme de la somme n'est pas nul à un instant t donné⁸, ce qui donne :

$$\begin{aligned} M(t) &= h_l(\tau, t) * \phi_r(t) && \text{pour } t \in [0, LT_c[\\ M(t) &= h_l(\tau, t) * \phi_r(t - LT_c) && \text{pour } t \in [LT_c, 2LT_c[\end{aligned} \quad (2.46)$$

et d'une façon générale :

$$M(t) = h_l(\tau, t) * \phi_r(t - nLT_c) \quad \text{pour } t \in [nLT_c, (n+1)LT_c[\quad (2.47)$$

Ce résultat se rapproche de celui établi pour les mesures par impulsions (équation 2.27). Les deux différences sont les suivantes :

- le terme T_m a été remplacé par LT_c ,
- la résolution temporelle Δt est devenue T_c .

Par ailleurs, la fenêtre d'ambiguïté devient :

$$D_a = LT_c \quad (2.48)$$

Cette technique a pour avantage d'émettre un signal de puissance constante, car les codes PA sont des signaux binaires d'enveloppe constante. Par contre, la résolution temporelle étant liée au débit $D_c = \frac{1}{T_c}$ du code, il faut être capable de concevoir un filtre adapté très large bande (100 à 200 MHz dans notre cas). La technologie de ces filtres est une technologie à onde acoustique

⁸En fait, trois termes de la somme peuvent être non nuls à un instant t donné, mais deux d'entre eux aboutissent à une intégrale sur ξ ne contenant pas le pic de $\phi(\tau)$. Ils sont donc logiquement négligés par rapport à celui contenant le pic.

de surface (SAW⁹) dont les performances sont limitées (dynamique et résolution) par leur propre conception. Cette technologie ne permet pas l'utilisation de code long et est très sensible à la température [44, 57, 58]. Leurs performances ont été améliorées en utilisant des SAW *convolver* [59].

Une autre différence par rapport à la technique précédente réside dans la dynamique de mesures : pour les mesures par impulsions, la dynamique est directement liée au nombre de bits N_b utilisés par le convertisseur selon la loi $^{10} S/N = 1,77 + 20 \log(N_b)$. Dans le cas du filtre adapté numérique et en présence d'un seul trajet le gain de traitement $G_{dB} = 20 \log(L)$ donne $S/N = 1,77 + 20 \log(N_b) + 20 \log(L)$ ¹¹. Cet avantage doit cependant être modéré : en l'absence de bruit, les trajets ne sont détectés que si leur amplitude atteint la valeur du bit de poids faible, soit $-20 \log(N_b)$. Il faut donc distinguer la différence maximale d'amplitude entre deux trajets détectés, qui est $20 \log(N_b)$, et le rapport signal sur bruit qui bénéficie du gain de traitement.

Enfin, n'oublions pas de mentionner le bon comportement de cette technique face aux brouilleurs à bande étroite : l'opération de désétalement conduit à un étalement fréquentiel du brouilleur, dont le spectre final s'apparente à celui d'un bruit blanc. La seule conséquence pour la mesure est donc un léger relèvement du plancher de bruit. Cette technique est donc beaucoup plus intéressante que la technique impulsionnelle. Elle a d'ailleurs été mise en œuvre au sein du laboratoire pour l'étude des canaux radiomobile [60] et troposphérique [5].

Mesure par corrélation glissante : La technique de corrélation glissante plus connue sous le nom de corrélateur de Cox [55], est un procédé astucieux, reposant sur les propriétés des fonctions d'autocorrélation des codes PA à longueur maximale, afin de déterminer la réponse impulsionnelle du canal [6, 55, 56, 61]. Le cœur du système est composé de deux générateurs de codes PA identiques de longueur L . Le premier code $c(t)$ est généré à l'émission et transposé à la fréquence d'étude avant d'être émis. Une légère différence de débits entre les codes $c(t)$ et $c'(t)$ permet d'effectuer, au niveau du récepteur, une corrélation glissante entre le code reçu et le code du récepteur (figure 2.6). Lorsque les deux codes se trouvent en phase, un pic de corrélation est observé, correspondant à l'arrivée d'un trajet de la réponse impulsionnelle. Le glissement permet de balayer toute la réponse impulsionnelle et donc de caractériser complètement le canal de propagation. Au début de la mesure ($t = 0$), les codes identiques $c(t)$ et $c'(t)$ sont lancés simultanément, à partir du même état initial. Le débit D_c du code en réception est légèrement inférieur au débit du second code.

$$c'(t) = c\left(t - \frac{1}{k}t\right) \quad \text{où} \quad k = \frac{D_c}{D_c - D'_c} \quad (2.49)$$

Le signal reçu est de la forme¹² :

$$r(t) = h_l(\tau, t) * c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) c(t - \xi) d\xi \quad (2.50)$$

⁹SAW : Surface Acoustic Wave

¹⁰La composante fixe de valeur 1,77 suppose que le signal utile est pleine échelle et de forme sinusoïdale. Bien entendu, dans la pratique, il est difficile de rencontrer des situations aussi idéales.

¹¹Dans le cas de m trajets d'égale puissance et résolvable par le système de mesure, la dynamique sera réduit d'un facteur $20 \log(L/m)$ [58]

¹²Pour simplifier l'explication du principe de cette technique, nous considérons directement les équivalents en bande de base.

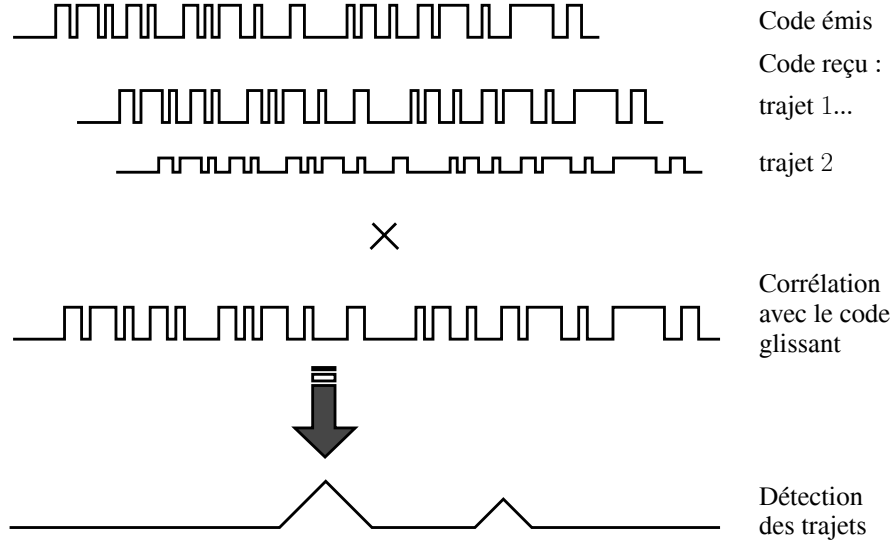


FIG. 2.6: Mesures par corrélation glissante

L'opération de corrélation avec le code local s'exprime par :

$$M(t) = \frac{1}{LT_c} \int_{t-LT_c}^t r(\tau) c'(\tau) d\tau \quad (2.51)$$

avec (figure 2.7) :

$$M(t) = m_I(t) + j m_Q(t) \quad (2.52)$$

$$M(t) = \frac{1}{LT_c} \cdot \int_{t-LT_c}^t \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, \tau) c(\tau - \xi) c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)\tau\right) d\xi d\tau \quad (2.53)$$

Par changement de variable, nous obtenons :

$$M(t) = \frac{1}{LT_c} \int_{-LT_c}^0 \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t + \tau) c(t + \tau - \xi) c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)(t + \tau)\right) d\xi d\tau \quad (2.54)$$

soit encore :

$$M(t) = \frac{1}{LT_c} \int_{-LT_c}^0 \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t + \tau) c(t + \tau - \xi) c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)t + \left(1 - \frac{1}{k}\right)\tau\right) d\xi d\tau \quad (2.55)$$

Si le facteur k est suffisamment grand, nous pouvons considérer que, sur une période LT_c , le décalage entre les deux codes est négligeable, c'est-à-dire que nous avons :

$$c\left(x + \tau\left(1 - \frac{1}{k}\right)\right) \simeq c(x + \tau) \quad \text{pour } \tau \in [-LT_c, 0[\quad (2.56)$$

ce qui donne :

$$c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)t + \left(1 - \frac{1}{k}\right)\tau\right) \simeq c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)t + \tau\right) \quad \text{pour } \tau \in [-LT_c, 0[\quad (2.57)$$

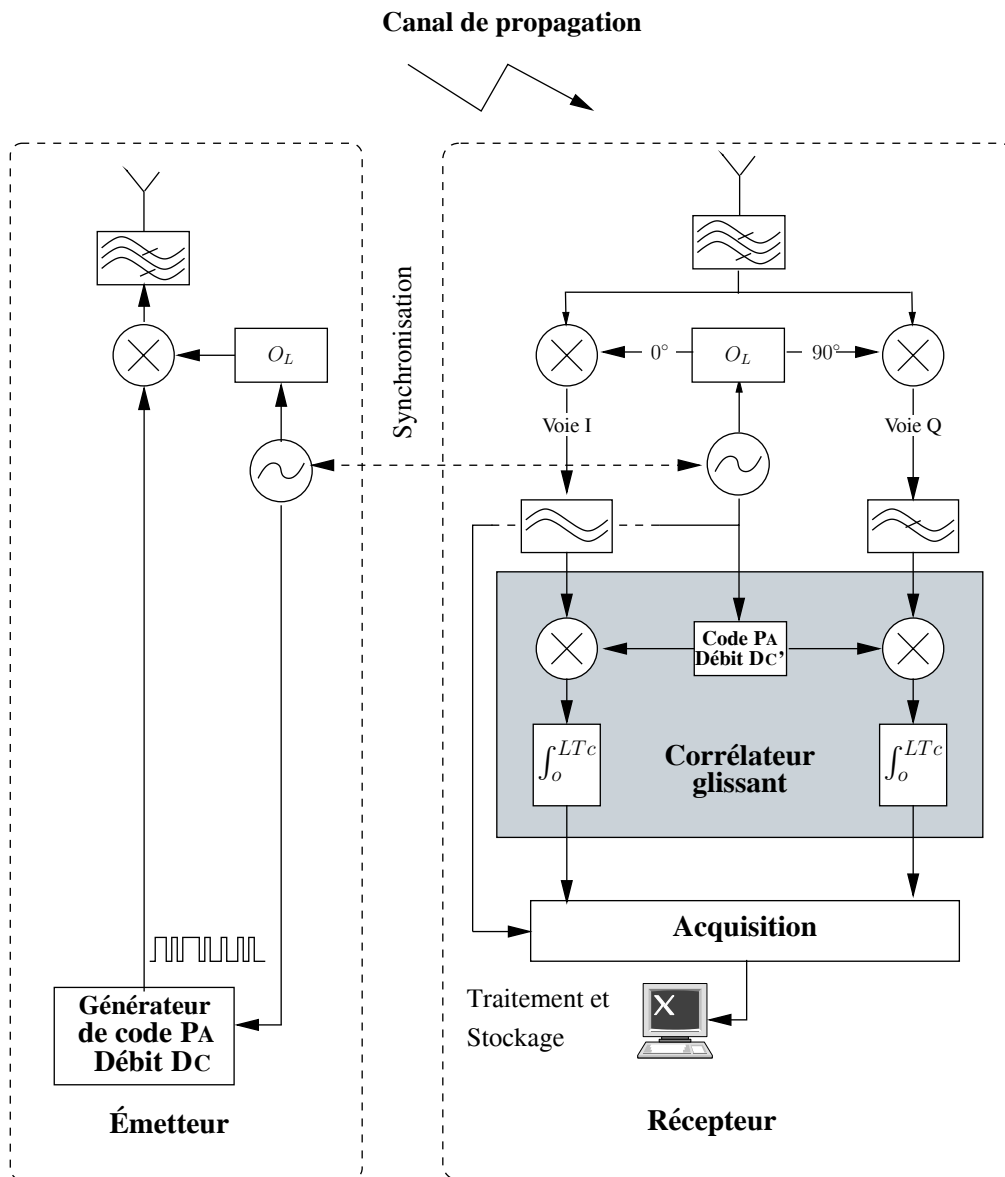


FIG. 2.7: Mesures par corrélation glissante

La condition pour que cette approximation soit exacte est que le décalage reste très inférieur à T_c , la durée d'un bit code, soit :

$$\left| \frac{\tau}{k} \right| \ll T_c \quad \text{pour } \tau \in [-LT_c, 0[\quad (2.58)$$

Cette condition peut se simplifier de la façon suivante :

$$\frac{LT_c}{k} \ll T_c \quad (2.59)$$

soit :

$$k \gg L \quad (2.60)$$

L'équation (2.55) devient alors :

$$M(t) = \frac{1}{LT_c} \int_{-LT_c}^0 \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t + \tau) c(t + \tau - \xi) c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)t + \tau\right) d\xi d\tau \quad (2.61)$$

Si, de plus, le canal est invariant sur LT_c :

$$h_l(\tau, t) \simeq h_l(\tau, t') \quad \text{pour } |t - t'| \leq LT_c \quad (2.62)$$

nous avons également :

$$h_l(\xi, t + \tau) \simeq h_l(\xi, t) \quad \text{pour } \tau \in [-LT_c, 0[\quad (2.63)$$

ce qui permet de sortir le terme en $h_l(\xi, t + \tau)$ de l'intégrale selon τ :

$$M(t) = \frac{1}{LT_c} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) \int_{-LT_c}^0 c(t + \tau - \xi) c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)t + \tau\right) d\tau d\xi \quad (2.64)$$

D'après la définition de la fonction d'autocorrélation, nous avons :

$$\frac{1}{LT_c} \int_{-LT_c}^0 c(t + \tau - \xi) c\left(\left(1 - \frac{1}{k}\right)t + \tau\right) d\tau = \phi\left(\frac{t}{k} - \xi\right) \quad (2.65)$$

L'équation (2.64) se réduit alors à :

$$M(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) \phi\left(\frac{t}{k} - \xi\right) d\xi = h_l(\tau, t) * \phi_r\left(\frac{t}{k}\right) \quad (2.66)$$

Nous rappelons que la fonction d'autocorrélation est un signal périodique de période LT_c . De la même manière que dans le précédent paragraphe, nous introduisons la fonction d'autocorrélation réduite :

$$\begin{aligned} \phi(\tau) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_r(\tau - nLT_c) \\ \phi_r(\tau) &= 0 \quad \text{pour } \tau \notin \left[-\frac{LT_c}{2}, \frac{LT_c}{2}\right] \end{aligned} \quad (2.67)$$

Des équations (2.66) et (2.67), nous obtenons :

$$M(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\xi, t) \phi_r\left(\frac{t}{k} - \xi - nLT_c\right) d\xi \quad (2.68)$$

ce qui s'écrit plus simplement :

$$M(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_l(\tau, t) * \phi_r\left(\frac{t}{k} - nLT_c\right) \quad (2.69)$$

Dans le cas où la réponse impulsionnelle $h_l(\tau, t)$ du canal vérifie la condition suivante :

$$h_l(\tau, t) = 0 \quad \text{pour } \tau \notin [0, LT_c[\quad (2.70)$$

seul un terme de la somme n'est pas nul à un instant t donné¹³. Nous avons alors :

$$\begin{aligned} M(t) &= h_l(\tau, t) * \phi_r\left(\frac{t}{k}\right) & \text{pour } t \in [0, kLT_c[\\ M(t) &= h_l(\tau, t) * \phi_r\left(\frac{t}{k} - LT_c\right) & \text{pour } t \in [kLT_c, 2kLT_c[\end{aligned} \quad (2.71)$$

et d'une façon générale :

$$M(t) = (h_l * \phi_r)\left(\frac{t}{k} - nLT_c, t\right) \quad \text{pour } t \in [nkLT_c, (n+1)kLT_c[\quad (2.72)$$

soit, après transformée de Fourier :

$$\overline{M}(f) = \mathcal{F}[M(t)] = H_l(kf, t) \Phi_r(kf) e^{j2\pi f\left(-\frac{nLT_c}{k}\right)} \quad \text{pour } t \in [nkLT_c, (n+1)kLT_c[\quad (2.73)$$

Les points de la surface $h_l(\tau, t)$ mesurés sont décrits sur la figure (2.8). Cependant, le signal me-

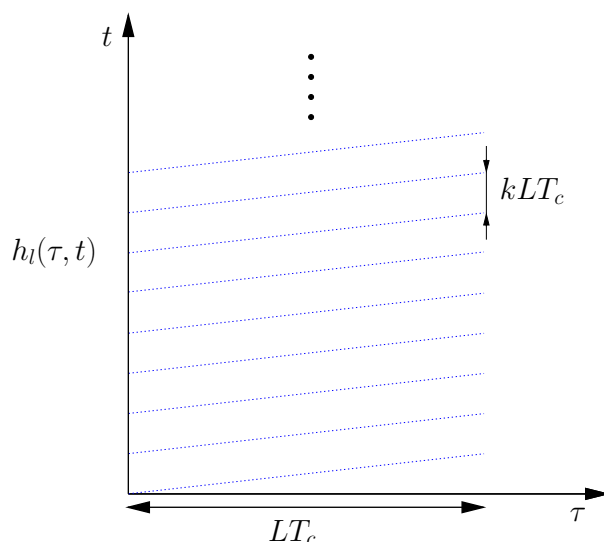


FIG. 2.8: Points de la surface $h_l(\tau, t)$ mesurés par la technique de Cox

suré est une convolution entre $\phi_r(\tau)$ et $h_l(\xi, t)$. Cela signifie que $h_l(\xi, t)$ n'est connu qu'avec :

¹³Même remarque que pour le paragraphe précédent : en réalité, deux autres termes peuvent être non nuls, mais ils sont négligeables.

- une résolution temporelle¹⁴ R limitée par la largeur du pic de $\phi_r(\tau)$, soit :

$$R = T_c \quad (2.74)$$

- une dynamique d'amplitude $20 \cdot \log_{10}(L)$.

Cependant, cette dynamique est purement théorique : il est en effet possible de supprimer la composante continue de $\phi_r(t)$ en modifiant légèrement les codes PA [6, 62, 63]. Dans ce cas, seul le niveau de bruit détermine la dynamique de mesure. L'équation (2.72) montre également la caractéristique principale de cette technique : la réponse impulsionnelle du canal est dilatée dans le temps par le facteur k . Dans l'espace dual, cela signifie que la bande du signal $M(t)$ à analyser est k fois plus faible que celle de la fonction d'autocorrélation réduite $\phi_r(t)$ (équation 2.73). Or, le spectre $\Phi_r(f)$ (transformé de Fourier de $\phi_r(t)$) est constitué d'un lobe principal de largeur $D_c = \frac{1}{T_c}$: si les lobes secondaires sont négligés, la bande utile de $M(t)$ est réduite à $\frac{1}{kT_c}$. Il y a donc une *compression fréquentielle* de l'information. Pour la technique de corrélation glissante, les deux avantages principaux de cette compression fréquentielle sont :

- une réduction par le facteur k de la bande de bruit,
- une diminution par ce même facteur de la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition à mettre en œuvre.

Pour ces raisons, de nombreux sondeurs de canaux sont basés sur cette technique [55, 60, 64, 65], notamment lorsque de très bonnes résolutions temporelles sont requises [6, 61, 66].

Cette compression de fréquence, comme nous l'avons vu précédemment, engendre la dilatation de la réponse impulsionnelle d'un facteur k , ce qui impose que un canal invariant dans le temps pendant un temps de mesure k fois plus long.

2.3.1.2 Techniques fréquentielles

Les méthodes de sondage dans le domaine fréquentiel basées, sur l'utilisation d'un analyseur de réseau (VNA¹⁵) ont été intensivement utilisées au laboratoire pour effectuer des mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments dans les bandes GSM, DCS, ISM [4, 7, 8]. Cette technique très attrayante, en raison de la simplicité de mise en œuvre et des performances élevées en terme de résolution et de dynamique, ne permet pas d'effectuer des mesures sur des canaux à l'extérieur de bâtiments ou variant trop rapidement dans le temps. Ces limitations sont principalement dues à l'outil de mesure. La faible couverture en distance de mesures est due au fait que le VNA est à la fois l'émetteur et le récepteur. Le temps de balayage de l'analyseur est proportionnel au nombre de points d'analyse (longueur de la réponse impulsionnelle) et de la bande analysée. Les limitations des techniques de mesure fréquentielle peuvent être surmontées grâce à l'utilisation de composants numériques de synthèse de fréquence (DDFS¹⁶) [67–71] permettant une génération rapide de forme d'onde de type *chirp* que nous allons présenter dans le paragraphe suivant.

¹⁴Par résolution temporelle, nous désignons l'écart minimal entre deux trajets d'égale amplitude tels qu'ils puissent être distingués l'un par rapport à l'autre par des méthodes classiques d'analyse spectrale

¹⁵VNA : Vector Network Analyser

¹⁶DDFS : Direct Digital Frequency Synthesis

Mesure par balayage de fréquence : Cette méthode de mesure comme la technique de corrélation glissante évoquée précédemment est une technique s'appuyant sur une compression fréquentielle permettant une réduction de la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition à mettre en œuvre et une réduction significative de la bande de bruit. Les techniques *chirp* emploient des techniques similaires à l'étalement de spectre par corrélation glissante, basées soit sur le filtrage adapté [72], soit sur le principe de mélangeur et filtrage passe bas entre le *chirp* émis et un *chirp* généré au niveau du récepteur. Contrairement aux techniques de sondage temporelle et aux techniques *chirp* avec filtrage adapté, la méthode utilisant le principe « mélange-filtrage » mesure non pas la réponse impulsionnelle mais sa transformée de Fourier, c'est à dire la fonction de transfert variant dans le temps (figure 2.9).

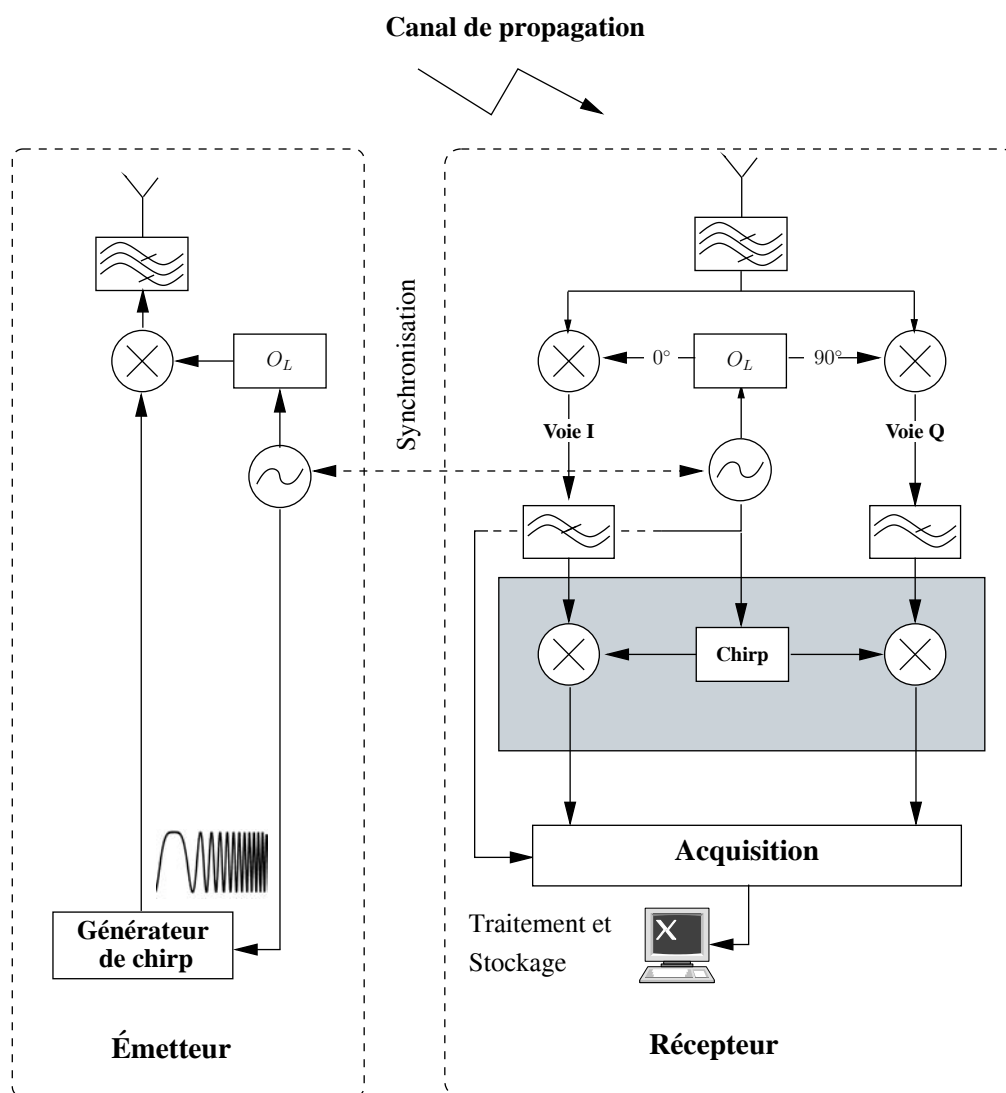


FIG. 2.9: Mesures par balayage de fréquence

Le principe de la technique *chirp* est d'émettre une sinusoïde modulée linéairement [68, 71] en fréquence dont la fréquence instantanée est donné par :

$$f_{Ie}(t) = (f_c + Pt)\Pi_{[-T/2, T/2]}(t) \quad (2.75)$$

avec :

- f_c la fréquence centrale,
- $B = PT$ bande du chirp,
- P la pente du chirp,
- T la durée du chirp,
- $\Pi_{[-T/2, T/2]}(t)$, la fonction porte définie par :

$$\Pi_{[-T/2, T/2]}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [-T/2, T/2] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.76)$$

La phase instantanée $\Phi_{Ie}(t)$ du signal émis est obtenue par l'intégration de (2.75) :

$$\Phi_{Ie}(t) = 2\pi \int_0^t f_{Ie}(\tau) d\tau \quad (2.77)$$

Le signal émis est de la forme :

$$\begin{aligned} e(t) &= e^{j\Phi_{Ie}(t)}\Pi_{[-T/2, T/2]}(t) \\ &= e^{2j\pi(f_c t + Pt^2/2)}\Pi_{[-T/2, T/2]}(t) \end{aligned} \quad (2.78)$$

Le signal reçu $r(t)$ est donc la somme de signaux *chirp* retardés et atténués par le canal de propagation soit :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{2j\pi(f_c(t-\tau_k) + P(t-\tau_k)^2/2)}\Pi_{[-T/2, T/2]}(t - \tau_k) \\ &\propto H_{ef}(Pt) = H(Pt)\Pi_{[f_c - B/2, f_c + B/2]}(Pt) \end{aligned} \quad (2.79)$$

avec $H_{ef}(Pt)$ la réponse fréquentielle effective et la fenêtre fréquentielle $\Pi_{[f_c - B/2, f_c + B/2]}(Pt)$ limitant la bande de fréquence analysée est donnée par :

$$\Pi_{[f_c - B/2, f_c + B/2]}(Pt) = \begin{cases} 1 & \text{si } Pt \in [f_c - B/2, f_c + B/2] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.80)$$

La fonction de transfert $H(f)$ est donnée par la transformée de Fourier de $h(t)$:

$$H(f) = \mathcal{F}(h(t)) = \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad \text{avec} \quad h(t) = \sum_{k=1}^N \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (2.81)$$

avec α_k l'atténuation complexe du trajet k et $\delta_k = \delta(t - \tau_k)$. L'opération de filtrage adapté s'identifie au passage dans un filtre de réponse impulsionnelle $e^*(-t)$ [73] :

$$M(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^*(\xi - t)r(\xi)d\xi \quad (2.82)$$

En combinant les équations (2.78) et (2.79), nous obtenons :

$$M(t) = \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{2j\pi(f_c(t-\tau_k))} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-2j\pi P(\xi-t)^2/2} e^{2j\pi P(\xi-\tau_k)^2/2} d\xi \quad (2.83)$$

et par changement de variable, nous obtenons :

$$M(t) = \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{2j\pi(f_c(t-\tau_k))} \int_{t-T/2}^{\tau_k+T/2} e^{-2j\pi P(\xi-t)^2/2} e^{2j\pi P(\xi-\tau_k)^2/2} d\xi \quad (2.84)$$

En posant $U_k(t) = 2\pi P(t - \tau_k)$ et $T_k(t) = (T - t - \tau_k)/2$, nous avons :

$$M(t) = \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{2j\pi(f_c(t-\tau_k))} 2BT_k(t) \frac{\sin(U_k(t)T_k(t))}{U_k(t)T_k(t)} \quad (2.85)$$

Nous pouvons montrer qu'au voisinage des τ_k , seule la variable $U_k(t)$ varie, $T_k(t) = T/2$, nous avons donc¹⁷ :

$$\begin{aligned} M(t) &= \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{2j\pi(f_c(t-\tau_k))} BT \frac{\sin(\pi PT(t - \tau_k))}{\pi PT(t - \tau_k)} \\ &= \sum_{k=1}^N \alpha_k \tilde{\pi}(t - \tau_k) = \tilde{h}_{ef}(t) \end{aligned} \quad (2.86)$$

avec :

$$\tilde{\pi}(t) = 2B \operatorname{sinc}(\pi Bt) e^{2\pi f_c t} = 2B \frac{\sin(\pi Bt)}{\pi Bt} e^{2\pi f_c t} \quad (2.87)$$

Le signal obtenu après filtrage adapté est la pré-enveloppe complexe $\tilde{h}_{ef}(t)$ définie par :

$$\tilde{h}_{ef}(t) = h_{ef}(t) + j\hat{h}_{ef}(t) = h(t) * \tilde{\pi}(t) \quad (2.88)$$

$h_{ef}(t) = h(t) * \pi(t)$ est la réponse effective temporelle et $\hat{h}_{ef}(t)$ la transformée de Hilbert du signal h_{ef} où :

$$\pi(t) = 2B \operatorname{sinc}(\pi Bt) \cos(2\pi f_c t) = 2B \frac{\sin(\pi Bt)}{\pi Bt} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.89)$$

Nous pouvons dire que la technique *chirp* est une technique de sondage offrant les mêmes avantages d'un point de vue compression fréquentielle que la technique de corrélation glissante mais que celle-ci s'opère dans le domaine fréquentiel. Cette compression fréquentielle permet de diminuer la bande analogique du récepteur par le produit de la vitesse de balayage $(B/T)\text{Hz} \cdot \text{s}^{-1}$ et de la fenêtre d'observation permettant d'acquérir les trajets fortement retardés T_{obs} . Cette réduction de bande analogique offre une souplesse identique à la technique de corrélation glissante permettant la mise en œuvre du module d'acquisition plus performant (quantification sur un nombre de bits plus important) et une réduction de bande de bruit d'un facteur k_{chirp} :

$$k_{chirp} = B/(T_{obs} T) \quad (2.90)$$

¹⁷Le facteur 1/2 n'est plus pris en compte à ce niveau du développement

Théoriquement, la résolution temporelle, après calibrage de la réponse fréquentielle, est l'inverse de la bande analysée mais celle-ci est dégradée par la nécessité de fenêtrer le signal issu de la mesure afin d'effectuer la transformée de Fourier [74] et non par un défaut matériel du système de mesure. Ce fenêtrage déterminera par conséquent la dynamique et la résolution temporelle du système de mesure [74].

2.3.1.3 Techniques par acquisition d'un signal large bande

L'apparition des composants numériques dits « rapides » (convertisseurs analogiques-numériques (CAN) et numériques-analogiques (CNA), processeurs numériques (DSP) et composants programmables (FPGA)), ouvre la voie vers une nouvelle technique de caractérisation du canal de propagation (figure 2.10). La possibilité de numériser par acquisition rapide offre une grande souplesse lors du traitement de déconvolution (soit le signal reçu démodulé de façon cohérente soit le signal en fréquence intermédiaire (FI) (cf. chapitre 3.3.1)). Nous pouvons classer en deux grandes familles les sondeurs utilisant cette technique, les sondeurs utilisant la technique de l'étalement de spectre et, les sondeurs utilisant la génération d'une forme d'onde à spectre plat optimale vis-à-vis des non-linéarités du système.

Pour les sondeurs basés sur la technique de l'étalement de spectre, le filtrage adapté défini au paragraphe 2.3.1.1 se résume à une opération de convolution avec la renversée du code utilisé à l'émission. Comme ce traitement peut se faire en numérique [46, 48, 75, 76] ou après acquisition en post-traitement [39, 77–94], celui-ci exploite d'une manière optimale les performances du filtrage adapté car il ne souffre pas des non linéarités inhérentes aux composants analogiques et permet de se rapprocher de la limite théorique de la dynamique offerte le filtrage adapté avec un gain optimal de $20 \log_{10}(L)$. Cependant, cette limite étant purement théorique, une solution évoquée dans [6, 62, 63] consiste à modifier légèrement les codes pseudo-aléatoires afin de supprimer la composante continue de $\phi_r(t)$. Dans le cas de l'acquisition large bande, une autre solution peut être entreprise car nous pouvons agir directement sur le spectre fréquentiel du signal étalé. Cette solution évoquée dans [46, 75] permet d'accroître la dynamique en multipliant la composante continue du filtre adapté par une constante k , ce qui peut être facilement fait dans le domaine fréquentiel. Si $H_0(f)$ est la réponse fréquentielle du canal de propagation avant la suppression de la composante continue, alors la fonction de transfert du canal de propagation est donnée par :

$$H(f) = \begin{cases} kH_0(f) & f = 0 \\ H_0(f) & f > 0 \end{cases} \quad (2.91)$$

Une autre approche présentée par [48] est l'optimisation du critère de construction de filtre adapté. Sachant que le filtre adapté est une fonction permettant de maximiser le rapport signal à bruit (RSB), une autre méthode offrant de bonnes performances est l'utilisation du *missmatch filter* dont le critère de construction est la minimisation des lobes secondaires [48]. Cette solution apporte, elle aussi, un gain important en terme de dynamique et permet l'utilisation optimale des convertisseurs numériques-analogiques (CNA) [57].

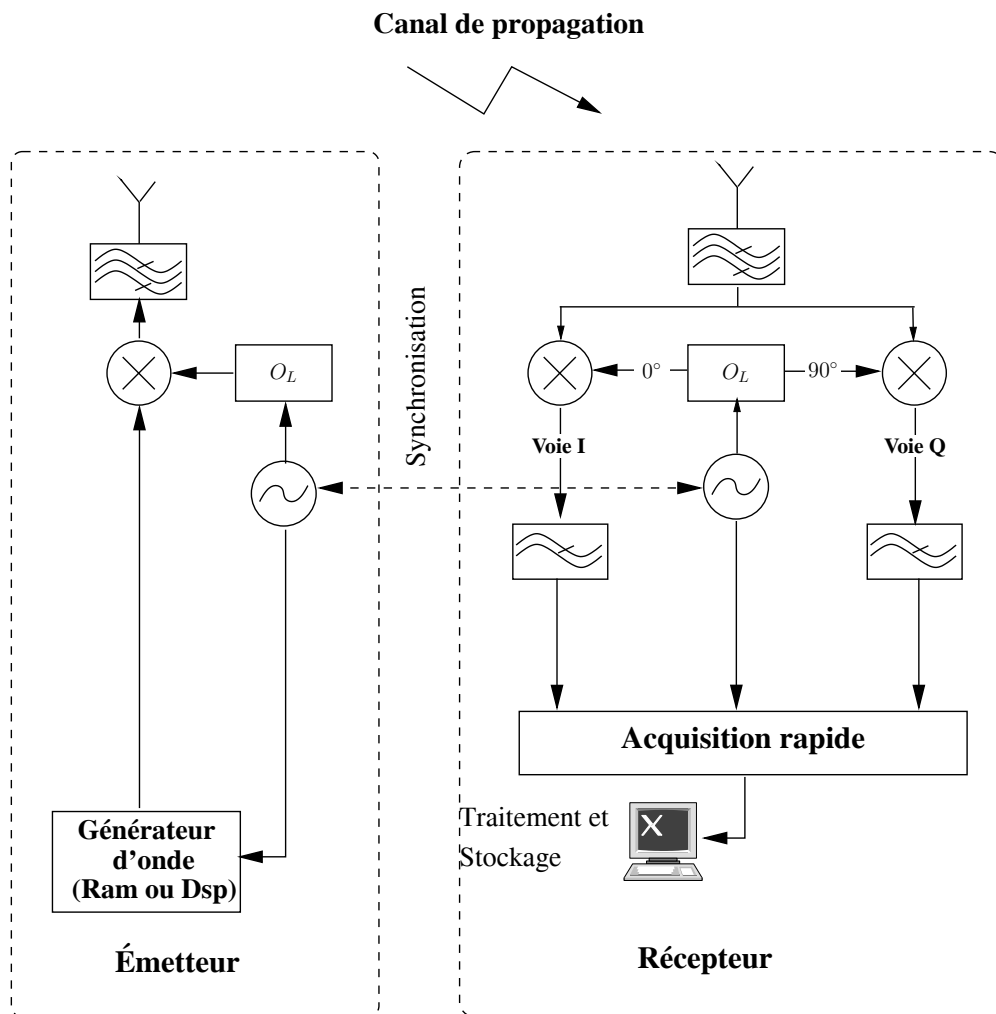


FIG. 2.10: Mesures par acquisition d'un signal large bande

L'utilisation de code pseudo-aléatoire pour le sondage de canal souffre de deux défauts mineurs que les traitements numériques en réception ne peuvent corriger :

- Le spectre a une forme sinus cardinal. Afin de ne pas perturber les transmissions dans les canaux adjacents, il faut le filtrer le signal émis. Le filtrage détériorera les performances du système de mesure (élargissement du pic de corrélation, créations de pics parasites dus aux phénomènes d'intermodulation, dispersion temporelle, ...);
- L'enveloppe du signal après filtrage n'est plus constante. Afin de travailler dans la zone linéaire de l'amplificateur de puissance il faut prendre du recul par rapport au point de compression de l'amplificateur P_{1dB} (diminution du bilan de liaison).

Afin de pallier les limitations dues à l'utilisation des séquences de code PA et grâce à la souplesse offerte par la puissance des processeurs numériques rapides, une autre stratégie consiste à émettre une séquence dont l'enveloppe est rigoureusement constante afin d'utiliser les amplificateurs à leur rendement maximal et de présenter un spectre "presque" plat dans la bande à analyser, de façon à utiliser de manière optimale l'énergie émise lors de l'analyse du canal avec un RSB constant dans la bande [95–101]. Ces séquences sont issues des travaux sur les codes complexes de la forme $e^{i\alpha_k}$ avec ($\alpha_k \in \mathbb{R}$) de R. L. Francks, S. A. Zadoff [102], R. C. Heimiller [103] et M. R. Schroeder [104] (les codes de Zadoff-Chu [105, 106]). Cette séquence de référence ayant une efficacité spectrale optimale doit avoir les caractéristiques suivantes :

- Son enveloppe doit être la plus constante possible ;
- Son spectre doit être le plus plat possible dans la bande d'analyse ;
- Son facteur de crête doit être le plus faible possible.

Le signal de référence avant optimisation est de la forme :

$$s(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2} e^{j\left(\frac{2\pi kt}{T} + \phi_k\right)} \quad (2.92)$$

avec T la période du signal $s(t)$, $N + 1$ le nombre de sinusoides dans la bande d'analyse, $B = N/T$ et ϕ_k la phase des sinusoides. L'initialisation des phases ϕ_k est effectuée par la solution de Schroeder [104]. Pour un spectre plat le vecteur de phase est donné par :

$$\phi_k = -\pi \frac{k^2}{N} \quad \frac{-N}{2} \leq k \leq \frac{N}{2} \quad (2.93)$$

Le gabarit spectral de ce signal étant idéal, il n'est nul besoin de le filtrer (spectre rectangulaire et absence de lobes secondaires), mais son enveloppe n'est pas constante. Afin d'obtenir ces séquences, une procédure d'optimisation [99, 107] de ces séquences sur l'enveloppe et le spectre doit être menée car la solution analytique de ce problème n'existe pas à ce jour [106].

Outre la génération d'un signal optimal pour le sondage de canal, la génération numérique du signal offre la possibilité de compenser les non-linéarités de l'amplificateur de puissance [57, 80, 99] par prédistorsion non linéaire du signal de référence afin de soulager la procédure d'optimisation dans le domaine temporel (enveloppe constante). La réponse en sinus cardinal du CNA peut être aussi compensée en prédistorant le signal $s(t)$ par la fonction de transfert inverse du CNA.

2.3.2 Caractérisation spatiale du canal

Deux solutions s'offrent à nous, afin de caractériser le canal de propagation dans le domaine spatial. La première solution est de caractériser directement la matrice de canal MIMO en extrayant soit les densités de probabilité des éléments de la matrice, soit les corrélations entre éléments et/ou la répartition des valeurs singulières. La faiblesse de ce type de caractérisation spatiale pour la modélisation est que la topologie des antennes utilisées (structure du réseau, espacement entre antennes, orientations) et leurs diagrammes de rayonnement lors de la campagne de mesures sont parties intégrantes du canal. Par conséquent, le modèle issu de cette campagne ne sera valide que pour cette topologie et uniquement pour celle-ci. Une autre solution est d'extraire les paramètres caractéristiques du canal (spectre angulaire ou estimation paramétrique SIMO ou MIMO). L'extraction des paramètres spatiaux 3D du canal (azimut, élévation et polarisation sur les deux sites émission et réception) nécessite un échantillonnage du canal dans le domaine spatial inférieur à la demi longueur d'onde ($\lambda/2$) afin d'éviter toute ambiguïté lors de l'estimation des angles d'arrivée ou de départ. Cette solution est particulièrement attractive car nous pouvons par cette technique extraire le canal de propagation "pur" indépendamment des antennes et avoir une compréhension plus fine des phénomènes de propagation permettant de valider et/ou d'améliorer des méthodes déterministes de modélisation. La possibilité de s'affranchir des antennes sur les deux sites permet lors des simulations systèmes de configurer à sa convenance la topologie des réseaux d'antennes et les diagrammes de rayonnement des antennes et ainsi de n'être plus tributaire de la topologie de la mesure. C'est cette dernière solution que nous avons choisie pour notre étude, sachant qu'elle offrira une plus grande souplesse pour la phase de modélisation de canal [11]. Avant de présenter les différents types d'échantillonneurs spatiaux, nous allons introduire le repère et les systèmes de coordonnées utilisés pour les décrire.

2.3.2.1 Repère spatial et systèmes de coordonnées

Afin de présenter les différents types d'échantillonneurs spatiaux, nous allons décrire le repère et les systèmes de coordonnées (figure 2.11) nous permettant de représenter la position spatiale des éléments constituant ces échantillonneurs et les propriétés des ondes incidentes (direction et polarisation). Les angles θ ($\theta \in [0, 2\pi[$) et ϕ ($\phi \in [0, \pi[$) représentent respectivement les angles d'azimut et de coélévation exprimés en radian (l'angle d'élévation est égal à $\pi/2 - \phi$). Un point situé dans un espace à 3 dimensions peut s'exprimer dans la base sphérique ($B_{spher} = \{\hat{a}_v, \hat{a}_r, \hat{a}_h\}$) par ses coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) ou dans la base cartésienne ($B_{cart} = \{\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}\}$) par ses coordonnées cartésiennes (x, y, z) . Pour passer des coordonnées cartésiennes aux coordonnées sphériques, nous utiliserons les relations suivantes :

$$\begin{aligned} r &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \phi &= \arccos\left(\frac{z}{r}\right) \\ \theta &= \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \end{aligned} \quad (2.94)$$

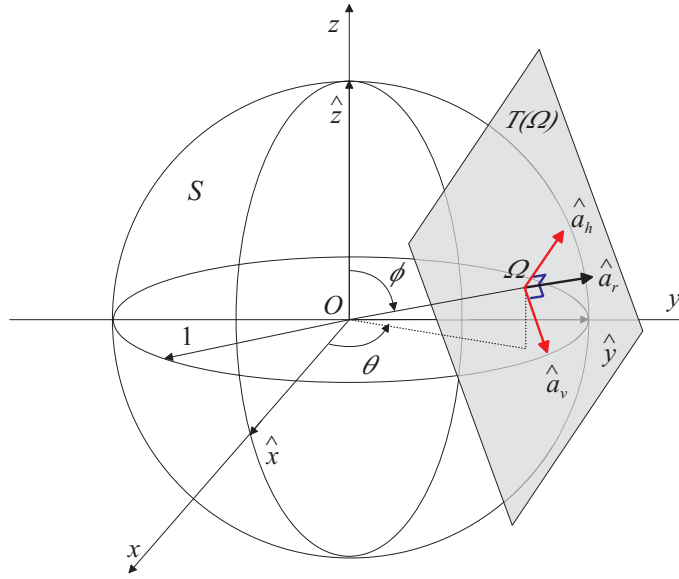


FIG. 2.11: Repère spatial et systèmes de coordonnées

Pour éviter l'ambiguïté sur l'angle d'azimut, il faut connaître les signes de x et de y . Le passage des coordonnées sphériques aux coordonnées cartésiennes est donné par :

$$\begin{aligned} x &= r \cos(\theta) \sin(\phi) \\ y &= r \sin(\theta) \sin(\phi) \\ z &= r \cos(\phi) \end{aligned} \quad (2.95)$$

Dans le contexte du rayonnement électromagnétique certaines grandeurs physiques, comme le champ électrique ou le champ magnétique, peuvent être vectorielles et dépendent de la position. Dans ce cas, il est intéressant d'utiliser les composantes vectorielles sphériques. Les relations entre les vecteurs unitaires de la base sphérique et les vecteurs unitaires de la base cartésienne sont données par les équations (2.96) et (2.97).

$$\begin{aligned} \vec{a}_v &= \vec{x} \cos(\theta) \cos(\phi) + \vec{y} \sin(\theta) \cos(\phi) - \vec{z} \sin(\phi) \\ \vec{a}_h &= -\vec{x} \sin(\theta) + \vec{y} \cos(\theta) \\ \vec{a}_r &= \vec{x} \cos(\theta) \sin(\phi) + \vec{y} \sin(\theta) \sin(\phi) + \vec{z} \cos(\phi) \end{aligned} \quad (2.96)$$

$$\begin{aligned} \vec{x} &= \vec{a}_v \cos(\theta) \cos(\phi) - \vec{a}_h \sin(\theta) + \vec{a}_r \cos(\theta) \sin(\phi) \\ \vec{y} &= \vec{a}_v \sin(\theta) \cos(\phi) + \vec{a}_h \cos(\theta) + \vec{a}_r \sin(\theta) \sin(\phi) \\ \vec{z} &= -\vec{a}_v \sin(\phi) + \vec{a}_r \cos(\phi) \end{aligned} \quad (2.97)$$

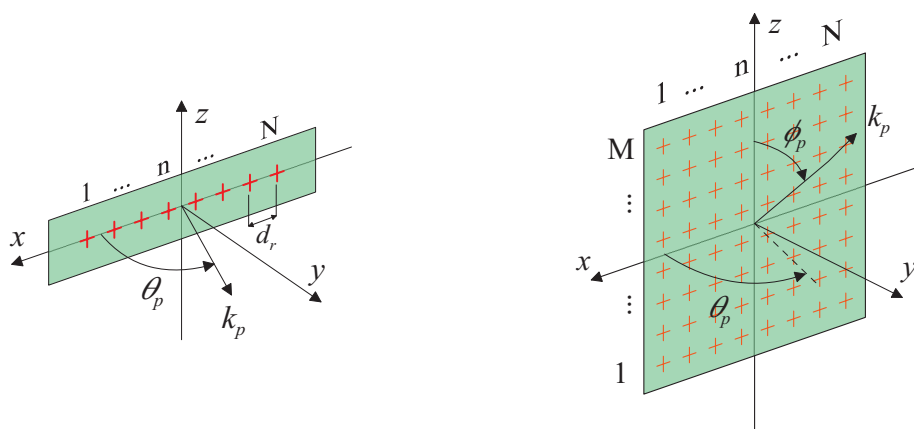


FIG. 2.12: Réseaux linéaire et rectangulaire uniformes

2.3.2.2 Terminologie des échantillonneurs spatiaux

Nous allons décrire les différents échantillonneurs spatiaux les plus couramment utilisés. Cette description sera succincte, toutes les descriptions des modèles d'antennes (dipôle, boucle, antenne patch, ...) des fonctions de réseau pourront être trouvées dans [11, 25]. Nous nous attacherons plus particulièrement à décrire trois types de réseaux d'antennes (linéaire, circulaire, mixte linéaire et circulaire) sous les points de vues structure géométrique, domaine de validité de l'onde reçue et sur l'ambiguïté sur la direction de l'onde. Les antennes élémentaires constituant les différents réseaux sont considérées identiques avec un diagramme vectoriel de rayonnement défini en champ lointain par :

$$g(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_v(\theta, \phi) \\ g_h(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

avec $g_v(\theta, \phi)$ et $g_h(\theta, \phi)$ respectivement, les diagrammes vectoriels de rayonnement des composantes du plan de polarisation vertical et du plan horizontal.

Réseau linéaire uniforme (ULA¹⁸)

L'utilisation de ce type de réseau (figure 2.12) ne permet pas de caractériser la propagation des ondes en 3D et d'obtenir les angles d'azimut et d'élévation conjointement. Il est seulement possible, sous condition d'avoir un échantillonnage en position adapté ($dr < \lambda/2$), d'obtenir l'angle de déviation entre la direction d'orientation du réseau et la direction de l'onde. Les directions associées à un même angle ψ forment un cône centré sur l'axe du réseau. Le facteur de réseau

¹⁸ULA : Uniforme Linear Array

géométrique, dans le cas d'une onde plane pour un réseau selon \vec{x} , est défini par :

$$\begin{aligned} f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d_r\varphi_n(\theta, \phi)\right) \\ \varphi_n(\theta, \phi) &= \cos(\theta)\sin(\phi)\left(n - \frac{N+1}{2}\right) \\ \varphi_n(\theta, \phi) &= \cos(\psi)\left(n - \frac{N+1}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.99)$$

Dans le seul cas où les directions des ondes sont comprises dans un plan (la propagation peut se décrire en 2D) et que le réseau linéaire est placé dans ce plan (la propagation et son effet sur le réseau peuvent être décrits en 2D), la direction est connue avec seulement une ambiguïté de devant-derrrière. Cette ambiguïté existe seulement lorsque le réseau est formé d'antenne omnidirectionnelle, et peut être éliminée par l'utilisation d'antennes ayant une ouverture inférieure à 180 deg dans le plan de propagation. Ce type de réseau est la plupart du temps utilisé dans les campagnes de mesures à l'extérieur de bâtiments car dans ce type d'environnement les ondes arrivent principalement dans un plan (faible dispersion en ϕ dans le plan yz).

Réseau rectangulaire uniforme (URA¹⁹)

Les réseaux uniformes rectangulaires (figure 2.12) permettent quant à eux de caractériser la propagation des ondes en 3D. Il est alors possible d'estimer toutes les directions avec une ambiguïté sur l'azimut entre l'arrière et l'avant du réseau rectangulaire, ambiguïté qui peut être évitée en utilisant des antennes directives dont l'ouverture se restreint à un des deux côtés du réseau. Dans [108], un réseau de ce type est utilisé dans le plan xy et l'ambiguïté est alors sur l'angle de coélévation (ambiguïté dessus-dessous). Le facteur de réseau géométrique est, dans le cas d'une onde plane, défini par :

$$\begin{aligned} f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(d_r\varphi_{n'}(\theta, \phi) + d_c\varphi_{n''}(\theta, \phi))\right) \\ \varphi_{n'}(\theta, \phi) &= \cos(\theta)\sin(\phi)\left(n' - \frac{N'+1}{2}\right) \\ \varphi_{n''}(\theta, \phi) &= \cos(\phi)\left(n'' - \frac{N''+1}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.100)$$

Réseau circulaire uniforme (UCA²⁰)

Les réseaux circulaires uniformes sont basés sur une répartition circulaire uniforme des directions de pointage et des positions des antennes dans un plan (figure 2.13).

Lorsque le nombre de capteurs N augmente et/ou le rayon de la sphère r diminue, la distance entre capteurs d diminue et pour un rayon nul ($r = 0$), tous les capteurs ont la même position

¹⁹URA : Uniforme Rectangular Array

²⁰UCA : Uniforme Circular Array

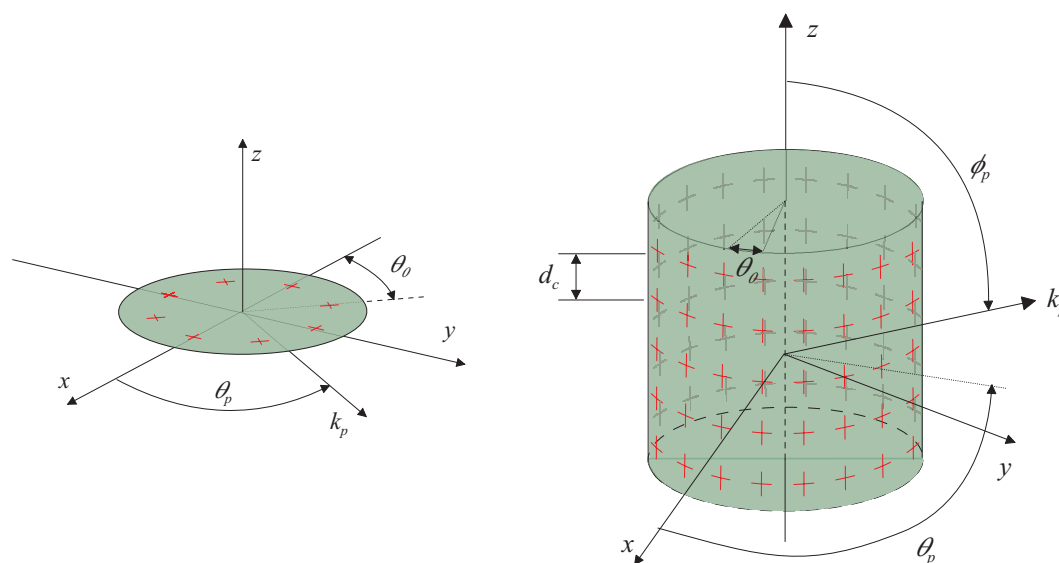


FIG. 2.13: Réseaux circulaire et cylindrique uniformes

(mais pointent dans des directions différentes). Le facteur de réseau s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}r\varphi_n(\theta, \phi)\right) \\
 \varphi_n(\theta, \phi) &= (\cos(\theta_n)\cos(\theta) + \sin(\theta_n)\sin(\theta))\sin(\phi) \\
 &= \cos(\theta - \theta_n)\sin(\phi) \\
 \theta_n &= \frac{n-1}{N}2\pi
 \end{aligned} \tag{2.101}$$

Lorsque le rayon du réseau est nul ($r = 0$), on parle plus spécifiquement de réseau à faisceau uniforme circulaire CUBA²¹ présenté par la figure (2.14). La condition de rayon nul permet aussi de caractériser les réseaux synthétiques à faisceau uniforme circulaire (à balayage électronique ou par antenne tournante). Dans le cas où le rayon est nul, les antennes doivent être directives pour permettre l'estimation des directions (figure 2.14). En fait, la résolution angulaire fournie par le réseau sera d'autant plus fine que l'ouverture des antennes sera petite ou le rayon r seront grands. Pour éviter les ambiguïtés angulaires, il faut respecter le théorème d'échantillonnage, c'est-à-dire $dr < \lambda/2$. Dans le cas d'une antenne tournante, ou CUBA, les échantillons indiqués par n correspondent à un échantillonnage angulaire uniforme de l'azimut. Dans ce cas nous pouvons parler d'échantillonnage position-angle.

Réseau cylindrique uniforme

Les réseaux de type cylindrique [90] présenté par la figure (2.13), sont circulaires dans un plan et linéaire selon l'axe orthogonal au cercle. A partir des relations (2.99) et (2.101), il est possible de déduire les directions et positions des antennes composant ce type de réseau. Le facteur de réseau

²¹CUBA : Circular Uniform Beam Array

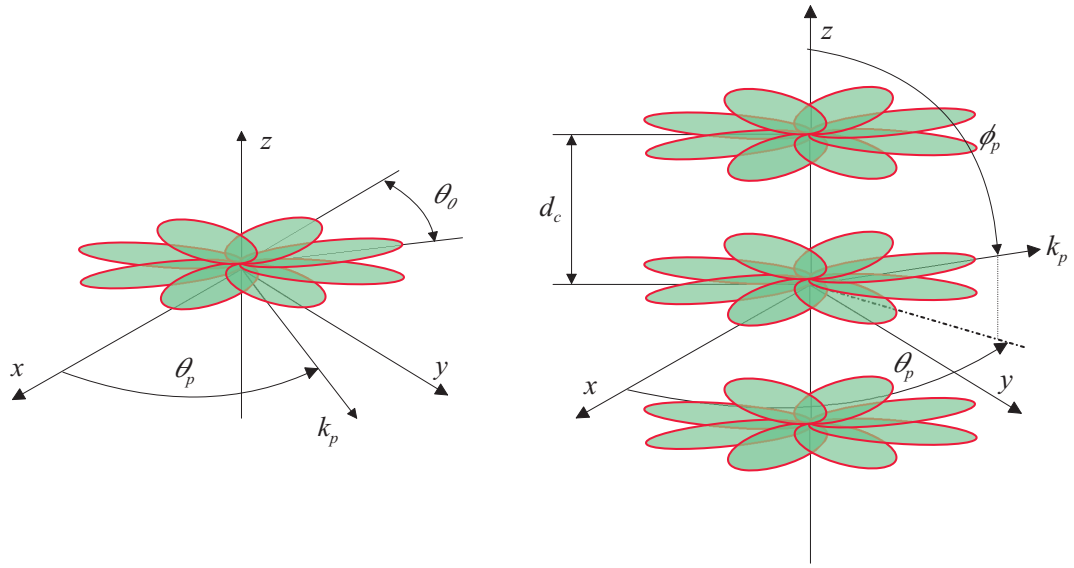


FIG. 2.14: Réseaux à faisceaux formés circulaire et cylindrique

s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(r\varphi_{n'}(\theta, \phi) + d_c\varphi_{n''}(\theta, \phi))\right) \\
 \varphi_{n'}(\theta, \phi) &= \cos(\theta - \theta'_{n'})\sin(\phi) \\
 \varphi_{n''}(\theta, \phi) &= \cos(\phi)\left(n'' - \frac{N'' + 1}{2}\right) \\
 \theta'_{n'} &= \frac{n' + 1}{N'}2\pi
 \end{aligned} \tag{2.102}$$

où N' est le nombre de capteurs sur un cercle de rayon r et N'' le nombre de cercles empilés et espacés de d_c selon l'axe z . Lorsque le rayon du réseau est nul ($r = 0$), on parle plus spécifiquement de réseau à faisceau uniforme circulaire empilé [109] (SCUBA²²) (figure 2.14). Ces types de réseaux permettent de déterminer sans ambiguïté les directions d'arrivée ou de départ en $3D$.

Réseau sphérique uniforme

Un réseau sphérique (figure 2.15) est un réseau dont les antennes sont placées à la surface d'une sphère et pointent vers l'extérieur de la sphère, c'est-à-dire dans la direction du vecteur radial \vec{r} . On discerne deux types de réseaux sphériques uniformes selon les positions des antennes sur la sphère. On peut considérer que les antennes sont uniformément réparties sur la sphère. L'uniformité stricte des positions sur la surface de la sphère n'est possible que pour certains nombres de points (d'antennes). Par exemple, dans [82, 84, 85], un réseau sphérique uniforme de 32 antennes (à double polarisation) a été conçu mais ne vérifie pas une uniformité stricte puisque deux distances entre antennes existent ($0,641r$ et $0,714r$, où r est le rayon de la sphère). En effet, il n'est pas possible d'obtenir une uniformité stricte de 32 points sur la surface d'une sphère.

²²SCUBA : Stacked Circular Uniform Beam Array

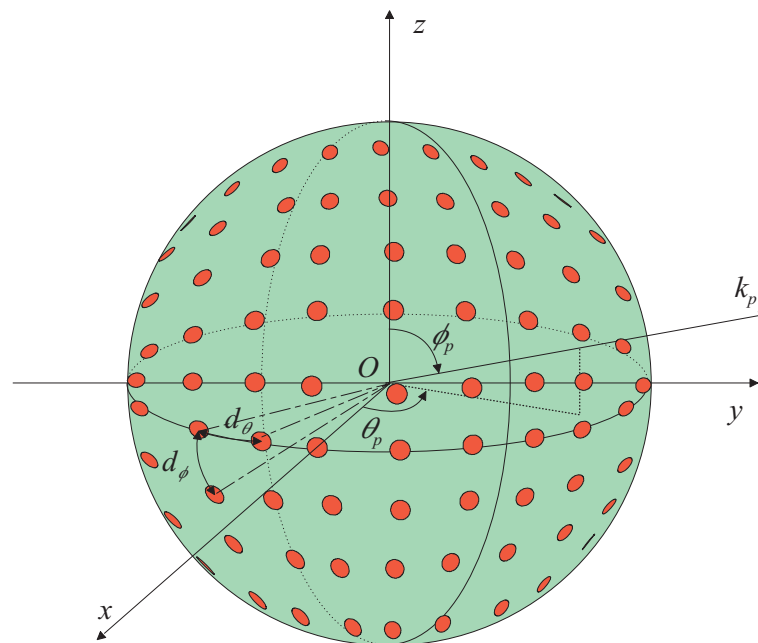


FIG. 2.15: Réseau sphérique uniforme

En fait, il s'agit souvent d'optimiser les positions afin de rendre la répartition la plus uniforme possible. Dans [82], la disposition est basée sur un icosaèdre tronqué (ballon de foot).

2.3.2.3 Réseau à diversité de polarisation

Afin de caractériser complètement le canal de propagation, il est possible, en plus de l'échantillonnage spatial, d'échantillonner le vecteur champ c 'est-à-dire de caractériser le vecteur champ sur pour les trois composantes de polarisation des ondes. Dans [82], un réseau sphérique à diversité de polarisation (deux polarisations perpendiculaires) permet de caractériser la propagation en 3D. Les réseaux sphériques à polarisations perpendiculaires permettent, avec des algorithmes adaptés, de séparer entièrement le canal de propagation des antennes. Un échantillonnage complet du champ est présenté dans [110–112] en utilisant un réseau composé de deux couples de trois antennes orthogonales, l'un sensible au champ électrique et l'autre sensible au champ magnétique.

2.3.2.4 Principe d'échantillonnage spatial

Après avoir décrit les différents types d'échantillonneurs spatiaux, dans ce paragraphe, nous allons décrire les différentes façons de les utiliser afin de caractériser le canal de propagation d'un point de vue angulaire. Pour chaque technique, deux méthodes de caractérisation peuvent être menées :

- La caractérisation en position : échantillonnage du canal par des antennes ayant une grande ouverture (± 60 deg) dans l'espace ;

- La caractérisation angulaire : échantillonnage du canal par des antennes directives, ou des réseaux à commutation de faisceaux dans l'espace.

Caractérisation angulaire et spatiale synthétique

La caractérisation angulaire est effectuée par la rotation soit d'une antenne directive, telle qu'une parabole [8, 113, 114], soit d'un réseau formé [115, 116] dont l'ouverture doit être la plus étroite possible, car c'est cette ouverture qui définira la résolution spatiale de la mesure. La période d'échantillonnage et la vitesse de rotation du positionneur quant à elles définiront la fréquence de l'échantillonnage spatial. Le déroulement de la mesure est particulièrement simple : le sondeur capture le canal de propagation à des instants équidistants dans le temps. La période de répétition doit être choisie en fonction de la résolution spatiale voulue, de l'ouverture de l'antenne et de la vitesse de rotation de l'antenne. Si une résolution spatiale pour la mesure est de α degrés, l'ouverture de l'antenne doit être au plus égale à 2α degrés. La vitesse de révolution de l'antenne, β en $2\pi \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$, doit être la plus lente possible afin d'éviter les variations du diagramme de rayonnement de l'antenne (vibration mécanique) au cours de la mesure. La révolution de l'antenne directive sera stoppée lors de l'acquisition. Si cette précaution n'est pas prise, sans sur-échantillonnage dans le domaine spatial, la répétition des périodes d'acquisition — *i.e.* l'échantillonnage dans le domaine temps absolu — doit respecter :

$$T_s = \frac{\alpha}{\beta} \quad (2.103)$$

Une autre solution est la formation d'un réseau virtuel. C'est la solution la plus simple, la moins coûteuse et la plus utilisée pour effectuer des mesures de caractérisation spatiale. Afin de créer un *réseau virtuel*, nous utiliserons une antenne élémentaire (antenne omni directionnelle dans la plupart des cas), un sondeur de canal SISO et un positionneur, nous permettant de déplacer cette antenne sur différents points d'une grille dans l'espace suivant une géométrie arbitraire et d'acquérir le signal sur chaque position [39, 79, 80, 117–128]. Une géométrie arbitraire peut être créée en prédéfinissant la structure de l'échantillonneur spatial utilisé, son nombre d'éléments et l'espacement inter-élément. Une solution similaire utilisée en radar (technique à ouverture synthétique) [73, 129] est de déplacer l'antenne de réception avec une vitesse constante et d'acquérir le signal à intervalles fixes [130–132]. Ces solutions de formation d'un réseau virtuel sont attractives car elles permettent de former n'importe quelle topologie de réseau et de s'acquitter du phénomène de couplage entre antennes.

Ces techniques de caractérisation spatiale sont très simples à mettre en œuvre et offrent des faibles coûts de développement matériel, mais imposent que le canal de propagation étudié reste invariant durant la révolution complète de l'antenne. Le temps d'acquisition des données lors du déplacement est de l'ordre de quelques secondes ou minutes [133, 134]. En ce qui concerne la caractérisation angulaire, une méthode originale a été proposée par [8] afin de réduire le temps de mesure et la contrainte sur l'ouverture d'antenne (utilisation d'une antenne avec une ouverture de 70 deg).

Caractérisation spatiale par commutation rapide

Contrairement aux techniques de rotation et/ou de déplacement d'antenne, où la caractérisation

de canaux variant rapidement dans le temps est impossible, la technique de caractérisation spatiale par commutation permet d'effectuer ce type de mesure. Cette technique permet l'utilisation de toutes les topologies de réseaux en connectant un commutateur rapide à la sortie de chaque élément constituant le réseau et d'acquérir le signal de chaque capteur séquentiellement [84, 90–92, 94, 100, 135–149]. L'unique contrainte liée à cette technique, outre le phénomène de couplage, est que le temps de commutation doit être inférieur au temps d'observation du canal $T_{obs} > T_{commutation}$. En effet, les sondeurs reposant sur cette technique, utilisent une fraction ou une période entière d'observation du canal afin de commuter d'une antenne à l'autre. Le temps de répétition de mesure maximal est donné par :

$$T_{rep} \geq \begin{cases} 2M_{Rx} \times T_{obs} & \text{en SIMO} \\ 2M_{Tx} \times M_{Rx} \times T_{obs} & \text{en MIMO} \end{cases} \quad (2.104)$$

avec M_{Rx} et M_{Tx} respectivement le nombre d'antennes à la réception et à l'émission.

Pour cette technique de caractérisation spatiale, seul le nombre d'antennes est pénalisant, lorsque le type de mesure est dynamique dans le cas d'un déplacement de l'émetteur, ou du récepteur ou bien dans le cas d'une liaison fixe avec un environnement générant de forts décalages Doppler. En effet, plus le nombre d'antennes d'émission et de réception est important, plus le temps de mesure l'est aussi, imposant une limite haute du décalage Doppler maximal. Afin d'éviter un repliement du spectre Doppler de la matrice de canal MIMO, la fréquence d'échantillonnage f_{rep} de la matrice de canal MIMO, en prenant en compte l'équation (2.104) et le débit de Nyquist, doit vérifier :

$$f_{rep} = 1/T_{rep} > 2\nu_{max} = 2f_c \frac{v_{max}}{c} \quad (2.105)$$

Caractérisation spatiale temps réel

C'est l'unique méthode temps réel permettant de recevoir sur chaque branche de réception des signaux cohérents. L'approche sondeur multi-canaux temps réel impose pour chaque élément du ou des réseaux d'émission et de réception, une chaîne complète de transmission et de réception. Cette solution, dans le cas de la caractérisation MIMO, est très complexe à mettre en œuvre et très coûteuse car elle induit la nécessité d'avoir une branche d'émission et de réception calibrées en amplitude et en phase pour chaque voie d'émission et de réception. Cette solution implique aussi la génération de signaux ayant la plus faible intercorrélation possible entre les branches d'émission [150]. Les équipements de mesure utilisant ce type de technique ont été développés dans les projets ACTS TSUNAMI II [151, 152], dans le projet GloMo de l'université de Virginia Tech [153, 154], à l'université de Breme [155] et à l'université McMaster au Canada [156], mais sont utilisés plutôt comme plate-forme de test que comme sondeur.

2.4 Comparaison des différentes techniques de mesures

Cette partie se propose de comparer les différentes méthodes de caractérisation spatio-temporelle présentées précédemment. Les avantages et les inconvénients de chacune d'elles sont précisés. Le principal impératif pour le choix de la technique de mesure temporelle est sa capacité d'effectuer l'acquisition de la matrice de canal MIMO dans un temps suffisamment court afin

d'assurer l'invariance du canal lors de l'acquisition et de suivre les variations rapides du canal de propagation. Afin de satisfaire cette hypothèse, nous pouvons déjà éliminer les techniques de caractérisation spatiale par déplacement et par rotation. Ces techniques ne peuvent être utilisées que pour des environnements *indoor* sans aucune présence humaine. La solution temps réel à l'émission et à la réception n'est viable que pour la technique de génération d'un signal large bande en utilisant les codes orthogonaux (autocorrélation maximale et intercorrélation minimale entre les codes) et les techniques d'étalement de spectre utilisées dans le contexte de la caractérisation macro-cellulaire [107, 150], mais offre une complexité de développement très importante et des coûts d'étude et de conception exorbitants. Afin de comparer les techniques de mesures temporelles, nous pouvons différencier ces différentes techniques suivant le critère de rapidité de mesure.

2.4.1 Les techniques temporelles lentes

Le terme de techniques lentes est, dans ce contexte, un terme non péjoratif, mais les techniques telles que celle de Cox et la technique *chirp* engendrent une dilatation du temps de mesure d'un facteur k . Ces deux techniques permettent grâce à la compression fréquentielle de limiter d'un facteur k la bande de bruit et par ce même facteur la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition. Elles offrent des performances très élevées en terme de résolution (système offrant des bandes d'analyse de 500 MHz [6, 61]) et une dynamique élevée. Une solution originale permettant d'accélérer la technique de mesure par corrélation glissante est évoquée dans [6]. Cette optimisation du temps de mesure permet d'adapter la fenêtre d'observation à la dispersion des retards et ainsi permet d'utiliser des longueurs de code plus élevées. Malgré cette optimisation du temps, la technique de corrélation impose un facteur $k > 1000$ afin de limiter les distorsions [157], dans la pratique nous avons plutôt $k \geq 5000$. Cette dilatation du temps de mesures pour ces deux types de techniques impose pour la caractérisation MIMO une structure d'échantillonnage spatial temps réel en réception et une structure de type commutation en émission [139]. L'utilisation d'une commutation à l'émission et à la réception n'est quant à elle pas envisageable pour les deux solutions. Pour la technique de corrélation glissante où le facteur k est incompressible, en configuration SIMO, [158] donne avec un réseau de 8 éléments, une caractérisation Doppler maximale de 23,86 Hz pour une fenêtre d'observation de 640 ns. Pour la technique *chirp*, en configuration commutation à l'émission et à la réception, le gain de la compression fréquentielle ne serait plus prépondérant et la génération des rampes deviendrait problématique tout en cherchant la même qualité du signal de sondage.

2.4.2 Les techniques temporelles rapides

Pour les techniques de mesures dites *rapides*, les techniques de commutation sont les plus appropriées du fait qu'elles impliquent l'utilisation d'un sondeur de canal SISO. Nous avons vu précédemment, dans l'équation (2.104), que le temps d'une mesure est proportionnel au nombre d'antennes. La seule limitation de ce type de mesure sera la rapidité de transfert sur le support de stockage. Sachant que les convertisseurs d'aujourd'hui permettent des fréquences d'échantillonnage supérieures au GHz, cela ne constitue pas une contrainte importante. Le principal inconvénient de ces techniques est qu'elles sont trop rapides. En effet, les évolutions des

canaux sont généralement lents au regard de la durée de la réponse impulsionnelle (R_1). Un moyen de bénéficier de ce sur-échantillonnage du canal et de palier à l'abondance de donnée, consiste à moyenniser plusieurs profils avant de les stocker, ainsi le niveau de bruit sera réduit. Tant que ce moyennage se fait sur des périodes très faibles par rapport au temps de cohérence T_{coh} , aucune information ne sera perdue.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les techniques de sondage spatio-temporelles de canal ont été présentées. Dans chaque cas, la dimension temporelle est prise en compte dans les développements mathématiques. Il est ainsi possible de préciser exactement le résultat de la mesure. Des exemples de réalisation sont également donnés.

Les avantages et inconvénients de chacune de ces techniques ont été alors dégagés (tableau 2.1 et tableau 2.2) et une comparaison de leurs performances respectives est donnée. Il apparaît que pour notre application, la combinaison de l'étalement de spectre, de l'acquisition large bande, et des techniques de commutation, présente le compromis idéal. En effet, les techniques basées sur la compression fréquentielle sont optimales pour les applications SISO mais leur extension au domaine spatial implique de dupliquer les têtes de réception afin de caractériser les canaux variants au cours du temps. Le choix de l'étalement de spectre pour la génération du signal de sondage a été choisi en raison d'une faible complexité et d'une grande expérience de mise en œuvre acquise lors des différentes thèses réalisées au sein du laboratoire [5, 6, 60]. La description détaillée du sondeur réalisé fait l'objet du chapitre suivant.

TAB. 2.1: Comparaison des différentes techniques de mesures temporelles

Techniques	fréquentielles			corrélation glissante	temporelles classiques		
	Analyseur	filtre adapté	chirp		impulsion	filtre adapté	acq. large bande
Dynamique de mesures	très importante	faible	élevée	élevée	très faible	faible	élevée
Analyse Doppler	impossible		$1/(2T_{Obs} \times k)$			$1/(2T_{Obs})$	
Résolution temporelle	excellente	limitée par le filtre adapté	excellente	limitée par les codes PA	limitée par l'acquisition	limitée par le filtre adapté	limitée par l'acquisition et le CNA
Mise en œuvre	très simple	difficulté modérée	difficulté modérée	difficulté modérée	lourde en fonction de la résolution souhaitée		

TAB. 2.2: Comparaison des différentes techniques de mesures spatiales

Techniques	Synthétique	Commutation	Temps réel
Temps de mesure	temps de déplacement ou de rotation	$2M_{Tx} \times M_{Rx} \times T_{Obs}$	T_{Obs}
Souplesse de topologie	excellente	élevée	élevée
Nombre de têtes RF	1×1	1×1	$M_{Tx} \times M_{Rx}$
Calibrage spatial RF	non	oui	oui
Calibrage fonction de transfert RF	classique	classique	complexe

CHAPITRE 3 **Le sondeur réalisé**

Sommaire

3.1	Introduction	75
3.2	Paramètres principaux du système	77
3.2.1	Choix des paramètres du code	77
3.2.2	Choix des filtres	78
3.3	Démodulation	83
3.3.1	Techniques de démodulation	83
3.3.2	Choix de la technique de démodulation	88
3.4	Réalisation pratique	88
3.4.1	Contrainte sur le module radio-fréquence	92
3.4.2	Modules radiofréquences	94
3.4.3	Performance du modules radiofréquences	102
3.4.4	Module de synthèse et de référence de fréquence	105
3.4.5	Modules en bande de base	109
3.4.6	Modules d'acquisition et logiciel	111
3.5	Évolutions possibles du sondeur de canal	113
3.5.1	Augmentation des performances du sondeur	113
3.5.2	Diminution du temps mort durant la phase de commutation entre antennes	113
3.6	Conclusion	114

3.1 Introduction

D'après les conclusions du chapitre précédent, la technique d'étalement de spectre couplée à l'acquisition large bande a été retenue. Dans la première partie de ce chapitre, nous donnerons tous les paramètres essentiels du système de mesure développé. Ces paramètres sont étroitement liés à l'organe principal de notre système de mesure : le système d'acquisition dont les performances détermineront les bandes d'analyse fréquentielle et Doppler propres à notre système de mesures. Les performances réelles, soumises aux imperfections des composants électroniques, sont l'objet de la seconde partie dédiée à la réalisation. Dans la dernière partie, nous évoquerons les possibilités d'évolution du sondeur réalisé.

Le cahier des charges initial en terme de performance du sondeur MIMO pour la bande UMTS était le suivant :



FIG. 3.1: Photo de l'émetteur et du récepteur

- Résolution temporelle $R = 10 \text{ ns}$,
- Dynamique $\Gamma_{dB} \geq 40 \text{ dB}$.

Au cours de la conception du sondeur présenté par la figure (3.1), je me suis attaché à assurer une grande modularité au sondeur de canal afin de faciliter son évolution dans le futur. C'est pourquoi certains choix peuvent sembler sous-optimaux dans le cas de notre application, mais leurs fondements dans l'optique d'une évolution potentielle sont justifiés. Au cours des réalisations, nous avons pu constater que les performances des cartes numériques conçues pouvaient assurer des fréquences de fonctionnement élevées et donc offrir des résolutions bien supérieures à celles imposées par le cahier des charges d'un facteur 2 à 2,5. Ces performances n'ont pu être exploitées car les différents organes du sondeur (filtres FI et RF, synthèses de fréquence) étaient en cours d'approvisionnement ou bien déjà reçus.

3.2 Paramètres principaux du système

Ce nouvel équipement de mesure doit permettre la mesure du canal de propagation dans la gamme de fréquence 2–4 GHz, gamme dans laquelle opérera la troisième génération de systèmes radiomobiles et les réseaux locaux sans fil. Cet appareil doit assurer la mesure des canaux de propagation dans différents environnements tels que les environnements *outdoor* (urbain, suburbain, rural), *indoor*, et *outdoor* vers *indoor* ou inversement (pénétration). Comme les limites de la technique de caractérisation par acquisition large bande sont déterminées principalement par la carte d'acquisition, toute l'architecture de notre système de mesure sera conçue en fonction de ses performances. La bande passante analogique de la carte d'acquisition déterminera le débit code, le nombre de bits déterminera la plage de dynamique en puissance et le taux de transfert déterminera la limite haute des vitesses de déplacement dans le canal analysable. Les performances de la carte d'acquisition numérique [159] disponible lors de la conception de cet équipement sont résumées dans le tableau (3.1).

Nombre de voies	2
Nombre de bits	8
Nombre de bits effectifs	6.2
Bande passante à -3 dB	500 MHz
Fréquence échantillonnage	2 GHz
Précision temporelle échantillonnage	± 10 ps
Mémoire par voie	32 Mo
Transfert données vers mémoire centrale	100 Mo/s

TAB. 3.1: Caractéristiques de la carte d'acquisition

3.2.1 Choix des paramètres du code

Cette multitude d'environnements à caractériser implique une souplesse de configuration du signal PA. Deux critères déterminent cette reconfiguration : le temps total de la mesure, qui est une période du code PA, et la résolution temporelle des réponses impulsionnelles acquises qui dépend du débit de génération du code. Pour fixer le temps total de la mesure, nous nous baserons sur les cas extrêmes des durées des réponses impulsionnelles relatées dans la littérature (tableau 3.2) dans les différents environnements à caractériser [160]. Afin de satisfaire une certaine souplesse de reconfigurabilité du système de mesure, nous avons retenu quatre débits code (D_c) et quatre longueurs de code (L_c) permettant d'effectuer des mesures de propagation en contexte pico, micro et macro-cellulaires. Les différentes combinaisons de débit code (D_c) et de longueur de code (L_c) permettent d'obtenir les résolutions temporelles et spatiales résumées dans le tableau (3.3). Un autre paramètre important est le gain de traitement du filtrage adapté. Nous avons vu précédemment, que la fonction d'autocorrélation d'un code PA présente une composante continue qui limite la dynamique de mesure. Le niveau de cette composante continue relativement au niveau du pic principal de l'autocorrélation est de $-20 \log_{10}(L_c)$. Pour les longueurs de code

Environnement	Durée max. de la RI
<i>indoor</i> (Pico-cellules)	1 μ s
<i>outdoor</i> urbain (Micro-cellules)	2 μ s
<i>outdoor</i> urbain (Macro-cellules)	10 μ s
<i>outdoor</i> suburbain-montagneux	20-40 μ s

TAB. 3.2: Durée maximale approximative des réponses impulsionnelles selon l'environnement

Débit code en Mbits/sec	Résolution		Longueur maximale de la RI			
	temporelle	spatiale	Code 1023	Code 511	Code 255	Code 127
100	10 ns	3 m	10.23 μ s	5.11 μ s	2.55 μ s	1.27 μ s
50	20 ns	6 m	20.46 μ s	10.22 μ s	5.1 μ s	2.54 μ s
25	40 ns	12 m	40.92 μ s	20.44 μ s	10.2 μ s	5.08 μ s
12.5	80 ns	24 m	81.84 μ s	40.88 μ s	20.4 μ s	10.16 μ s

TAB. 3.3: Durée maximale approximative des réponses impulsionnelles selon l'environnement

choisies, les dynamiques pour un rapport signal à bruit favorable ($RSB > 0$ dB) sont présentées dans le tableau (3.4).

Longueur de code LC	Dynamique en dB
1023	60
511	54
255	48
127	42

TAB. 3.4: Dynamique de mesure en fonction de la longueur du code d'étalement

3.2.2 Choix des filtres

Cette partie a pour but d'expliquer le choix des gabarits des filtres des codes et des filtres anti-repliement. Leurs rôles respectifs sont de limiter la largeur de bande du signal PA émis et de réduire la bande de bruit en réception. Le choix des paramètres du filtrage du code est crucial car celui-ci engendre deux dégradations importantes de la fonction d'autocorrélation qu'il faudra prendre en compte.

La première dégradation concerne l'apparition de pics secondaires (figure 3.2). Ces derniers viennent se confondre, sur le signal $M(t)$, avec les trajets multiples engendrés par le canal de propagation $h_l(\tau, t)$ (équation 2.47). Cette dégradation de la fonction d'autocorrélation $\psi(t)$ engendre une limitation de la dynamique de mesure. En effet, il sera impossible de détecter les trajets multiples dont l'amplitude sera inférieure à celle des pics parasites. Nous déterminerons

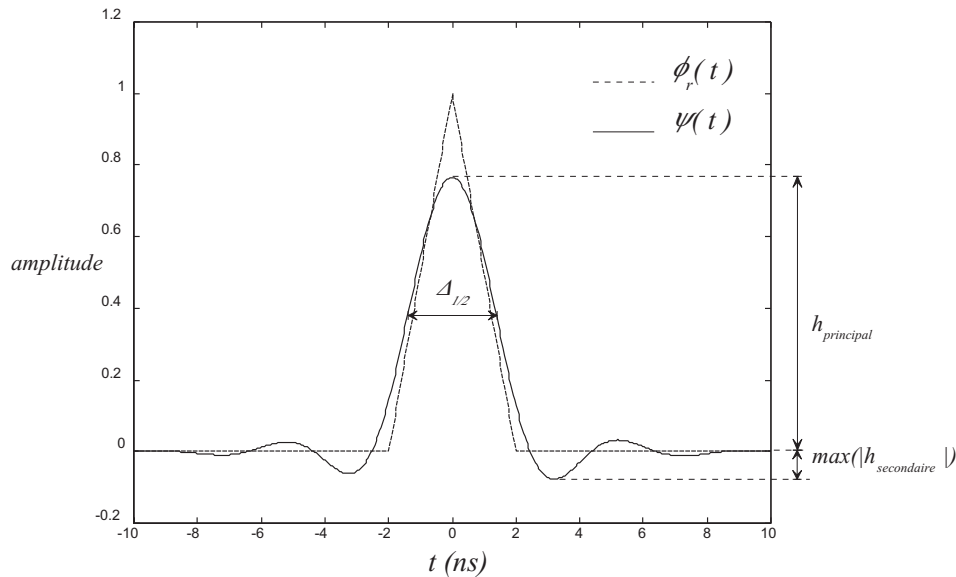


FIG. 3.2: Effet du filtrage sur la fonction $\psi(t)$ ($T_c = 1$)

alors la dynamique de mesure Γ comme étant le rapport entre l'amplitude du pic principal de $\psi(t)$ et l'amplitude du plus important des pics parasites.

$$\Gamma_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{|h_{principal}|}{\max(|h_{secondaire}|)} \right) \quad (3.1)$$

La seconde dégradation est l'élargissement du pic principal de $\psi(t)$. Cet élargissement provoque une diminution de la résolution temporelle R définie comme étant la largeur à mi-hauteur $\Delta_{1/2}$ de ce pic. Nous avons vu précédemment (c.f. chapitre 2) que la résolution temporelle, en l'absence de filtrage, correspond à la durée d'un bit code (équation 2.74) :

$$R = T_c = 10 \text{ ns} \quad (3.2)$$

Deux trajets d'égale amplitude ne sont distingués que si le retard entre eux est au moins égal à R . Il convient donc d'essayer de maintenir $\Delta_{1/2}$ aussi proche que possible de T_c . Autrement dit, il faut que le filtrage ne conduise pas à une perte trop importante de résolution temporelle.

L'objectif ici est donc d'identifier ces filtres de telle sorte qu'ils remplissent parfaitement leur rôle sans dégrader la réponse $\psi(t)$. Pour cela, des contraintes précises sont établies. Ces contraintes sont au nombre de quatre :

1. Conserver une résolution temporelle inférieure à 12 ns, ce qui correspond à une perte de résolution de 20 %.
2. Rejeter les pics secondaires en dessous de -40 dB, si possible aux environs de -45 dB, par rapport au pic principal, ceci dans le but d'obtenir une dynamique de mesure au moins égale

à 40 dB. La marge dégagée doit être suffisante pour que la somme des facteurs limitant la dynamique reste inférieure à -40 dB.

3. Assurer des variations de temps de groupe $T_{gp} \ll T_c$ afin d'éviter la génération de trajets parasites due à l'interférence inter-chip.
4. Réduire au maximum la bande de bruit en réception. Nous cherchons en effet à obtenir un niveau d'énergie hors bande inférieur de 50 dB par rapport à l'énergie dans la bande. Ainsi, le signal parasite issu du recouvrement spectral est de 50 dB inférieur au signal utile et la perte d'information qui en résulte lors de l'échantillonnage est jugée négligeable.

La conception du filtre du code passe-bas $q(t)$ devant satisfaire aux contraintes ci-dessus est basée sur une étude de l'effet du filtrage sur la fonction d'autocorrélation modifiée $\psi(t)$ en fonction des différents paramètres de filtre (ordre, fréquence de coupure, type). Cette étude nous permettra d'évaluer les performances théoriques de notre système.

$$\psi(t) = \phi(t) * q(t) \quad (3.3)$$

Nous évaluerons l'effet de $Q(f) = \mathcal{F}[q(t)]$ pour trois types de filtre : Chebyshev, Bessel ou Butterworth afin de se rapprocher des valeurs à la fois optimales et réalisables pour la mise en œuvre de ces filtres. Après simulation, l'utilisation d'une structure de filtre de type Bessel nous semble la plus adaptée. En effet, bien que les filtres de type Chebyshev ou Butterworth aient l'avantage de réduire la bande de transition pour un ordre donné, ils détériorent la dynamique de mesure par la génération de pics secondaires à tel point qu'il est impossible de rejeter le niveau de ces pics au-delà de -40 dB. Un autre point est que les filtres de Bessel sont des filtres à phase linéaire et ne causent pas de régime transitoire. La contrainte sur le niveau d'énergie hors bande n'est pas directement à prendre en compte car le filtrage de code sera couplé aux filtres passe-bandes en FI et en RF (au nombre de 6 pour RX et TX) assurant la réjection de l'énergie hors bande. Cette contrainte peut être alors relâchée, mais le filtrage doit atténuer suffisamment (30 dB) les lobes secondaires du spectre fréquentiel, afin d'éviter le repliement de spectre lors du passage en FI.

Des simulations paramétrées sont effectuées pour un ordre n et une fréquence de coupure à -3 dB, f_c , allant respectivement de un à huit et de f_n à $3f_n$. La fréquence f_n correspond à la fréquence de Nyquist relative au débit numérique du code pseudo aléatoire définie par l'équation (3.4).

$$f_n = \frac{D_c}{2} = \frac{1}{2 T_c} \quad (3.4)$$

Les figures (3.3), (3.4) et (3.5) donnent respectivement la largeur à mi-hauteur, le niveau des pics secondaires et le niveau d'énergie hors bande de $\psi(t)$.

Nous retiendrons en conclusion des différentes simulations la combinaison $\left[n = 4, \frac{f_c}{f_n} = 1, 6 \right]$: l'ordre quatre est faible, ce qui facilite la réalisation et la fréquence de coupure basse et permet d'obtenir une bande équivalente de bruit pour $Q(f)$ de seulement 1,6 $f_n = \frac{0,8}{T_c}$. La fonction $\psi(t)$ finale comparée à la fonction d'autocorrélation initiale $\phi(t)$, est donnée par la figure (3.6).

Les performances théoriques exactes sont les suivantes :

- résolution temporelle $R = \Delta_{1/2} = 11.2$ ns

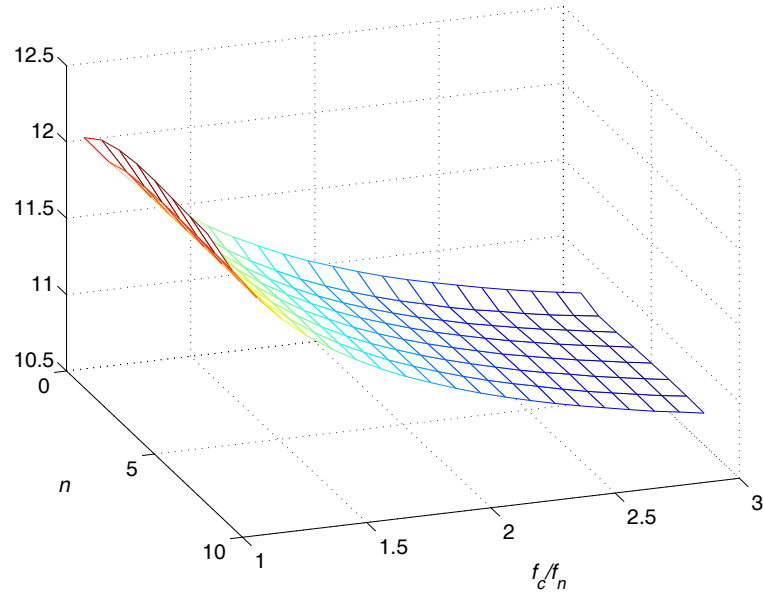


FIG. 3.3: Largeur à mi hauteur $\Delta_{1/2}$ de $\psi(t)$ en fonction du filtre $Q(f)$

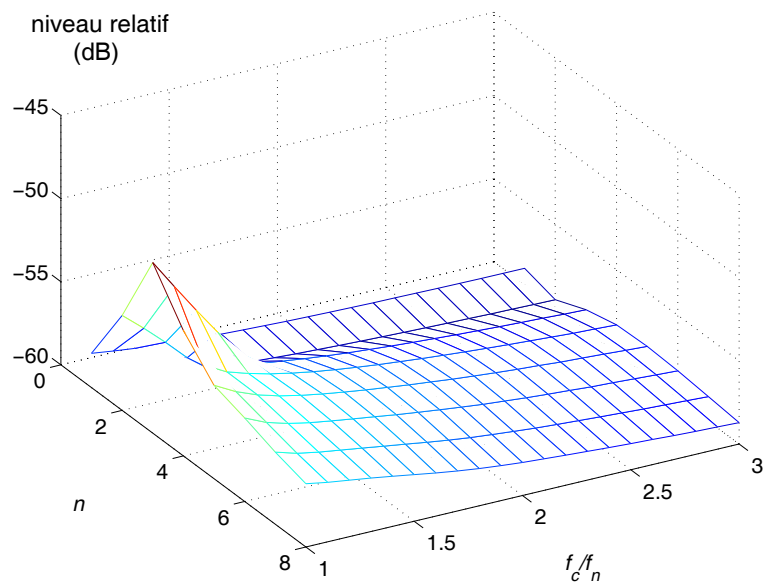


FIG. 3.4: Niveau relatif des pics secondaires de $\psi(t)$ en fonction du filtre $Q(f)$

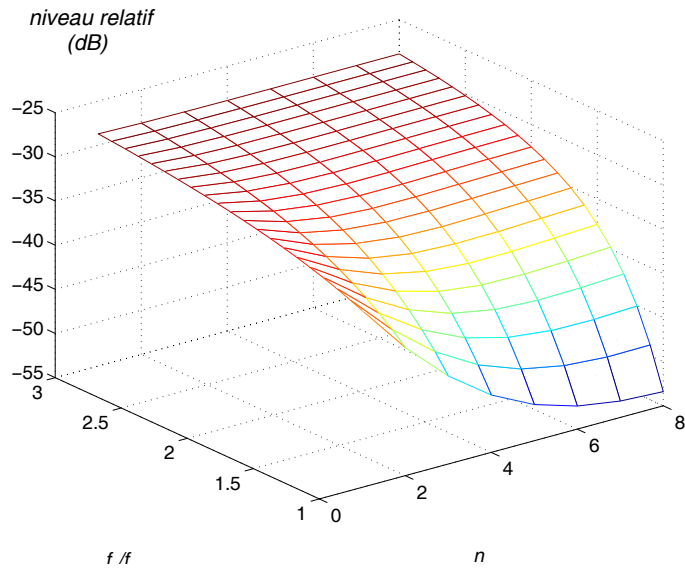


FIG. 3.5: Niveau d'énergie hors bande de $\Psi(t)$ en fonction du filtre $Q(f)$

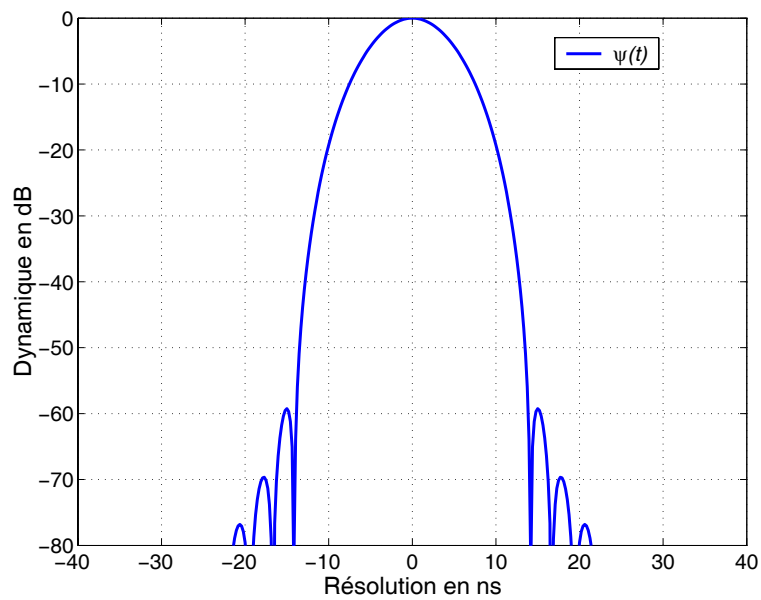


FIG. 3.6: Fonction $\psi(t)$ final après le choix du filtre $Q(f)$

- dynamique $\Gamma_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{|h_{principal}|}{\max(|h_{secondaire}|)} \right) = 59$ dB
- un niveau d'énergie hors bande $E_{hb} = -29.71$ dB
- une bande équivalente de bruit $B_n = 80$ MHz

Le gabarit final du filtre $Q(f)$ étant fixé, il faudra autant de filtres analogiques $Q(f)$ qu'il y a de débits numériques du code d'étalement. Ces filtres très spécifiques seront réalisés lors de la conception du sondeur.

L'ensemble des paramètres du système est maintenant fixé. Notre objectif principal lors de la conception et la réalisation des différents modules est de conserver les performances théoriques que nous venons d'établir. Nous allons par la suite décrire les différentes solutions permettant de démoduler le signal.

3.3 Démodulation

Dans cette partie, nous allons dans un premier temps décrire les différentes techniques de démodulation, leurs avantages, leurs inconvénients et les moyens de corriger les défauts inhérents à chaque technique. Dans un second temps, nous nous attacherons à la description de la technique d'identification, nous permettant d'exploiter au mieux les performances du sondeur de canal.

3.3.1 Techniques de démodulation

3.3.1.1 Démodulation analogique

La structure de démodulation par mélangeur est présentée par la figure (3.7). L'utilisation de ce type de démodulation permet d'obtenir les voies en phase et en quadrature de manière suivante :

$$C_I(t) = \cos(2\pi f_{F_I} t) \quad (3.5)$$

$$C_Q(t) = -\sin(2\pi f_{F_I} t) \quad (3.6)$$

avec $C_I(t)$ et $C_Q(t)$ les composantes déphasées de 90° de la porteuse,

$$y_I(t) = h_{PB,I}(t)x_{F_I}(t)C_I(t) \quad (3.7)$$

$$y_Q(t) = h_{PB,Q}(t)x_{F_I}(t)C_Q(t) \quad (3.8)$$

avec $h_{PB,I}$ et $h_{PB,Q}$ les filtres passe-bas des voies en phase et en quadrature.

En réalité, le signal issu de l'oscillateur permettant de générer la quadrature est sujet à des perturbations en amplitude et en phase. Ces perturbations appliquées aux mélangeurs génèrent des variations des pertes d'insertion, des décalages de phase dans les deux branches de quadrature. Ce déséquilibre peut être pris en compte en modifiant les équations (3.5) et (3.6)

$$C_I(t) = a \cos(2\pi f_{F_I} t + \alpha) \quad (3.9)$$

$$C_Q(t) = -b \sin(2\pi f_{F_I} t + \beta) \quad (3.10)$$

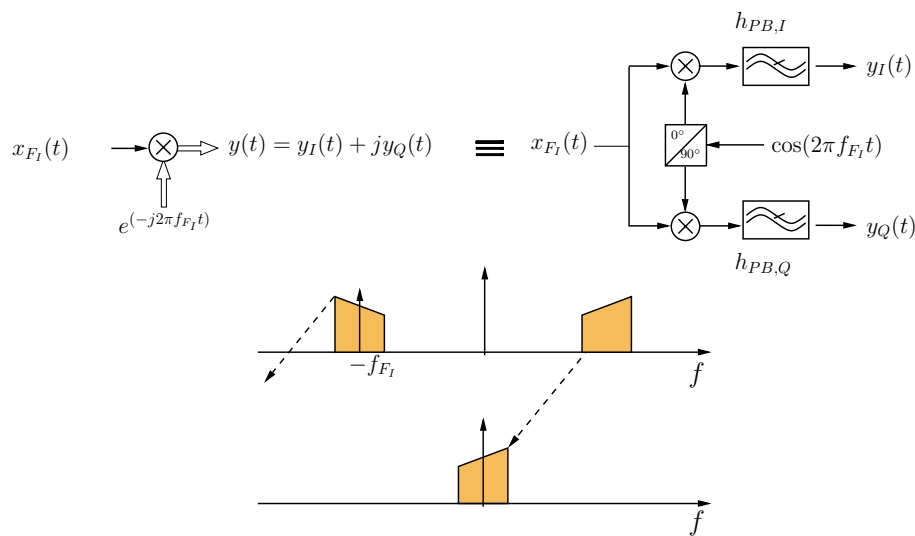


FIG. 3.7: Structure de démodulation analogique

Nous constatons qu'une telle structure ne peut être viable pour les applications multicapteurs, nécessitant une connaissance précise sur la phase, et souffre de nombreux défauts :

- la dissymétrie des caractéristiques des voies I et Q sur toute la bande (filtres passe-bas différents),
- les voies I et Q non maintenues en quadrature sur toute la bande,
- les voies I et Q affectées par un offset en amplitude et en phase distinct,
- les non-linéarités des mélangeurs pouvant générer des bruits bandes étroites,
- l'évolution dans le temps du déséquilibre en phase et en quadrature,
- la fuite de la fréquence porteuse.

Des solutions de calibrage [161–163] permettant de rétablir l'équilibre en amplitude et de la quadrature existent mais risquent de compliquer fortement l'architecture du sondeur et n'offrent pas la précision de correction escomptée. En effet, pour atteindre une dynamique de 40 dB, [46] nous montre qu'il faut une erreur inférieure à 1° sur la phase et inférieure à 0.1 dB sur le module.

3.3.1.2 Démodulation numérique

Afin de conserver les performances en terme de dynamique, nous sommes contraints d'effectuer la démodulation en numérique. Cette démodulation ne se fera pas en temps réel mais en post-traitement, c'est pourquoi nous ne nous attarderons pas sur les techniques de démodulation numérique. Pour obtenir des informations complémentaires sur ces techniques, on pourra se référer aux articles et rapports suivants [46, 164–170]. Trois types de démodulation peuvent être appréhendés :

- la démodulation par sur-échantillonnage,
- la démodulation par sous-échantillonnage,
- l'échantillonnage de Nyquist.

Toutes ces méthodes impliquent, afin d'éviter le repliement de spectre de notre signal, des contraintes sur le choix de la fréquence intermédiaire (f_{F_I}) et de la fréquence d'échantillonnage (f_{ech}) en fonction de la bande du signal à numériser. Les contraintes sur la fréquence d'échantillonnage (f_{ech}) en fonction de la fréquence intermédiaire (f_{F_I}) et de la bande d'analyse B pour les différentes solutions de transposition sont données dans le tableau (3.5). Remarquons que pour la méthode de sous-échantillonnage, nous pouvons obtenir, en fonction d'un paramètre N entier ($2 \leq N \leq N_{max}$), plusieurs solutions satisfaisantes.

Méthode de transposition	Nyquist	sur-échantillonnage	sous-échantillonnage
Fréquence d'échantillonnage	$f_{ech} \geq 2f_{F_I} + B$	$f_{ech} = 4f_{F_I}$	$\frac{2f_{F_I} + B}{N} \leq f_{ech} \leq \frac{2f_{F_I} - B}{N - 1}$
Contraintes sur f_{F_I}	$f_{F_I} > B/2$ et $N_{max} = \text{int} \left(\frac{f_{F_I} + B}{2B} \right)$		

TAB. 3.5: Contraintes sur la fréquence d'échantillonnage pour la démodulation numérique

Le choix de la fréquence intermédiaire (F_I) fixera par conséquent la fréquence d'échantillonnage. Nous devons donc trouver le bon compromis entre ce choix et les performances de notre carte d'acquisition dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau (3.1). Nous devons assurer aussi que le temps d'observation (T_{obs}) soit un multiple entier de la période de la F_I permettant, lors de la transposition numérique en bande de base, d'éviter des sauts de phase entre les différentes acquisitions. Si le produit $T_{obs} \cdot f_{F_I}$ est impair, il faudra faire une correction de phase sur la réponse impulsionnelle de π radians. Le choix d'une fréquence F_I élevée nous permettra aussi, lors de la conception des têtes RF, d'éviter l'utilisation de filtres RF d'ordre élevé (filtres très sélectifs) qui détérioreront les performances temporelles du sondeur. Comme notre priorité est de concevoir un système de mesure performant, nous fixerons dans un premier temps un ordre de grandeur de la F_I : $200 \text{ MHz} \leq F_I \leq 300 \text{ MHz}$. Cet ordre de grandeur se situe au centre de la bande passante de notre carte d'acquisition. Outre les contraintes évoquées ci-dessus, le choix de la F_I et de la technique de démodulation est une étape primordiale, car celui-ci déterminera les performances en terme de caractérisation Doppler de notre système. Nous allons présenter dans les tableaux (3.6), (3.7) et (3.8) plusieurs configurations possibles en décrivant pour chacune les performances attendues en terme de caractérisation des vitesses de déplacement dans le canal pour un réseau de type ULA à 8 éléments. Nous ne décrirons dans ces tableaux que les configurations avec les débits numériques de 100 et 50 Mbit/s, et les longueurs de code de 1023, 511 et 255. Ces configurations sont celles qui seront le plus souvent utilisées pour les environnements *outdoor* où les vitesses de déplacement seront les plus élevées. Les calculs de vitesses de déplacement sont effectués en prenant en compte le temps d'acquisition (équation 3.13) et le temps de transfert $T_{transfert}$ des données (N_{ech} échantillons) vers le PC (équation

3.14) où $D_{transfert}$ est la vitesse de transfert de la carte d'acquisition.

$$T_{obs} = D_c L_c \quad (3.11)$$

$$N_{ech} = T_{obs} f_{ech} \quad (3.12)$$

$$T_{acq} = \begin{cases} (2M_{Rx} \times T_{obs}) \times M_{Tx} & \text{en MIMO} \\ (2M_{Rx} \times T_{obs}) & \text{en SIMO} \\ (2M_{Tx} \times T_{obs}) & \text{en MISO} \end{cases} \quad (3.13)$$

$$T_{transfert} = N_{ech}/D_{aqiris} \quad (3.14)$$

$$T_{rep} = \left(\left\lfloor \frac{T_{acq} + T_{transfert}}{2M_{Rx} \times T_{obs}} \right\rfloor + 1 \right) \times 2M_{Rx} \times T_{obs} \quad (3.15)$$

$$V_{max} = \frac{f_{dop} c}{f_c} = \frac{c}{f_c T_{rep}} \quad (3.16)$$

$f_{F1} = 200 \text{ MHz}$				
$D_c = 100 \text{ MHz}$	type d'ech.	Nyquist	sous-ech.	sur-ech.
	f_{ech} (en MHz)	600	X	800
	$L_c = 1023$	375	X	600
	$L_c = 511$	750	X	300
	$L_c = 255$	1504	X	1203
$D_c = 50 \text{ MHz}$	f_{ech} (en MHz)	500	250	800
	$L_c = 1023$	214	375	150
	$L_c = 511$	428	750	300
	$L_c = 255$	1002	1504	602

TAB. 3.6: Comparaison des vitesses de déplacement (en km/h) pour une liaison SIMO $[1 \times 8]$ en fonction des différentes techniques de démodulation numérique pour $F1 = 200 \text{ MHz}$

Une première analyse des résultats montre que la combinaison d'une $F1 = 300 \text{ MHz}$ avec la technique de sous-échantillonnage offre les meilleurs performances en terme de vitesse de répétition de mesure. Malgré l'obtention des performances optimales avec l'adéquation technique de démodulation par sous échantillonnage, $F1$ et capacité de transfert de la carte d'acquisition, nous préférons choisir une combinaison sous optimale utilisant une $F1$ à 250 MHz permettant, dans le futur, l'évolution du sondeur vers une bande d'analyse plus large. En effet, le choix de la technique de sous-échantillonnage et d'une $F1 = 300 \text{ MHz}$ bien qu'optimal pour le type de carte d'acquisition que nous avons choisi, ne permet pas l'évolution vers des débits code plus élevés sous contrainte d'un repliement du spectre.

Les différents principes de numérisation du signal étant présentés, la seconde phase de la démodulation numérique est l'obtention des voies en phase et en quadrature. Comme pour notre application tous les traitements seront faits après acquisition, nous exploiterons l'équivalent bande

$f_{F1} = 250 \text{ MHz}$				
$D_c = 100 \text{ MHz}$	type d'ech.	Nyquist	sous-ech.	sur-ech.
	f_{ech} (en MHz)	700	X	1000
	$L_c = 1023$	333	X	249
	$L_c = 511$	667	X	500
	$L_c = 255$	1336	X	1000
$D_c = 50 \text{ MHz}$	f_{ech} (en MHz)	600	300	1000
	$L_c = 1023$	187	299	125
	$L_c = 511$	375	600	250
	$L_c = 255$	752	1203	501

TAB. 3.7: Comparaison des vitesses de déplacement (en km/h) pour une liaison SIMO $[1 \times 8]$ en fonction des différentes techniques de démodulation numérique pour $F1 = 250 \text{ MHz}$

$f_{F1} = 300 \text{ MHz}$				
$D_c = 100 \text{ MHz}$	type d'ech.	Nyquist	sous-ech.	sur-ech.
	f_{ech} (en MHz)	800	400	1200
	$L_c = 1023$	300	500	230
	$L_c = 511$	600	1000	429
	$L_c = 255$	752	2005	923
$D_c = 50 \text{ MHz}$	f_{ech} (en MHz)	700	350	1200
	$L_c = 1023$	167	300	115
	$L_c = 511$	334	600	214
	$L_c = 255$	668	1203	462

TAB. 3.8: Comparaison des vitesses de déplacement (en km/h) pour une liaison SIMO $[1 \times 8]$ en fonction des différentes techniques de démodulation numérique pour $F1 = 300 \text{ MHz}$

de base de la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ (nous supposons statique dans un premier temps, le canal de propagation $h(\tau, t) = h(\tau)$). Lorsque les signaux sont à bande limitée et centrés sur une fréquence f_0 , il est possible de travailler avec leurs équivalents bande de base ou leurs enveloppes complexes que nous nommerons $H_l(f)$ qui est définie par :

$$H_l(f) = H_+(f + f_0) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} H_+ = 2 \cdot U(f) \cdot H(f) \\ f_0 = 2,2 \text{ GHz} \end{cases} \quad (3.17)$$

où H_+ est le signal analytique et $U(f)$ est défini par :

$$U(f) = \begin{cases} 1 & \text{pour } f \geq 0 \\ 0 & \text{pour } f < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

Par transformée de Fourier inverse, on obtient :

$$h(\tau) = \Re \left[h_l(\tau) e^{j2\pi f_0 \tau} \right] \quad \text{avec} \quad \begin{cases} h(\tau) = TF^{-1}(H(f)) \\ h_l(\tau) = TF^{-1}(H_l(f)) \end{cases} \quad (3.19)$$

3.3.2 Choix de la technique de démodulation

Comme nous l'avons dit précédemment, nous optons pour une combinaison sous-optimale en terme de rapidité d'acquisition des réponses impulsionnelles en choisissant une FI à 250 MHz. Ce choix se justifie par un souci d'évolution du sondeur vers des bandes d'analyse plus élevées. En configuration de mesure et en fonction du débit code choisi, deux types d'échantillonnage pourront être choisis :

- Pour les débits code de 100 Mbit/s, nous utiliserons la technique d'échantillonnage direct avec une fréquence de numérisation de 800 MHz (figure 3.8),
- Pour les débits code de 50 Mbit/s, nous utiliserons la technique de sous échantillonnage avec une fréquence de 350 MHz afin de diminuer les contraintes de filtrages passe-bas avant le filtrage de Hilbert (figure 3.9).

Les performances théoriques en terme de rapidité de mesure pour toutes les configurations de caractérisation spatiale sont données par le tableau (3.9). Les réseaux utilisés pour notre étude sont au niveau de l'émission un réseau ULA de 4 éléments et au niveau de la réception des réseaux ULA de 8 éléments et un réseau URA de 16 éléments. Nous précisons que l'utilisation du réseau URA servira pour les campagnes de mesures en *indoor* ou en pénétration.

L'ensemble des paramètres systèmes est maintenant fixé. Nous allons présenter la réalisation des différents modules constituant le sondeur dont l'un des objectifs est de conserver les performances théoriques que nous venons d'établir.

3.4 Réalisation pratique

Le but de cette étape est de réaliser le sondeur à partir des spécifications établies précédemment. Nous ne présenterons ici que la version finale du prototype.

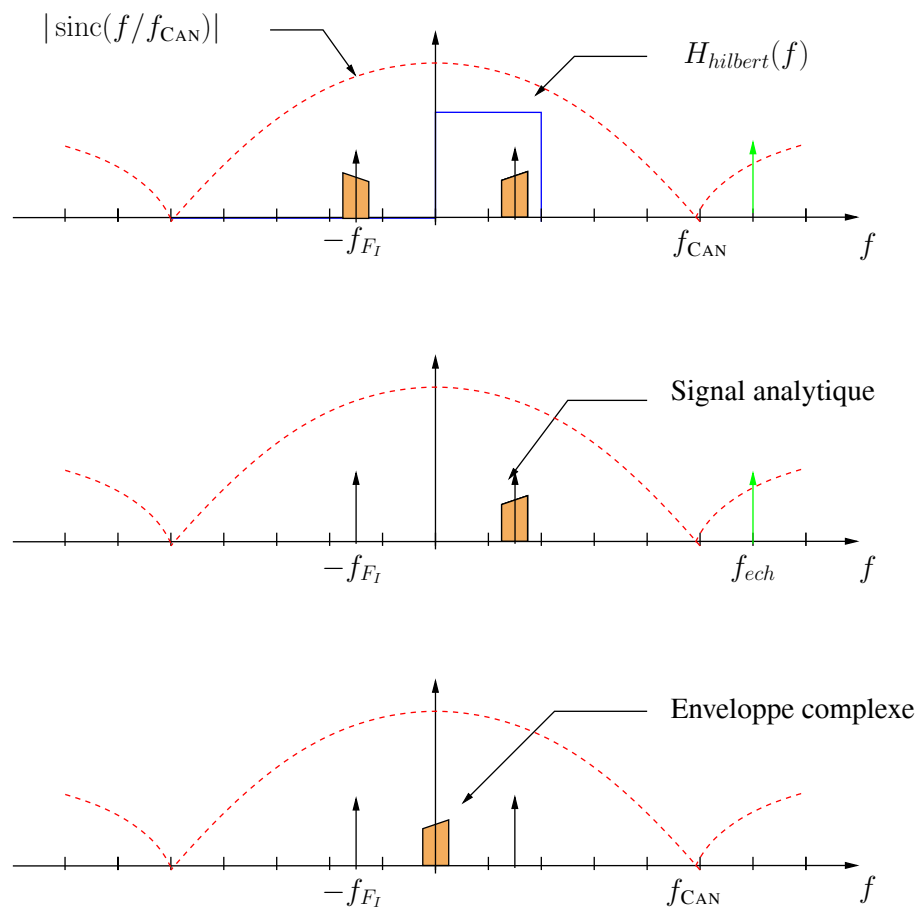


FIG. 3.8: Démodulation par sur-échantillonnage

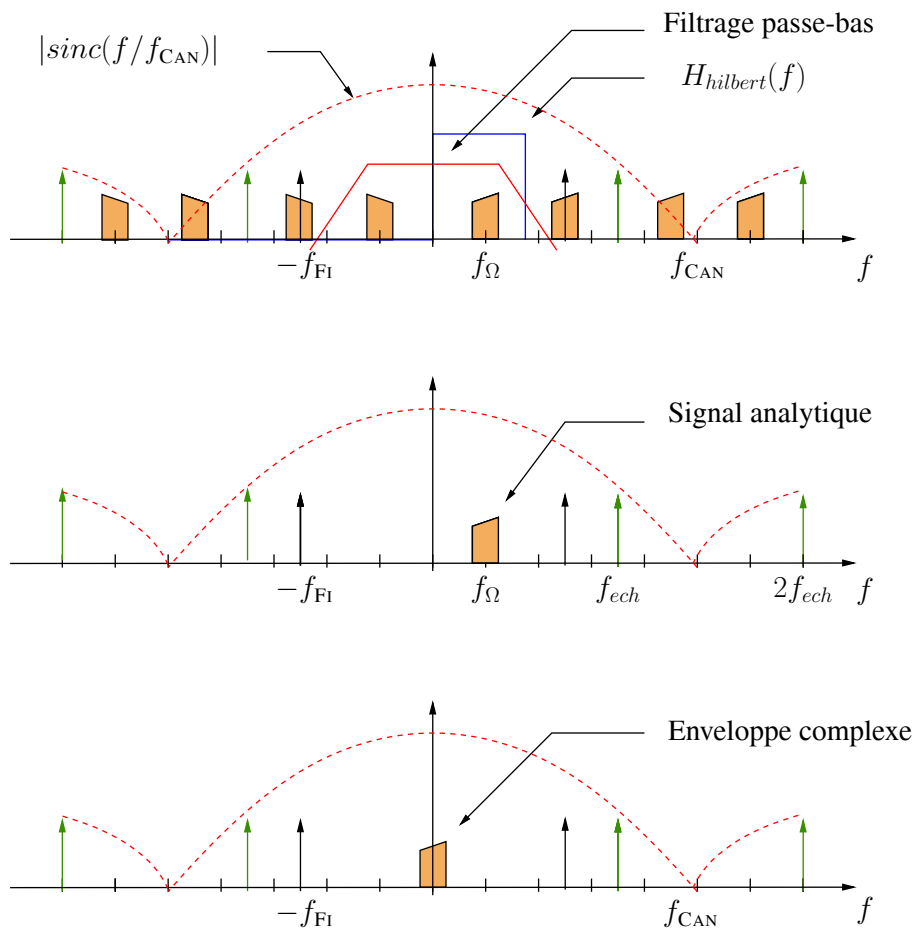


FIG. 3.9: Démodulation par sous-échantillonnage

Configuration TX-RX	D_c en Mbit/s	T_{obs} en μs	T_{rep} en μs	V_{max} en km/h
1 × 8	100	10.23 μs	1637	300
	100	5.11 μs	818	600
	50	20.46 μs	1637	300
	50	10.22 μs	818	600
	50	5.1 μs	408	1203
4 × 4	100	10.23 μs	3274	150
	100	5.11 μs	1635	300
	50	20.46 μs	3274	150
	50	10.22 μs	1635	300
	50	5.1 μs	816	600
4 × 8	100	10.23 μs	6547	75
	100	5.11 μs	3270	150
	50	20.46 μs	6547	75
	50	10.22 μs	3270	150
	50	5.1 μs	1632	300
1 × 16	100	5.11 μs	1635	150
	100	2.55 μs	816	300
	100	1.27 μs	406	601
4 × 16	100	5.11 μs	6540	75
	100	2.55 μs	3264	150
	100	1.27 μs	1625	302

TAB. 3.9: Performance de rapidité d'acquisition en fonction de la configuration de mesure

Le travail réalisé comprend aussi bien de la conception électronique et numérique, le développement informatique temps réel et les réalisations de pièces mécaniques. Ici, nous nous intéressons essentiellement à la partie électronique qui constitue le cœur du système. Afin de préserver le maintien des performances dans le domaine temporel du sondeur, nous allons présenter les précautions à prendre lors de la conception des parties RF assurant au système de mesure la plus grande sensibilité et d'assurer la plus grande dynamique instantanée en puissance.

3.4.1 Contrainte sur le module radio-fréquence

3.4.1.1 Sensibilité du récepteur

La sensibilité d'un récepteur caractérise la capacité d'un récepteur à détecter un faible signal. Le facteur de bruit (N_F) d'une chaîne de réception correspond à la puissance de bruit rajoutée par cette chaîne de réception et peut être défini par le rapport entre le RSB en entrée et le RSB en sortie.

$$N_F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \quad (3.20)$$

où $\frac{S_i}{N_i}$ est le rapport signal à bruit en entrée de la chaîne de réception et $\frac{S_o}{N_o}$ est celui en sortie. Le signal minimum détectable (SMD) est déterminé par le plancher de bruit de la chaîne de réception pour une bande donnée.

$$\begin{aligned} P_{Bruit} &= k T_s B \\ &= k (N_F) T_a B \\ (P_{Bruit})_{dB} &= -174 + N_F + 10 \cdot \log(B) \end{aligned} \quad (3.21)$$

où

k est la constante de Boltzmann,

B est la bande passante du système en Hz,

T_s est la température équivalent de bruit en entrée du système en degrés Kelvin,

T_a est la température équivalent de bruit de l'antenne en degrés Kelvin.

Pour les composants analogiques cascades, le facteur de bruit N_{Fi} et le gain G_i de chaque composant i permettent de calculer le facteur de bruit de la chaîne de transmission entière en utilisant la formule de Friiss [171].

$$N_F = N_{F1} + \frac{N_{F2} - 1}{G_1} + \frac{N_{F3} - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad (3.22)$$

Sachant que nous devons avoir la dynamique en puissance instantanée la plus grande possible et que le niveau de bruit est de -91.95 dBm pour une bande de 160 MHz, nous devons amplifier le plus rapidement possible le signal après l'antenne de réception afin d'assurer un facteur de bruit pour la chaîne de réception le plus faible possible.

3.4.1.2 Sélectivité du récepteur

La sélectivité du récepteur définit sa capacité à rejeter les signaux parasites des bandes adjacentes. La réponse des circuits de filtrages permettant de sélectionner la bande désirée doit être suffisamment sélective afin de supprimer les signaux interférents des canaux adjacents (UMTS, ISM et DCS), les bruits hors bande et les bruits bande étroite. Elle doit être également suffisamment large afin de laisser passer les signaux utiles tout en assurant des distorsions négligeables en amplitude, en temps de groupe et en phase.

3.4.1.3 Produit d'intermodulation et points d'interception

Quand un composant actif est soumis à un signal d'entrée d'amplitude élevé, il peut présenter un comportement non-linéaire. Ce composant se comporte comme un mélangeur et effectue le produit entre les signaux utiles et les signaux parasites. Ce processus est appelé *intermodulation* et les nouvelles fréquences générées sont appelées *produit d'intermodulation*. Le point d'interception est le niveau de puissance en entrée pour lequel les produits d'intermodulation en sortie sont du même niveau que le signal désiré. Le point d'interception est typiquement caractérisé par les produits d'intermodulation d'ordre 3 et est noté II_{P3}

$$II_{P3} = -10 \log_{10} \sum_i \left[\frac{1}{II_{P3i} G_{i+1} G_{i+1} \dots G_n} \right] \quad i = 1 \dots n \quad (3.23)$$

où G_i et II_{P3i} représentent le gain et le point d'interception d'ordre 3 de chaque composant i . Les produits d'intermodulation d'ordre 2 et 3 sont généralement les plus forts.

3.4.1.4 Compression de gain et dynamique

La compression en gain d'une chaîne de transmission apparaît lorsqu'un signal de forte puissance entraîne l'étage RF dans la région non linéaire de sa caractéristique. Cette caractéristique est représentée par la figure (3.10). La dynamique est la différence entre le point de compression et le signal minimum détectable, c'est à dire le plancher de bruit pour les systèmes sans gain de traitement. Pour les systèmes avec un gain de traitement Γ_{dB} défini par l'équation (3.1), nous définissons le signal minimum détectable SMD comme une réponse impulsionnelle ayant un RSB > 20 dB, c'est-à-dire que le SMD dans notre cas est équivalent à :

$$S_{MD} = P_{Bruit} + N_F - \Gamma_{dB} + 20 \quad (3.24)$$

Nous venons de présenter la plage de puissance où la réponse du récepteur est linéaire. Lors de la conception de récepteur un autre paramètre peut être déterminé, caractérisant la plage de dynamique sans parasites d'intermodulation S_{FDR} (*Spurious Free Dynamic Range* en anglais)

$$S_{FDR} = 2/3 II_{P3} - S_{MD} \quad (3.25)$$

La borne minimale de la S_{FDR} est donnée par le signal minimum détectable (S_{MD}) et la limite maximale de la puissance d'entrée dont les niveaux engendrent des produits d'intermodulation pour laquelle la puissance est égale au plancher de bruit [172].

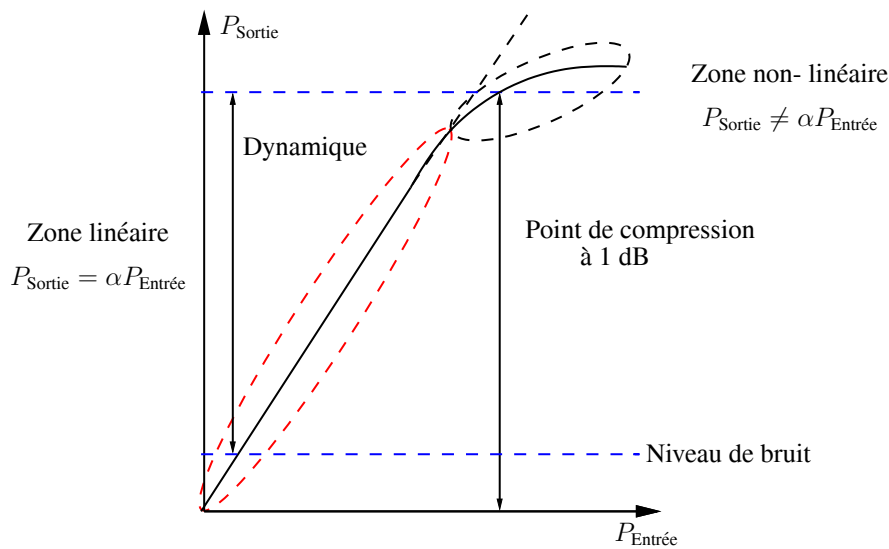


FIG. 3.10: Plage de la dynamique

3.4.1.5 Conclusion

Après avoir pris connaissance des contraintes liées à la réalisation de la partie RF, plusieurs précautions sont à prendre lors de la réalisation de celle-ci :

- Afin de préserver la dynamique en puissance et de limiter la remontée le plancher du bruit, nous devons assurer un facteur de bruit de la chaîne de réception de l'ordre de 3–4 dB. Pour atteindre ce facteur de bruit, les amplificateurs faibles bruits seront intégrés sur les antennes réseaux,
- Afin d'offrir une grande plage de puissance et ainsi éviter la compression du signal et la génération de pics parasites, l'organe de contrôle de gain sera scindé en deux parties, l'une opérant en RF et l'autre en FI. La puissance maximale en entrée du sondeur sera liée intrinsèquement aux caractéristiques de gain et du point de compression du LNA,
- Une attention toute particulière sera portée sur les caractéristiques des filtres RF et FI, principalement sur les temps de groupe, afin qu'ils ne détériorent pas les performances dans le domaine temporel du sondeur.

3.4.2 Modules radiofréquences

Nous allons décrire dans cette partie les modules radiofréquences pour l'émission et la réception. Nous omettrons par la suite, et par souci de clarté, de préciser que toutes les références de fréquence sont asservies sur une fréquence de référence à 10 MHz ultra stable fournie par une source Rubidium. Les caractéristiques de cette référence et des diverses sources de fréquences ainsi que leurs implications sur les performances de l'analyse Doppler seront développées dans le paragraphe (3.4.4).

3.4.2.1 Module radiofréquence d'émission

La prise en compte des solutions évoquées précédemment implique l'utilisation d'une structure superhétérodyne présentée par la figure (3.11) avec deux transpositions en fréquence, l'une à 250 MHz et l'autre 2,2 GHz ou 3,5 GHz. La description du module radiofréquence d'émission se fera en trois parties distinctes :

- la transposition en F_I,
- la transposition RF avec le contrôle de la puissance émise,
- l'amplification de puissance.

Transposition à 250 MHz

Le rôle de ce mélangeur est d'effectuer la première transposition autour de 250 MHz du code d'émission, avant la transposition finale. Les principales difficultés consistent à obtenir, d'une part, un bon équilibre sur toute la bande du signal et, d'autre part, un niveau d'OL en sortie suffisamment faible. En effet, à ce niveau de la chaîne de transmission, le spectre du signal utile est centré sur 250 MHz. Or les fuites d'OL créent un signal parasite à 250 MHz : cette raie parasite ne peut donc pas être supprimée par filtrage. La solution utilisant un mélangeur passif est alors à proscrire car il n'offre pas une réjection suffisante de l'OL (20 à 35 dB) et une puissance d'OL élevée (7 dBm). La solution choisie pour la transposition du code d'étalement en F_I est l'utilisation d'un multiplieur analogique. Cette solution nous offre une réjection de l'OL de 50 dB et un comportement linéaire dans la bande DC–500 MHz. Un autre avantage de cette solution est qu'elle fonctionne en différentiel. Ce fonctionnement en différentiel, nous facilitera l'interfaçage entre le signal provenant de la partie bande de base de type ECL et le module de transposition en F_I. En fonction du débit numérique choisi, le signal en F_I sera filtré par un des filtres passe bande centrés sur 250 MHz dont les bandes passantes sont de 160, 80, 40 et 20 MHz. Son rôle consiste simplement à « nettoyer » la sortie du mélangeur situé en amont.

Tête RF

La tête RF d'émission présentée par la figure (3.12) permet de transposer le signal F_I vers la RF à 2,2 GHz ou à 3,5 GHz. Cette tête radiofréquence utilise un mélangeur passif permettant de rejeter l'OL à plus de 35 dB. Cette bonne réjection de l'OL peut paraître sur-dimensionnée mais elle permettra de soulager les étages de filtrage¹. Afin de rejeter les battements entre les harmoniques et les produits d'intermodulation hors de la bande d'analyse du sondeur, nous utiliserons l'image basse du spectre transposé. Ce choix implique que les OL pour les transpositions vers 2,2 GHz et 3,5 GHz seront respectivement de 2,45 GHz et 3,75 GHz. Les étages de filtrage sont composés d'un filtre passe bande d'une largeur de bande 160 MHz en sortie du mélangeur afin de rejeter l'OL et le spectre image haut. Il est suivi d'un filtre identique permettant de « nettoyer » le spectre après l'étage de contrôle de puissance et des différents étages d'amplification. Afin de contrôler la puissance d'émission, nous avons ajouté un atténuateur variable commandé par le module contrôle permettant de faire varier la puissance de la tête RF de 0 à -50 dBm avec un pas de 5 dB.

¹Gardons toujours en mémoire que toutes les étapes de filtrages détériorent l'autocorrélation entre les codes PA

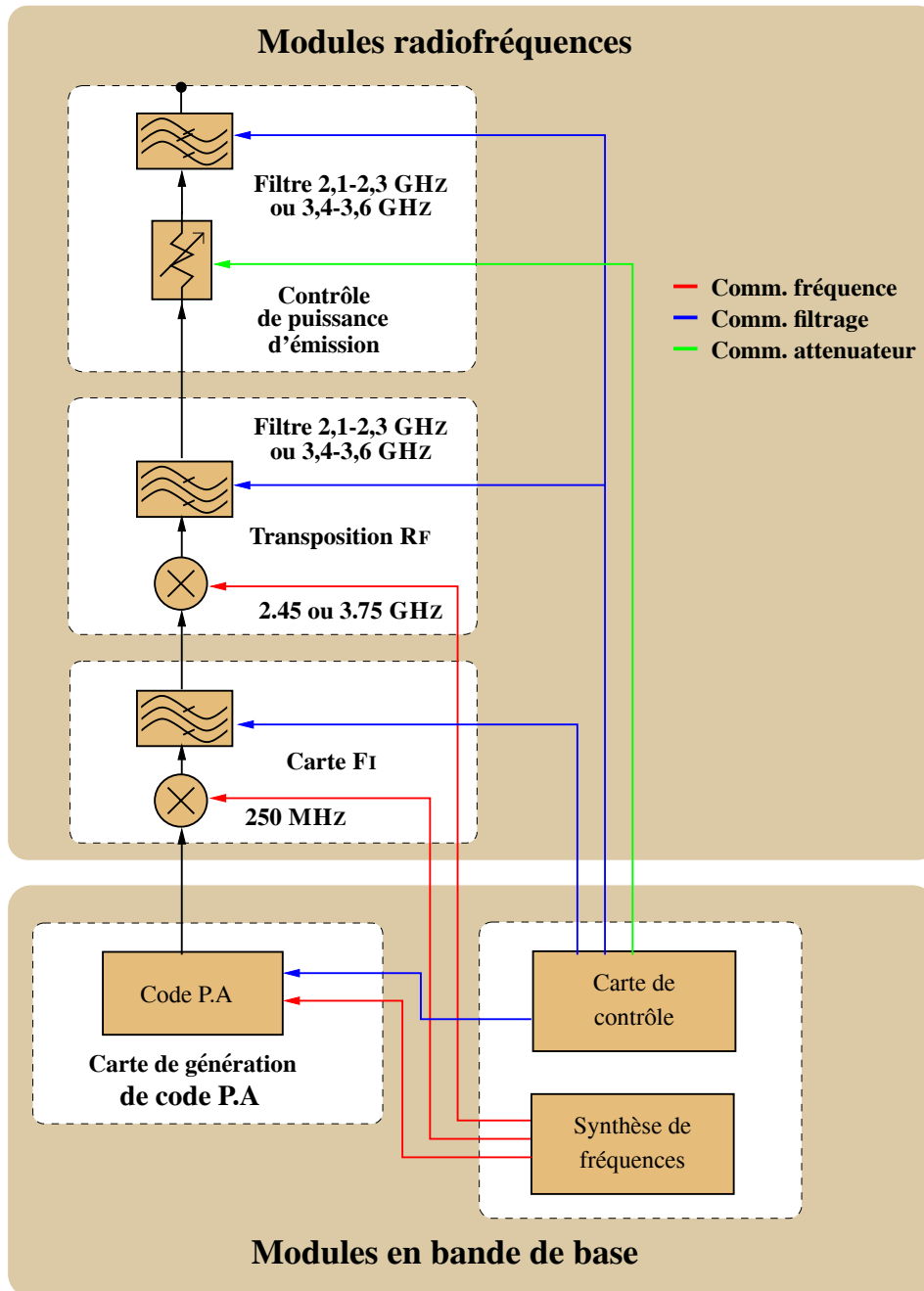


FIG. 3.11: Schéma synoptique de l'émetteur



FIG. 3.12: Photo de la partie RF de l'émetteur

Amplification de puissance RF

Pour la configuration de mesure en SIMO, le signal transposé sera amplifié par un amplificateur de puissance délivrant une puissance de 10 Watts (40 dBm) sur la plage de fréquence 2–2,5 GHz. Après avoir caractérisé l'amplificateur de puissance, nous avons constaté que le point de compression se situait vers 43 dBm (20 Watts). Ce gain en puissance maximale d'émission, nous permettra d'assurer une marge de sécurité de 3 dB par rapport au point de compression afin que l'amplificateur de puissance fonctionne dans sa plage linéaire. Pour les mesures en MIMO, nous n'utiliserons pas l'amplificateur de puissance : le signal RF d'une puissance de 0 dBm sera transmis via un câble vers l'antenne d'émission où l'électronique de puissance est déportée (paragraphe 3.4.2.3).

3.4.2.2 Module radiofréquence de réception

La conception de la tête RF de réception est issue de la réflexion inverse à celle faite pour la transposition montante en ce qui concerne la transposition en FI. Le synoptique du module radiofréquence de réception est présenté par la figure (3.13). Ce module peut être séparé en deux sous-modules :

- le module de transposition descendante,
- le module FI.

Module RF

La différence majeure entre les modules d'émission et de réception (figure 3.14) est l'ajout d'un contrôle de gain en RF dont le rôle est d'ajuster le niveau de signal en entrée du mélangeur afin que celui-ci ne « compresse » pas. Cet amplificateur à gain variable offre une plage de gain allant de 0 à 50 dB avec un pas de 5 dB et constitue le module RF du contrôle automatique de gain (CAG) présenté dans le paragraphe (3.4.5.3). Les caractéristiques de filtrage sont identiques à celles du module de transposition montante, le premier filtre « nettoie » le spectre en éliminant les émissions parasites et les interférants large bande ou bande étroite existant dans les bandes voisines afin d'éviter la saturation de l'étage de réception et le second assure une fonction identique afin d'éviter la transposition de raies parasites après l'étage d'amplification.

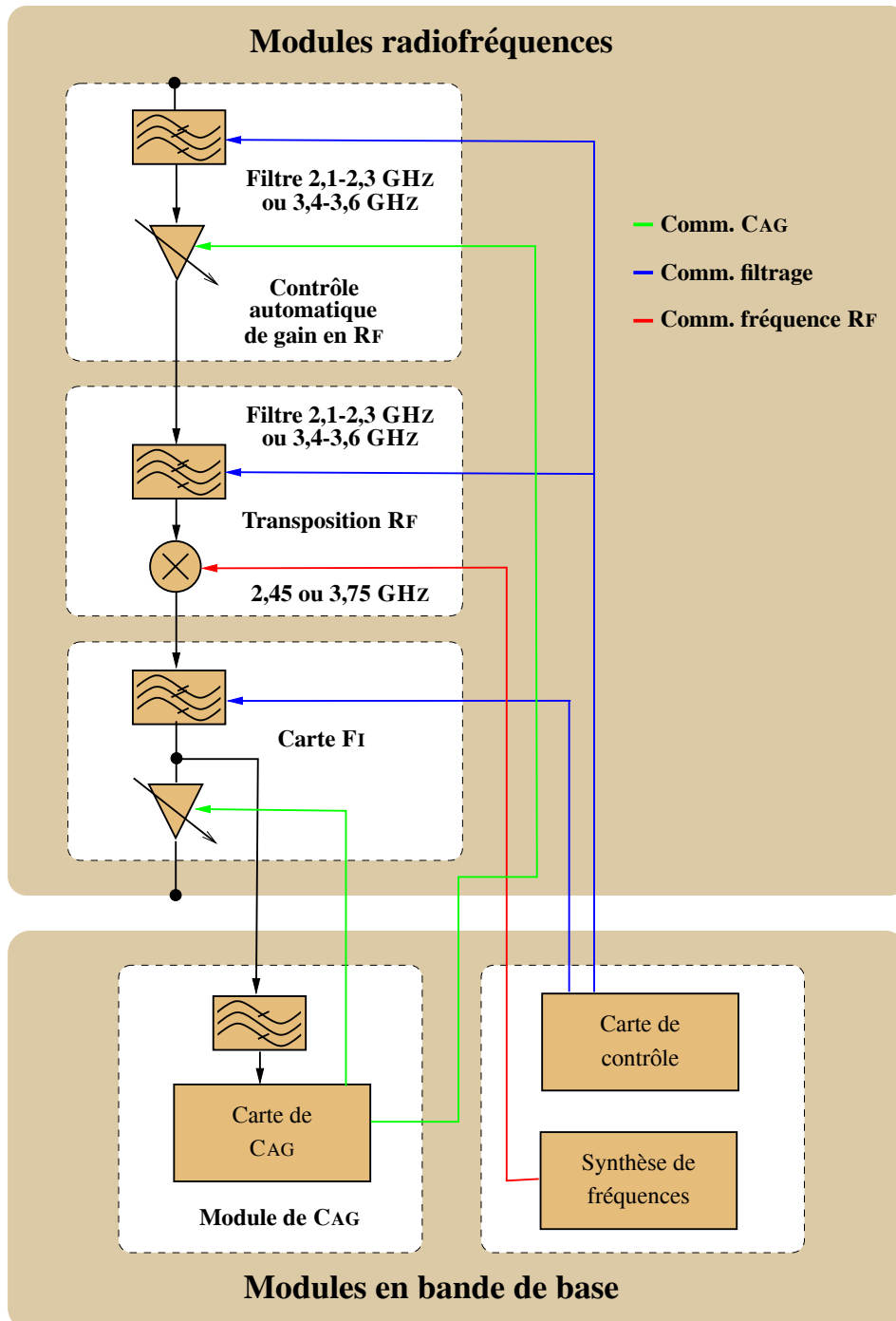


FIG. 3.13: Schéma synoptique du récepteur



FIG. 3.14: Photo de la partie RF de l'émetteur

Module F1

Après transposition et filtrage passe bande dont la bande dépend du débit numérique du code utilisé, le signal en F1 est scindé en deux par un diviseur de puissance. Une partie du signal est dirigée vers le second amplificateur variable constituant le second module de la CAG et l'autre partie du signal est dirigée vers le module de contrôle de la CAG décrit dans la paragraphe (3.4.5.3). L'amplificateur variable permet de fixer un gain couvrant la plage de 0 à 45 dB avec un pas de 1 dB et admet un point de compression à 15 dBm. Le signal amplifié est filtré par un filtre passe bande centré sur 250 MHz puis il est numérisé en fin de chaîne.

3.4.2.3 Modules radiofréquences déportés

L'une des originalités de notre sondeur est l'intégration de modules électroniques sur les antennes réseaux. En effet, pour obtenir la plus grande dynamique en puissance, il faut amplifier le signal le plus rapidement dans la chaîne de réception par un amplificateur faible bruit afin d'obtenir le facteur de bruit le plus faible possible. Au niveau de l'émission, la principale limitation en ce qui concerne le niveau de puissance transmis est le commutateur rapide, dont la rapidité est fortement dépendante du niveau de puissance à transmettre. Pour cette raison, comme pour les réseaux de réception, nous intégrerons derrière l'antenne un amplificateur de puissance. Cette intégration des organes d'amplification et de commutation pour les antennes réseaux d'émission et de réception est présentée dans les paragraphes suivants.

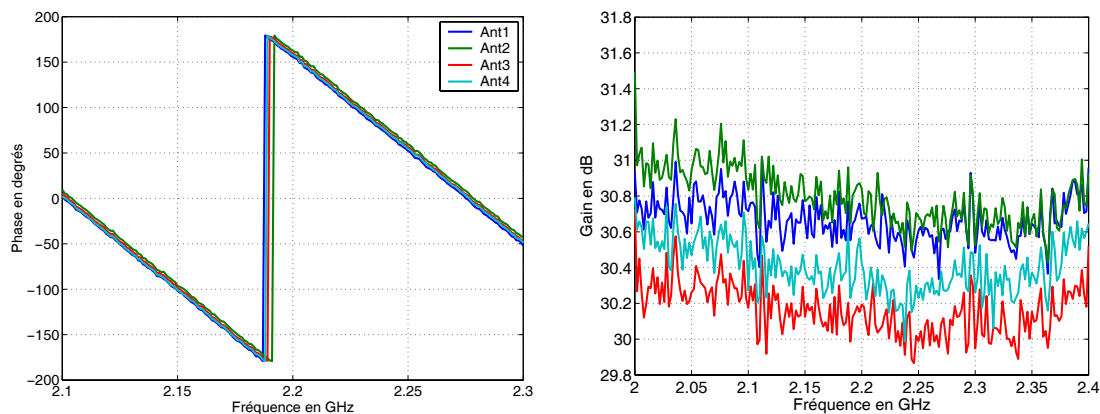


FIG. 3.15: Appairage en amplitude et en phase de l'électronique des différentes voies du réseau ULA d'émission

Antenne réseau d'émission

Pour l'antenne réseau d'émission, afin de compenser la limitation de la puissance due au commutateur rapide, nous avons intégré des amplificateurs de moyenne puissance dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau (3.10). Afin de préserver les caractéristiques de la répon-

Fréquence	2–4 GHz
Gain	30 dB
Facteur de bruit	4 dB
Point de compression	29 dBm

TAB. 3.10: Caractéristiques des amplificateurs de moyenne puissance

se en amplitude et en phase de l'antenne réseau, lors de l'intégration mécanique du commutateur et des amplificateurs de puissance, nous avons essayé d'uniformiser la réponse complexe de l'électronique. Les contraintes sur le module étant moindres que celles sur la phase, le composant critique fut le commutateur. En effet, en raison de son architecture distribuée, les longueurs électriques entre les différentes voies sont différentes et engendrent un déphasage entre celles-ci. Après de nombreuses recherches, nous avons trouvé des commutateurs rapides avec un appariement entre voies de $\pm 0,5$ dB et de ± 1 degré. Malgré ces bonnes caractéristiques, lors de l'intégration, nous avons constaté qu'il subsistait un déphasage non négligeable entre les voies, dont la principale cause est la précision mécanique² des câbles de liaison. Une telle précision mécanique n'étant pas accessible au laboratoire, nous avons décidé d'intégrer des déphaseurs mécaniques afin de pouvoir régler avec la précision voulue notre électronique dont les résultats sont présentés par la figure (3.15).

Antennes réseau de réception

Au niveau de la réception, la même procédure de calibrage mécanique fut effectuée sur les réseaux ULA et URA dont les résultats sont présentés par les figures (3.16) et (3.17).

²A 2,2 GHz, un décalage de phase d'un degré équivaut à une précision mécanique de $380 \mu\text{m}$

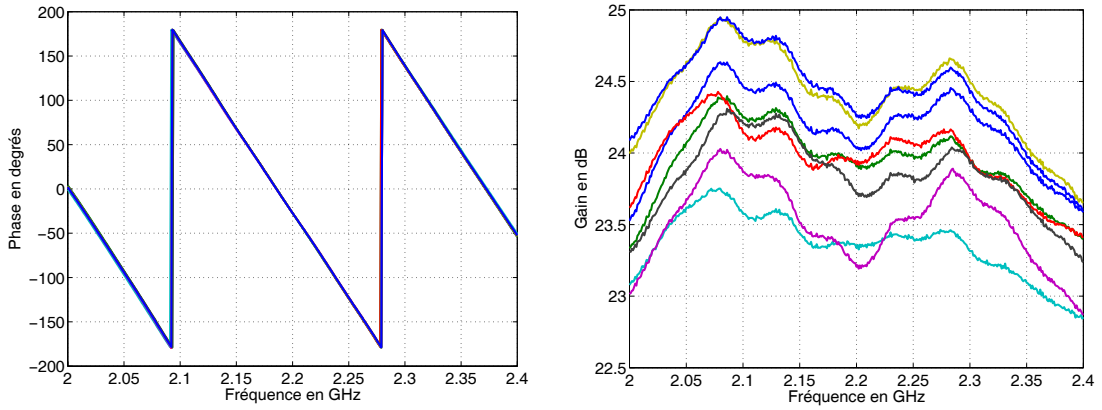


FIG. 3.16: Appairage en amplitude et en phase de l'électronique du réseau ULA de réception

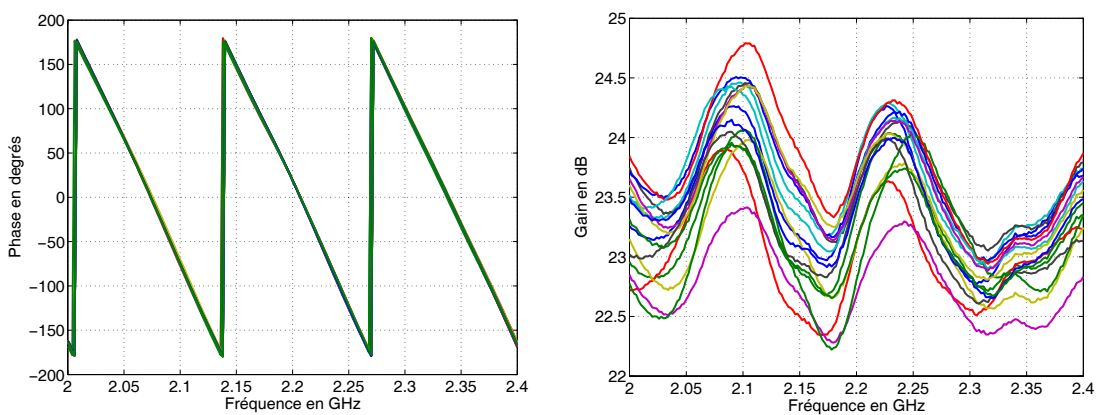


FIG. 3.17: Appairage en amplitude et en phase de l'électronique du réseau URA de réception

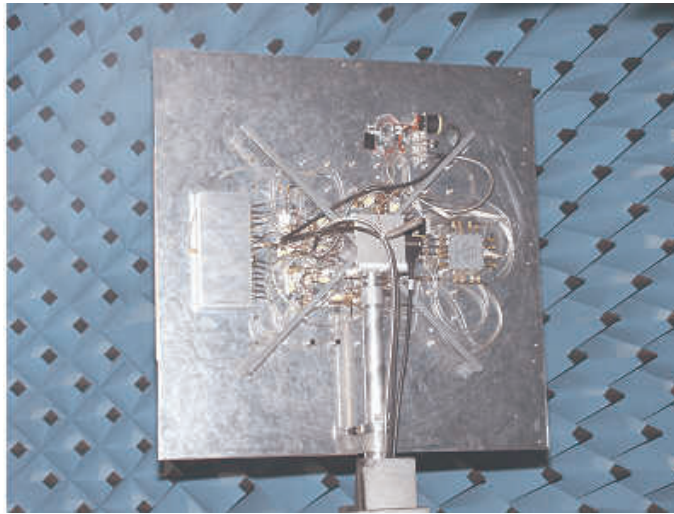


FIG. 3.18: Électroniques embarqués sur le réseaux URA

Pour avoir plus de souplesse sur le processus de calibrage, nous avons développé et conçu les amplificateurs faible bruit afin de pouvoir les régler en assurant la plus faible dispersion en amplitude et en phase entre les différentes voies des réseaux de réception. Pour prendre connaissance des variations de la fonction de transfert du sondeur au cours du temps ou pour prévenir tout dysfonctionnement de l'électronique, nous avons ajouté un point d'accès de mesure par le biais d'un diviseur de puissance développé par nos soins, permettant de distribuer un signal sur toutes les voies ou bien d'isoler la chaîne de réception (isolation de 80 dB) lorsque le niveau d'entrée est trop important, protégeant ainsi certains organes sensibles de la chaîne de réception. Un exemple de l'intégration mécanique sur le réseau URA est présenté par la figure (3.18).

3.4.3 Performance du modules radiofréquences

Tous les modules radiofréquences étant décrits précédemment, nous allons pouvoir donner une estimation des performances en terme de dynamique de notre système de mesure. Cette évaluation des performances des modules radiofréquences ne prendra pas en compte le module bande de base mais uniquement le module radiofréquence. Pour le récepteur, l'antenne faisant office de filtre passe bande est immédiatement précédée d'un commutateur mécanique faible perte offrant une grande isolation entre les voies (80 dB) permettant de sélectionner soit les sorties du diviseur de puissance, soit les étages d'amplification et le commutateur. Le signal est ensuite transporté, par le moyen d'un câble faible perte (3 dB) de 8 m stable en phase, vers le module RF décrit dans le paragraphe (3.4.2.2). Le facteur de bruit de la chaîne de réception calculé par la formule de Friis (équation 3.22) donne pour le récepteur un facteur de bruit pour les signaux de faible puissance de :

$$N_F = 4,25 \text{ dB}$$

Pour un signal de forte puissance n'excédant pas -30 dBm au niveau de l'entrée du LNA, la CAG étant positionnée de telle façon que le signal ne soit pas « compressé », le facteur de bruit est égal

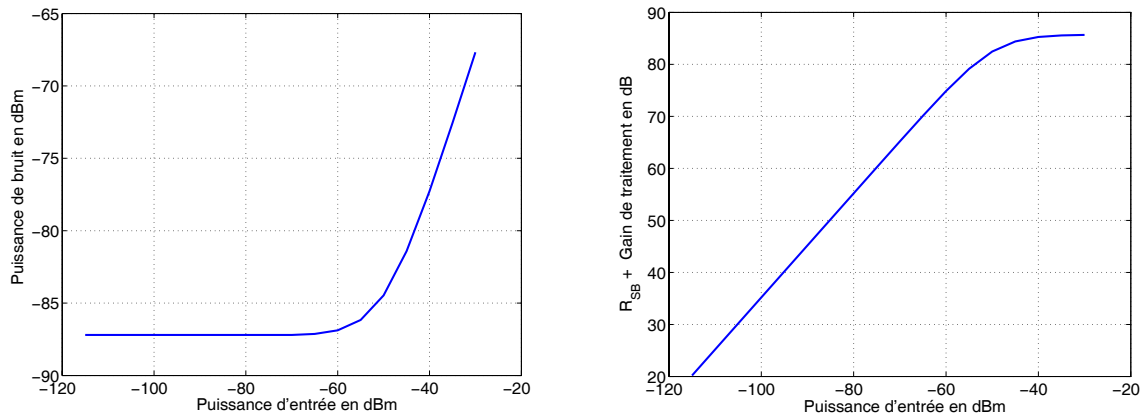


FIG. 3.19: Variation de la puissance de bruit en fonction de la puissance reçue – Variation du rapport signal à bruit en incluant le gain de traitement du filtre

à :

$$N_F = 23,8 \text{ dB}$$

La solution consistant à intégrer les amplificateurs faibles bruits montre ici tout son bien fondé car si ceux-ci n'étaient pas intégrés à l'antenne réseau avec une structure équivalente, le facteur de bruit serait égal à 14 dB pour les signaux de faible puissance et de 26 dB pour les signaux de forte puissance. Ce résultat est relativement optimiste car nous ne tenons pas compte du bruit introduit par l'antenne. A partir de ces valeurs, nous pouvons calculer la puissance de bruit minimale P_{Bruit} pour la bande d'analyse de 160 MHz d'après l'équation (3.21).

$$\begin{aligned} P_{Bruit} &= -174 + N_F + 10 \log_{10}(B) \\ &= \begin{cases} -87.2 \text{ dBm pour les signaux de faible puissance} \\ -67.6 \text{ dBm pour les signaux de forte puissance} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Le rôle de la CAG décrit dans le paragraphe (3.4.5.3), est d'assurer un niveau de puissance inférieur à -5 dBm en entrée du mélangeur. Ce niveau fixe la plage de puissance où le comportement du récepteur est linéaire. La figure (3.19) présente les variations de la puissance de bruit en fonction de la puissance reçue au niveau du LNA³, ainsi que les variations du rapport signal à bruit en incluant le gain de traitement du filtre adapté (60 dB).

Outre ces résultats théoriques, nous avons entrepris la caractérisation de ce facteur de bruit. L'outil de mesure est un wattmètre large bande. Le principe de la mesure sera de mesurer la puissance de bruit en fonction de la configuration du sondeur. Connaissant les caractéristiques de gain des différents étages d'amplification, plusieurs types de mesures vont être entrepris pour la configuration où des signaux de faible puissance sont reçus :

- Mesure incluant les antennes dans une chambre CEM afin d'exclure les fuites du récepteur,
- Mesure avec une charge de 50 Ω sur l'entrée d'un LNA, afin de quantifier le bruit apporté par l'antenne.

³Nous considérons que la puissance maximale admissible par le récepteur est de -30 dBm (compression du LNA)

Capteur ULA	Puissance de bruit en dBm	Gain chaîne de réception en dB	N_F mesuré en dB
1	-13.98	74.25	3.72
2	-14.56	74.12	3.27
3	-14.26	74.13	3.55
4	-15.09	73.55	3.31
5	-14.77	73.42	3.76
6	-14.32	74.41	3.22
7	-14.48	73.93	3.54
8	-14.17	74.47	3.31
9	-14.09	74.47	3.39

TAB. 3.11: Mesure du facteur de bruit du récepteur avec $B = 160$ MHz

Contre toute attente, les mesures de facteur de bruit donnent des résultats supérieurs à ceux calculés théoriquement. Ceux-ci peuvent être expliqués par des meilleures performances en terme de perte des composants connectés tels que les filtres et le commutateur rapide. La seconde mesure présente une différence négligeable (0,1 dB) avec la mesure précédente, ce qui montre que la puissance de bruit apportée par les antennes est négligeable.

Ces mesures de facteur de bruit nous permettent d'évaluer, en fonction de la configuration de mesure, les atténuations maximales A présenté par l'équation (3.27) entre l'émission et la réception que notre outil de mesure nous permettra de caractériser. Les antennes utilisées, dont les caractéristiques sont détaillées dans le paragraphe (4.3), offrent des gains de directivité de 6 dB pour les réseaux ULA d'émission et de réception, de 4 dB pour l'antenne réseau URA et de 2 dB pour l'antenne omni-directionnelle. Le calcul de l'atténuation maximale est donnée pour des RI comprenant un seul trajet⁴ ayant un RSB minimum de 20 dB après le traitement de déconvolution.

$$A = P_{Tx} + G_{Tx} + G_{Rx} - P_{Bruit} + 20 \log_{10}(L_c) - R_{SB} \quad (3.27)$$

Le tableau (3.12), nous montre que notre instrument de mesure permet dans toutes les configurations de mesure de caractériser des atténuations en puissance supérieures à 150 dB, ce qui nous offrira la possibilité d'effectuer des mesures avec une séparation en distance émetteur-récepteur élevée.

⁴Dans le cas de m trajets d'égale puissance et résoluble par le système de mesure, la dynamique sera réduit d'un facteur $20 \cdot \log(L_c/m)$ [58].

Configuration RX-TX	G_{Tx}/G_{Rx} en dB	P_{Bruit} en dB	A en dB
SIMO	2/6	-88.5	164.5
MIMO ULA	6/6		156.5
MIMO URA	6/4		154.5

TAB. 3.12: Bilan de liaison avec $B = 160$ MHz

3.4.4 Module de synthèse et de référence de fréquence

La mesure de la phase des trajets multiples relative à la phase du signal transmis, appelée mesure de phase absolue, n'est pas aisée en raison de la difficulté de synchronisation entre les oscillateurs RX et TX. Tous les offsets en fréquence et en phase détériorent la mesure du canal de propagation en générant un décalage en fréquence (Doppler parasite) et un glissement de la référence en temps. En considérant un signal PA transposé à la fréquence f_c et une démodulation de ce même signal en réception à la fréquence $f_c + \Delta f_c$ (où Δf_c représente à la fois l'offset de fréquence et les décalages de phase aléatoires entre les oscillateurs TX et RX). Les signaux en phase et en quadrature reçus sont alors :

$$f_I(t) = [x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t)] \cos(2\pi(f_c + \Delta f_c)t) \quad (3.28)$$

$$f_Q(t) = [x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t)] \sin(2\pi(f_c + \Delta f_c)t) \quad (3.29)$$

Après développement et filtrage passe bas afin d'éliminer les composantes haute fréquence, les signaux issus de la mesure sont :

$$f_I(t) = \frac{1}{2}x(t) \cos(2\pi\Delta f_c t) + \frac{1}{2}y(t) \sin(2\pi\Delta f_c t) \quad (3.30)$$

$$f_Q(t) = -\frac{1}{2}y(t) \cos(2\pi\Delta f_c t) + \frac{1}{2}x(t) \sin(2\pi\Delta f_c t) \quad (3.31)$$

Les équations 3.30 et 3.31 montrent que les signaux en phase et en quadrature sont modulés par un sinus et un cosinus, engendrant une oscillation de la phase égale à l'offset Δf_c entre RX et TX, ce qui détériore la précision de la mesure de la phase et des décalages Doppler.

Le point critique, lors de la conception d'un système de mesure permettant de caractériser la réponse en phase et le spectre Doppler, est la synchronisation en fréquence et en phase entre les oscillateurs RX et TX. Le décalage de fréquence instantané entre les oscillateurs TX et RX peut être caractérisé comme un *jitter*. Le *jitter* est défini par l'ITU comme « *les variations à court terme des instants d'échantillonnage d'un signal numérique comparés à leur position idéale dans le temps* » [173]. Plus simplement, les transitions des fronts de signal numérique ne s'effectuent pas exactement où elles devraient (figure 3.20). Le *jitter* est utilisé afin de caractériser et de quantifier la variance aléatoire de la fréquence instantanée d'un signal numérique. C'est un des paramètres déterminant les performances des systèmes de communication synchrone [173]. Ces variations aléatoires temporelles des fronts d'horloge sont directement liées à l'instabilité des oscillateurs en raison de la relation duale temps/fréquence. Il est important de préciser la différence entre l'instabilité et les dérives en fréquence. L'instabilité en fréquence est, par sa nature, une fluctuation aléatoire de la fréquence instantanée de l'oscillateur ; la dérive en fréquence est quant

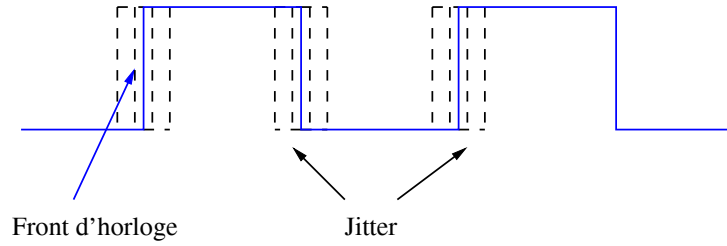


FIG. 3.20: Illustration du Jitter sur un signal numérique

à elle une dérive constante de la fréquence au cours du temps. La méthode la plus appropriée afin de quantifier le phénomène de *jitter* est l'utilisation de l'*Allan Variance* définie dans [174, 175].

La *Variance d'Allan* est le type de mesure recommandée par l'IEEE et l'UIT afin de caractériser l'instabilité d'un oscillateur. Le calcul de la *Variance d'Allan* est effectué à partir d'une série de mesures de la fréquence instantanée d'un oscillateur espacées dans le temps de τ secondes afin de connaître la différence de fréquence moyenne entre deux mesures successives (la différence de fréquence entre deux mesures est divisée par le temps séparant celles-ci).

$$y_k = \frac{f_{k+1} - f_k}{f_c} \quad (3.32)$$

$$y_{k+1} = \frac{f_{k+2} - f_{k+1}}{f_c} \quad (3.33)$$

$$\Delta y_k = y_{k+1} - y_k \quad (3.34)$$

où : y_k est la déviation moyenne normalisée entre les instants k et $k + 1$ (la déviation sur l'intervalle de temps τ),

y_{k+1} est la déviation moyenne normalisée entre les instants $k + 1$ et $k + 2$,

f_k est la mesure d'erreur en fréquence instantanée de l'oscillateur à l'instant k ,

f_c est la fréquence nominale de l'oscillateur,

Δy_k est l'instabilité en fréquence entre deux intervalles de temps τ .

Pour les mesures de la variance à deux échantillons nous obtenons :

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2)} \sum_{k=1}^{N-1} (\Delta y_k)^2 \quad (3.35)$$

Dans le cas où les y_k sont aléatoires et décorrélés et qu'une des mesures d'erreurs de fréquence a été enregistrée, l'équation (3.35) devient la *Variance d'Allan*.

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} \langle (\Delta y)^2 \rangle \quad (3.36)$$

où : $\sigma_y^2(\tau)$ la *Variance d'Allan* sur l'intervalle de temps τ ,

$\langle \bullet \rangle$ moyenne statistique sur un nombre infini d'échantillons.

Notons que la *Variance d'Allan* diffère de la variance classique. Le calcul de la variance classique est basé sur la déviation des échantillons par rapport à la moyenne. La *Variance d'Allan* est elle basée sur la déviation entre les échantillons consécutifs. La *Variance d'Allan* est toujours spécifiée pour un intervalle de temps τ donné dont les valeurs sont de 1 seconde, 1 minute, 1 heure et un jours. La transformé de Fourier de la *Variance d'Allan* nous fournit la densité spectrale du bruit de phase d'un oscillateur pour un offset particulier autour de la fréquence porteuse (e.g. $\sigma_y^2(\tau) = 1 \times 10^{-11}$ pour $\tau = 1$ s est représentative d'un bruit de phase de -90 dBc/Hz @ 1 Hz de la porteuse).

Pour la conception d'un sondeur de canal, la connaissance des effets du *jitter* sur les oscillateurs de transposition en fréquence et sur l'horloge des générateurs de code PA est particulièrement importante. Les effets du *jitter* sur ces signaux limiteront les performances du système de mesure de trois façons [23] :

1. L'instabilité des horloges des générateurs de code PA causera une légère modification des débits code D_c . Par ce fait, la connaissance après synchronisation du retard absolu sera dégardée.
2. L'instabilité en fréquence des oscillateurs locaux limitera la résolution relative de la phase des trajets multiples et l'intervalle de temps où la phase absolue sera connue.
3. L'instabilité en fréquence des oscillateurs locaux déterminera le plus faible décalage Doppler qui pourra être mesuré sans ambiguïté. En configuration de mesure, au lieu de mesurer les décalages Doppler induit par le canal de propagation, le sondeur de canal mesurera en plus l'offset de fréquence entre les deux oscillateurs.

3.4.4.1 Influence sur la mesure du retard absolu

La commande de déclenchement de la mesure au niveau de la réception est issue d'un générateur de code PA identique à celui de l'émetteur synchronisé sur celui-ci en début de mesure. Un offset en fréquence entre les deux séquences de code, induira la perte de cohérence du système de mesure engendrée par un glissement aléatoire entre les séquences de code au cours du temps. Pour limiter les effets du *jitter* aléatoire et ainsi la perte de la référence du temps absolu, les horloges des codes PA doivent avoir une grande stabilité quantifiée par l'équation :

$$\sigma_y^2(T_{meas}) \leq \frac{T_c}{T_{meas}} \quad (3.37)$$

où : $\sigma_y^2(T_{meas})$ est la *Variance d'Allan* sur l'intervalle de temps de mesure T_{meas} ,
 T_c est la période du code d'étalement.

Par exemple, en choisissant un débit code de 100 Mbit/s et en effectuant une mesure sur 10 minutes, la stabilité des oscillateurs devra être de :

$$\sigma_y^2(\tau) \leq \frac{T_c}{T_{meas}} = \frac{10 \times 10^{-9}}{600} = 1.67 \times 10^{-11}$$

Notons que si la stabilité des oscillateurs est connue, l'équation (3.37) peut être réécrite afin de déterminer le temps de mesure maximal assurant le maintien du temps absolu :

$$T_{meas} \leq \frac{T_c}{\sigma_y^2(\tau)} \quad (3.38)$$

3.4.4.2 Influence sur la mesure de la phase absolue

L'instabilité des oscillateurs locaux d'émission et de réception limite la capacité du sondeur de canal à mesurer la phase absolue des trajets multiples. Nous définissons comme « phase absolue », les phases des trajets multiples relatives à la phase du signal émis au niveau de l'émetteur. Essentiellement, l'instabilité des oscillateurs locaux représente la variation dans le temps de la fréquence/phase, constatée après transposition en FI du signal modulé. Pour mesurer l'angle de phase des trajets multiples avec une précision de θ degrés sur un temps de mesure T_{meas} , la stabilité requise des oscillateurs locaux est donnée par :

$$\sigma_y^2(\tau) \leq \frac{\frac{\theta}{360} \cdot \frac{1}{f_c}}{T_{meas}} \quad (3.39)$$

où : $\sigma_y^2(\tau)$ est l'*Allan Variance* sur l'intervalle de temps τ ,
 θ est la résolution de la phase absolue du système de mesure en degrés,
 f_c est la fréquence porteuse du système de mesure en Hz,
 T_{meas} est le temps de mesure en seconde.

Par exemple, la fréquence de transposition étant fixée à 2,2 GHz, une résolution de 10 degrés sur la phase, dans le cas d'une mesure de 10 minutes, nécessitera une stabilité des oscillateurs telle que :

$$\sigma_y^2(\tau) \leq \frac{\frac{\theta}{360} \cdot \frac{1}{f_c}}{T_{meas}} = \frac{\frac{10}{360} \cdot \frac{1}{2,45 \times 10^9}}{600} = 2,1 \times 10^{-14}$$

Aucune source de référence compacte et abordable d'un point de vue financier offre une telle stabilité⁵. Avec la connaissance $\sigma_y^2(\tau)$, la précision en phase peut être calculée par :

$$\theta = 360^\circ f_c T_{meas} \sigma_y^2(\tau) \quad (3.40)$$

3.4.4.3 Influence sur la mesure du décalage Doppler

L'instabilité en fréquence des oscillateurs locaux déterminera le plus faible décalage Doppler qui pourra être mesuré sans ambiguïté et déterminera la limite basse de la résolution Doppler. Cette limite basse est déterminée par la stabilité de la référence de fréquence et est donnée par l'équation suivante.

$$f_{D_{MIN}} = \sigma_y^2(\tau) f_c \quad (3.41)$$

⁵Une telle stabilité peut être atteinte uniquement par des *Hydrogen Maser* dont le prix varie de 60 000 à 250 000 €

En utilisant la référence de fréquence décrite dans le paragraphe (3.4.4.1), avec une stabilité de $\sigma_y^2(\tau) = 1.67 \times 10^{-11}$, le décalage Doppler minimal résolvable sera de 0.0367 Hz.

3.4.4.4 Choix et paramètres des références de fréquence

Dans les paragraphes précédents, nous avons soulevé les limites qu'impose la stabilité de la référence. Le choix de cette référence est primordial car la caractérisation des angles d'arrivée et de départ s'effectue principalement par la mesure des différences de phase entre les capteurs constituant les réseaux RX et TX. La variation de la phase du signal doit être la plus petite lors du balayage des antennes réseaux et suffisamment faible au cours du temps pour l'estimation des décalages Doppler. Notre choix s'est porté sur des sources Rubidium verrouillées sur GPS fournissant aux synthèses de fréquence une référence ultra stable à 10 MHz. Cette référence fournit, après synchronisation GPS avec 8 satellites, une stabilité de 8×10^{-13} et grâce à l'utilisation d'algorithme avancé de synchronisation ne nécessite après la synchronisation initiale qu'un unique satellite pour le maintien de cette stabilité. Le couplage du Rubidium et du GPS permet de bénéficier de la stabilité à court terme du Rubidium avec celle à long terme du GPS. Les performances de stabilité sont données dans le tableau (3.13).

Paramètres	Performance du sondeur de canal à 2,2 GHz	Performance du sondeur de canal à 3,5 GHz
Décalage d'un bit code (10 ns) (équation 3.38)	03 h 28 mn	
Temps de mesure pour une résolution de $\pm 1^\circ, \pm 10^\circ, \pm 90^\circ$ sur la phase (équation 3.40)	1.6/15.8/142 sec	0.9/9.9/89 sec
Décalage Doppler minimal résolvable par le système de mesure (équation 3.41)	0.0018 Hz	0.0028 Hz

TAB. 3.13: Performances du sondeur avec la référence Rubidium-GPS

3.4.5 Modules en bande de base

Les éléments intelligents du sondeur sont décrits dans cette partie. Elle comprend la génération numérique du code, la commande d'acquisition, la commande de la CAG et le contrôle du sondeur. Les cartes développées au niveau de la réception sont présentées par la figure (3.21).

3.4.5.1 Modules de contrôle

Ces cartes sont le cœur du sondeur de canal : elles assurent le fonctionnement cohérent de l'ensemble du sondeur. Un premier rôle consiste à interpréter les commandes envoyées par

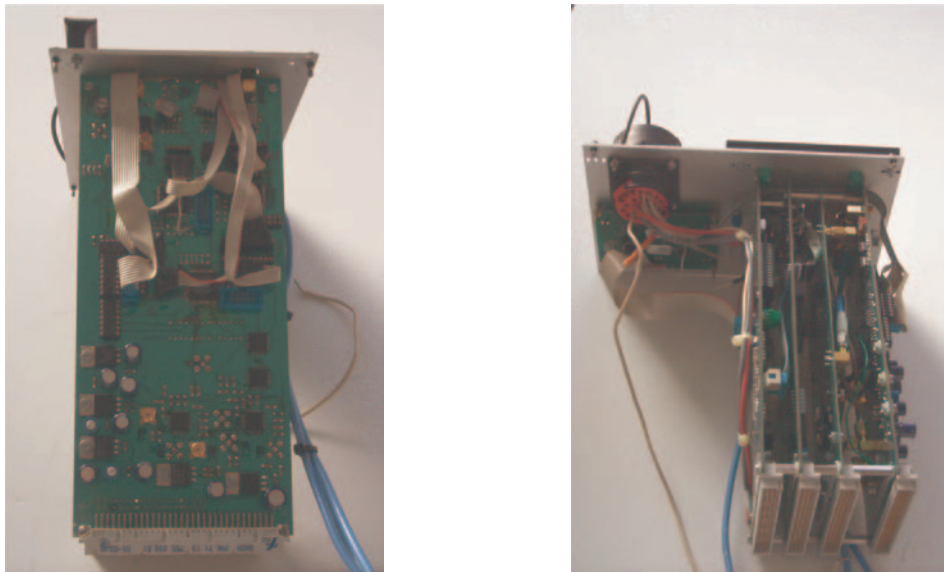


FIG. 3.21: Cartes numérique et analogique du récepteur

l'opérateur via la liaison RS232 avec le PC. Parmi ces commandes, il y a principalement la configuration des codes, la configuration du nombre d'antennes à balayer, la période de répétition des mesures, le nombre d'acquisition par antennes, la validation de la CAG et le positionnement de la fenêtre d'observation. Le module en réception offre aussi la possibilité d'acquérir la vitesse de déplacement du véhicule avec une précision de 0.51 km/h et d'échantillonner en position la trajectoire du mobile avec une précision de 7 cm grâce à l'ajout du capteur de vitesse au niveau de la sortie de la boîte de vitesse du véhicule utilisé pour les mesures SIMO.

3.4.5.2 Déclenchement de l'acquisition

Le principe de l'acquisition de la réponse MIMO est présenté par la figure (3.22). Lors de la

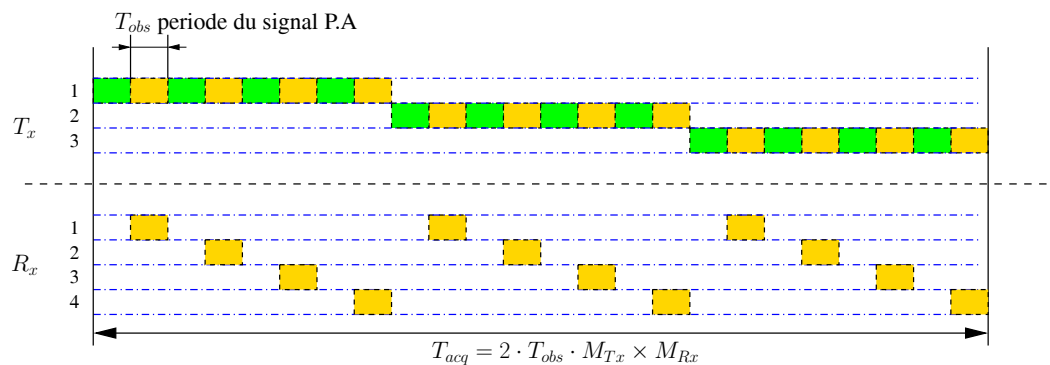


FIG. 3.22: Illustration du principe de l'acquisition des canaux MIMO

synchronisation entre RX et TX, les codes PA de l'émetteur et du récepteur sont lancés simul-

tanément. Lorsque l'état des registres générant les codes PA est égal à 1, le module numérique envoie la commande de commutation d'antenne tous les $2T_{obs}$ au niveau du récepteur et tous les $2T_{obs} \times M_{Rx}$ au niveau de l'émetteur. L'acquisition s'effectue lors de la deuxième période d'observation afin que la commutation d'antenne à l'émission ou à la réception soit effectuée (zone orange de la figure 3.22).

Afin d'éviter le sur-échantillonnage du canal MIMO et l'obtention d'information redondante, le module numérique de commande de déclenchement de l'acquisition permet d'insérer un « temps mort » entre deux acquisitions MIMO successives. La durée de ce temps mort fixée par l'opérateur est un multiple de la période d'acquisition T_{acq} . Ce « temps mort » devra être fixé en fonction des conditions de propagation.

3.4.5.3 Contrôle de gain automatique

Le principe de la commande automatique de gain est de fournir un niveau de signal permettant la numérisation du signal en FI en pleine échelle et de maintenir un niveau de puissance de l'ordre de -5 dBm en entrée du mélangeur afin que celui-ci fonctionne dans sa plage linéaire. Son fonctionnement est basé sur la mesure de puissance en sortie du mélangeur afin de positionner le gain de la chaîne de réception RF, puis dans un deuxième temps de fixer le gain du module FI permettant de limiter le bruit de quantification ou la saturation de conversion. Les mots de commande de CAG en RF et en FI sont ensuite enregistrés dans une mémoire de 2 MO intégrée sur la carte numérique, permettant la mesure de 2 millions de réponses du canal MIMO, puis transférés vers le PC en fin de mesure. Le contrôle automatique de gain s'effectue lors de la phase de « temps mort » de la mesure et en fonction de sa durée, il moyenne les acquisitions de puissance afin de l'estimer avec la plus grande précision. Ce moyennage est fixé automatiquement en fonction de la durée du « temps mort » déterminée par l'opérateur.

3.4.6 Modules d'acquisition et logiciel

Cette partie concerne tout ce qui est contenu ou piloté par les PC d'émission et de réception, à savoir la carte d'acquisition, l'unité de stockage, les modules GPS et l'application logicielle offrant une interface conviviale aux opérateurs. Elle sera rapidement parcouru car elle n'apporte pas d'informations essentielles sur les performances du sondeur.

3.4.6.1 Modules d'acquisition

Le module d'acquisition est basé sur une carte d'échantillonnage rapide décrite par le tableau (3.1) page 77. Ses performances en terme de rapidité de transfert en fonction des configurations de mesures sont données dans le tableau (3.9). Ces résultats de rapidité de transfert ont été validés sur notre plate-forme PC avec un système d'exploitation NT mais la profondeur de mémoire (1,5 GO) embarquée sur cette plate-forme limite le temps effectif de la mesure à 30 secondes dans la plupart des cas pour les vitesses d'acquisition les plus rapides. Afin de palier à cette limitation, nous avons complété notre système de mesure par une unité de stockage rapide configurée en RAID 0

permettant une écriture parallèle sur disque avec une rapidité de 50 MO/s et un espace disque de 70 Go. L'ajout de cette unité de stockage, nous imposa de repenser la structure de l'application logicielle afin d'obtenir les performances maximales en terme de rapidité de transfert via un pont PCI-PCI de la carte d'acquisition et le transfert vers l'unité de stockage en temps réel afin de ne pas saturer les accès mémoire au niveau du PC. L'application logicielle résultante, nous a permis de conserver les performances initiales des deux composants et de fournir lors des mesures des taux de transfert variant de 100 MO/s à 50 MO/s pour des temps de mesure allant de 45 secondes à 23 minutes (remplissage complet de l'unité de stockage) en fonction de la configuration de mesure.

3.4.6.2 Application logicielle

Comme nous l'avons vu ci-dessus, le logiciel permettant le contrôle du sondeur peut être scindé en deux logiciels indépendants :

- le logiciel d'acquisition,
- le logiciel de contrôle.

Le logiciel d'acquisition

Le logiciel d'acquisition décrit ci-dessus consiste à la gestion temps réel du processus de transfert de la carte d'acquisition vers la RAM du PC et du processus de transfert de la RAM du PC vers l'unité de stockage. Pour faciliter la réalisation des mesures, une fonctionnalité supplémentaire a été ajoutée : elle permet, lorsque le mode correspondant est activé, de visualiser périodiquement (2 secondes) le module de la réponse impulsionnelle ou le signal en FI (temps réel) sur un capteur du réseau donné. On peut ainsi vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble (choix de la fenêtre d'observation, synchronisation) sans outil de mesure supplémentaire.

Le logiciel de contrôle

Des interfaces utilisateurs ont été développées de manière à faciliter l'utilisation du sondeur. Leurs rôles consistent à transmettre des commandes de l'opérateur à la carte de « contrôle ». Le logiciel de contrôle permet de configurer l'ensemble des fonctions du sondeur et permet aussi le dialogue avec divers organes externes tels que la localisation GPS et le positionneur. Lors d'une campagne de mesure, toutes les informations utiles pour le traitement et l'identification, liées à la configuration du sondeur RX et TX, à celle de la carte d'acquisition et des modules Rubidium sont enregistrées. Les fichiers générés sont les suivants :

- le fichier .CFG de configuration de la mesure, comprenant diverses informations sur la mesure : fréquence porteuse, débit code, longueur du code, puissance d'émission, nombre d'antenne RX et TX, fréquence d'échantillonnage, configuration de la carte d'acquisition,
- le fichier .GPS-RX donnant l'état du Rubidium, la position, l'heure au millième de seconde près du démarrage de la mesure,
- le fichier .GPS-TX donnant les mêmes informations que le fichier décrit précédemment avec en complément les données GPS au cours du déplacement de l'émetteur toutes les secondes,

- le fichier .CAG où seront enregistrés les mots de commande de CAG RF et FI en fin de mesure,
- le fichier .SPEED où sera enregistrée la vitesse instantanée tous les 7 centimètres,
- le fichier .ADC contenant les échantillons numériques de la mesure,
- le fichier .BK2BK contenant la mesure du code acquis avec TX relié sur RX effectuée au début de chaque campagne de mesure,
- le fichier .HOTTIME contenant la mesure du code du module d'émission dupliqué à la réception, afin de caractériser les variations de la chaîne de réception en fonction du temps et en fonction de la température. Cette mesure est effectuée en début et en fin de chaque mesure de la campagne.

3.5 Évolutions possibles du sondeur de canal

3.5.1 Augmentation des performances du sondeur

Au cours des réalisations, nous avons pu constater que les performances des cartes numériques conçues pouvaient supporter des débits codes PA bien supérieures à celles imposées par le cahier des charges d'un facteur 2 à 2,5. Les modifications permettant d'obtenir ces résolutions temporelles sont minimales en raison du souci lors de la conception du sondeur de pouvoir utiliser dans ces derniers retranchements la carte d'acquisition. Les modifications impliquent seulement l'adaptation à la bande d'analyse, des bandes passantes des filtres de code, de FI et RF, et de la synthèse de fréquence des horloges des codes.

Nous avons aussi constaté un gain de vitesse de transfert de l'ordre de 20% avec l'utilisation d'un système libre tel que LINUX, mais pour des raisons de temps de développement et de l'apprentissage des outils de conception d'IHM, le passage sur ce type de système d'exploitation n'a pas été entrepris bien que toutes les fonctions et procédures de configuration et d'acquisition aient été développées.

3.5.2 Diminution du temps mort durant la phase de commutation entre antennes

Nous avons présenté dans le paragraphe (3.4.5.2), le principe d'acquisition par commutation d'antennes de la réponse du canal MIMO. Ce principe implique la perte lors du balayage d'antenne d'une période de signal T_{obs} . Sachant que les commutateurs des antennes offrent un temps de commutation inférieur à 500 ns, nous pourrions diminuer le temps alloué à cette commutation. Le temps de la mesure pourra ainsi être « presque » diminué d'un facteur 2 (figure 3.23). Avec cette solution, nous obtiendrons un temps de mesure :

$$T_{acq} = (T_{obs} + T_{switch}) \times M_{RX} \times M_{Tx} \quad (3.42)$$

Le temps de T_{switch} doit être choisi de façon à ce que $T_{obs} + T_{switch}$ soit un multiple de la période de la FI afin d'éviter les sauts de phase de la réponse impulsionnelle. Afin de préserver une corrélation périodique, nous devons prendre en compte, lors du déclenchement de la mesure, le retard absolu, afin de débiter la mesure légèrement avant les premiers trajets de la RI. Cette

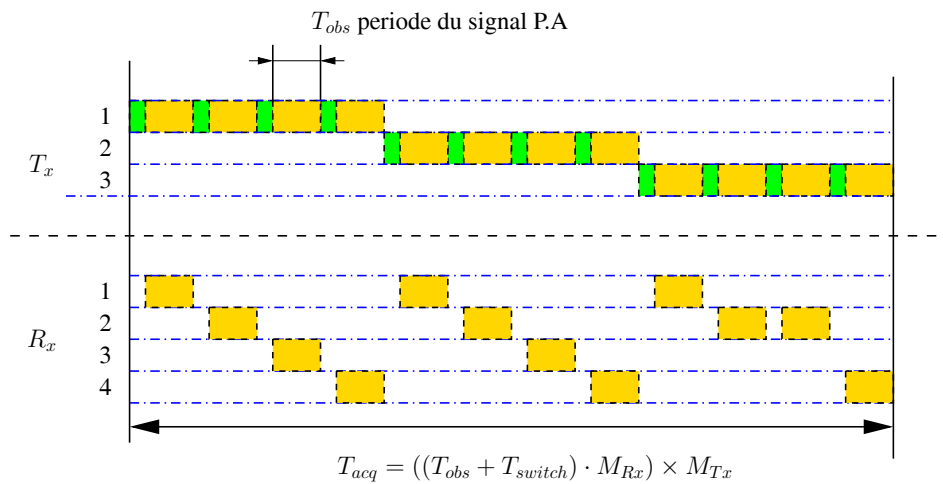


FIG. 3.23: Diminution du temps mort durant la phase de commutation entre antennes

fonctionnalité a déjà été intégrée à la partie numérique permettant de déclencher la mesure sur une plage de $5,11 \mu s$ avec un pas de 10 ns. Le temps T_{switch} étant fixé, il nous reste à relancer les codes PA TX et RX à partir du même état initial, toutes les $T_{obs} + T_{switch}$ secondes. Cette solution permettant la réduction du temps mort n'est utilisable que pour les mesures fixe à fixe, car elle nécessite la connaissance du retard absolu des premiers trajets de la RI.

3.6 Conclusion

Ce chapitre détaille le sondeur de canal MIMO pour les bandes UMTS et WLAN dans le domaine temporel : les différentes étapes de conception sont décrites et plusieurs sous ensembles le constituant sont étudiés. Son évolution possible en terme de performance d'analyse Doppler a été décrite. Les premiers tests montrent que le cahier des charges est respecté et que cet outil de mesure performant offrent une résolution temporelle de 11,9 ns, une dynamique de mesure de l'ordre de 50 dB sur la RI et une dynamique en puissance de 150 dB. La validation complète du sondeur et ses performances en fonction de la température, à court, moyen et long terme, les temps de maintien de synchronisation seront présentés dans le chapitre 5. Dans ce chapitre, nous présenterons les outils de caractérisation de la propagation utilisés pour le domaine spatial, ainsi que les contraintes sur les diagrammes de rayonnement qu'ils imposent.

Sommaire

4.1	Introduction	115
4.2	ESPRIT	116
4.2.1	Modèle de signal MIMO	116
4.2.2	Unitary ESPRIT	120
4.2.3	Extension multidimensionnelle d'ESPRIT	129
4.3	Calibrage des antennes réseaux	132
4.3.1	Introduction	132
4.3.2	Description des antennes réseaux	133
4.3.3	Caractérisation des diagrammes de rayonnement	137
4.3.4	Calibrage spatial d'antennes réseaux	143
4.3.5	Résultats du calibrage spatial	149
4.4	Conclusion	155

4.1 Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons présenté différents échantillonneurs d'espace et de position permettant l'extraction des paramètres angulaires et de polarisation des ondes. En raison de la faible résolution des méthodes de formation de voie dites « classiques » (méthode de Barlett, méthode de Capon, méthode du minimum de variance, DFT, ...), de nombreux algorithmes dits à « haute résolution » [176] ont été développés permettant une résolution des paramètres estimés sous la résolution de Fourier. Les algorithmes à hautes résolutions les plus couramment utilisés sont :

- MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) [177],
- ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [178–180],
- Maximum de Vraisemblance [176, 181] : MVC (Maximum de Vraisemblance sous Contraintes), MVD (Maximum de Vraisemblance Déterministe), MVS (Maximum de Vraisemblance Stochastique) [182],
- SAGE (Space-Alternating Generalised maximisation and Expectation) [90–93, 137, 138, 183–199], EM (Expectation and Maximization) [200–203].

Pour notre étude, en se basant sur les conclusions de [204] et sur les structures des antennes réseaux employées et fournies pour notre étude, nous avons choisi d'utiliser l'algorithme ESPRIT.

Ce choix fut motivé par la facilité d'étendre cet algorithme à des dimensions supérieures, du temps de calcul et le fait que la solution de celui-ci est sous forme discrète, facilitant grandement l'étape d'extraction des paramètres caractéristiques du canal de propagation et de modélisation.

4.2 ESPRIT

ESPRIT¹ est une méthode haute résolution permettant d'extraire les paramètres multidimensionnels de la propagation radioélectrique. L'estimation de ces paramètres est obtenue en exploitant les propriétés d'invariance rotationnelle de la structure du sous-espace signal, dues aux propriétés d'invariance translationnelle de la structure du réseau d'antenne associé. Ces hypothèses doivent être respectées afin de permettre une estimation correcte des différents paramètres avec ESPRIT [179, 205–207].

- *Invariance translationnelle* sur chaque domaine étudié. Ce prérequis pour l'algorithme ESPRIT signifie que pour un trajet spéculaire donné, les données sous forme matricielle ($M_{Rx} \times M_f$), avec M_f le nombre de points de la fonction de transfert, présentent un décalage en phase constant entre toutes les colonnes des données, ici dans notre exemple entre tous les capteurs en réception. Suivant le paramètre à estimer (*e.g.* retards), les données correspondantes doivent aussi respecter ce critère dans leur domaine dual après transformation de Fourier (*e.g.* fréquence).
- *Théorème d'échantillonnage de Shannon* doit être lui aussi respecté dans tous les domaines à caractériser. Pour le temps, l'espace et la fréquence nous avons les relations suivantes :

$$\Delta t < \frac{1}{2\nu_{max}} = \Delta t_{crit} \quad (4.1)$$

$$\Delta x < \frac{\lambda}{2 \sin \varphi_{max}} = \Delta x_{crit} \quad (4.2)$$

$$\Delta f < \frac{1}{\tau_{max}} = \Delta f_{crit} \quad (4.3)$$

- Le réseau doit être bande étroite,

$$\frac{D}{c} \ll \frac{1}{B} \quad (4.4)$$

Cette équation signifie que le retard du front d'onde mesuré avec une résolution de $1/B$ doit être invariant sur la dimension D du réseau, c'est à dire que le produit *bande-ouverture* doit vérifier l'équation suivante :

$$D B \ll c \quad (4.5)$$

4.2.1 Modèle de signal MIMO

Dans cette partie, nous nous intéresserons à une description spatiale et temporelle complète du canal de propagation en terme de trajets élémentaires en considérant un milieu de propagation dynamique (canal de propagation variant dans le temps). Le modèle de propagation que nous utiliserons est une représentation bande de base du canal de propagation doublement directionnelle

¹ESPRIT : Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques

qui suppose le canal de propagation comme la superposition d'un nombre fini d'ondes planes en zone locale [11, 134, 148, 208]. Cette approximation par un modèle zone locale définie par [11], implique que les paramètres du modèle sont constants sur des zones fréquentielles, temporelles, spatiales d'émission et de réception limitées. Ce modèle en zone locale signifie que :

- dans la zone couverte par les ouvertures des antennes réseaux d'émission et de réception, les fronts d'ondes sont considérés comme plans,
- la largeur de bande d'analyse est suffisamment faible, elle permet l'approximation que le retard d'une onde arrivant sur le réseau de réception peut se résumer à un simple décalage en phase entre les antennes constituant le réseau (invariance du vecteur d'onde k en fonction de la fréquence),
- la réponse des réseaux d'antennes n'entraîne aucune variation d'amplitude des ondes reçues ou émises entre les différents éléments des réseaux.

Le TDOA (Time-Delay Of Arrival) τ_k du trajet k , les DOA (Direction Of Arrival) au niveau du récepteur $\Omega_{R_X,k}(\theta_{R_X,k}, \phi_{R_X,k})$, les DOD (Direction Of Departure) au niveau de l'émetteur $\Omega_{T_X,k}(\theta_{T_X,k}, \phi_{T_X,k})$ et le décalage Doppler α_k sont considérés comme invariants pendant la durée de mesure utilisée pour estimer les paramètres de propagation.

L'équation (4.6) présente la réponse spatio-temporelle complexe du canal de propagation MIMO. Chaque trajet est décrit par 14 composantes réelles, la partie réelle et imaginaire des quatre atténuations complexes de polarisation $\gamma_{HH,k}, \gamma_{VH,k}, \gamma_{HV,k}, \gamma_{VV,k}$, les angles de départ $\theta_{T_X,k}, \phi_{T_X,k}$, du retard τ_k , du décalage Doppler α_k et les angles d'arrivée $\theta_{R_X,k}, \phi_{R_X,k}$.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(\alpha, \tau, \Omega_{T_X}, \Omega_{R_X}) &= \sum_{k=1}^K \gamma_k \delta(\alpha - \alpha_k) \delta(\tau - \tau_k) \delta(\Omega_{T_X} - \Omega_{T_X,k}) \delta(\Omega_{R_X} - \Omega_{R_X,k}) \\ &= \sum_{k=1}^K \gamma_k \delta(\alpha - \alpha_k) \delta(\tau - \tau_k) \delta(\theta_{R_X} - \theta_{R_X,k}) \delta(\phi_{R_X} - \phi_{R_X,k}) \\ &\quad \delta(\theta_{T_X} - \theta_{T_X,k}) \delta(\phi_{T_X} - \phi_{T_X,k}) \end{aligned} \quad (4.6)$$

La matrice (4.7) décrit les quatre combinaisons possibles entre les deux polarisations d'émission et les deux polarisations en réception (figure 4.1)

$$\gamma_k = \begin{bmatrix} \gamma_{hh,k} & \gamma_{vh,k} \\ \gamma_{hv,k} & \gamma_{vv,k} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Il est important d'observer que tous les trajets peuvent être interprétés comme une opération multidimensionnelle (6D) de déphasage du signal transmis. Cette opération déphase le signal TX dans les 4 domaines angulaires indépendants, dans le domaine des retards et dans le domaine Doppler. Une seconde observation est que tous les domaines sont de dimension finie. Le signal d'émission est à bande limitée, les ouvertures des diagrammes de rayonnement sont limitées dans l'espace et le temps d'observation du signal est fini. Troisièmement, tous les paramètres sont ou peuvent être bornés. Tous les angles sont bornés par $[-\pi, +\pi]$ radians pour l'azimut et $[0, \pi]$ pour la coélévation, la fenêtre d'observation est bornée par $[0, \tau_{max}]$ où τ_{max} est fonction de la puissance d'émission, des pertes en espace libre et du plancher de bruit du récepteur. Le Doppler

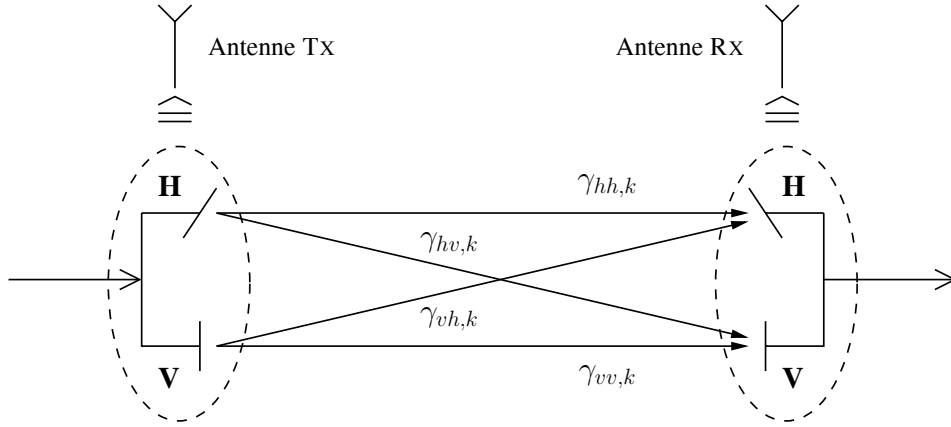


FIG. 4.1: Mesure des composantes de polarisation γ_k

est borné par $[-\alpha_{max}, +\alpha_{max}]$ où α_{max} est fonction de la vitesse maximale des obstacles dans l'environnement des sites d'émission et de réception, et de la fréquence centrale.

En prenant en compte ces faits et en considérant qu'une variation dans un domaine peut être exprimée par une exponentielle complexe dans ce même domaine pour un trajet donné, l'utilisation des fonctions exponentielles est suffisante pour construire un modèle complet du canal de propagation multidimensionnelle. Pour plus de simplicité dans les notations, nous remplacerons les paramètres de déphasage induits par la propagation pour chaque domaine dans le modèle physique par les paramètres de déphasage normalisés $\mu_k^{(i)}$ qui sont reliés à leur équivalent physique par une seule projection. Nous construisons pour un trajet k les R vecteurs pour les dimensions $M_1 \cdots M_R$ respectives de chaque domaine.

$$\mathbf{a}(\mu_k^{(i)}) = \frac{1}{\sqrt{M_i}} \left[e^{-j\mu_k^{(i)} \frac{M_i-1}{2}} \dots 1 \dots e^{+j\mu_k^{(i)} \frac{M_i-1}{2}} \right]^T \quad (4.8)$$

L'équation (4.8) est un vecteur composé d'exponentielles complexes exprimant le paramètre de déphasage $\mu_k^{(i)}$ de la dimension i pour le trajet k avec une dimension M_i . En prenant en compte toutes les dimensions, nous obtenons un vecteur de taille $M = M_1 M_2 \cdots M_R$:

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_k) = \mathbf{a}(\mu_k^{(R)}) \otimes \mathbf{a}(\mu_k^{(R-1)}) \otimes \dots \otimes \mathbf{a}(\mu_k^{(1)}) \quad (4.9)$$

$$\boldsymbol{\mu}_k = \left[\mu_k^{(1)} \quad \mu_k^{(2)} \quad \dots \quad \mu_k^{(R)} \right]^T \quad (4.10)$$

En introduisant les quatre matrices \mathbf{G}_{hh} , \mathbf{G}_{hv} , \mathbf{G}_{vh} , \mathbf{G}_{vv} décrivant le système de mesure pour les quatre combinaisons de polarisation, nous pouvons exprimer la réponse MIMO $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_k)$ vue par le système pour un trajet spéculaire par :

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_k) = \gamma_{hh,k} \mathbf{G}_{hh,k} \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_k) + \gamma_{hv,k} \mathbf{G}_{hv,k} \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_k) + \gamma_{vh,k} \mathbf{G}_{vh,k} \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_k) + \gamma_{vv,k} \mathbf{G}_{vv,k} \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_k) \quad (4.11)$$

avec le vecteur de paramètre $\boldsymbol{\theta}_k$:

$$\boldsymbol{\theta}_k = \left[\boldsymbol{\mu}_k^T \mathcal{R}\{\gamma_{hh,k}\} \mathcal{I}\{\gamma_{hh,k}\} \mathcal{R}\{\gamma_{hv,k}\} \mathcal{I}\{\gamma_{hv,k}\} \mathcal{R}\{\gamma_{vh,k}\} \mathcal{I}\{\gamma_{vh,k}\} \mathcal{R}\{\gamma_{vv,k}\} \mathcal{I}\{\gamma_{vv,k}\} \right]$$

Afin de clarifier la signification de \mathbf{G} , nous utiliserons un exemple concret. Nous considérons que le canal de propagation est caractérisé dans le temps par M_t acquisitions espacées régulièrement par des réseaux à double polarisation à l'émission TX et à la réception RX composé chacun de M_{Tx} et M_{Rx} éléments respectivement. Le canal de propagation est mesuré dans le domaine fréquentiel par le moyen d'un signal large bande composé de M_f points fréquentiels repartis autour de la fréquence porteuse f_c . Pour une propagation $6D$, les différents déphasages normalisés $\mu_k^{(i)}$, fonction des paramètres de propagation $f_i(\cdot)$, sont définis de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\mu_k^{(1)} &= f_1(\theta_{Tx}, \phi_{Tx}), \mu_k^{(2)} = f_2(\phi_{Tx}), \mu_k^{(3)} = f_3(\tau) \\ \mu_k^{(4)} &= f_4(\alpha), \mu_k^{(5)} = f_5(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}), \mu_k^{(6)} = f_6(\phi_{Rx})\end{aligned}\quad (4.12)$$

Comme précédemment, nous considérons que le rapport entre la bande du signal et la fréquence porteuse f_c est suffisamment faible pour permettre l'approximation bande étroite et que le théorème d'échantillonnage de Nyquist est strictement respecté sur toutes les 6 dimensions. En admettant l'hypothèse champ lointain et avec la connaissance des matrices \mathbf{G}_{T_h} , \mathbf{G}_{T_v} , \mathbf{G}_{R_h} , \mathbf{G}_{R_v} des diagrammes de rayonnement des réseaux d'antenne d'émission et de réception, nous pouvons exprimer la réponse des antennes réseaux pour les polarisations horizontale et verticale pour une source spéculaire :

$$\begin{aligned}\mathbf{b}_{T_h}(\mu^{(1)}, \mu^{(2)}) &= \mathbf{G}_{T_h}(\theta_{Tx}, \phi_{Tx}) \odot (\mathbf{a}(\mu^{(2)}) \otimes \mathbf{a}(\mu^{(1)})) \\ \mathbf{b}_{T_v}(\mu^{(1)}, \mu^{(2)}) &= \mathbf{G}_{T_v}(\theta_{Tx}, \phi_{Tx}) \odot (\mathbf{a}(\mu^{(2)}) \otimes \mathbf{a}(\mu^{(1)})) \\ \mathbf{b}_{R_h}(\mu^{(5)}, \mu^{(6)}) &= \mathbf{G}_{R_h}(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}) \odot (\mathbf{a}(\mu^{(6)}) \otimes \mathbf{a}(\mu^{(5)})) \\ \mathbf{b}_{R_v}(\mu^{(5)}, \mu^{(6)}) &= \mathbf{G}_{R_v}(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}) \odot (\mathbf{a}(\mu^{(6)}) \otimes \mathbf{a}(\mu^{(5)}))\end{aligned}$$

soient la matrice diagonale \mathbf{G}_F décrivant la réponse en fréquence du système de mesure, et la matrice identité $\mathbf{G}_T = \mathbf{I}$ définissant l'échantillonnage temporel des réponses du canal MIMO, les quatre matrices décrivant le système de mesure sont représentées par :

$$\begin{aligned}\mathbf{G}_{hh} &= \mathbf{G}_{R_h} \otimes \mathbf{G}_{T_h} \otimes \mathbf{G}_F \otimes \mathbf{G}_T \\ \mathbf{G}_{hv} &= \mathbf{G}_{R_h} \otimes \mathbf{G}_{T_v} \otimes \mathbf{G}_F \otimes \mathbf{G}_T \\ \mathbf{G}_{vh} &= \mathbf{G}_{R_v} \otimes \mathbf{G}_{T_h} \otimes \mathbf{G}_F \otimes \mathbf{G}_T \\ \mathbf{G}_{vv} &= \mathbf{G}_{R_v} \otimes \mathbf{G}_{T_v} \otimes \mathbf{G}_F \otimes \mathbf{G}_T\end{aligned}\quad (4.13)$$

Sachant que le canal radioélectrique est un système linéaire, nous pouvons dire que le signal en réception $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})$ est, pour une certaine résolution, la superposition d'un nombre fini K de trajets et d'un vecteur \mathbf{n} de bruit blanc additif gaussien (BBAG). En introduisant le vecteur des paramètres contenant les composantes des K trajets :

$$\boldsymbol{\theta} = [\boldsymbol{\mu}^T \Re\{\gamma_{hh}^T\} \Im\{\gamma_{hh}^T\} \Re\{\gamma_{hv}^T\} \Im\{\gamma_{hv}^T\} \Re\{\gamma_{vh}^T\} \Im\{\gamma_{vh}^T\} \Re\{\gamma_{vv}^T\} \Im\{\gamma_{vv}^T\}]^T \in \mathbb{R}^{(8+R)K}$$

Le signal observé est donc de la forme :

$$\mathbf{x} = \mathbf{n} + \sum_{k=1}^K \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_k) = \mathbf{n} + \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})\quad (4.14)$$

Ce modèle de signal en zone locale sera utilisé comme référence pour l'algorithme ESPRIT.

4.2.2 Unitary ESPRIT

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter Unitary ESPRIT et son extension multidimensionnelle. Unitary ESPRIT [206, 209–211] est une variante de l'algorithme ESPRIT [178, 179, 212] permettant une estimation plus précise des paramètres de propagation, et utilisant le fait que l'opérateur représentant la phase entre deux sous réseaux est unitaire [213]. Cette évolution de l'algorithme initial permet un gain en précision d'estimation et en temps de calcul grâce à une transformation des données en valeurs réelles, permise par les propriétés centro-hermitiennes des matrices [214].

4.2.2.1 Les matrices centro-hermitiennes

Afin de permettre une meilleure compréhension, nous allons introduire nos notations et rappeler quelques définitions et propriétés sur les matrices centro-hermitiennes.

On note $\mathbf{\Pi}_p$, la matrice $p \times p$ de permutation avec des uns sur son anti-diagonale et des zéros ailleurs :

$$\mathbf{\Pi}_p = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times p}$$

Comme $\mathbf{\Pi}_p$ est une matrice de permutation, nous montrons que $\mathbf{\Pi}_p^2 = \mathbf{I}$. Avec cette notation, nous pouvons définir les matrices centro-hermitiennes par analogie avec les matrices centro-symétriques.

Définition 1 Une matrice complexe $M \in \mathbb{C}^{p \times q}$ est appelée centro-hermitienne si :

$$\mathbf{\Pi}_p M^* \mathbf{\Pi}_q = M \quad (4.15)$$

Remarque 1 L'opération $\mathbf{\Pi}_p M^*$ équivaut à inverser l'ordre des lignes de M^* , et l'opération $M^* \mathbf{\Pi}_q$ équivaut à inverser l'ordre des colonnes de M^* .

Pour expliquer comment les matrices centro-hermitiennes peuvent, par l'intermédiaire d'une transformation bilinéaire, être associées à des matrices réelles, nous définissons les matrices $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche de la manière suivante

Définition 2 [214] Les matrices $Q \in \mathbb{C}^{p \times q}$ satisfaisant la relation :

$$\mathbf{\Pi}_p Q^* = Q \quad (4.16)$$

sont $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche.

Les matrices unitaires

$$\mathbf{Q}_{2n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_n & j\mathbf{I}_n \\ \mathbf{\Pi}_n & -j\mathbf{\Pi}_n \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\mathbf{Q}_{2n+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_n & \mathbf{0} & j\mathbf{I}_n \\ \mathbf{0}^T & \sqrt{2} & \mathbf{0}^T \\ \mathbf{\Pi}_n & \mathbf{0} & -j\mathbf{\Pi}_n \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

sont par exemple des matrices $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche d'ordre pair et d'ordre impair.

Remarque 2 Toutes matrices $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche peuvent être obtenues en multipliant une matrice réelle arbitraire \mathbf{R} par une matrice $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche \mathbf{Q} . \mathbf{QR} est une matrice $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche.

Nous sommes maintenant capable de présenter le résultat principal de Lee qui établit l'automorphisme entre les matrices centro-hermitiennes $\in \mathbb{C}^{p \times q}$ et les matrices $\in \mathbb{R}^{p \times q}$.

Théorème 1 [214] Soient $\mathbf{T}_p \in \mathbb{C}^{p \times p}$ et $\mathbf{U}_q \in \mathbb{C}^{q \times q}$ deux matrices arbitraires, non singulières, $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche. Alors la transformation bijective :

$$\varphi : \mathbf{M} \mapsto \mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{M} \mathbf{U}_q \quad (4.19)$$

associe à chaque matrice $\mathbf{\Pi}$ -réelle à gauche de $\mathbb{C}^{p \times q}$ une matrice réelle de même dimension.

Ce théorème pourra, par exemple, être utilisé lors de la décomposition en valeurs singulières (SVD) d'une matrice centro-hermitienne $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{p \times q}$.

Corollaire 1 Soit \mathbf{M} une matrice centro-hermitienne, $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{p \times q}$. Si on suppose que la SVD de $\varphi_Q(\mathbf{M}) = \mathbf{Q}_p^H \mathbf{M} \mathbf{Q}_q \in \mathbb{C}^{p \times q}$ est donnée par $\varphi_Q(\mathbf{M}) = \mathbf{U}_\varphi \mathbf{\Sigma}_\varphi \mathbf{V}_\varphi^H \in \mathbb{R}^{p \times q}$, où les matrices \mathbf{Q}_p et \mathbf{Q}_q sont des matrices $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche définies par (4.17) ou (4.18). Alors la SVD² de \mathbf{M} s'obtient par :

$$\mathbf{M} = (\mathbf{Q}_p \mathbf{U}_\varphi) \mathbf{\Sigma}_\varphi (\mathbf{V}_\varphi^H \mathbf{Q}_p^H) \quad (4.20)$$

où les matrices des vecteurs singuliers à gauche et à droite de \mathbf{M} sont $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche. Cela est dû à la nature unitaire des matrices \mathbf{Q}_p et \mathbf{Q}_q et au fait que les vecteurs singuliers d'une matrice réelle sont réels.

Pour la suite, nous considérons une transformation particulière $\mathcal{T}(\cdot)$ permettant une optimisation efficace des calculs. Celle-ci transforme une matrice complexe $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{p \times q}$ en une matrice réelle $\in \mathbb{R}^{p \times 2q}$, notée $\mathcal{T}(\mathbf{G})$. Notons que pour toute matrice \mathbf{G} , si la matrice :

$$[\mathbf{G} \quad \mathbf{\Pi}_p \mathbf{G}^* \mathbf{\Pi}_q] \in \mathbb{C}^{p \times 2q} \quad (4.21)$$

²La décomposition en valeur singulière d'une matrice complexe est unique à une matrice unitaire près, si toutes les valeurs singulières sont distinctes

est centro-hermitienne, alors la matrice

$$\begin{aligned} \mathcal{T}(\mathbf{G}) &\stackrel{\text{def}}{=} \varphi_Q([\mathbf{G} \quad \mathbf{\Pi}_p \mathbf{G}^* \mathbf{\Pi}_q]) \\ &= \mathbf{Q}_p^H [\mathbf{G} \quad \mathbf{\Pi}_p \mathbf{G}^* \mathbf{\Pi}_q] \mathbf{Q}_{2q} \end{aligned} \quad (4.22)$$

est toujours réelle, d'après le théorème 1. D'autre part, en considérant le cas où les matrices $\mathbf{\Pi}$ -réelles à gauche, \mathbf{Q}_p et \mathbf{Q}_{2q} ont été choisies suivant l'équation (4.17) ou (4.18), et que nous partitionnons \mathbf{G} de la manière suivante :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{g}^T \\ \mathbf{G}_2 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

où \mathbf{G}_1 et \mathbf{G}_2 sont deux matrices de même taille. Évidemment, Le vecteur \mathbf{g}^T n'existe pas, si p est pair. Nous pouvons donc montrer que la matrice réelle défini par (4.22) peut s'exprimer comme :

$$\mathcal{T}(\mathbf{G}) = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{G}_1 + \mathbf{\Pi}\mathbf{G}_2^*\} & -\Im\{\mathbf{G}_1 - \mathbf{\Pi}\mathbf{G}_2^*\} \\ \sqrt{2} \Re(\mathbf{g}^T) & \sqrt{2} \Im(\mathbf{g}^T) \\ \Im\{\mathbf{G}_1 + \mathbf{\Pi}\mathbf{G}_2^*\} & \Re\{\mathbf{G}_1 - \mathbf{\Pi}\mathbf{G}_2^*\} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$\Re\{\cdot\}$ et $\Im\{\cdot\}$ représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire. Comme précédemment, si le nombre de ligne de \mathbf{G} est pair, la ligne centrale de (4.24) n'apparaît pas. Nous remarquons que la transformation $\mathcal{T}(\mathbf{G}) \in \mathbb{R}^{p \times 2q}$ nécessite seulement $p \times 2q$ additions réelles.

4.2.2.2 Unitary ESPRIT 2D

Dans ce paragraphe, nous allons présenter l'algorithme ESPRIT 2D pour l'estimation des retards de propagation τ_k et des angles d'arrivée θ_k dans le plan azimutal.

On supposera que les signaux sont reçus sur un réseau linéaire de type ULA (figure 4.2) ayant une seule polarisation constitué de N_c capteurs, que la mesure s'effectue sur N_f points fréquentiels et que nous observons N réalisations du canal. Ces vecteurs de mesure $\mathbf{x}(n)$, $1 \leq n \leq N$, sont placés en colonne dans la matrice de donnée $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_c \cdot N_f \times N}$.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [\mathbf{x}(1) \quad \mathbf{x}(2) \quad \cdots \quad \mathbf{x}(N)] \\ &= \mathbf{A} [\mathbf{s}(1) \quad \mathbf{s}(2) \quad \cdots \quad \mathbf{s}(N)] + [\mathbf{n}(1) \quad \mathbf{n}(2) \quad \cdots \quad \mathbf{n}(N)] \end{aligned} \quad (4.25)$$

où :

- $\mathbf{s}(n) = [s_1(n), s_2(n), \dots, s_d(n)]^T$ représente, pour la réalisation n , le vecteur d'amplitude complexe des d trajets incidents sur le réseaux,
- $\mathbf{n}(n) \in \mathbb{C}^{N_c \cdot N_f}$, représente pour la réalisation n le BBAG,
- $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N_c \cdot N_f \times d}$ est la matrice des vecteurs mode.

Comme nous l'avons vu précédemment la matrice \mathbf{A} a une structure de Vandermonde et peut être écrite pour le trajet k sous la forme de produits de Kronecker.

$$\mathbf{a} \left(\mu_k^{(t)}, \mu_k^{(u)} \right) = \mathbf{a} \left(\mu_k^{(u)} \right) \otimes \mathbf{a} \left(\mu_k^{(t)} \right) \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.26)$$

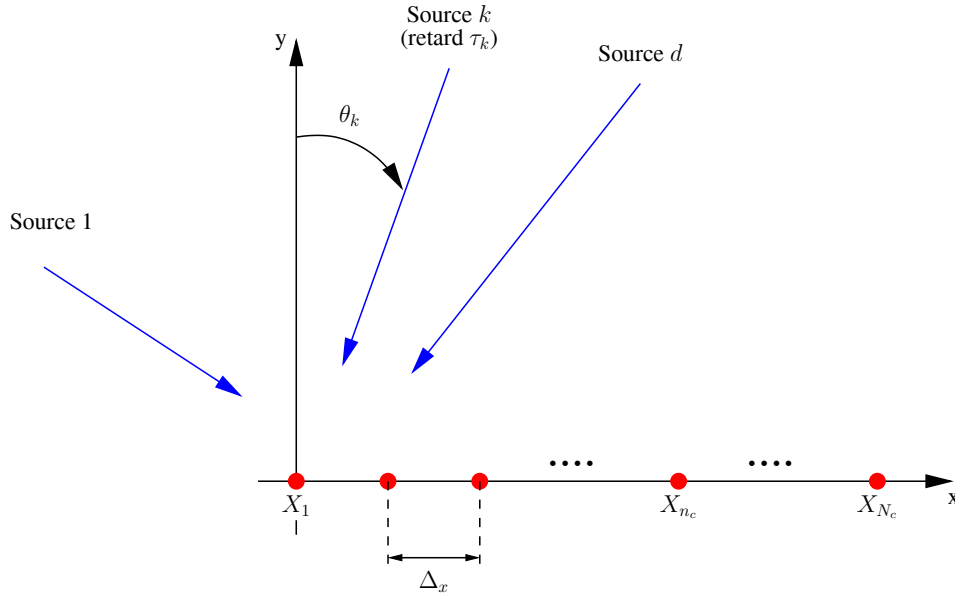


FIG. 4.2: Schéma de mesure pour un réseau ULA

avec :

$$\begin{cases} \mu_k^{(u)} = 2\pi\Delta_g \sin(\theta_k) \\ \mu_k^{(t)} = 2\pi\Delta_f \tau_k \end{cases} \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.27)$$

où $\Delta_g = \frac{f_c \Delta_x}{c}$ avec Δ_x la distance entre deux capteurs du réseau, et Δ_f le pas fréquentiel.

Matrices de sélection :

ESPRIT n'est pas capable d'estimer les paramètres de propagation tels que les retards et les DOA directement. Afin de faire apparaître la propriété d'invariance nécessaire à ESPRIT, nous allons définir des matrices de sélection (figure 4.3). Soit $(\mathbf{J}_1^t, \mathbf{J}_2^t)$, les matrices de sélection dans la dimension des fréquences de dimension $[m_u, N_c \cdot N_f]$, centro-symétriques l'une par rapport à l'autre et vérifiant :

$$\mathbf{J}_1^t = \mathbf{\Pi}_{m_t} \mathbf{J}_2^t \mathbf{\Pi}_{N_c \cdot N_f} \quad \text{avec} \quad m_t = (N_f - 1)N_c \quad (4.28)$$

et les matrices de sélections $(\mathbf{J}_1^u, \mathbf{J}_2^u)$ sur la dimension des capteurs

$$\mathbf{J}_1^u = \mathbf{\Pi}_{m_u} \mathbf{J}_2^u \cdot \mathbf{\Pi}_{N_c \cdot N_f} \quad \text{avec} \quad m_u = (N_c - 1)N_f \quad (4.29)$$

Ces matrices de sélection sont choisies de façon à exploiter les propriétés d'invariance des vecteurs modes :

$$\begin{cases} \mathbf{J}_1^u \mathbf{a} \begin{pmatrix} \mu_k^{(t)} \\ \mu_k^{(u)} \end{pmatrix} e^{j\mu_k^{(u)}} = \mathbf{J}_2^u \mathbf{a} \begin{pmatrix} \mu_k^{(t)} \\ \mu_k^{(u)} \end{pmatrix} \\ \mathbf{J}_1^t \mathbf{a} \begin{pmatrix} \mu_k^{(t)} \\ \mu_k^{(u)} \end{pmatrix} e^{j\mu_k^{(t)}} = \mathbf{J}_2^t \mathbf{a} \begin{pmatrix} \mu_k^{(t)} \\ \mu_k^{(u)} \end{pmatrix} \end{cases} \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.30)$$

Avec une notation matricielle, nous pouvons résumer ces propriétés d'invariance sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{J}_1^u \mathbf{A} \Phi^u = \mathbf{J}_2^u \mathbf{A} \\ \mathbf{J}_1^t \mathbf{A} \Phi^t = \mathbf{J}_2^t \mathbf{A} \end{cases} \quad (4.31)$$

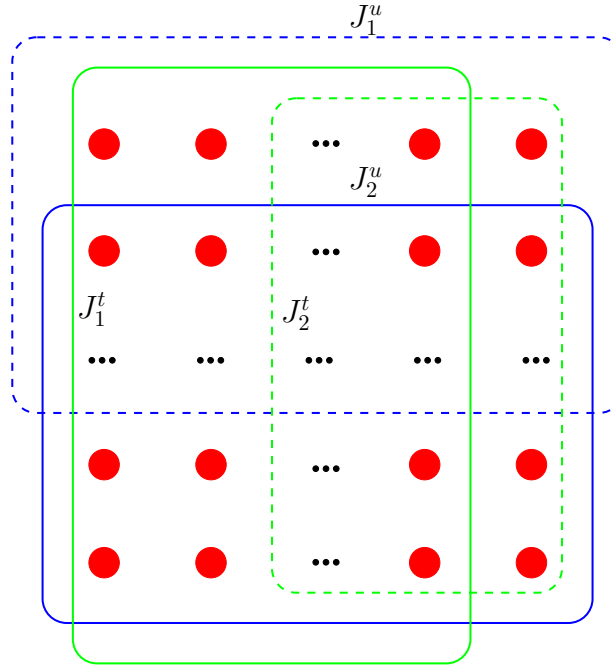


FIG. 4.3: Matrice de sélection 2D des sous réseaux

où les matrices diagonales (appelées matrice de rotation)

$$\Phi^u = \text{diag } e^{j\mu^{(u)}} \quad \text{et} \quad \Phi^t = \text{diag } e^{j\mu^{(t)}} \quad (4.32)$$

Pour donner une formule explicite aux matrices de sélections bidimensionnelles, nous définissons

$$\mathbf{J}_2^{N_c} = [\mathbf{0}_{(N_c-1) \times 1} \quad \mathbf{I}_{N_c-1}] \quad \text{et} \quad \mathbf{J}_2^{N_f} = [\mathbf{0}_{(N_f-1) \times 1} \quad \mathbf{I}_{N_f-1}] \quad (4.33)$$

comme la matrice de sélection 1D correspond au maximum de recouvrement des données suivant les dimensions des fréquences et des positions respectivement. En effet, la matrice $\mathbf{J}_2^{N_c}$ correspond à la sélection des $N_c - 1$ derniers capteurs parmi les N_c disponibles, et la matrice $\mathbf{J}_2^{N_f}$ correspond à la sélection des $N_f - 1$ derniers points fréquentiels parmi les N_f disponibles.

En tenant compte de la structure des matrices de données et des vecteurs mode, nous pouvons construire, pour chaque dimension, les matrices de sélections 2D désirées :

$$\begin{cases} \mathbf{J}_2^u = \mathbf{I}_{N_c} \otimes \mathbf{J}_2^{N_f} \\ \mathbf{J}_2^t = \mathbf{J}_2^{N_c} \otimes \mathbf{I}_{N_f} \end{cases} \quad (4.34)$$

Équation d'invariance réelles :

En utilisant les propriétés des matrices centro-hermitiennes, nous présentons la transformation en valeurs réelles (4.24) de la matrice des données. Cette transformation nous permettra, outre la réduction de la complexité de calcul, d'effectuer un lissage « avant-arrière » des données [215–217] doublant le nombre de réalisations et décorrélant les trajets incidents.

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{X} \quad \mathbf{\Pi}_{N_c \cdot N_f} \mathbf{X}^* \mathbf{\Pi}_N] \in \mathbb{C}^{p \times 2q} \quad (4.35)$$

La matrice \mathbf{Z} est appelée la matrice complexe des données étendues. Nous notons également que la matrice de données étendues est centro-hermitienne. Il est donc possible de transformer cette matrice en matrice réelle en utilisant la transformation $\varphi_Q(\mathbf{Z})$.

$$\mathcal{T}(\mathbf{Z}) = \varphi_Q(\mathbf{Z}) = \mathbf{Q}_{N_c \cdot N_f}^H [\mathbf{X} \quad \mathbf{\Pi}_{N_c \cdot N_f} \mathbf{X}^* \mathbf{\Pi}_N] \mathbf{Q}_{2N} \in \mathbb{R}^{N_c \cdot N_f \times 2N} \quad (4.36)$$

Compte-tenu du corollaire 1 du théorème 1, nous pourrions obtenir la décomposition en valeurs singulières de la matrice complexe de données étendues à partir de la décomposition en valeurs singulières de la matrice réelle $\mathcal{T}(\mathbf{Z})$.

Nous définissons également la matrice transformée des vecteurs modes :

$$\mathbf{D} = \mathbf{Q}_{N_c \cdot N_f}^H \cdot \mathbf{A} \quad (4.37)$$

où $\mathbf{Q}_{N_c \cdot N_f}$ est une matrice $\mathbf{\Pi}$ -réelle à gauche définie soit par la relation (4.18) ou soit par (4.17) en fonction de la parité de $N_c \cdot N_f$.

En se basant sur les propriétés d'invariance (4.31) de la matrice \mathbf{A} des vecteurs modes, nous montrons que la matrice transformée \mathbf{D} des vecteurs modes vérifient :

$$\begin{cases} \mathbf{K}_1^u \mathbf{D} \mathbf{\Omega}^u = \mathbf{K}_2^u \mathbf{D} \\ \mathbf{K}_1^t \mathbf{D} \mathbf{\Omega}^t = \mathbf{K}_2^t \mathbf{D} \end{cases} \quad (4.38)$$

où les paires de matrices de sélection transformées sont des matrices réelles données par :

$$\begin{cases} \mathbf{K}_1^u = 2\Re(\mathbf{Q}_{m_u}^H \mathbf{J}_2^u \mathbf{Q}_{N_c \cdot N_f}) \\ \mathbf{K}_1^t = 2\Re(\mathbf{Q}_{m_t}^H \mathbf{J}_2^t \mathbf{Q}_{N_c \cdot N_f}) \end{cases} \quad (4.39)$$

et :

$$\begin{cases} \mathbf{K}_2^u = 2\Im(\mathbf{Q}_{m_u}^H \cdot \mathbf{J}_2^u \cdot \mathbf{Q}_{N_c \cdot N_f}) \\ \mathbf{K}_2^t = 2\Im(\mathbf{Q}_{m_t}^H \cdot \mathbf{J}_2^t \cdot \mathbf{Q}_{N_c \cdot N_f}) \end{cases} \quad (4.40)$$

$\mathbf{\Omega}^u$ et $\mathbf{\Omega}^t$ sont des matrices diagonales à coefficients réels, que nous noterons :

$$\begin{cases} \mathbf{\Omega}^u = \text{diag}(\omega_{\mu_k^u})_{k=1}^d \\ \mathbf{\Omega}^t = \text{diag}(\omega_{\mu_k^t})_{k=1}^d \end{cases} \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.41)$$

M. Haardt dans [211], montre qu'il existe une relation linéaire $\Phi = f(\Omega)$ entre les variables Φ et Ω , et sa solution donne :

$$\begin{cases} \mathbf{\Omega}^u = \text{diag} \left(\tan \left(\frac{\mu_k^u}{2} \right) \right)_{k=1}^d \\ \mathbf{\Omega}^t = \text{diag} \left(\tan \left(\frac{\mu_k^t}{2} \right) \right)_{k=1}^d \end{cases} \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.42)$$

Asymptotiquement ou en absence de bruit additif, les colonnes des matrices \mathbf{D} (matrice des vecteurs modes transformée) et \mathbf{E}_s engendrent le même sous-espace signal [207]. La matrice

$\mathbf{E}_s \in \mathbb{R}^{N_c \cdot N_f \times d}$ est la matrice dont les colonnes sont les d vecteurs singuliers à gauche dominants de $\mathcal{T}(\mathbf{X})$ avec d le nombre de trajets incidents sur le réseau. c'est à dire qu'il existe une matrice \mathbf{T} non singulière, de dimension $[d, d]$, telle que :

$$\mathbf{D} \approx \mathbf{E}_s \mathbf{T} \quad (4.43)$$

En substituant cette expression dans la relation 4.38 :

$$\begin{cases} \mathbf{K}_1^u \mathbf{E}_s \mathbf{T} \Omega^u = \mathbf{K}_2^u \mathbf{E}_s \mathbf{T} \\ \mathbf{K}_1^t \mathbf{E}_s \mathbf{T} \Omega^t = \mathbf{K}_2^t \mathbf{E}_s \mathbf{T} \end{cases} \quad (4.44)$$

puisque la matrice \mathbf{T} est non singulière,

$$\begin{cases} \mathbf{K}_1^u \mathbf{E}_s \mathbf{T} \Omega^u \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{K}_2^u \mathbf{E}_s \\ \mathbf{K}_1^t \mathbf{E}_s \mathbf{T} \Omega^t \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{K}_2^t \mathbf{E}_s \end{cases} \quad (4.45)$$

En présence de bruit, nous obtenons les équations d'invariance réelles suivantes :

$$\begin{cases} \mathbf{K}_1^u \mathbf{E}_s \Lambda^u = \mathbf{K}_2^u \mathbf{E}_s \in \mathbb{R}^{m_u \times d} \\ \mathbf{K}_1^t \mathbf{E}_s \Lambda^t = \mathbf{K}_2^t \mathbf{E}_s \in \mathbb{R}^{m_t \times d} \end{cases} \quad (4.46)$$

avec :

$$\begin{cases} \Lambda^u = \mathbf{T} \Omega^u \mathbf{T}^{-1} \\ \Lambda^t = \mathbf{T} \Omega^t \mathbf{T}^{-1} \end{cases} \quad (4.47)$$

Les matrices Λ^u et Λ^t , de même dimension que Ω^u et Ω^t , peuvent être obtenues par différentes méthodes. Elles peuvent être les solutions des systèmes réels (4.46) soit :

- au sens des moindres carrés LS [206] (*Least Square*),
- au sens des moindres carrés total TLS [206] (*Total Least Square*),
- au sens des moindres carrés structurés SLS [218] (*Structured Least Square*).

Après résolution des systèmes d'équations, les matrices Ω^u et Ω^t sont obtenues par décomposition en valeurs et vecteurs propres des matrices Λ^u et Λ^t données par la relation 4.42.

Si ces valeurs propres étaient calculées indépendamment, il serait difficile de reconstituer les différents couples TDOA-DOA associés aux d trajets multiples. Il est donc préférable de pratiquer un appairage automatique des valeurs (μ_k^u, μ_k^t) .

En pratique, nous disposons d'un nombre fini de réalisations N entachées d'un BBAG. Il s'ensuit que les matrices Λ^u et Λ^t ne partagent pas exactement le même ensemble de vecteurs propres. Afin de résoudre ce problème nous effectuerons la décomposition en valeurs et en vecteurs propres sur la matrice complexe de même dimension $[d, d]$:

$$\Lambda = \Lambda^u + j\Lambda^t \quad (4.48)$$

$$\begin{cases} \tan\left(\frac{\mu_k^u}{2}\right) = \Re(\omega_{\mu_k}) \\ \tan\left(\frac{\mu_k^t}{2}\right) = \Im(\omega_{\mu_k}) \end{cases} \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.49)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \mu_k^u = 2 \arctan [\Re(\omega_{\mu_k})] \\ \mu_k^t = 2 \arctan [\Im(\omega_{\mu_k})] \end{cases} \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.50)$$

Les paramètres de ESPRIT (TDOA-DOA) sont déduits directement de la relation (4.27).

$$\begin{cases} \sin(\theta_k) = \frac{1}{2\pi\Delta_g} \mu_k^{(u)} \\ t_k = \frac{1}{2\pi\Delta_f} \mu_k^{(t)} \end{cases} \quad \forall 1 \leq k \leq d \quad (4.51)$$

4.2.2.3 Le lissage spatiale

Dans les paragraphes précédents, nous avons vu que l'estimation des paramètres de propagation impliquait l'estimation de la matrice signal \mathbf{X} constituée de la matrice des vecteurs mode \mathbf{A} . Lorsque que nous n'avons qu'une seule réalisation, afin que nous puissions extraire les paramètres des différents trajets multiples, la matrice de donnée doit satisfaire :

$$\text{rang } \mathbf{X} = \text{rang } \mathbf{A} \quad (4.52)$$

Cette relation implique que la matrice \mathbf{X} est de rang plein (trajets indépendants ou partiellement corrélés). Les méthodes comme ESPRIT basée sur la décomposition en valeurs et vecteurs singuliers imposent la non-singularité de la matrice signal \mathbf{X} et ont conduit à l'introduction de schéma de pré-traitement ou lissage des données mesurées en sortie du réseau d'antennes (ce que nous appellerons par la suite « découpage en sous-réseaux ») afin de garantir le plein rang de la matrice \mathbf{X} . Plusieurs schémas de découpage en sous-réseaux sont possible [215], mais les plus courants ont en commun la notion de recouvrement maximal des données lors du passage d'un sous-réseau à un autre. Additionnellement au fait que le lissage des données augmente le nombre de données, ce pré-traitement offre la possibilité de réduire la longueur des réponses impulsionnelles, de réduire le niveau de bruit par le fait du moyennage qu'il effectue sur les échantillons statistiquement indépendants du bruit [135] et permet de décorréler les trajets cohérents [219]. Pour une meilleure compréhension de cette dernière propriété, nous allons l'expliquer par un exemple simple.

Exemple avec 2 ondes :

Soient deux ondes planes ayant comme incidence sur un réseau ULA, les deux directions θ_1 et θ_2 . le signal en sortie du réseau \mathbf{x} devient :

$$\mathbf{x} = \mathbf{a}_1 s_1 + \mathbf{a}_2 s_2 = s_1 \left(\mathbf{a}_1 + \frac{s_2}{s_1} \mathbf{a}_2 \right) \quad (4.53)$$

Afin d'extraire les paramètres de direction de ces signaux, nous avons besoins d'au moins 2 réalisations de \mathbf{x} , \mathbf{x}_1 et \mathbf{x}_2 . Si s_1 et s_2 sont cohérents, alors le quotient $\frac{s_2}{s_1}$ est constant et tous les réalisations de \mathbf{x} détermine la même direction. *i.e.* tous les \mathbf{x}_k sont limités au sous-espace formé par l'unique vecteur $\mathbf{a}_1 + \frac{s_2}{s_1} \mathbf{a}_2$. Cette combinaison linéaire ne changera jamais.

Pour séparer ces deux trajets, nous appliquons le lissage de donnée en extrayant deux sous-vecteurs de \mathbf{x} :

$$\mathbf{x}^{(0)} = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 & \cdots & x_{M-2} \end{bmatrix}^T \quad (4.54)$$

et

$$\mathbf{x}^{(1)} = [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_{M-1}]^T \quad (4.55)$$

Les vecteurs modes sont amputés d'un élément et nous obtenons les vecteurs $\mathbf{a}_1^{(0)}$, $\mathbf{a}_1^{(1)}$, $\mathbf{a}_2^{(0)}$ et $\mathbf{a}_2^{(1)}$. En utilisant la propriété d'invariance translationnelle, nous obtenons :

$$\mathbf{a}_l^{(1)} = e^{j\phi_l} \mathbf{a}_l^{(0)} \quad (4.56)$$

nous en déduisons pour les vecteurs $\mathbf{x}^{(0)}$ et $\mathbf{x}^{(1)}$

$$\mathbf{x}^{(0)} = s_1(\mathbf{a}_1^{(0)} + \frac{s_2}{s_1} \mathbf{a}_2^{(0)}) \quad (4.57)$$

$$\mathbf{x}^{(1)} = s_1(e^{j\phi_1} \mathbf{a}_1^{(0)} + \frac{s_2}{s_1} e^{j\phi_2} \mathbf{a}_2^{(0)}) \quad (4.58)$$

$\mathbf{x}^{(0)}$ constitue la même combinaison linéaire lorsqu'il n'y a pas de lissage des données, tandis que $\mathbf{x}^{(1)}$ représente une autre combinaison linéaire de $\mathbf{a}_1^{(0)}$ et de $\mathbf{a}_2^{(0)}$. Ainsi, nous obtenons deux combinaisons linéaires différentes des deux vecteurs modes même lorsque deux signaux sont cohérents et le rapport $\frac{s_2}{s_1}$ est constant pour toutes les réalisations. Ces deux combinaisons représentent un espace signal à 2 dimensions et ainsi les vecteurs de directions peuvent être estimés à partir de $\mathbf{x}^{(0)}$ et $\mathbf{x}^{(1)}$.

Découpage en sous-Réseaux :

Pour les mesures où les mouvements dans le canal présentent des grandes vitesses de déplacement, nous ne disposerons que d'une seule réalisation ($N = 1$), le pré-traitement des données s'effectuera sur les deux dimensions de la matrice de donnée de taille $[N_c, N_f]$ (dimension des positions et des fréquences).

Pour la dimension fréquentielle, le découpage est réalisé de telle sorte qu'il y ait un recouvrement maximal des données entre deux sous-réseaux. Il nous suffira donc de se déplacer d'un élément suivant la dimension fréquentielle pour passer d'un sous-réseau au suivant. Si nous appelons N_{f1} le nombre de fréquence dans un sous-réseau, nous obtiendrons M_f sous réseaux suivant la dimension fréquence, avec :

$$M_f = N_f - N_{f1} + 1 \quad (4.59)$$

Pour chaque sous réseau m_f , $1 \leq m_f \leq M_f$, nous définissons une matrice de sélection 1D :

$$\mathbf{J}_{m_f}^{N_f} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_{f1} \times (m_f - 1)} & \mathbf{I}_{N_{f1}} & \mathbf{0}_{N_{f1} \times (M_f - m_f)} \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Nous effectuerons le même type de découpage pour le domaine des positions. Nous appellerons N_{c1} le nombre de capteurs par sous-réseaux et M_c le nombre de sous-réseaux dans la dimension position.

De la même façon que précédemment, nous définissons pour chaque sous réseau m_c , $1 \leq m_c \leq M_c$, une matrice de sélection 1D :

$$\mathbf{J}_{m_c}^{N_c} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_{c1} \times (m_c - 1)} & \mathbf{I}_{N_{c1}} & \mathbf{0}_{N_{c1} \times (M_c - m_c)} \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

A partir des matrices (4.61) et (4.60), nous définissons une nouvelle matrice de sélection bidimensionnelle.

$$\mathbf{J}_{m_f, m_c} = \mathbf{J}_{m_c}^{N_c} \otimes \mathbf{J}_{m_f}^{N_f} \quad \forall 1 \leq m_c \leq M_c \quad \text{et} \quad 1 \leq m_f \leq M_f \quad (4.62)$$

On peut à présent construire la matrice \mathbf{X}_{ss} à partir des données mesurées en sortie des capteurs \mathbf{X} et de la matrice de sélection bidimensionnelle. \mathbf{X}_{ss} est la matrice complexe de dimensions $[N_{c1}N_{f1}, M_fM_c]$ dont les vecteurs sont $\mathbf{J}_{m_f, m_c} \mathbf{X} \quad \forall 1 \leq m_c \leq M_c \quad \text{et} \quad 1 \leq m_f \leq M_f$:

$$\mathbf{X}_{ss} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{1,1} \mathbf{X} & \cdots & \mathbf{J}_{m_f,1} \mathbf{X} & \cdots & \mathbf{J}_{1,m_c} \mathbf{X} & \cdots & \mathbf{J}_{M_f, M_c} \mathbf{X} \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Nombre de trajets identifiables Si nous notons d_{max} , le nombre maximal de trajets multiples identifiables par l'algorithme, en utilisant le lissage des données on montre que [207] :

$$d_{max} = \min[(N_{f1} - 1)N_c, N_{f1}(N_c - 1), 2MN] \quad (4.64)$$

4.2.3 Extension multidimensionnelle d'ESPRIT

L'algorithme ESPRIT [207, 209, 210, 220] peut être étendu à l'estimation multidimensionnelle des paramètres du canal de propagation, qui dans sa version la plus complète permet l'estimation des angles de départ et d'arrivée dans les plans 3D, des retards de propagation et des décalages Doppler pour les quatre combinaisons de polarisation [111, 221]. Comme nous l'avons vu au paragraphe (4.2.1), le modèle de signal en fixant $\mathbf{G} = \mathbf{I}$ s'exprime sous la forme :

$$\mathbf{X}_{(k_1, k_2, \dots, k_R)} = \sum_{i=1}^d \left[\gamma_i \cdot \prod_{r=1}^R e^{j\mu_i^{(r)} k_r} \right] + \mathbf{B}_{(k_1, k_2, \dots, k_R)} \quad (4.65)$$

avec γ_i est la matrice $[2 \times 2]$ des amplitudes complexes des différentes combinaisons des polarisations horizontale et verticale. Le but d'ESPRIT est d'estimer les d vecteurs fréquentiels.

$$\boldsymbol{\mu}_i = \left[\mu_i^{(1)} \quad \mu_i^{(2)} \quad \cdots \quad \mu_i^{(R)} \right]^T \quad \forall 1 \leq i \leq d \quad (4.66)$$

Nous avons vu que les colonnes de la matrice $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times d}$

$$\mathbf{a} \left(\mu_i^{(1)}, \mu_i^{(2)}, \dots, \mu_i^{(R)} \right) = \mathbf{a} \left(\mu_i^{(R)} \right) \otimes \mathbf{a} \left(\mu_i^{(R-1)} \right) \otimes \dots \otimes \mathbf{a} \left(\mu_i^{(1)} \right) \quad \forall 1 \leq i \leq d \quad (4.67)$$

Nous définissons R paires de matrices de sélection de taille $m_r \times M$, $1 \leq r \leq R$ centrosymétriques l'une par rapport à l'autre, et vérifiant :

$$\mathbf{J}_{(r)1} = \mathbf{\Pi}_{m_r} \cdot \mathbf{J}_{(r)2} \cdot \mathbf{\Pi}_M \quad (4.68)$$

avec

$$m_r = (M_r - 1) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^R M_k = \frac{M(M_r - 1)}{M_r} \quad (4.69)$$

et satisfaisant la propriété d'invariance propre à ESPRIT :

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{a} \left(\mu_i^{(1)}, \mu_i^{(2)}, \dots, \mu_i^{(R)} \right) \cdot e^{j\mu_i^{(r)}} &= \\ \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{a} \left(\mu_i^{(1)}, \mu_i^{(2)}, \dots, \mu_i^{(R)} \right) &\quad \forall 1 \leq i \leq d \end{aligned} \quad (4.70)$$

En utilisant une notation matricielle, cette propriété d'invariance peut être résumée par la relation suivante :

$$\mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{A} \Phi_r = \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{A} \quad \forall 1 \leq r \leq R \quad (4.71)$$

où les R matrices diagonales

$$\Phi_r = \text{diag} \left\{ e^{j\mu_i^{(r)}} \right\}_{i=1}^d \quad (4.72)$$

contiennent les facteurs de phase. Pour donner une expression explicite des matrices multidimensionnelles de sélection, nous définissons,

$$\mathbf{J}_2^{M_r} = [\mathbf{0}_{(M_r-1) \times 1} \quad \mathbf{I}_{M_r-1}] \quad (4.73)$$

comme la matrice de sélection 1D permettant le recouvrement maximale des données dans la $r^{\text{ième}}$ direction. En prenant en compte la procédure de découpage R dimensionnelles, nous pouvons construire la matrice de sélection suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{(r)2} &= (\mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{I}_{M_{R-1}} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{M_{r+1}}) \otimes \mathbf{J}_2^{M_r} \otimes (\mathbf{I}_{M_{r-1}} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{M_1}) \\ &= \mathbf{I}_{\prod_{k=(r+1)}^R M_k} \otimes \mathbf{J}_2^{M_r} \mathbf{I}_{\prod_{k=1}^{r-1} M_k} \quad \forall 1 \leq r \leq R \end{aligned} \quad (4.74)$$

Par exemple, en considérant le cas $R = 3$, la relation 4.74 devient

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{(1)2} &= \mathbf{I}_{M_3} \otimes \mathbf{I}_{M_2} \otimes \mathbf{J}_2^{M_1} = \mathbf{I}_{M_2 M_3} \mathbf{J}_2^{M_1} \\ \mathbf{J}_{(2)2} &= \mathbf{I}_{M_3} \otimes \mathbf{J}_2^{M_2} \otimes \mathbf{I}_{M_1} \\ \mathbf{J}_{(3)2} &= \mathbf{J}_2^{M_3} \otimes \mathbf{I}_{M_2} \otimes \mathbf{I}_{M_1} = \mathbf{J}_2^{M_3} \mathbf{I}_{M_1 M_2} \end{aligned}$$

Comme dans le cas 2D, nous définissons la transformée de la matrice des vecteurs mode $\mathbf{D} = \mathbf{Q}_M^H \mathbf{A}$. En se basant sur les propriétés d'invariance multidimensionnelle (4.71) de la matrice \mathbf{A} des vecteurs modes, nous montrons que l'extension multidimensionnelle de la matrice transformée \mathbf{D} vérifie

$$\mathbf{K}_{(r)1} \mathbf{D} \Omega_r = \mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{D} \quad \forall 1 \leq r \leq R \quad (4.75)$$

où les R paires correspondants aux matrices de sélection transformées sont données par :

$$\mathbf{K}_{(r)1} = 2\Re(\mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{Q}_M) \quad (4.76)$$

et :

$$\mathbf{K}_{(r)2} = 2\Im(\mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{Q}_M) \quad (4.77)$$

et les R matrices diagonales réelles :

$$\Omega_r = \text{diag} \left\{ \tan \left[\frac{\mu_i^{(r)}}{2} \right] \right\}_{i=1}^d \quad \forall 1 \leq r \leq R \quad (4.78)$$

contiennent les informations des paramètres multidimensionnelles.

Après la transformation en matrice réelle donnée par la relation (4.22) et la décomposition en valeurs et vecteurs singuliers de cette même matrice, nous obtenons l'approximation $\mathbf{D} \approx \mathbf{E}_s \mathbf{T}$ et par substitution de cette relation dans l'équation (4.75) nous obtenons :

$$\mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{E}_s \mathbf{\Lambda}_r = \mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{E}_s \in \mathbb{R}^{m_r \times d} \quad (4.79)$$

où

$$\mathbf{\Lambda}_r = \mathbf{T} \mathbf{\Omega}_r \mathbf{T}^{-1} \quad \forall 1 \leq r \leq R \quad (4.80)$$

Les matrices $\mathbf{\Lambda}_r$ sont obtenues par les méthodes TLS, SLS, LS. Dans le cas 2D, les paramètres de propagation sont obtenus par décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice $\mathbf{\Lambda}_r$ et l'appariage des paramètres s'effectue automatiquement dans le domaine complexe formant une base orthogonale de projection. Dans le cas multidimensionnel, l'utilisation de la base orthogonale du domaine complexe n'est pas utilisable car elle ne permet qu'un appariage des paramètres en 2D. Pour le cas ND, la décomposition simultanée Schur (SSD) basée sur les matrices de rotation de type Jacobi [209, 222, 223] sera utilisée.

4.2.3.1 Décomposition simultanée Schur

Les valeurs propres réelles des matrices non symétriques peuvent être efficacement calculées par la décomposition Schur [224]. En absence de bruit ou avec un nombre infini de réalisations N , la décomposition simultanée Schur (SSD) des R matrices $\mathbf{\Lambda}_r$, $1 \leq r \leq R$, donne des matrices triangulaires supérieures présentant un appariage automatique des valeurs propres réelles sur leurs diagonales. Dans un contexte plus réaliste, avec la présence de bruit et un nombre fini de réalisations, une transformation similaire ne pourrait pas générer les R matrices triangulaires supérieures simultanément. En raison de la présence de bruit les matrices $\mathbf{\Lambda}_r$ ne présentent pas un ensemble commun de vecteurs propres. Pour pallier à ce problème, les matrices résultantes devraient être « presque » triangulaires supérieures dans le sens des moindres carrés *i.e.* une triangularisation supérieure simultanée des matrices $\mathbf{\Lambda}_r$ devra être effectuée. Pour plus d'information, cette algorithme est largement présenté dans [207, 209].

Les principales étapes de l'algorithme ESPRIT étant présentées dans les différents paragraphes ci-dessus, pour un gain de clarté nous les résumons dans le tableau (4.1).

4.2.3.2 Le lissage multidimensionnel

Comme nous l'avons présenté précédemment le lissage des données permet la décorrélation des trajets cohérents ainsi que l'augmentation du nombre de données. Dans cette section, nous présenterons l'extension de la fonction de lissage des données dans le cas multidimensionnel.

Par mesure de simplicité, le lissage 1D des données peut être effectué sur chacune des R dimensions de la matrice de données indépendamment en divisant les M_r mesures de la $r^{\text{ième}}$ dimension en L_r sous réseaux, lesquels contenant $M_{subr} = M_r - L_r + 1$ points de mesure. La matrice correspondante de sélection 1D est donnée par :

$$\mathbf{J}_{l_r}^{(M_r)} = \left[\mathbf{0}_{M_{subr} \times (l_r - 1)} \quad \mathbf{I}_{M_{subr}} \quad \mathbf{0}_{M_{subr} \times (L_r - l_r)} \right] \quad \forall 1 \leq l_r \leq L_r \quad \text{pour } 1 \leq r \leq R \quad (4.81)$$

1. **Estimation du sous espace signal** : Calcul $\mathbf{E}_s \in \mathbb{R}^{M \times d}$

- comme étant les d vecteurs singulières de $\mathcal{T}(\mathbf{X}) \in \mathbb{R}^{M \times 2N}$

2. **Solution des équations d'invariance** : résoudre

$$\underbrace{\mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{E}_s}_{\mathbb{R}^{m_r \times d}} \mathbf{\Lambda}_r = \underbrace{\mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{E}_s}_{\mathbb{R}^{m_r \times d}} \quad 1 \leq r \leq R$$

au moyen de LS, TLS, SLS ou bien R -D SLS

3. **Estimation conjointe des fréquences spatiales** : Calcul la SSD des R matrices $\mathbf{\Lambda}_r$ réelles $[d \times d]$

$$\mathbf{U}_r = \mathbf{\Theta}^T \mathbf{\Lambda}_r \mathbf{\Theta} \quad \forall 1 \leq r \leq R$$

où $\mathbf{u}_{ii}^{(r)}$, $1 \leq i \leq d$ sont les éléments de la diagonales de \mathbf{U}_r

- $\mu_i^{(r)} = 2 \arctan \left(\mathbf{u}_{ii}^{(r)} \right)$, $1 \leq i \leq d \quad 1 \leq r \leq R$

TAB. 4.1: Étapes de l'algorithme ESPRIT

Pour l'extension R dimensions du lissage $2D$ présenté dans [216], nous définirons $L = \prod_{r=1}^R L_r$ les matrices de sélection multidimensionnelles :

$$\mathbf{J}_{l_1, l_2, \dots, l_R} = \mathbf{J}_{l_r}^{(M_R)} \otimes \mathbf{J}_{l_{r-1}}^{(M_{R-1})} \otimes \dots \otimes \mathbf{J}_{l_2}^{(M_2)} \otimes \mathbf{J}_{l_1}^{(M_1)} \in \mathbb{R}^{M_{sub} \times M} \quad (4.82)$$

où $M_{sub} = \prod_{r=1}^R M_{sub_r}$. Ainsi la matrice de donnée lissée :

$$\mathbf{X}_{ss} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{1,1, \dots, 1,1} \mathbf{X} & \mathbf{J}_{1,1, \dots, 1,2} \mathbf{X} & \mathbf{J}_{1,1, \dots, 1,L_R} \mathbf{X} & \dots \\ \mathbf{J}_{1,1, \dots, 2,1} \mathbf{X} & \mathbf{J}_{L_1, L_2, \dots, L_{R-1}, L_R} \mathbf{X} & & \end{bmatrix} \quad (4.83)$$

est de taille est $M_{sub} \times NL$.

4.3 Calibrage des antennes réseaux

4.3.1 Introduction

Les antennes réseaux souffrent de nombreux défauts (*e.g.* tolérances mécaniques et électriques lors de la fabrication, défauts en amplitude et en phase de l'alimentation de l'antenne, phénomènes de couplage, effets de la taille finie du plan de masse, ...), lesquels gênent des non-uniformités sur les diagrammes de rayonnement des antennes constituant le réseau. Dans cette partie nous n'insisterons pas sur le phénomène proprement dit de couplage électromagnétique [28] mais sur son effet sur les algorithmes de formation de faisceaux et de déterminations des angles d'arrivées.

Dans la littérature pour les applications de traitement spatial, les algorithmes de déterminations des angles d'arrivées sont connus comme étant très sensibles aux défauts en amplitude, en phase des capteurs dus au phénomène de couplage par ondes de surfaces [225–236]. Afin d'atteindre les performances théoriques de ces algorithmes comme dans notre cas ESPRIT, il faut compenser ces défauts par une procédure de calibrage. En effet l'algorithme ESPRIT est particulièrement sensible à ces phénomènes, car son utilisation suppose un diagramme de rayonnement identique pour chaque capteur constituant l'antenne réseau, afin de satisfaire la propriété d'invariance translationnelle des deux sous-réseaux. De plus, le lissage spatial, utilisé lorsque des ondes arrivant sur le réseau d'antennes sont cohérentes, ne peut être appliqué uniquement dans le cas où les réponses des antennes sont uniformes. A première vue, le besoin d'une procédure de calibrage afin de satisfaire les hypothèses d'application de l'algorithme ESPRIT ou bien de MUSIC peut paraître être une contrainte, car cette procédure est inutile pour les algorithmes de type MV, EM et SAGE. En réalité, la procédure de calibrage est uniquement basée sur la connaissance précise du diagramme de rayonnement de l'antenne réseau et procède à son uniformisation spatiale. Pour les algorithmes de type MV, EM et SAGE, la connaissance précise du diagramme de rayonnement des éléments de l'antenne réseau est aussi indispensable, mais contrairement à ESPRIT celui n'est pas à corriger mais est directement intégré dans le processus de MV. La seule contrainte inhérente au processus de calibrage d'antenne est l'ajout d'éléments chargés sur 50Ω à chaque extrémité du réseau afin que toutes les antennes soient environnées et éviter toute discontinuité de champ.

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les antennes réseaux utilisées pour notre étude et leurs caractérisations, la procédure d'extraction de la matrice de couplage et de correction des diagrammes de rayonnement, et concluons par la validation de cette approche pour l'algorithme ESPRIT.

4.3.2 Description des antennes réseaux

Pour les campagnes de mesures, nous utiliserons deux types d'antenne réseaux :

- des réseaux ULA pour l'émission et la réception pour les mesures *outdoor*,
- un réseau ULA en émission et un réseau URA pour les mesures *indoor* et *outdoor* vers *indoor*.

4.3.2.1 Description de la structure de l'antenne ULA

L'étude et la réalisation de l'antenne élémentaire fut faite lors d'un stage de fin d'étude par A. Al-Fawal [237, 238]. L'antenne, présentée par la figure (4.4), est constituée d'un empilement de dipôles au nombre de trois séparés par une couche de mousse permettant l'élargissement de la bande passante et alimentée par une ligne utilisant le phénomène de couplage par proximité. L'utilisation d'éléments rayonnants de type dipôle a été choisi en raison de leur propriété de polarisation linéaire et de la bonne réjection de la polarisation croisée. L'inconvénient majeur de ce type d'alimentation malgré sa simplicité de conception comparée à d'autre type d'alimentation (fente, sonde coaxiale, ...) est le rayonnement parasite de la partie non masquée de la ligne d'alimentation qui dégrade la pureté de polarisation. Pour pallier à cet effet parasite, la structure de l'alimentation a été modifiée afin qu'elle soit masquée entièrement par les dipôles. L'an-

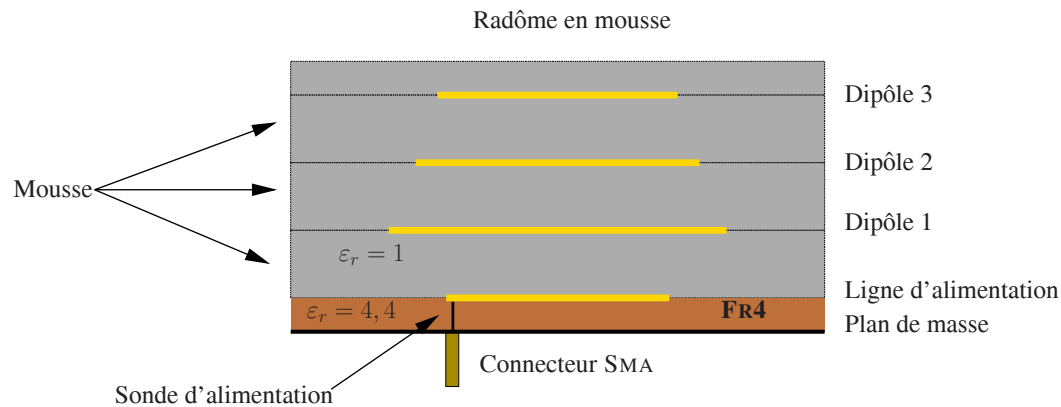


FIG. 4.4: Structure de l'antenne élémentaire pour les réseaux ULA



FIG. 4.5: Antenne unitaire pour les réseaux ULA d'émission et de réception

tenne conçue est présentée sur la figure (4.5), les diagrammes de rayonnement normalisés pour la fréquence centrale 2,2 GHz et les deux fréquences 2,1 GHz et 2,3 GHz par les figures (4.6) et (4.7). Les paramètres en terme d'ouverture dans les deux plans, de gain et de réjection de la composante croisée sont présentés par le tableau (4.2).

4.3.2.2 Description de la structure de l'antenne URA

La structure d'antenne que nous avons présenté précédemment est optimale pour les structures de réseaux linéaires et minimise le couplage entre antennes. Cette structure ne peut être utilisée pour la réalisation d'un réseau rectangulaire en raison de son type d'alimentation. En effet lors de la mise en réseau dans le plan verticale, toutes les lignes d'alimentation des antennes seraient disposées dans le même axe et le phénomène de couplage s'accroîtrait. Une étude fut menée par L. Le Coq, ingénieur de recherche à l'IETR, afin de concevoir une source élémentaire

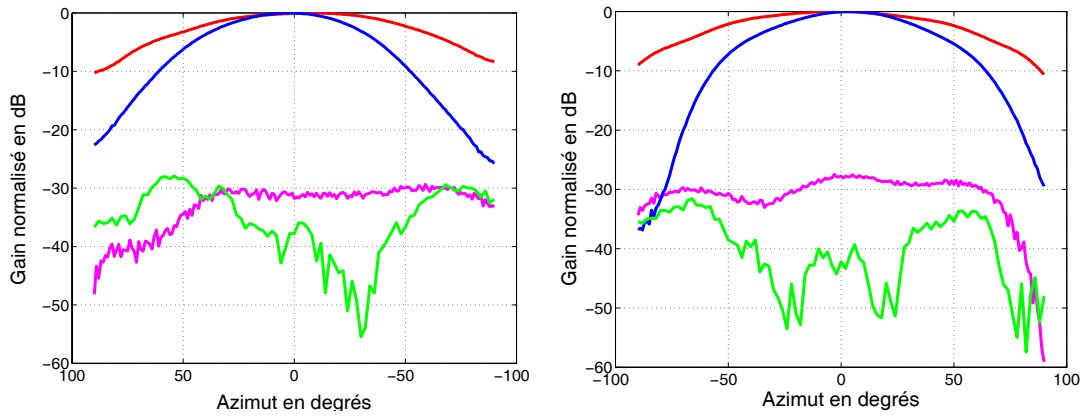


FIG. 4.6: Diagrammes de rayonnement normalisés en dB de la source élémentaire en fonction de l'angle pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz (Plan H composante directe en rouge, Plan H composante croisée en vert, Plan V composante directe en bleu, Plan V composante croisée en rose)

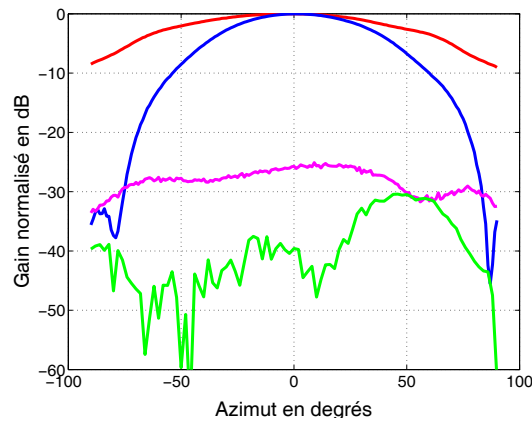


FIG. 4.7: Diagrammes de rayonnement normalisés en dB à 2,3 GHz de la source élémentaire en fonction de l'angle (Plan H composante directe en rouge, Plan H composante croisée en vert, Plan V composante directe en bleu, Plan V composante croisée en rose)

	2,1 GHz	2,2 GHz	2,3 GHz
Ouverture à -3 dB plan E	66°	68°	67°
Ouverture à -3 dB plan H	112°	111°	116°
Composante croisée	< -28 dB	< -30 dB	< -30 dB
Gain	6,7 dBi	7 dBi	6,8 dBi

TAB. 4.2: Caractéristiques de l'antenne élémentaire pour les réseaux ULA

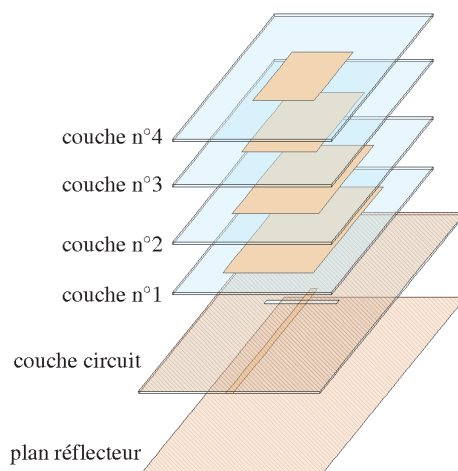


FIG. 4.8: Vue éclatée de la source élémentaire

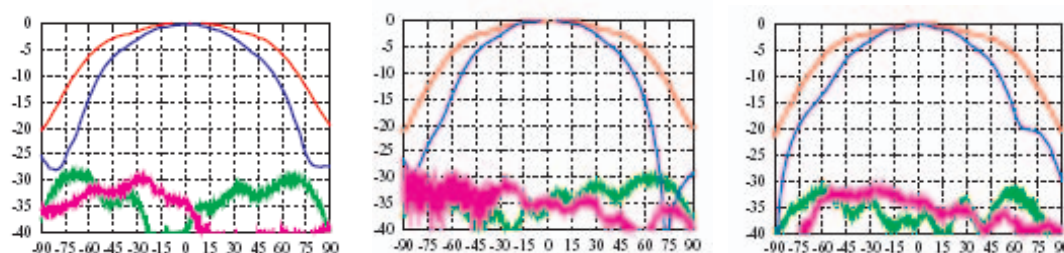


FIG. 4.9: Diagrammes de rayonnement normalisés en dB de la source élémentaire en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, 2,2 GHz et 2,3 GHz (Plan H composante directe en rouge, Plan H composante croisée en vert, Plan V composante directe en bleu, Plan V composante croisée en rose)

permettant une mise en réseau 2D et la minimisation du phénomène de couplage. La source résultant [239] est de type patch alimenté par une fente [240–242]. L'alimentation par fente évite les rayonnements et les couplages parasites dus au circuit d'alimentation. La partie rayonnante est constituée de la fente d'excitation et de quatre pastilles empilées (figure 4.8).

Les diagrammes de rayonnement normalisés pour les fréquences centrales 2,1 GHz, 2,2 GHz et 2,3 GHz sont présentés par la figure (4.9). Les paramètres en terme d'ouverture dans les deux plans, de gain et de réjection de la composante croisée sont présentés par le tableau (4.3) :

	2,1 GHz	2,2 GHz	2,3 GHz
Ouverture à -3 dB plan E	59°	60°	59°
Ouverture à -3 dB plan H	94°	93°	94°
Composante croisée	< -27 dB	< -27 dB	< -30 dB
Gain	7.5 dBi	7.7 dBi	7.8 dBi

TAB. 4.3: Caractéristiques de l'antenne élémentaire pour le réseau URA

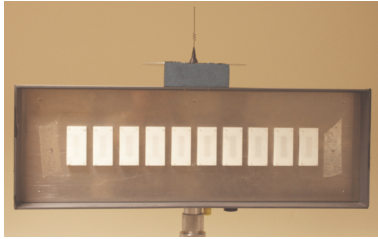


FIG. 4.10: Antenne réseau ULA de réception

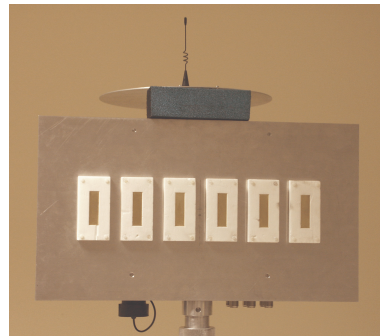


FIG. 4.11: Antenne réseau ULA d'émission

4.3.3 Caractérisation des diagrammes de rayonnement

Pour la caractérisation des antennes réseaux décrites précédemment, nous avons du développer notre propre outil de mesure, car l'IETR ne disposait pas à ce moment de dispositif permettant la mesure de la phase. Notre système de caractérisation d'antennes est composé des éléments suivants :

- un positionneur permettant des déplacements 3D et des rotations dans les plans \widehat{xoy} et \widehat{yoz} ,
- un analyseur de réseau,
- un PC permettant le contrôle du positionneur et de l'analyseur,
- diverses pièces mécaniques permettant le réglage du centre de rotation dans le plan \widehat{xoy} et le réglage du site.

Les mesures des antennes sont effectuées dans une chambre anéchoïde, où la distance entre le cornet d'émission et l'antenne réseau sous test est d'environ de 9,5 mètres ($\simeq 70\lambda$ à 2,2 GHz). Cette distance séparant l'antenne d'émission et celle de réception est un peu « juste » car P. Lehne dans [243] suggère une distance minimale entre l'antenne TX et le réseau RX à caractériser de 100λ ($\simeq 14$ m à 2,2 GHz), afin qu'au niveau de RX l'approximation champ lointain soit valide. Nous verrons par la suite, la conséquence de cette limitation en distance entre TX et RX.

4.3.3.1 Caractérisation des réseaux ULA

La caractérisation du réseau ULA de réception présenté par la figure (4.10) est basée sur N mesures de référence dans un environnement sans trajet multiple de type chambre anéchoïde. Une antenne de référence dont les caractéristiques en gain et en phase sont connues, dans notre cas un cornet, est placée sur une grille équidistante d'angles d'arrivées connus θ . L'azimut zéro est situé dans le plan perpendiculaire au réseau. Pour plus de commodité, la caractérisation de l'antenne réseau se fera avec l'antenne de référence fixe et le réseau tournera autour de son centre de phase. Les mesures des diagrammes de rayonnement du réseau avec son électronique sont présentés par les figures (4.12) et (4.13). Nous constatons que le phénomène de couplage est fortement présent pour les basses fréquences engendrant des ondulations sur les diagrammes de rayonnements. Ces ondulations sont encore plus prononcées sur les antennes extérieures d'où l'intérêt d'ajouter des antennes passives permettant de limiter les effets de bords. Malgré le réglage mi-

nutieux de l'électronique embarquée présentée dans la section (3.4.2.3) page 99, nous constatons en étudiant les diagrammes de phase (figure 4.14) des décalages en phase importants entre les différentes voies. Ceux-ci ne peuvent pas être engendrés par le seul phénomène de couplage, mais sans doute à cause des variations des longueurs électriques des câbles reliant l'électronique et les antennes, et du montage manuel des connecteurs sur les antennes. Dans la configuration actuelle, sans correction du diagramme de rayonnement, l'utilisation de techniques d'estimation d'angle d'arrivé est impossible. Les paramètres d'ouverture dans les deux plans et de gain des antennes constituant le réseau sans l'électronique présentés par les tableau (4.4) montrent l'aspect bénéfique du couplage par l'augmentation des ouvertures des antennes dans le plan H (gain de 5° pour les fréquences hautes et de 30° pour les basses fréquence).

Antenne	Ouverture à -3 dB plan H			Ouverture à -3 dB plan E		
	2,1 GHz	2,2 GHz	2,3 GHz	2,1 GHz	2,2 GHz	2,3 GHz
1	139°	122°	114°	73°	66°	64°
2	143°	124°	119°	73°	67°	68°
3	142°	127°	123°	67°	67°	62°
4	144°	126°	121°	66°	66°	58°
5	140°	129°	127°	66°	64°	59°
6	143°	125°	119°	70°	64°	64°
7	140°	128°	125°	73°	66°	64°
8	137°	124°	111°	70°	67°	63°

TAB. 4.4: Ouvertures à -3 dB des plans H et V des antennes du réseau ULA RX

Antenne	Gain d'antenne en dBi			Niveau de la composante croisée en dB		
	2,1 GHz	2,2 GHz	2,3 GHz	2,1 GHz	2,2 GHz	2,3 GHz
1	6.3	6.5	6.3	<-29 dB	<-31dB	<-28 dB
2	6.3	6.7	6.7	<-28 dB	<-30 dB	<-32 dB
3	6.2	6.4	6.6	<-25 dB	<-29 dB	<-28 dB
4	6.2	7.2	6.6	<-30 dB	<-30 dB	<-28 dB
5	6.3	7.2	6.3	<-33 dB	<-30 dB	<-28 dB
6	6.0	6.7	6.1	<-27 dB	<-29 dB	<-28 dB
7	5.9	6.8	6.2	<-29 dB	<-31 dB	<-30 dB
8	6.1	6.8	6.7	<-27 dB	<-32 dB	<-30 dB

TAB. 4.5: Gain en dBi et niveau de polarisation croisée en dB des antennes du réseau ULA RX

Pour la caractérisation du réseau ULA d'émission, la procédure de mesure est identique à la différence près que le cornet est utilisé comme antenne de réception. Les mesures des diagrammes de rayonnement du réseau avec son électronique sont présentés par les figures (4.16) et (4.17).

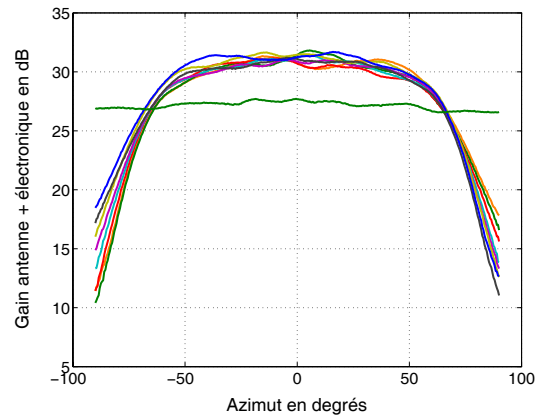
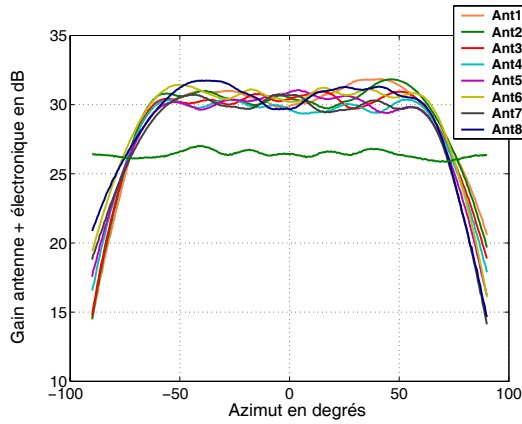


FIG. 4.12: Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz et 2,2 GHz

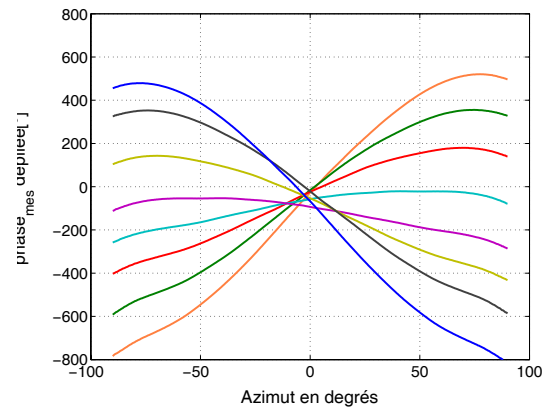
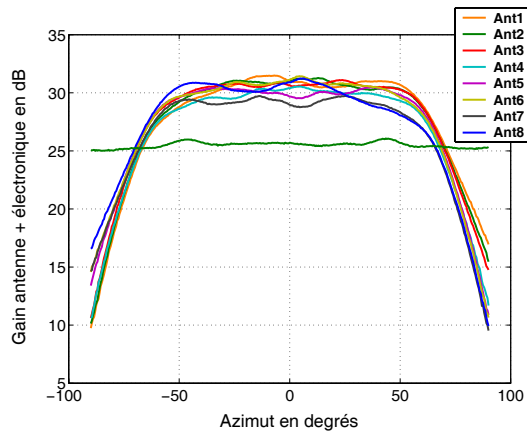


FIG. 4.13: Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut

FIG. 4.14: Diagrammes de phase déplié des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut

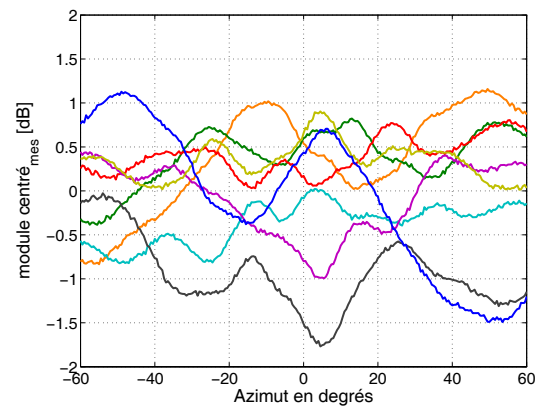
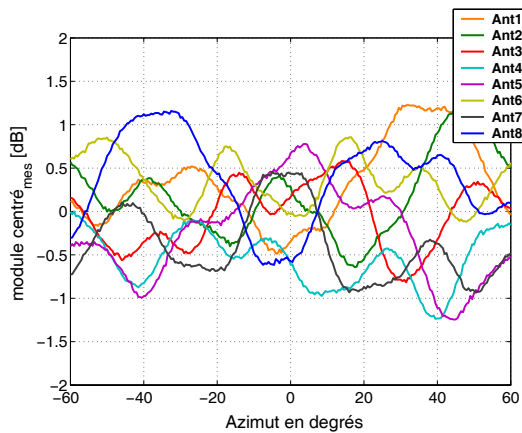


FIG. 4.15: Variations du module centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz et 2,3 GHz

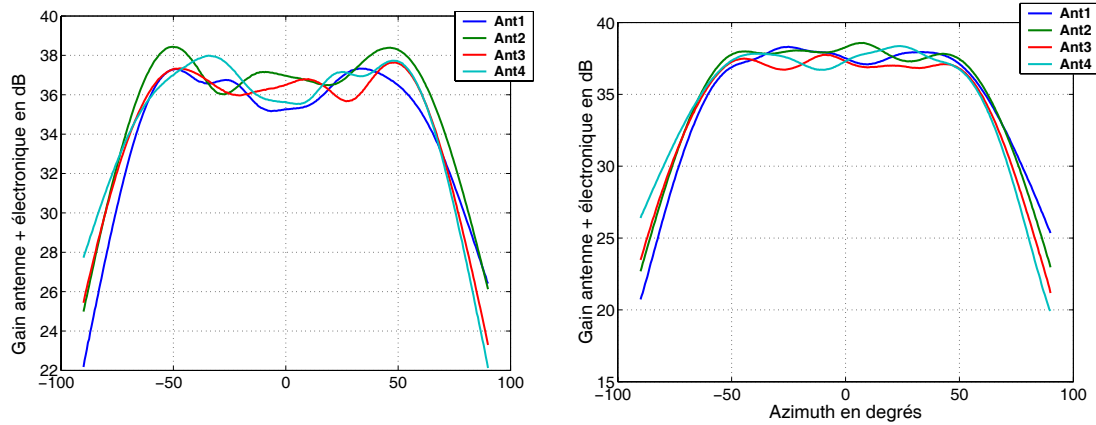


FIG. 4.16: Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA TX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz

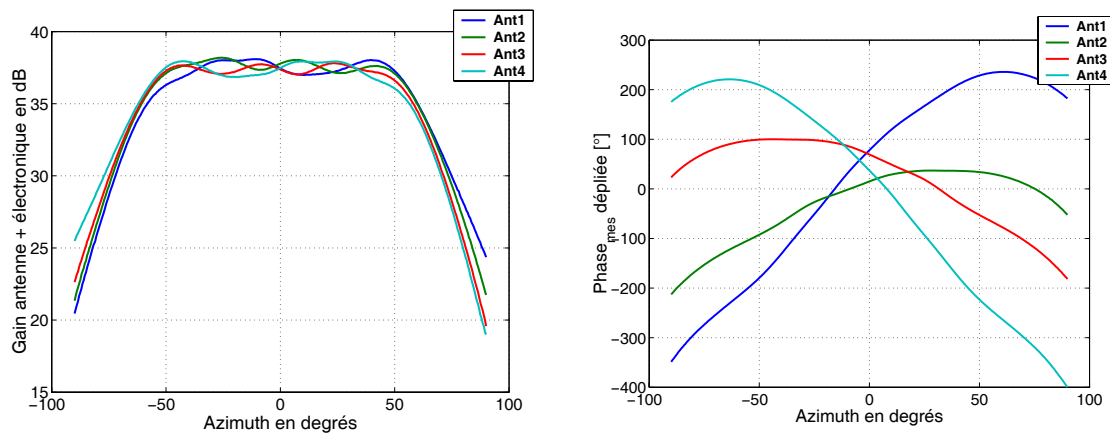


FIG. 4.17: Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA TX pour la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut

FIG. 4.18: Diagrammes de phase dépliée des antennes composant le réseau ULA TX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut

Comme pour le réseau ULA de réception, nous constatons que les diagrammes de rayonnement des antennes élémentaires constituant le réseau présentent des ondulations plus prononcées que celles constatées sur le réseau ULA RX. Celles-ci sont de plus grandes amplitudes car le réseau est constitué de moins d'antennes et celles-ci sont plus sujettes aux discontinuités de champ.

4.3.3.2 Caractérisation du réseau URA

Pour la caractérisation du réseau URA présenté par la figure (4.19), le type de positionneur que nous utilisons ne permet pas directement la caractérisation du champ 3D. Afin d'effectuer

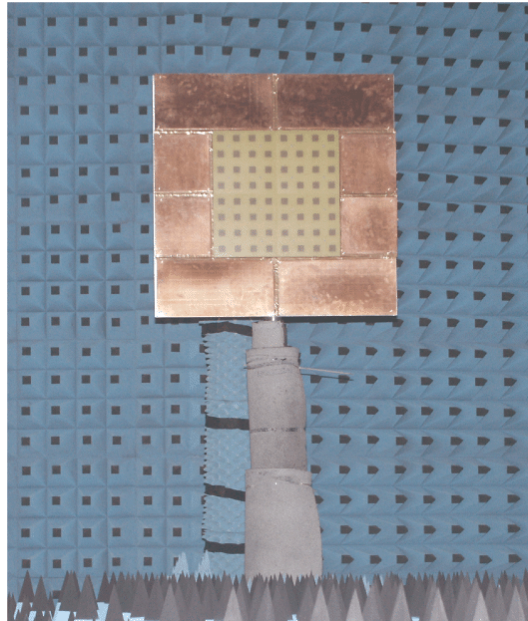


FIG. 4.19: Antenne réseau URA de réception

une caractérisation en azimut et en élévation du réseau il nous faudrait un axe de rotation dans le plan \widehat{xoz} . Comme nous disposons de deux axes de rotation, φ dans le plan \widehat{xoy} et ϑ dans le plan \widehat{yoz} , il nous sera possible de mesurer indirectement le diagramme de rayonnement $G(\theta, \phi)$ en 3D. Le principe géométrique de la mesure du diagramme de rayonnement du réseau URA pour une onde plane arrivant avec une orientation (θ, ϕ) est présenté par la figure (4.20). Dans un premier temps, nous calculons pour la grille de mesure (θ, ϕ) , avec $(-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ)$ et $(0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ)$, les couples de variables (ϑ, φ) avec les relations suivantes :

$$\Omega_x(\theta(\vartheta, \varphi), \phi(\vartheta, \varphi)) = \cos(\vartheta) \quad (4.84)$$

$$\Omega_y(\theta(\vartheta, \varphi), \phi(\vartheta, \varphi)) = \sin(\varphi) \sin(\vartheta) \quad (4.85)$$

$$\Omega_z(\theta(\vartheta, \varphi), \phi(\vartheta, \varphi)) = \sin(\vartheta) \cos(\varphi) \quad (4.86)$$

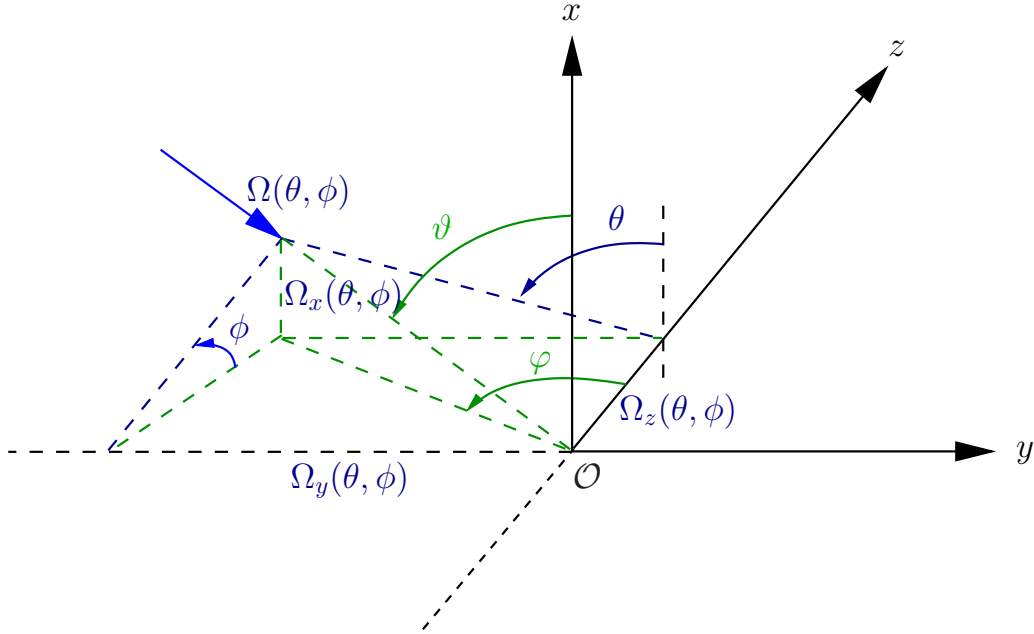


FIG. 4.20: Principe de mesure du diagramme de rayonnement 3D du réseau URA

en utilisant les relations (4.84), (4.85) et (4.86), nous obtenons :

$$\tan\left(\frac{\pi}{2} - \theta_{(\vartheta, \varphi)}\right) = \frac{\Omega_x(\theta, \phi)}{\Omega_y(\theta, \phi)} = \frac{\cos \vartheta}{\sin(\varphi) \sin(\vartheta)} \quad (4.87)$$

$$\tan(\phi_{(\vartheta, \varphi)}) = \frac{\Omega_x(\theta, \phi)}{\Omega_z(\theta, \phi)} = \frac{\cos \vartheta}{\cos(\varphi) \sin(\vartheta)} \quad (4.88)$$

Par substitution des relations (4.87) et (4.88) dans l'équation d'une sphère :

$$\Omega_x(\theta_{(\vartheta, \varphi)}, \phi_{(\vartheta, \varphi)})^2 + \Omega_y(\theta_{(\vartheta, \varphi)}, \phi_{(\vartheta, \varphi)})^2 + \Omega_z(\theta_{(\vartheta, \varphi)}, \phi_{(\vartheta, \varphi)})^2 = 1, \quad (4.89)$$

nous obtenons les variables ϑ et φ en fonction de θ et ϕ .

$$\vartheta = \arccos \frac{\sqrt{\cot^2 \theta_{(\vartheta, \varphi)}^2 + \tan^2 \phi_{(\vartheta, \varphi)}^2 + 1}}{\sqrt{\cot^2 \theta_{(\vartheta, \varphi)}^2 \tan^2 \phi_{(\vartheta, \varphi)}^2 + \cot^2 \theta_{(\vartheta, \varphi)}^2 + \tan^2 \phi_{(\vartheta, \varphi)}^2}} \quad (4.90)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\tan \phi_{(\vartheta, \varphi)}}{\cot \theta_{(\vartheta, \varphi)}}\right) \quad (4.91)$$

Après avoir mesuré la réponse de l'antenne réseau sur cette grille pour deux polarisations orthogonales en utilisant le même principe de mesure que pour la caractérisation des composantes directe et croisée d'une antenne, nous obtenons le diagramme de rayonnement $G_H(\theta, \phi)$ pour la composante H et $G_V(\theta, \phi)$ pour la composante V. L'obtention du diagramme de rayonnement 3D pour la composante directe $G_D(\theta, \phi)$ et croisée $G_C(\theta, \phi)$ est obtenu par :

$$G_D(\theta, \phi) = G_H(\theta, \phi) \cos \phi + G_E(\vartheta, \varphi) \sin(\phi) \quad (4.92)$$

$$G_C(\theta, \phi) = G_E(\theta, \phi) \cos \phi - G_H(\theta, \phi) \sin(\phi) \quad (4.93)$$

Les mesures des diagrammes de rayonnement du réseau avec son électronique sont présentées par la figure (4.21)

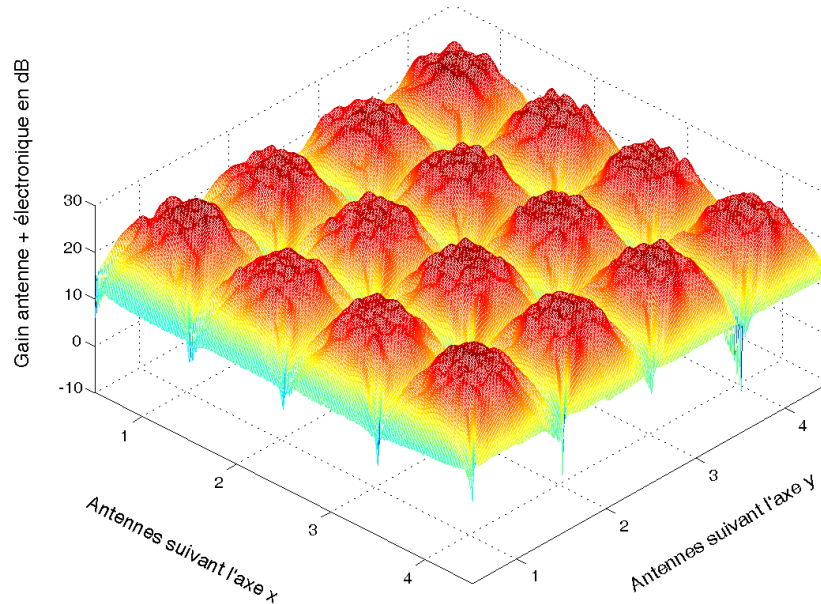


FIG. 4.21: Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau URA de réception

Pour plus de clarté, nous ne présenterons que les mesures du réseau URA dans le plan d'azimut (figure 4.22) et le plan d'élévation (figure 4.23) pour la fréquence 2,2 GHz.

La mise en réseau de l'antenne élémentaire décrit dans le paragraphe (4.3.2.2) page 134 a engendré une augmentation des ouvertures dans les deux plans, surtout dans le plan d'élévation (gain de plus de 40°). Cette augmentation de l'ouverture a par conséquent diminué les gains des antennes d'un peu moins de 2 dB, mais cela n'est pas préjudiciable car notre besoin est d'avoir les plus grandes ouvertures possibles. Les figures (4.22) et (4.23) montrent que les diagrammes de rayonnement présentent des variations d'amplitude de l'ordre de ± 1 dB, ce qui nous montre que l'étude menée par L. Le Coq a été couronnée de succès.

4.3.4 Calibrage spatial d'antennes réseaux

4.3.4.1 Principe du calibrage d'antennes réseau

Il existe de nombreux types de techniques permettant le calibrage d'une antenne réseau et l'élimination des erreurs en amplitude et en phase en utilisant la simple connaissance des paramètres angulaires d'une source ponctuelle [232, 244–255]. Dans le cadre de notre étude, nous utiliserons l'algorithme de calibrage d'antennes réseaux évoqué dans [244, 252–254], basé sur la connaissance fine du diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à corriger. Le principe de cette méthode est présenté par la figure (4.25). Si une seule onde plane, d'atténuation complexe

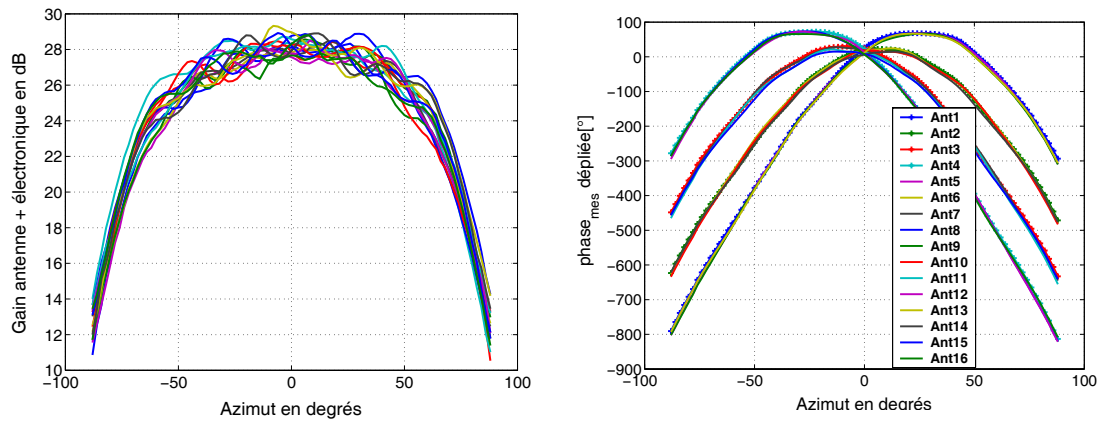


FIG. 4.22: Diagramme de rayonnement et diagrammes de phase des antennes composant le réseau URA en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,2 GHz

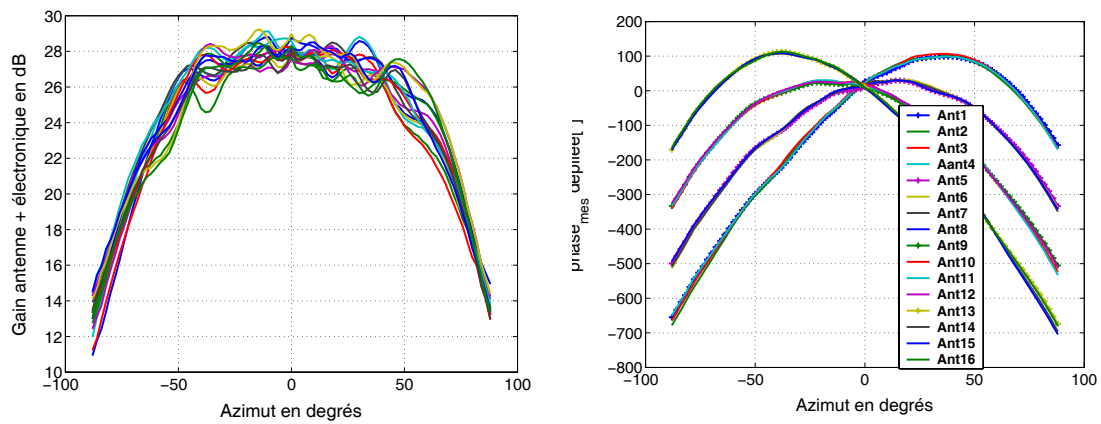


FIG. 4.23: Diagrammes de rayonnement et diagrammes de phase des antennes composant le réseau URA en fonction de l'élévation pour la fréquence 2,2 GHz

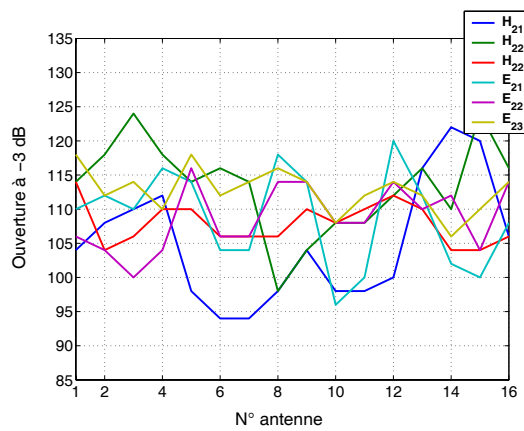


FIG. 4.24: Ouvertures des antennes composant le réseau URA dans les deux plans principaux pour les fréquences 2,1 GHz, 2,2 GHz et 2,3 GHz

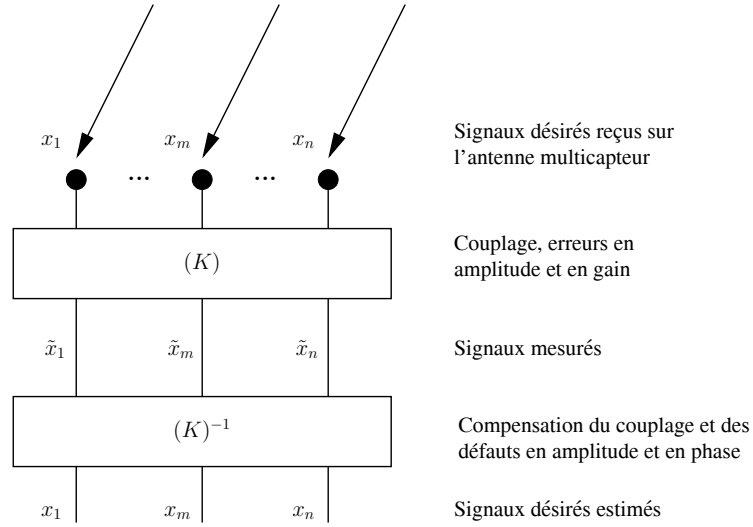


FIG. 4.25: Illustration de la compensation du couplage

γ et de direction θ_v , arrive sur un réseau ULA caractérisé par ces N éléments rayonnants espacés de d , la réponse du réseau sera de la forme $\mathbf{x} = \mathbf{a}\gamma$ avec comme vecteur de réseau

$$\mathbf{a}(\theta_v) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta_v} & \dots & e^{-j2\pi(M-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_v} \end{bmatrix} \quad (4.94)$$

D'une manière plus réaliste, le phénomène de couplage, les différentes erreurs dues à la réalisation et à l'électronique embarquée sont à prendre en compte et la mesure de l'antenne réseau en chambre anéchoïde peut être modélisée par

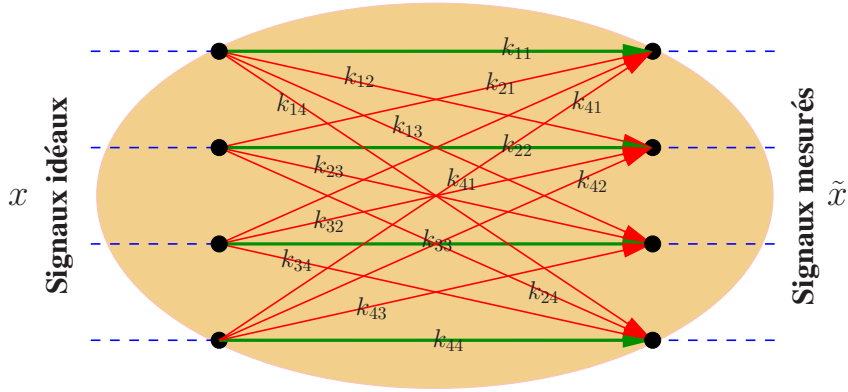
$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{K}\mathbf{a}\gamma + \mathbf{n} \quad (4.95)$$

Les défauts en amplitude et en phase peuvent être décrits par une matrice d'erreur \mathbf{K} de taille $[M \times M]$ (figure 4.26). Les éléments de la diagonale principale k_{ii} , $1 \leq i \leq M$, de cette matrice d'erreur décrivent directement les défauts en amplitude et en phase des antennes et de l'électronique. Ceux des diagonales secondaires k_{ij} , $\forall i \neq j$ $1 \leq i \leq M$, $1 \leq j \leq M$ représentent l'effet du couplage électromagnétique mutuelle entre les différentes antennes constituant le réseau. Le but de l'algorithme de calibrage d'antenne est de trouver la matrice de calibrage $\mathbf{K}_{cal} = \mathbf{K}^{-1}$ qui permettra d'éliminer ces défauts. Le principe de cet algorithme est basé sur le fait que pour un réseau d'antenne dénué de toutes erreurs, il existe $M - 1$ vecteurs de pondération orthogonaux $\mathbf{c}_\mu(\theta_v) = \mathbf{a}(\theta_v)e^{-j2\pi\mu/M}$ avec $1 \leq \mu \leq M - 1$, permettant la génération de $M - 1$ zéros pour le vecteur de réseau $\mathbf{a}(\theta_v)$. Dans le cas idéal, d'une mesure d'un réseau sans défaut, en utilisant les pondérations de formation de zéros, nous obtenons :

$$\mathbf{c}_\mu^H \mathbf{x} \mathbf{x}^H \mathbf{c}_\mu = 0 \quad (4.96)$$

Pour le cas d'une mesure réelle, en appliquant la matrice de calibrage \mathbf{K}_{cal} à $\tilde{\mathbf{x}}$, l'erreur au sens des moindres carrés

$$\varepsilon^2(\mathbf{K}_{cal}) = \sum_{\mu=1}^{M-1} \mathbf{c}_\mu^H \mathbf{K}_{cal} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{x}}^H \mathbf{K}_{cal}^H \mathbf{c}_\mu \quad (4.97)$$

FIG. 4.26: Représentation de la matrice d'erreur K

peut être minimisée :

$$\mathbf{K}_{cal} = \min (\varepsilon^2 (\mathbf{K}_{cal})) \quad (4.98)$$

Comme le modèle de signal (équation 4.95) est entaché de différentes sources d'erreurs [252] (erreurs de mesure, diffraction sur le support d'antenne, présence d'échos dans la chambre, décalage entre le centre de rotation de l'antenne et le centre de phase du réseau, ...) et que le bruit \mathbf{n} ne peut être éliminé, nous n'obtiendrons qu'un estimé de $\widehat{\mathbf{K}}_{cal}$. Afin d'obtenir une forme numérique optimale, l'étape suivante de la procédure de calibrage est une transformation matrice–vecteur. Cette transformation définie dans [244] nous permet d'obtenir une solution numérique simple du problème d'optimisation par une décomposition en valeurs propres. En utilisant la transformation matrice–vecteur $\widehat{\mathbf{K}}_{cal} \Rightarrow \widetilde{\mathbf{k}}_{cal}$ et son inverse $\mathbf{c}_\mu \Rightarrow \mathbf{C}_\mu$ l'équation (4.97) peut être réécrite :

$$\varepsilon^2 = \sum_{\mu=1}^{M-1} \widehat{\mathbf{k}}_{cal} \widetilde{\mathbf{R}}_\mu \widehat{\mathbf{k}}_{cal}^H \quad \text{avec} \quad \widetilde{\mathbf{R}}_\mu = \mathbf{C}_\mu^H \widetilde{\mathbf{x}} \widetilde{\mathbf{x}}^H \mathbf{C}_\mu. \quad (4.99)$$

La transformation matrice–vecteur, nous permet d'obtenir une simple solution numérique du problème d'optimisation par une décomposition en valeurs propres. Le moyennage sur plusieurs mesures effectuées sur N différentes directions permettra d'augmenter le rang de la matrice de covariance

$$\widetilde{\mathbf{R}} = \sum_{v=1}^N \sum_{\mu=1}^{M-1} \widehat{\mathbf{k}}_{cal} \widetilde{\mathbf{R}}_{v\mu} \widehat{\mathbf{k}}_{cal}^H \quad (4.100)$$

et augmentera la stabilité de l'estimation $\widehat{\mathbf{k}}_{cal}$ qui minimise $\widetilde{\mathbf{R}}$. La décomposition de (4.100), nous donne $\widehat{\mathbf{k}}_{cal}$ lequel est équivalent au vecteur propre ayant la plus petite valeur propre permettant de satisfaire la minimisation de l'équation (4.97). Finalement la matrice de calibrage est obtenue par la transformation vecteur–matrice $\widehat{\mathbf{k}}_{cal} \Rightarrow \widehat{\mathbf{K}}_{cal}$.

Pour le calibrage du réseau URA de $M_c \times M_l$ capteurs, la méthode est identique dans le principe pour obtenir la matrice de calibrage $\widehat{\mathbf{K}}_{cal}$ de taille $(M_c \times M_l) \times (M_c \times M_l)$. L'unique différence est la génération des vecteurs de pondération pour la formation de zéros. Avec un réseau URA, ces vecteurs fonctions de θ et ϕ sont représentés par $\mathbf{c}_\mu(\theta_v, \phi_v)$ avec $1 \leq \mu \leq M_l \cdot M_c - 1$.

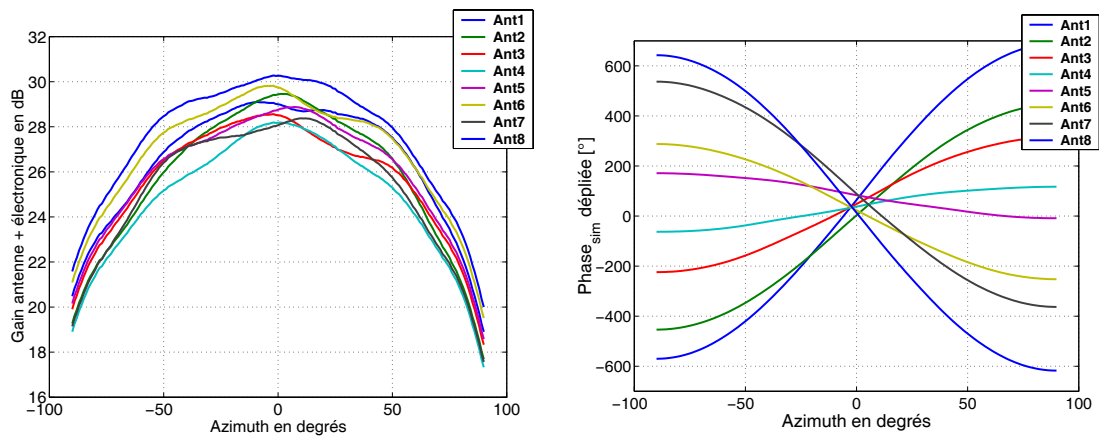


FIG. 4.27: Diagrammes de rayonnement et de phase générés en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,2 GHz

4.3.4.2 Validation théorique du calibrage pour l'antenne réseau URA

Avant d'appliquer cet algorithme à des mesures réelles d'antenne, nous allons le valider sur un modèle large bande de réponse de réseau « presque » réaliste. Nous entendons par modèle « presque » réaliste, un modèle supposant une caractérisation du diagramme de rayonnement parfaite, c'est à dire nous utiliserons un modèle de phase du vecteur de réseau idéal, mais intégrant une matrice de couplage et les défauts de l'électronique embarqué.

$$\mathbf{x}_{ula}(\theta, f) = \mathbf{K}_{cal}(f) (\mathbf{a}(\theta, f) \odot \mathbf{h}_{elec}(f) \times |g_{ant}(\theta, f)| + \mathbf{n}) \quad (4.101)$$

où :

- $\mathbf{K}_{cal}(f)$ est la matrice de couplage mesurée par un analyseur de réseau pour f (la diagonale est fixée à 1),
- $\mathbf{a}(\theta, f)$ est le modèle idéal de phase du vecteur mode de réseau pour (θ, f) ,
- $\mathbf{h}_{elec}(f)$ est le vecteur de mesure de la fonction de transfert de l'électronique embarqué sur l'antenne ULA pour f ,
- $|g_{ant}(\theta, f)|$ est le module de la réponse de l'antenne unitaire présentée dans le paragraphe (4.3.2.1) pour (θ, f) ,
- \mathbf{n} est un BBAG.

Les diagrammes de rayonnement et de phase sont présentés par la figure (4.27). Nous observons bien sur les diagrammes de phase et d'amplitude, l'effet du module électronique qui engendre des décalages de phase et d'amplitude non négligeables qui fausseraient les techniques d'estimation d'angle d'arrivée. L'application de l'algorithme de correction sur ces diagrammes de rayonnement est présenté par la figure (4.28) et (4.29). Nous observons que l'algorithme est très performant, car son application permet d'éliminer les défauts apportés par le module électronique et le phénomène de couplage. Nous observons aussi que les diagrammes des antennes corrigés sont identiques à l'antenne unitaire. La figure (4.30) présente à gauche la matrice \mathbf{K}_{cal} utilisée pour la génération des diagrammes simulés et à droite celle extraite par l'algorithme sont parfaitement identiques.

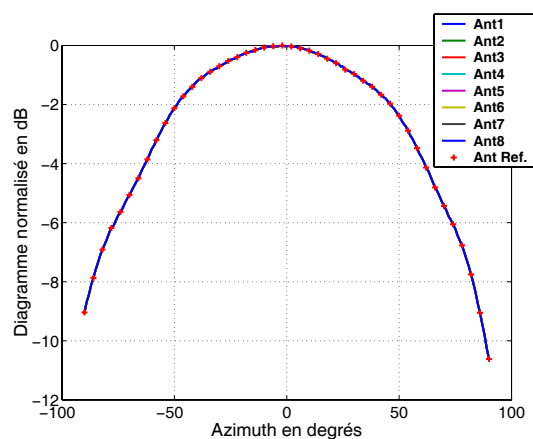


FIG. 4.28: Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA simulé à 2,2 GHz en fonction de l'azimut

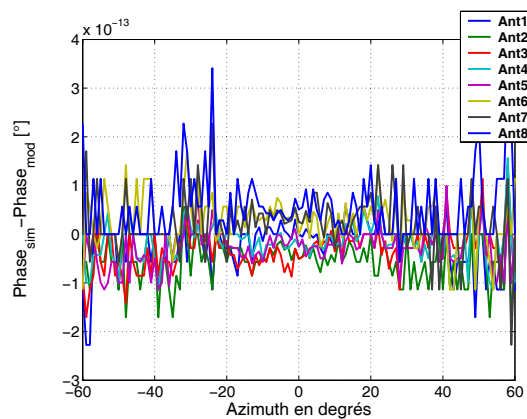


FIG. 4.29: Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour la fréquence de 2,2 GHz en fonction de l'azimut

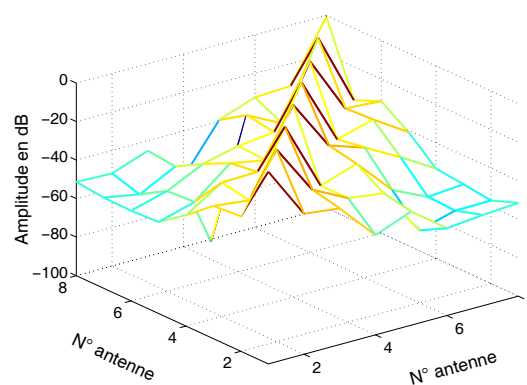
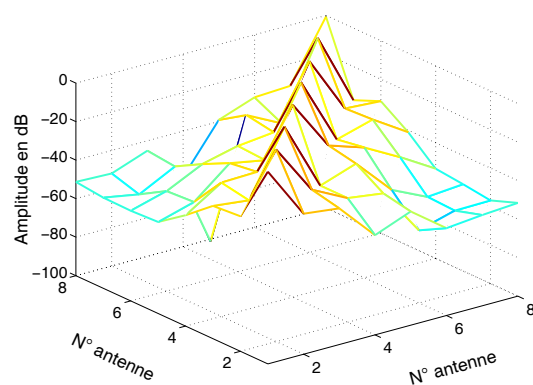


FIG. 4.30: Matrices de correction K_{cal} mesurée par l'analyseur de réseau et générée par l'algorithme à la fréquence 2,2 GHz

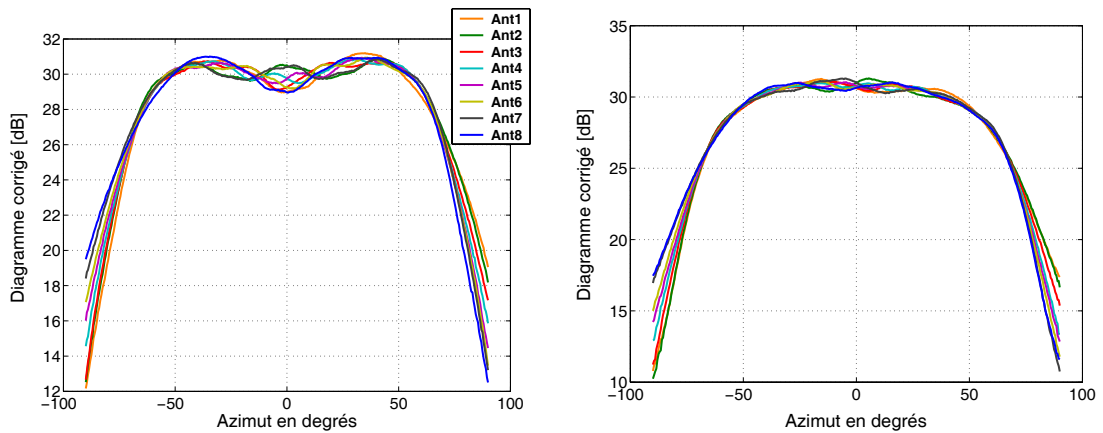


FIG. 4.31: Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz

4.3.5 Résultats du calibrage spatial

Les résultats exposés dans le paragraphe précédent, nous ont montré la justesse de l'algorithme de calibrage et sa haute capacité à éliminer les effets du couplage et les défauts du module électronique. Nous allons présenter maintenant la validation de cet algorithme ou plutôt la validation de notre système de caractérisation d'antenne. Nous ne présenterons que la validation du calibrage spatial de l'antenne réseau ULA d'émission pour plus de clarté et de lisibilité (diagramme 3D pour le réseau URA), et afin de ne pas alourdir le document.

4.3.5.1 Validation du calibrage pour l'antenne réseau ULA

Ce paragraphe présente l'application de l'algorithme de calibrage pour la mesure que nous avons effectuées dans la chambre anéchoïde au paragraphe (4.3.3.1). Les résultats de calibrage sont présentés sur différentes figures pour les fréquences 2,1 GHz, 2,2 GHz et 2,3 GHz. Les figures (4.31), (4.32) et (4.33) présentent les diagrammes de rayonnement après correction par la matrice K_{cal} et le diagramme de phase dépliée pour la fréquence 2,2 GHz. Les figures (4.34), (4.35), (4.36) et (4.37) présentent les variations centrées des amplitudes des diagrammes de rayonnement du module et les erreurs entre la phase corrigée et la phase idéale d'un réseau ULA de même configuration.

En étudiant les différentes figures présentées de (4.37) et en les comparant avec la mesure initiale de l'antenne réseau, nous pouvons dire que les résultats de correction pour la configuration de notre système de mesure présente certaines limitations. L'algorithme n'est pas à mettre en cause mais le système de mesure proprement dit. L'algorithme a effectivement bien corrigé les défauts en amplitude et en phase du module électronique, les phases de chaque voie se croisent bien en un seul point, mais présente une déficience pour l'estimation des diagonales secondaires. Nous observons sur les différentes figures des ondulations et des erreurs sur la phase plus prononcées dans l'axe. Ces défauts peuvent être expliqués par le fait que :

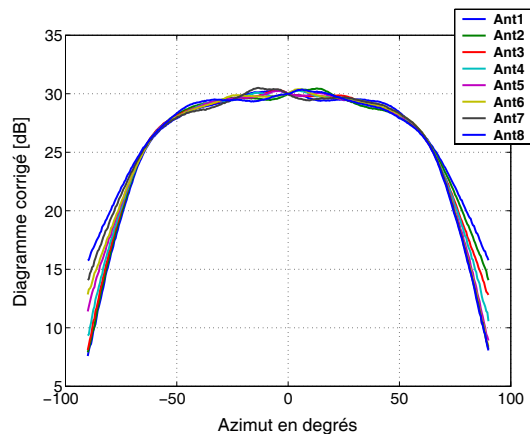


FIG. 4.32: Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX à la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut

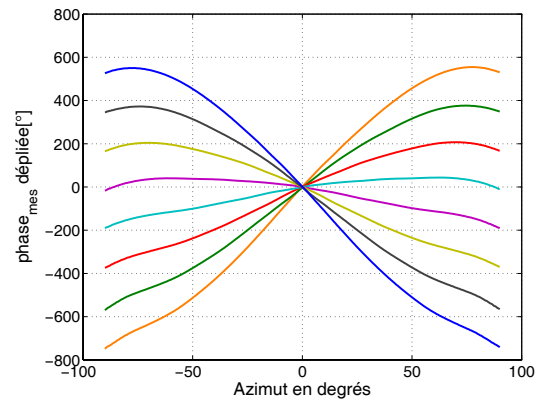


FIG. 4.33: Diagrammes de phase dépliée corrigés des antennes composant le réseau ULA TX à la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut

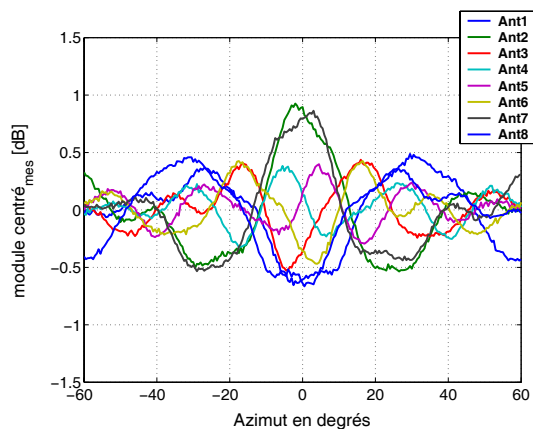


FIG. 4.34: Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz

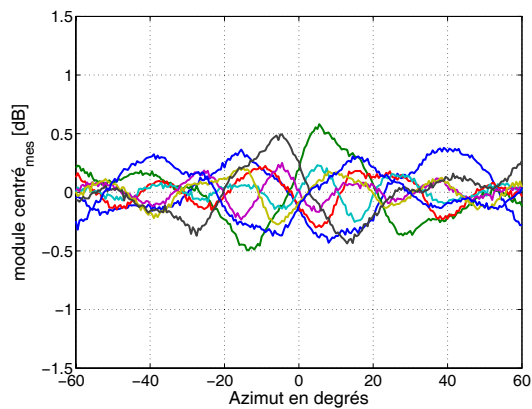
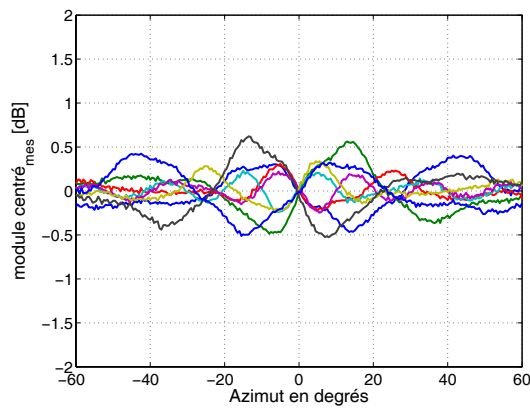


FIG. 4.35: Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,3 GHz



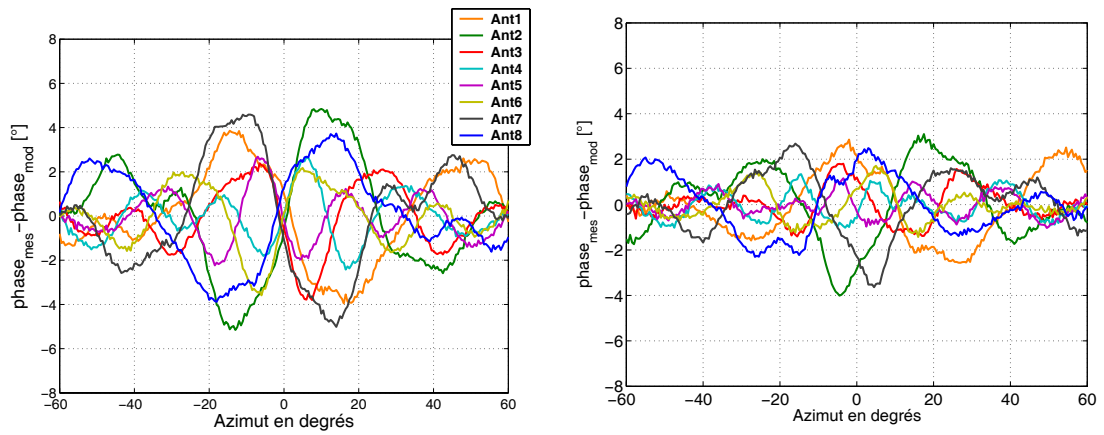


FIG. 4.36: Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz

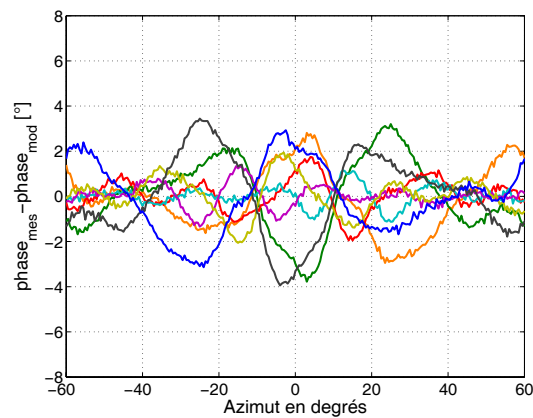


FIG. 4.37: Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquence 2,3 GHz

- nous ne sommes pas en présence d'une onde plane. Par un simple calcul, les capteurs situés aux extrémités du réseau pour une mesure dans l'axe « voit » des angles d'arrivée de $\pm 1.5^\circ$ et une erreur de phase de 8° pour une fréquence de 2.2 GHz,
- l'antenne ne tourne pas sur son centre géométrique. encore moins sur son centre de phase.

Afin d'obtenir une meilleure correction par l'algorithme de calibrage, nous allons essayer de compenser ces défauts en post-traitement par une correction géométrique des différents paramètres des rayons arrivant sur le réseau. La configuration géométrique du système de mesure est présentée par la figure (4.38). Dans un premier temps, nous devons déterminer la variable d distance entre

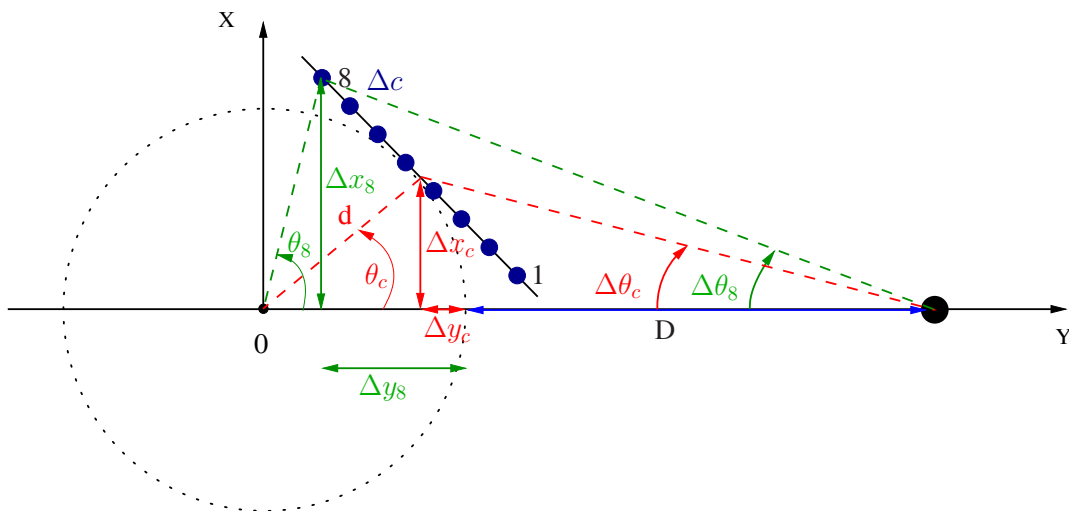


FIG. 4.38: Défauts géométriques dus au système de mesure

l'axe de rotation du positionneur et le centre du réseau, et la distance D entre le cornet d'émission et le centre du réseau. Le couple (D, d) est obtenu en cherchant le centre de phase des antennes 4 et 5 (antennes au centre du réseau), c'est à dire nous recherchons le couple optimale (D, d) assurant la symétrie et la constance³ des diagrammes de phase des antennes 4 et 5. Le couple (D, d) étant fixé, pour chaque angle de rotation θ_c du réseau, nous déterminons l'angle géométrique $\theta_c + \Delta\theta_i$ « vu » par chaque capteur, puis nous effectuons une correction sur la phase et le module afin de compenser ou plutôt diminuer la sphéricité de l'onde en compensant en prenant en compte les erreurs de position Δx_i et Δy_i . Dans un dernier temps, nous effectuons une interpolation cubique des diagrammes complexes de rayonnement des antennes afin d'obtenir la même grille de caractérisation angulaire pour chaque capteur. Après correction géométrique, les résultats de correction sont présentés par les figures (4.39), (4.40), (4.41) et (4.42).

Nous observons une nette amélioration du processus de correction limitant les variations du module à $\pm 0,3$ dB et de $\pm 3^\circ$ sur la phase, pour la fréquence de 2,1 GHz. Pour les fréquences de 2,2 GHz et 2,3 GHz, ces variations sur le module et la phase, présentées par les figures (4.43), (4.44), (4.45) et (4.46) sont de $\pm 0,2$ dB et inférieure à $\pm 2^\circ$. Ces résultats valident notre approche et montrent les limitations de précision de notre système de mesure sans correction géométrique.

³En effet, lorsque nous caractérisons une antenne dans le domaine angulaire et que la rotation s'effectue sur son centre de phase, la phase de l'antenne en fonction de l'angle est constante.

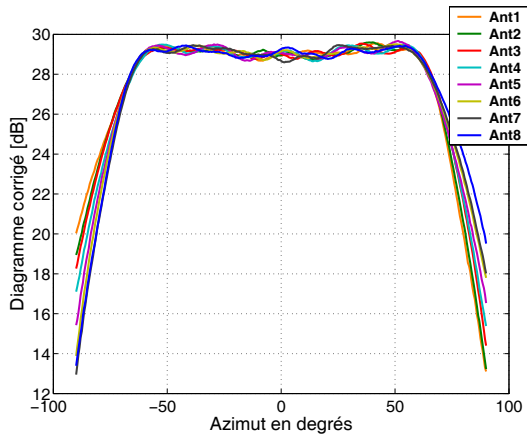


FIG. 4.39: Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,1 GHz en fonction de l'azimut

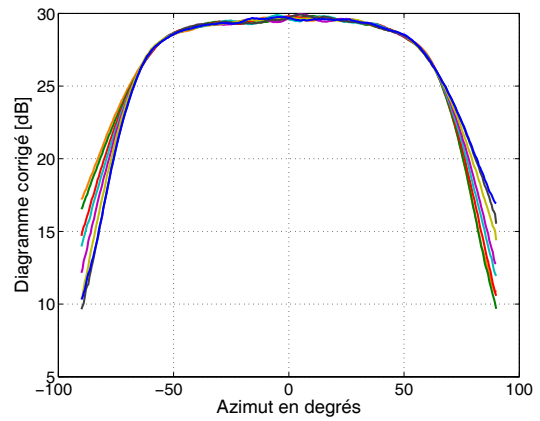


FIG. 4.40: Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut

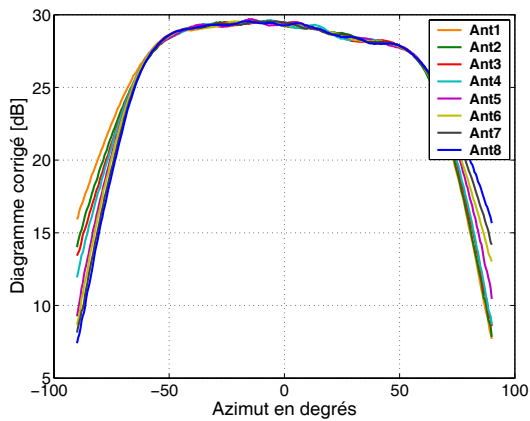


FIG. 4.41: Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut

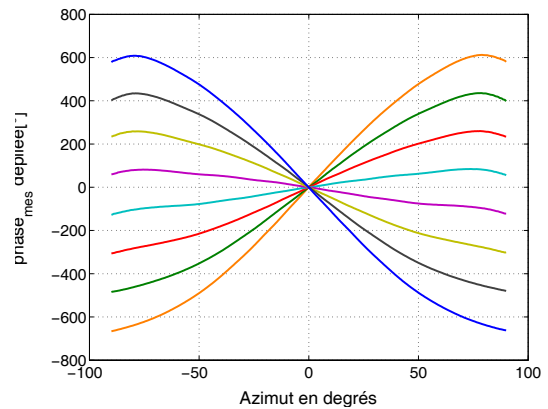


FIG. 4.42: Diagrammes de phase déplié corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut

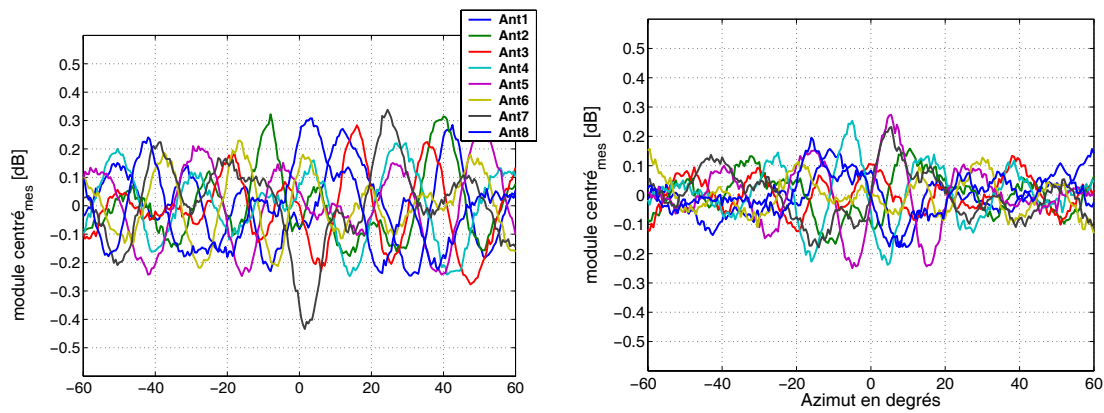


FIG. 4.43: Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz

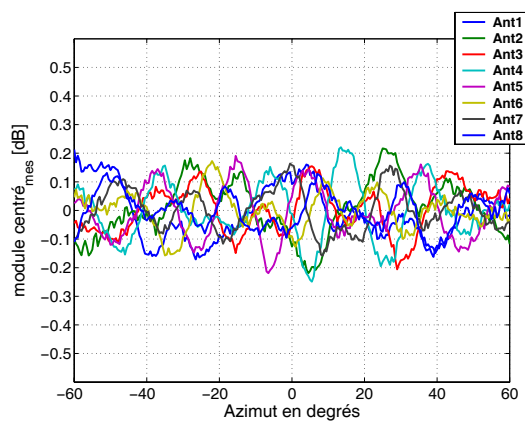


FIG. 4.44: Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,3 GHz

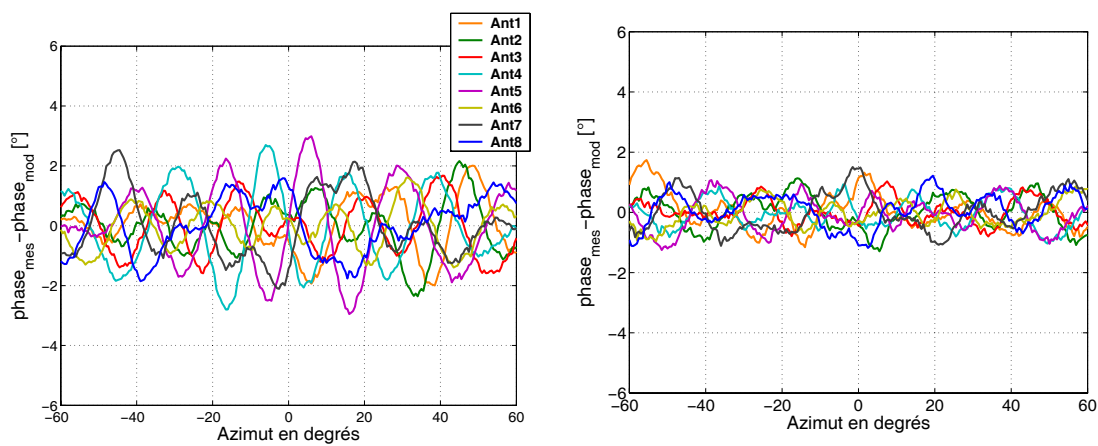


FIG. 4.45: Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz

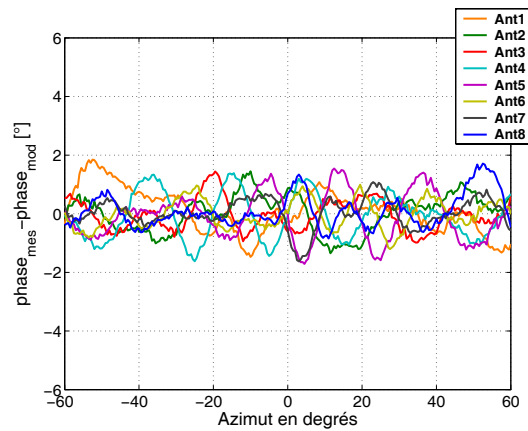


FIG. 4.46: Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,3 GHz

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les moyens et les outils permettant la caractérisation spatiale en émission et en réception de canal de propagation MIMO. Nous avons choisi l'utilisation de l'algorithme à haute résolution ESPRIT permettant une précision d'estimation des paramètres sous la résolution de Fourier. Cette algorithme a été étendu à sa forme la plus complète, nous permettant l'extraction des paramètres discrets de TDOA, de DOA en 3D, de DOD en 3D, des décalages Doppler et de la matrice des atténuations complexes liées à la polarisation. Une autre extension de cette algorithme, non présentée dans ce document, nous a permis la caractérisation de la sphéricité des ondes incidentes [256–266], assurant à ESPRIT une plus grande robustesse lors de l'estimation des atténuations. Cette extension est extrêmement utile lors des mesures en milieu de type *indoor* confiné ou bien lorsque des obstacles sont présents dans un environnement proche de l'antenne de réception.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté les différents types d'antennes réseaux que nous utiliserons lors des campagnes de mesures. Leurs structures ont été décrites et les antennes ont été caractérisées en chambre anéchoïde par le système de mesure que nous avons développé. Afin de satisfaire, aux hypothèses de validité d'ESPRIT, nous avons dû développer un algorithme de calibrage spatial, nous permettant de nous affranchir des défauts en amplitude et en phase des antennes réseaux. Après validation théorique de cet algorithme, nous l'avons appliqué aux mesures faites en chambre anéchoïde. Il s'est avéré que notre système de mesure n'était pas réellement adapté pour effectuer des mesures de qualité (manque de souplesse et de référence de la configuration mécanique) et que la taille de la chambre anéchoïde dont nous disposons ne nous permettait pas d'être en présence d'onde « quasi » plane au niveau de la réception. L'hypothèse de champ lointain de Fraunhofer n'est pas suffisante du fait de l'aspect haute résolution (variations de la phase inférieures de 1° sur la taille de l'antenne à caractérisée dans l'axe). Pour effectuer la procédure de calibrage, nous avons corrigé géométriquement les mesures. Cette pré-correction et l'utilisation de l'algorithme de calibrage, nous a permis de valider l'aspect caractérisation spatiale avec l'algorithme haute résolution du sondeur MIMO.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les performances temporelles du sondeur et ses limites, et nous en déduisons les limites des variables statistiques du sondeur sans les méthodes hautes résolutions. Puis nous présenterons l'aboutissement de ce travail par l'exploitation du sondeur, à savoir la réalisation de campagnes de mesures ainsi que l'analyse des premiers résultats.

Sommaire

5.1	Introduction	157
5.2	Étude des performances	157
5.2.1	Principe de calibrage	158
5.2.2	Linéarité de la chaîne de réception	159
5.2.3	Mesures de stabilité de la synchronisation du sondeur	160
5.3	Campagnes de mesures	161
5.3.1	Environnement urbain variant dans le temps en SIMO	161
5.3.2	Environnement suburbain variant rapidement dans le temps en SIMO	174
5.3.3	Environnement urbain variant dans le temps en MIMO	179
5.4	Conclusion	182

5.1 Introduction

Nous abordons maintenant la caractérisation proprement dite de la propagation dans un contexte MIMO. Il s'agit d'analyser les premiers résultats obtenus pour différentes configurations d'environnement et de configurations de topologie d'antenne réseau. Les variables statistiques définies dans le premier chapitre sont ici intensément utilisées.

Cependant, avant d'étudier les mesures proprement dites, nous décrivons l'étape de calibrage du sondeur. Cette étape permet de corriger et d'étalonner en puissance, par la suite, les résultats bruts de mesures.

Notons dès à présent que ces travaux ne représentent qu'un aperçu des mesures réalisables avec le sondeur. Bien que la quantité de mesures soit importante sur le site de Vitré, des campagnes plus approfondies et sur d'autres sites, sont nécessaires pour aboutir à des modèles de canaux de propagation complets. Ces campagnes sortent du contexte de cette thèse.

5.2 Étude des performances

Le premier souci, après avoir vérifié le fonctionnement global du sondeur, est de contrôler les performances qu'il peut atteindre par rapport aux performances théoriques. La mesure de ces

performances passe par l'analyse de la fonction d'autocorrélation des code PA $\psi(t)$ (c.f. chapitre 2) réelle que nous notons $\psi_r(t)$. Pour cela, il faut être capable de s'affranchir du canal de propagation. La solution consiste à relier l'émetteur et le récepteur par un câble de très bonne qualité. Lors de la mesure des composants RF et FI, nous avons constaté que les atténuateurs et l'amplificateur variables présentaient sur leur fonction de transfert des variations importantes notamment sur la phase. Ces variations sur la phase sont critiques car lors d'une mesure en dynamique avec le contrôle de gain activé, la configuration de l'organe de CAG est elle aussi dynamique et crée des sauts de phase à la vitesse de la CAG. Ce phénomène, si aucune correction n'est appliquée, limitera la dynamique dans le domaine Doppler. Afin de fournir un outil performant dans tous les domaines, nous effectuerons un calibrage pour tous les pas de CAG.

Les fonctions $\psi_r(t)$ en linéaire et en dB sont données par les figures (5.1) et (5.2).

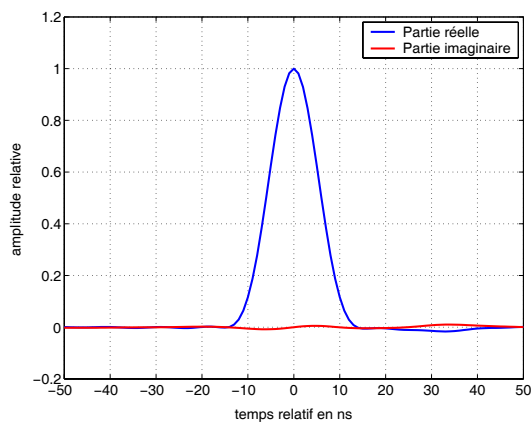


FIG. 5.1: Fonction $\psi_r(t)$ mesurée en linéaire

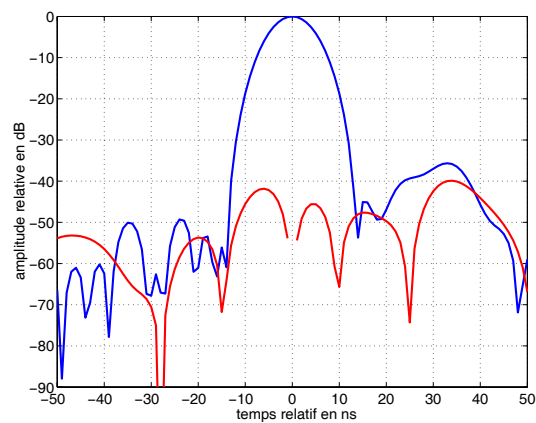


FIG. 5.2: Fonction $\psi_r(t)$ mesurée en dB

Défauts du système de mesure :

Le premier est l'apparition de pics secondaires très proches du pic principal et d'amplitude inférieure à -36 dB. L'analyse des parties réelle et imaginaire de $\psi_r(t)$ (figure 5.1) permet d'isoler un pic parasite supplémentaire présent dans la partie imaginaire. Ceci est la preuve qu'il existe un déséquilibre entre les deux parties du spectre : $\psi_r(t)$ n'est pas réel pur. Nous verrons, dans le paragraphe suivant, que ces deux derniers défauts peuvent être supprimés par post-traitement

Ensuite, un léger élargissement du pic (11,9 ns à mi-hauteur au lieu de 11.2 ns théorique) est constaté, ce qui conduit à une baisse de résolution temporelle.

5.2.1 Principe de calibrage

Ces méthodes consistent à compenser les défauts de la génération des codes PA, qui se traduisent par l'apparition de pics secondaires autour du pic principal. Les différences entre $\psi_r(t)$ et le gabarit $\psi(t)$ étant suffisamment faibles, il est possible de corriger ce défaut par une égalisation directe. Des modules de post-traitement ont été spécialement développés pour réaliser cette cor-

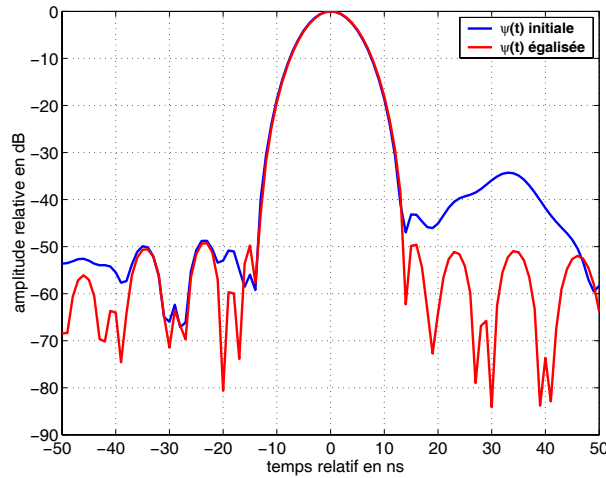


FIG. 5.3: Fonction $\psi_r(t)$ mesurée et égalisée

rection, formalisés par :

$$E_{CAG}(f) = \frac{\Psi(f)}{\Psi_{r,CAG}(f)} \quad (5.1)$$

avec :

$$\begin{cases} \Psi_{r,CAG}(f) = TF[\psi_{r,CAG}(t)] \\ \Psi(f) = TF[\psi(t)] \end{cases} \quad (5.2)$$

Afin d'éviter la remontée du bruit, cette inversion sera limitée sur une bande de fréquence centrée sur 0 Hz et de largeur 160 MHz. Un exemple de résultat de calibrage est présenté par la figure (5.3). Après calibrage, nous constatons que les lobes secondaires au pied du pic principal ont disparu. La résolution est restée inchangée (11,9 ns), mais la dynamique de mesure est fortement améliorée avec un gain de l'ordre de 14 dB et atteint une valeur de 50 dB. Ce calibrage a été effectué pour toutes les valeurs de CAG. Notons que cette égalisation peut être effectuée grâce aux bonnes performances initiales du sondeur. Dans le cas inverse, des méthodes de régularisation peuvent être mises en œuvre [39].

5.2.2 Linéarité de la chaîne de réception

Nous cherchons ici à vérifier le comportement linéaire du sondeur de canal en faisant varier l'amplitude du signal reçu. Le réglage de l'amplitude se fait en modifiant la valeur de l'atténuateur entre le récepteur et l'émetteur. Pour chaque atténuation, nous fixons un mot de CAG et nous effectuons la mesure. Nous utilisons plusieurs atténuateurs larges bandes permettant de couvrir une plage d'atténuation de 0 à 120 dB. La mesure de la plage de linéarité s'effectuera en utilisant un pas de 5 dB jusqu'à 105 dB d'atténuation puis nous utiliserons un pas de 1 dB pour avoir une meilleure précision de mesure pour les faibles niveaux de puissance. Afin d'avoir une procédure de mesure correcte, le récepteur est enfermé dans un chambre faradisée permettant d'annuler toutes les fuites du système. La courbe d'atténuation et l'erreur de linéarité sont présentées sur les figures (5.4) et (5.5).

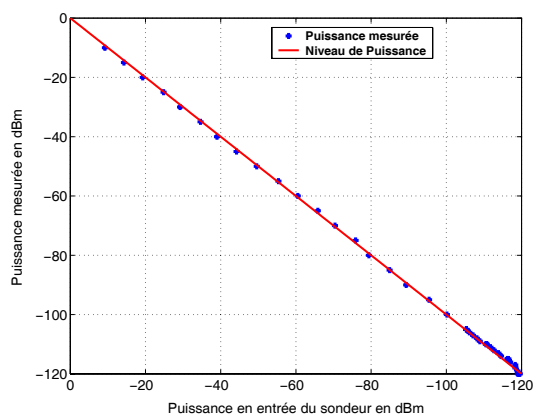


FIG. 5.4: Courbe de linéarité

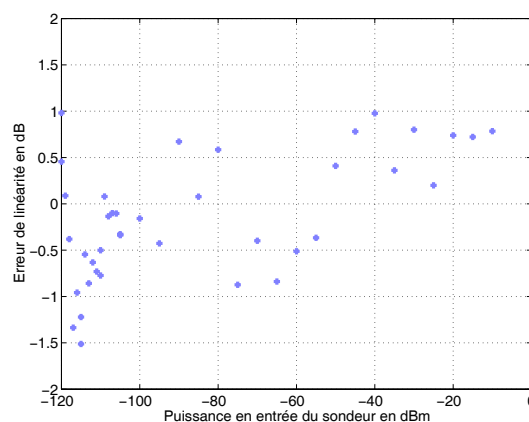


FIG. 5.5: Incertitude sur l'estimation de puissance

Nous constatons que le sondeur offre un comportement linéaire avec un incertitude sur l'estimation de puissance de ± 1 dBm pour les faibles niveaux de puissance.

5.2.3 Mesures de stabilité de la synchronisation du sondeur

Après différentes manipulations pour valider les différents organes du sondeur, nous nous sommes aperçu que comme tout appareil de mesure, il nécessitait un temps de chauffe d'environ une heure afin que sa fonction de transfert soit stabilisée et que les synthétiseurs de fréquence travaillent à température de fonctionnement. Nous avons validé l'aspect résolution pour la mesure des retards, l'aspect linéarité pour la bonne estimation des amplitudes des trajets, la dernière étape est de valider le laps de temps de maintien de la synchronisation. Pour mesurer le glissement des retards, nous utiliserons la carte d'acquisition au maximum de ses possibilités, nous offrant une résolution de 500 ps sur la position du trajet principal. Pour obtenir une vision globale, nous avons effectué une mesure sur 11 heures, toutes les acquisitions étant séparées de 10 secondes. Les variations du maintien de la synchronisation au cours du temps sont présentées sur la figure (5.6).

Au cours des 11 heures, la différence de synchronisation a varié de moins de 500 ps. Cela nous semble un peu faible et doit être sans doute dû à la synchronisation GPS des sources rubidium (estimation de 3h28mn théoriquement c.f. chapitre 3). En effet, les deux sources rubidium sont verrouillées et « voient » les mêmes satellites et donc doivent recevoir les mêmes corrections. Malgré cela, nous pouvons être sûr du maintien à au moins un bit code (10 ns) près de la synchronisation durant une campagne de mesures.

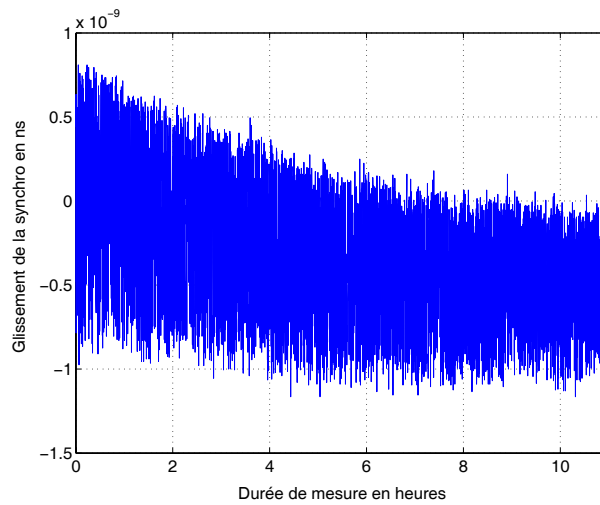


FIG. 5.6: Variations du maintien de la synchronisation

5.3 Campagnes de mesures

Dans ce paragraphe, nous allons présenter l’aboutissement de ce travail par l’étude des campagnes de mesure dans un contexte SIMO et MIMO. Ces campagnes de mesures furent menées dans la ville de Vitré (Ille-et-Vilaine). Nous avons retenu trois types de mesure :

- Les mesures en environnement urbain variant dans le temps en SIMO,
- les mesures en environnement suburbain variant rapidement dans le temps en SIMO,
- les mesures en environnement urbain variant dans le temps en MIMO.

Ce sont les résultats des premières campagne de mesures. Ils ont pour but de valider le système de mesure et les traitements développés. Ces résultats forment uniquement une étude statistique globale des campagnes sans se focaliser sur des phénomènes locaux très intéressants, qui nécessiteront une étude sur des secteurs des parcours de mesure (coin de rue, perte de visibilité, effet de la végétation ...). Une étude complémentaire devra être menée afin d’étudier plus finement ces campagnes. Ces différentes campagnes de mesures vont être présentées dans les paragraphes suivants.

5.3.1 Environnement urbain variant dans le temps en SIMO

5.3.1.1 Description des sites de mesures

Pour la caractérisation en environnement urbain dense, nous avons préféré effectuer des mesures sur un long parcours, nous permettant de caractériser la majorité des phénomènes de propagation tels que :

- la visibilité directe (LOS),
- la non visibilité (NLOS),

- le guidage dans les rues,
- le glissement des trajets,
- le passage de coin de rue,
- les atténuations à moyenne et grande échelle, ...

Pour pouvoir mettre en évidence l'effet de la position du site de réception sur les différents paramètres de propagation, nous avons effectué trois mesures distinctes sur un même parcours, d'une longueur de 1520 m, présenté par la figure (5.7). Les points numérotés sur la figure seront utilisés pour aider le lecteur à localiser rapidement un secteur de mesure sur la carte. Ces trois sites permettront de caractériser, pour ce parcours, les phénomènes de propagation d'un point de vue micro-cellulaire et macro-cellulaire.

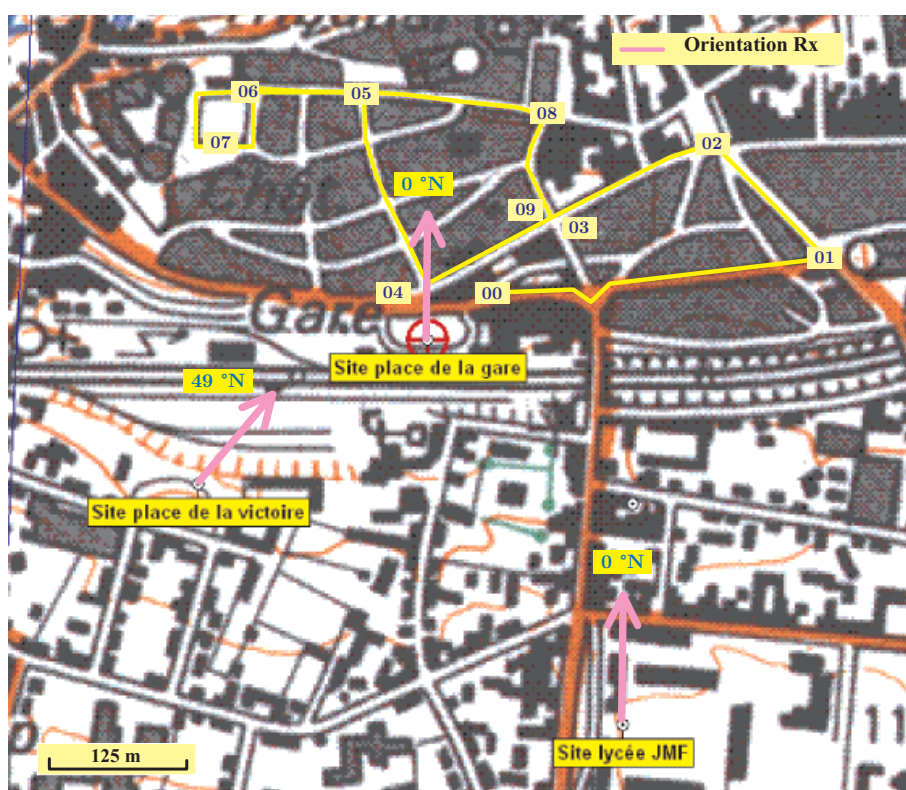


FIG. 5.7: Parcours de mesures en configuration SIMO

Le premier site de réception, nommé par la suite dans ce document « site Place de la Victoire », est un site sur les hauteurs de Vitré, surplombant le centre ville, permettant d'effectuer une mesure de type macro-cellulaire. La particularité de ce site est que certaines zones du parcours sont en visibilité directe (Place de la gare). La vue au niveau du site de réception est présentée par la figure (5.8). L'antenne de réception est placée à 3 mètres de hauteur et orientée vers le site « site Place de la gare » (49° Nord).

Le second site de réception, nommé par la suite dans ce document « site Place de la gare », nous permettra de caractériser le canal de propagation d'un point de vue micro-cellulaire. En effet, ce site se situe sur une Place centrale en contre-bas du parcours de mesure et est entièrement



FIG. 5.8: Site de réception Place de la victoire

entouré de bâtiments (figures 5.9 et 5.10). Pour ce site, afin de couvrir le parcours de l'émetteur, L'antenne d'émission est placée à 3 mètres de hauteur et orientée plein Nord (0° Nord). [htpb]



FIG. 5.9: Site de réception Place de la gare

Le troisième site, nommé « Lycée JMF », permettant une caractérisation macro-cellulaire, contrairement au premier n'offre aucune visibilité directe. Contrairement au site « Place de la victoire » qui est fortement dégagé, le site « Lycée JMF » est situé en hauteur au niveau des toits. Les différentes vues en fonction du nord magnétique sont présentées sur les figures (5.11) et (5.12). L'orientation de l'antenne d'émission est identique à celle du « site Place de la gare ».

Pour avoir une meilleure compréhension des localisations des sites, le tableau (5.1) présente les distances point à point entre les différents sites de réception et certains points de passage de l'émetteur (figure 5.7).

5.3.1.2 Description de la configuration de mesure

Les sites de mesures étant définis, nous présentons maintenant la configuration du sondeur. Afin d'éviter le sur-échantillonnage du canal et d'obtenir des informations redondantes, nous fixons la période de répétition à 4 ms pour une fenêtre d'observation de $10.23 \mu s$, permettant de quantifier des décalages Doppler maximum de ± 125 Hz pour des vitesses maximales de déplacement dans le canal de 62 km/h. La puissance d'émission est de 10 Watts (40 dBm) sur une antenne omni-directionnelle de gain 2 dBi. L'échantillonnage spatial au niveau de la réception



FIG. 5.10: Site de réception Place de la gare



FIG. 5.11: Site de réception Lycée JMF



FIG. 5.12: Site de réception Lycée JMF

Position TX	Site Victoire	Site Gare	Site JMF
00	281 m	48 m	397 m
01	588 m	356 m	442 m
02	544 m	315 m	518 m
03-09	390 m	155 m	451 m
04	263 m	44 m	425 m
05	374 m	225 m	607 m
06	352 m	266 m	654 m
07	303 m	250 m	626 m
08	448 m	228 m	544 m

TAB. 5.1: Distance point à point en mètre entre RX et les positions décrites sur la carte

s'effectuera avec le réseau ULA de 8 éléments présenté dans le paragraphe (4.3.2.1) et d'une antenne omni-directionnelle placée sur le radôme de celui-ci.

Afin de prendre en compte les aléas de la circulation et obtenir une caractérisation complète du parcours, le temps de mesure est fixé à 360 secondes soit 90 000 réponses du réseau ULA et de l'antenne omni-directionnelle. En complément de ces données de mesure, nous récupérons les données de position GPS du véhicule faisant office d'émetteur, ainsi que les données de vitesse grâce au système de mesure développé par nos soins.

Tous les résultats de caractérisation aux ordres 1 et 2 présentés par la suite exploitent les données d'angles, de retards, de Doppler et d'amplitudes fournies par l'algorithme ESPRIT. Les amplitudes des trajets ainsi obtenues sont des amplitudes hors antennes (correction du diagramme de rayonnement pour une direction donnée).

5.3.1.3 Exploitation des résultats de mesure

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre 1, le canal de propagation peut être étudié soit de façon déterministe, soit de façon stochastique. L'exploitation succincte de cette campagne de mesures, nous permettra de caractériser, sur le parcours commun, l'effet de la position du site de réception. Cette exploitation des données de mesures se fera globalement sur tout le parcours. L'analyse stochastique de la campagne de mesure nous permettra de quantifier les dispersions et les valeurs moyennes des paramètres tels que l'atténuation, les retards, les angles d'arrivée et le Doppler. Notons que l'étude sur la distance de cohérence au niveau du mobile en SIMO s'effectue en exploitant le Doppler. Il faudra néanmoins faire attention à ce genre d'interprétation puisqu'elle nécessite que l'influence des diffuseurs en mouvement sur le Doppler soit négligeables. Dans le paragraphe suivant, nous verrons que dans certaines zones du parcours de mesure cette hypothèse n'est pas valide.

Pour tous les sites de mesure, la variation de la distance émetteur-récepteur est minime et n'est jamais supérieur à une décade (250 m pour le site « Lycée JMF »). Nous considérons donc que l'effet de l'atténuation dû à la distance est négligeable. La figure (5.13) présente les variations de l'atténuation en fonction de la distance parcourue. Nous constatons que le phénomène de guidage

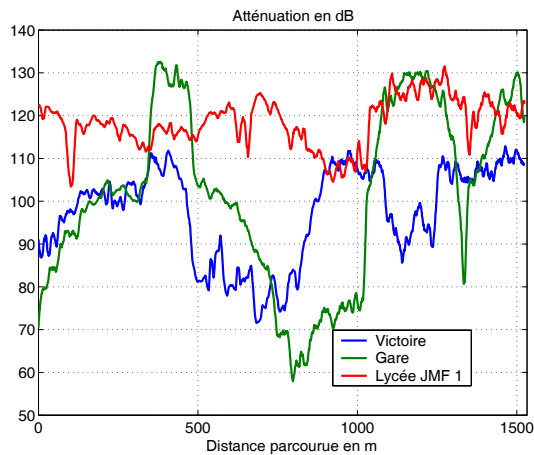


FIG. 5.13: Atténuation en fonction de la distance parcourue

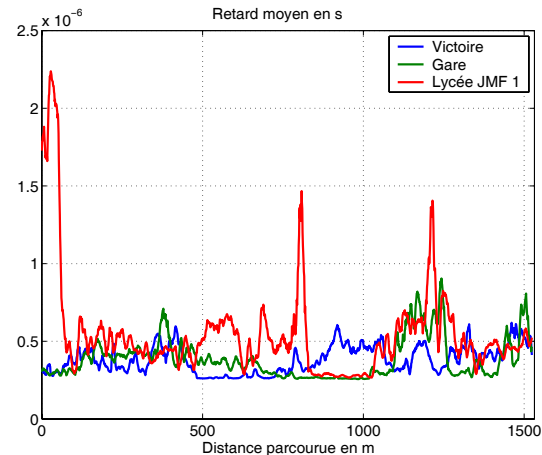


FIG. 5.14: Retard moyen en fonction de la distance parcourue

dans les rues est présent dans la zone 2-4 (c.f. figure 5.7) pour le site « Place de la victoire » de 500 à 800 m de la distance parcourue et dans la zone 4-5 pour le site « Place de la gare ». Pour le site « Lycée JMF », nous constatons que l'atténuation moyenne est quasiment constante de l'ordre de 118 dB avec un écart-type de 5.61 dB. Sur les deux autres sites, l'atténuation moyenne constatée sur le parcours est de l'ordre de 100 dB, mais avec des variations plus prononcées pour le site « Place de la gare » d'un écart type de de 20.43 dB contre 10.98 dB pour le site « Place de la victoire ». Cette constatation semble évidente du fait de la position encaissée du site de la « Place de la gare ». Le retard moyen, l'angle moyen et le Doppler normalisé sont présentés respectivement dans les figures (5.14) à (5.16). Les constatations évoquées précédemment sont confirmées au vu de ces figures et plus particulièrement pour le site « Place de la victoire », où nous observons que la situation géographique permet une bonne couverture du parcours. Le phénomène de guidage est clairement identifié car l'angle moyen ne varie que très légèrement sur la zone 2-4. La discontinuité à la fin de ce secteur du parcours s'explique par l'obstruction du mobile par un bâtiment sur la Place de la gare.

Généralement, le modèle lognormal est utilisé pour modéliser la répartition des dispersions dans les domaines retard, angulaire, Doppler et atténuation [267]. Pour avoir une idée sur la validité de ce modèle, nous avons essayé de l'appliquer à nos mesures. Les répartitions des différents paramètres et les modèles associés sont présentés par les figures (5.17) à (5.20). Dans la majorité des cas, ce modèle est rejeté par le test de Kolmogorov-Smirnov sauf dans deux cas que sont la répartition des atténuations et la répartition des dispersions pour le site « Lycée JMF ». Cette constatation nous montre qu'un effort devra être fourni pour proposer des meilleurs modèles de répartition des paramètres de dispersion.

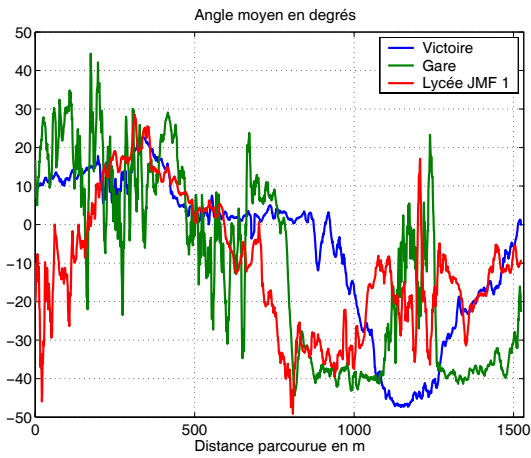


FIG. 5.15: Angle moyen en fonction de la distance parcourue

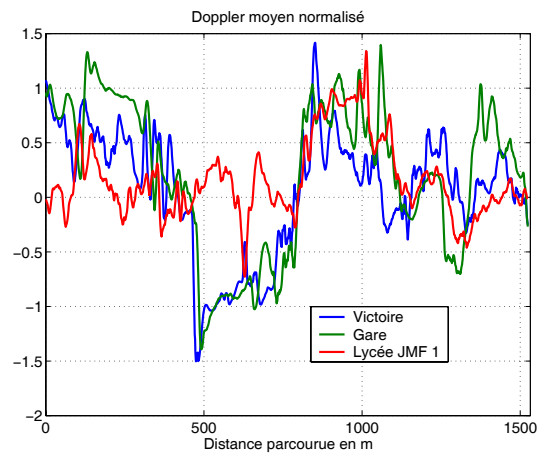


FIG. 5.16: Doppler moyen en fonction de la distance parcourue

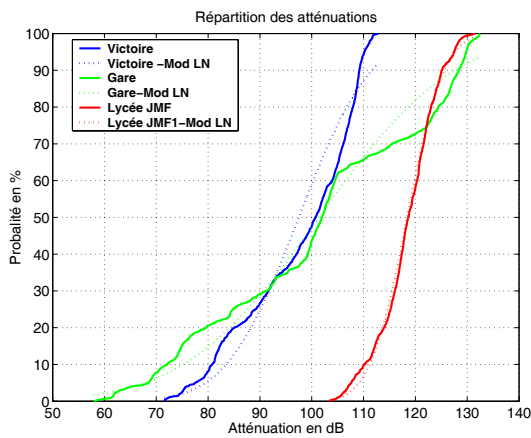


FIG. 5.17: Répartition des atténuations

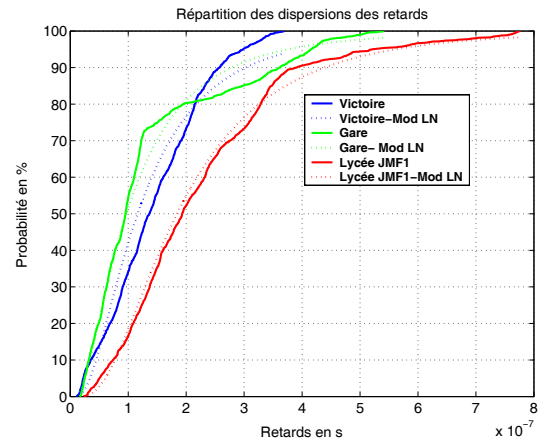


FIG. 5.18: Répartition des retards

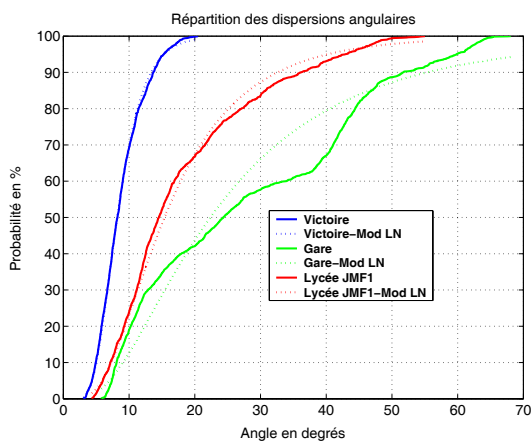


FIG. 5.19: Répartition des angles d'arrivée

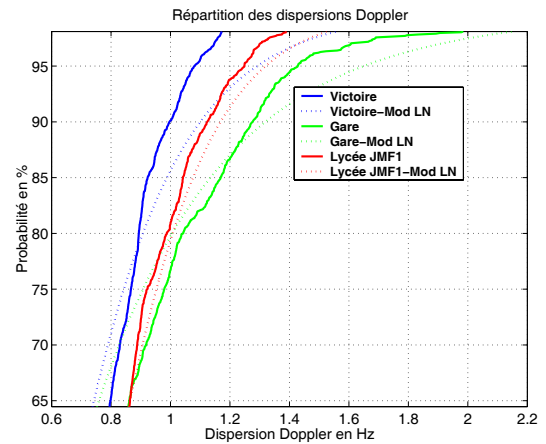


FIG. 5.20: Répartition des dispersions Doppler

Les dispersions de retard, d'angle et de Doppler normalisé sont présentées respectivement dans les figures (5.21) à (5.23). Les moyennes et les écarts-types des différents paramètres de dispersions sont résumés dans le tableau (5.2).

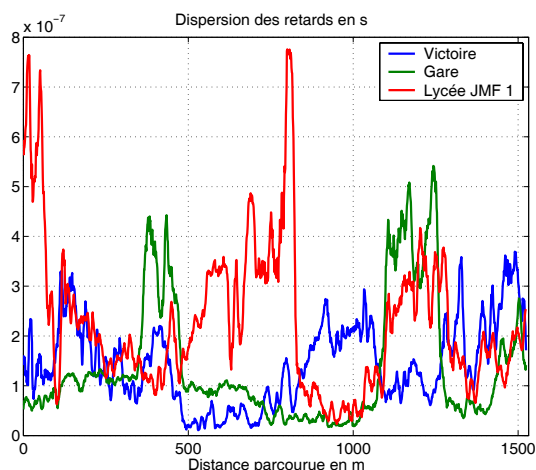


FIG. 5.21: Dispersion des retards en fonction de la distance parcourue

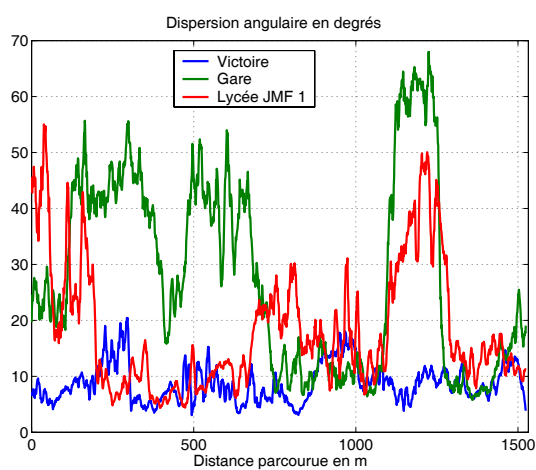


FIG. 5.22: Dispersion angulaire en fonction de la distance parcourue

Site	Att. en dB		Retards en ns		Angle en deg.		Doppler en Hz	
	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ
Place de la Victoire	97,5	10,98	145	82	8,8	3,36	0,68	0,26
Place de la gare	101	20,43	136	122	28,04	17,26	0,72	0,47
Lycée JMF	118	5,61	227	143	21,76	11,14	0,63	0,25

TAB. 5.2: Moyennes et écarts-types des paramètres de dispersion

Au vu de ces figures, nous comprenons mieux l'importance du positionnement du site de réception. Nous constatons que pour le site « Place de gare », nous sommes bien en configuration micro-cellulaire où les dispersions angulaires et retards sont importantes. Pour le site « Lycée JMF », sa position en hauteur et l'obstruction de la visibilité par les toits engendrent lorsque le mobile descend vers la gare (secteur 1-4), des dispersions de retards très importantes de l'ordre de 700 ns. En observant la figure (5.24), nous constatons que le Doppler normalisé en fonction de la vitesse de déplacement du mobile présente des pics supérieurs à 1 surtout dans le cas de la mesure de type micro-cellulaire. Cette constatation démontre que l'influence des diffuseurs en mouvement dans le canal n'est pas négligeable et que l'étude angulaire au niveau du mobile est dans ce cas impossible. Afin de confirmer ce fait, nous présentons sur la figure (5.24), les variations de la dispersion Doppler normalisé et la vitesse du mobile en fonction de la distance parcourue. La présence de pics de dispersion Doppler coïncide parfaitement au ralentissement du mobile, ce qui signifie que lorsque la vitesse de déplacement du mobile diminue (inférieure à

5 km/h), l'influence des diffuseurs n'est plus négligeable, surtout pour le site « place de la gare ». Il est vrai que, lors de la campagne de mesure, il y avait une forte circulation.

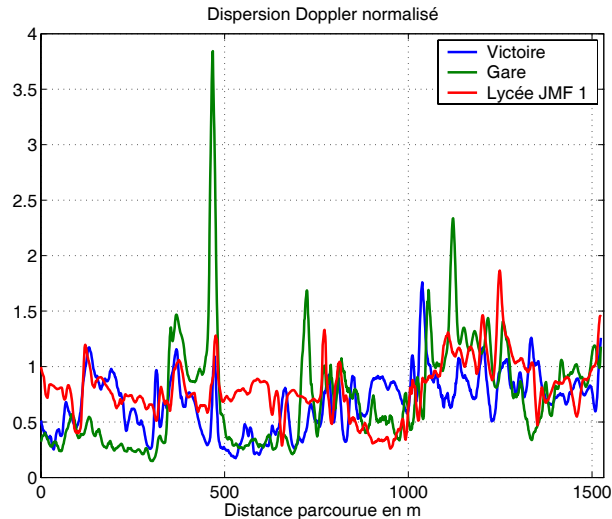


FIG. 5.23: Dispersion Doppler en fonction de la distance parcourue

L'analyse stochastique permet d'extraire les propriétés statistiques d'ordre 2 du canal de propagation étudié et de nous fournir des paramètres très importants pour les aspects systèmes tels que la bande de cohérence, les distances de cohérence d'émission et de réception. Ces différents paramètres de cohérence sont définis à $n\%$, les valeurs de 90%, 70% et 50% étant les plus communément utilisées. Par exemple, la bande de cohérence à 90% permet de connaître la largeur de bande sur laquelle le canal reste approximativement constant et la bande de cohérence à 50% permet de connaître l'écart en fréquence permettant d'obtenir une diversité fréquentielle. Les variations de la bande de cohérence à 50% et à 90% en fonction de la distance parcourue sont présentées par les figures (5.25) et (5.26). Les variations de la distance de cohérence à 50% et à 90% pour les sites d'émission et de réception en fonction de la distance parcourue sont présentées respectivement par les figures (5.27) à (5.30).

Afin de synthétiser toutes ces données, nous présentons dans le tableau (5.3) les moyennes et écart-types des distances de cohérence des sites d'émission et de réception et des bandes de cohérence à 90% et à 50%.

Les figures (5.31) à (5.34) présentent les répartitions des bandes de cohérence à 50 et 90% et les répartitions des distances de cohérence à 50 et 90% pour les sites d'émission et de réception. Comme notre étude est faite pour les applications UMTS, nous allons présenter les différents paramètres à prendre en compte pour un système de type UMTS avec 5 MHz de bande. Pour les trois campagnes de mesure, nous allons préciser pour le domaine fréquentiel, la probabilité d'avoir une diversité approximativement d'ordre 2 (Div. 2) et celle d'avoir un canal non sélectif (Ns) pour une largeur de bande de 5 MHz (c.f. tableau 5.4). De la même manière, pour le domaine spatial et pour une probabilité de 0,9, nous définissons les distances de diversité et les zones où le canal est plat spatialement.

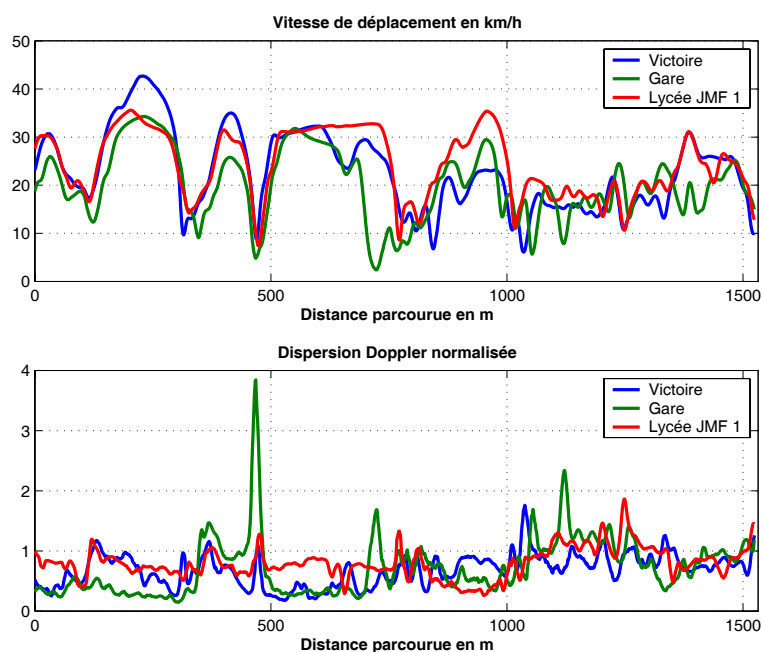


FIG. 5.24: Dispersion Doppler et vitesse du mobile en fonction de la distance parcourue

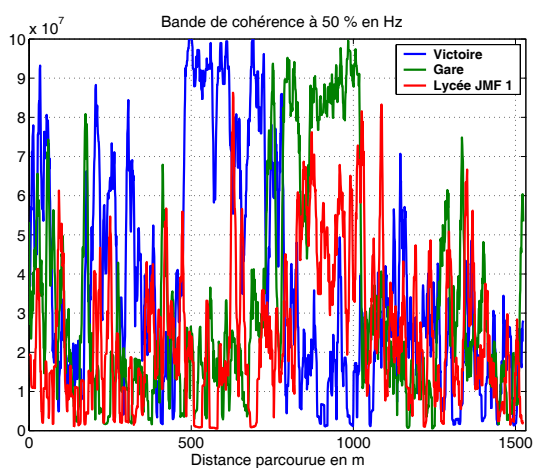


FIG. 5.25: Bande de cohérence à 50% en fonction de la distance parcourue

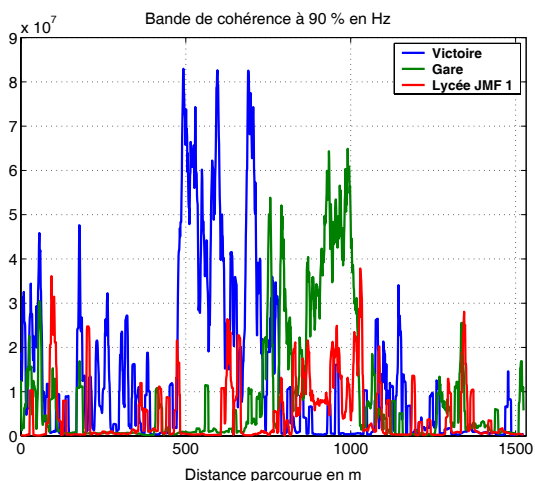


FIG. 5.26: Bande de cohérence à 90% en fonction de la distance parcourue

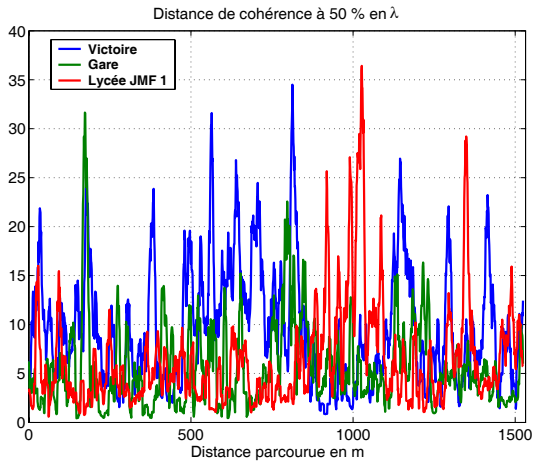


FIG. 5.27: Distance de cohérence à 50% en fonction de la distance parcourue

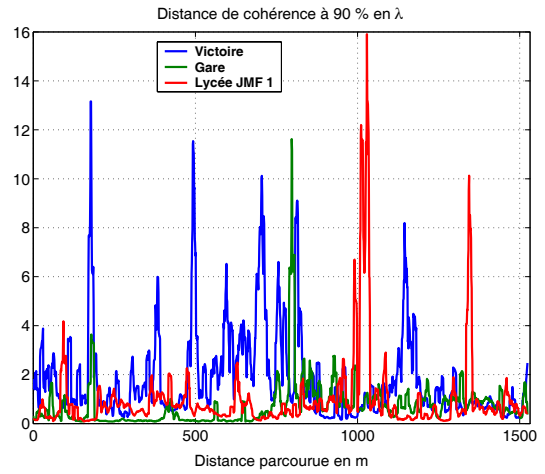


FIG. 5.28: Distance de cohérence à 90% en fonction de la distance parcourue

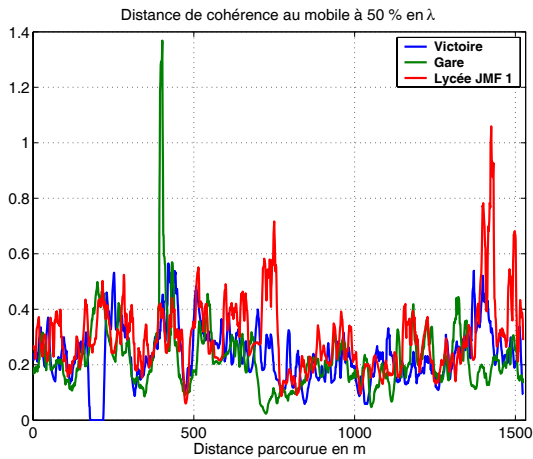


FIG. 5.29: Distance de cohérence à 50% au niveau du mobile en fonction de la distance parcourue

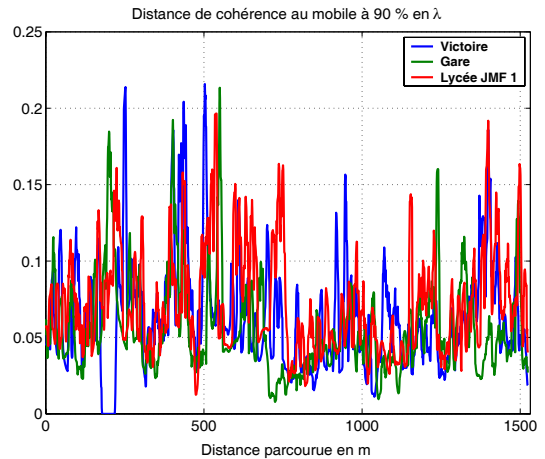


FIG. 5.30: Distance de cohérence à 90% au niveau du mobile en fonction de la distance parcourue

Site	Bande de coh. en MHz				Dist. de coh. RX en λ				Dist. de coh. TX en λ			
	50%		90%		50%		90%		50%		90%	
	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ	\bar{m}	σ
Place de la Victoire	37,7	28,3	13,3	18,4	9,73	6,03	1,8	1,8	0,23	0,10	0,06	0,03
Place de la gare	32,8	27	9	13,9	5,7	4,3	0,7	0,9	0,22	0,12	0,05	0,03
Lycée JMF	24,7	18,6	4,6	6,9	6,34	5,21	1	1,6	0,29	0,12	0,07	0,03

TAB. 5.3: Moyennes et écarts-types des paramètres de cohérence

Div. 2	$P[B_{c50\%}] < 5 \text{ MHz}$
Ns	$P[B_{c90\%}] > 5 \text{ MHz}$
Div. 2 TX ou RX	$P[D_{c50\%} < x] = 90 \%$
Ns TX ou RX	$P[D_{c90\%} > x] = 90 \%$

TAB. 5.4: Paramètres système de diversité et de non sélectivité

Nous obtenons ainsi les paramètres système résumés dans les tableaux (5.5) à (5.7).

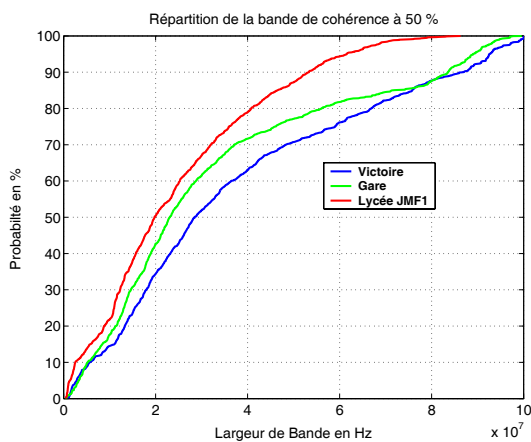


FIG. 5.31: Répartition de la bande de cohérence à 50%

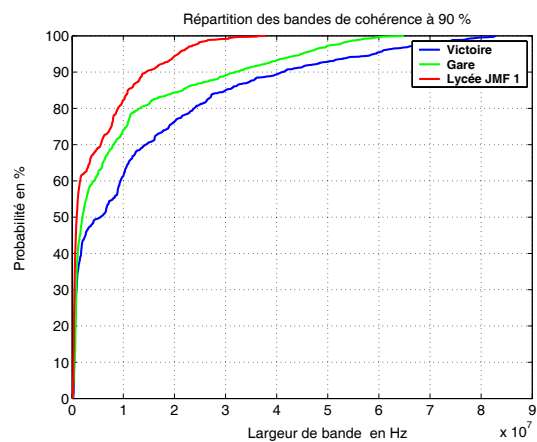


FIG. 5.32: Répartition de la bande de cohérence à 90%

Domaine fréquentiel		Domaine spatial à 90%			
Div. 2	Ns	Div. 2 RX	Ns RX	Div. 2TX	Ns TX
8%	50%	18.5 λ	4.1 λ	0.36 λ	0.11 λ

TAB. 5.5: Paramètres système pour l'UMTS pour le site « Place de la victoire »

En étudiant ces résultats, nous pouvons dire que pour un système de type UMTS, les canaux que nous avons étudiés n'offrent pas de diversité (plus de 90% des cas). Donc dans 10% des cas, l'utilisation d'un système d'égalisation serait fortement recommandé. En ce qui concerne le domaine spatial, au niveau de la station de base, afin d'obtenir un ordre de diversité de 2 dans 90% des cas, il faudrait avoir une distance d'environ 11 λ (1,65 m à 2 GHz) entre les antennes. Au niveau du mobile, l'utilisation de deux antennes est actuellement envisagée et d'après les résultats de nos mesures, cela apparaît tout à fait réaliste. En effet une distance de 0,36 λ (5.4 cm à 2 GHz) sans considérer le mouvement des diffuseurs est une distance suffisamment petite afin d'intégrer les deux antennes sur un téléphone portable. Dans une configuration d'un mobile ou d'un piéton, le mouvement des diffuseurs environnement tend à diminuer cette distance.

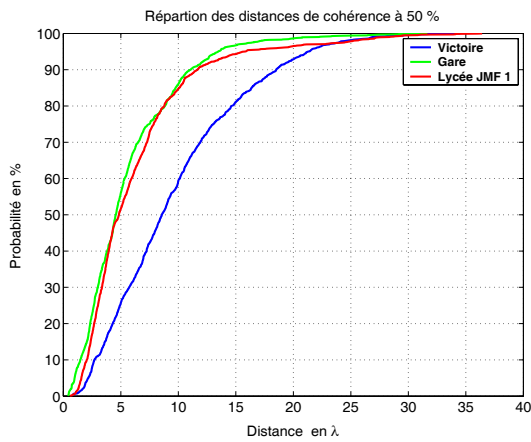


FIG. 5.33: Répartition de la distance de cohérence à 50%

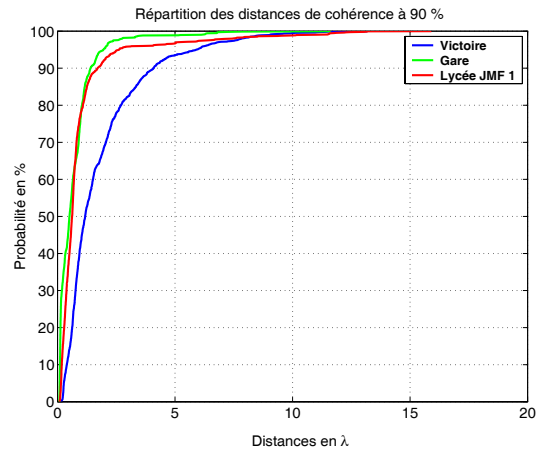


FIG. 5.34: Répartition distance de cohérence à 90%

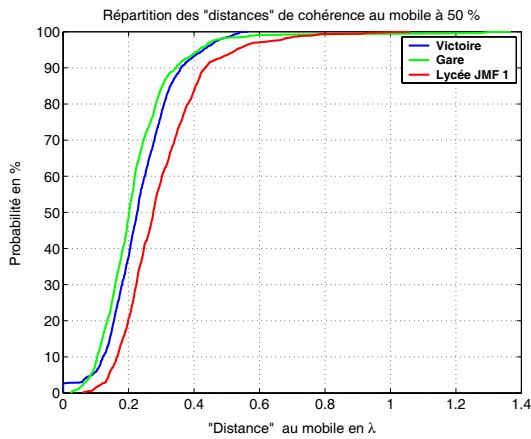


FIG. 5.35: Répartition de la distance de cohérence à 50% au niveau du mobile

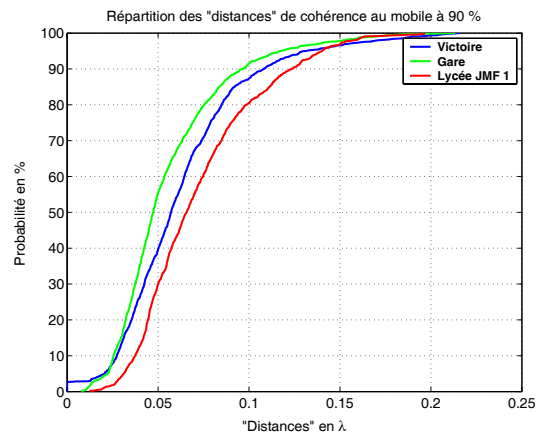


FIG. 5.36: Répartition distance de cohérence à 90% au niveau du mobile

Domaine fréquentiel		Domaine spatial à 90%			
Div. 2	Ns	Div. 2 RX	Ns RX	Div. 2 TX	Ns TX
10%	38%	11 λ	1,4λ	0,33 λ	0,09 λ

TAB. 5.6: Paramètres système pour l'UMTS pour le site « Place de la gare »

Domaine fréquentiel		Domaine spatial à 90%			
Div. 2	Ns	Div. 2 RX	Ns RX	Div. 2 TX	Ns TX
14%	31%	11,5 λ	1,7 λ	0.43 λ	0.13 λ

TAB. 5.7: Paramètres système pour l'UMTS pour le site « Lycée JMF »

5.3.2 Environnement suburbain variant rapidement dans le temps en SIMO

5.3.2.1 Description du site de mesure

Ce type d'environnement de mesure a été choisi afin d'effectuer tout d'abord une mesure avec des vitesses de déplacement élevées, puis de valider notre système de mesure sur un canal avec de forts décalages Doppler, et enfin de présenter les variations de la puissance reçue en fonction de la distance. Ce site de mesure peut être scindé en deux environnements distincts. Le premier peut être décrit comme un environnement totalement dégagé avec une visibilité sur tout le parcours et le second un environnement de type zone commerciale ou zone d'activités. Le parcours de mesure est présenté sur la figure (5.37) et est d'une longueur de 1,8 km avec une distance RX-TX maximale de 1,1 km.



FIG. 5.37: Parcours de mesure en environnement suburbain

5.3.2.2 Description de la configuration de mesure

Pour ce type de mesure, comme la vitesse du mobile atteindra des valeurs de l'ordre de 80 km/h, nous devons configurer la vitesse de balayage du réseau d'antennes suffisamment rapide afin d'éviter le repliement du spectre Doppler. Nous fixons la période de répétition à 3 ms pour une fenêtre d'observation de $10,23 \mu\text{s}$, permettant de caractériser des décalages Doppler maxima de ± 167 Hz pour des vitesses maximales de déplacement dans le canal de 81 km/h. La puissance d'émission est de 10 Watts (40 dBm) sur une antenne omni-directionnelle de gain 2 dBi. L'échantillonnage spatial au niveau de la réception s'effectuera, comme pour la campagne précédente, avec le réseau ULA de 8 éléments présenté dans le paragraphe (4.3.2.1) et d'une antenne omni-directionnelle placée sur le radôme de celui-ci.

5.3.2.3 Exploitation des résultats de mesure

En examinant de plus près la figure (5.38), représentant l'atténuation en fonction de la distance parcourue, et en la confrontant à la configuration de l'environnement du site de mesure, nous pouvons faire quatre types de remarque :

- La mesure peut être séparée en deux mesures distinctes en fonction de la distance RX-TX (figure 5.39),
- En isolant un des deux secteurs du parcours, nous pouvons déduire le coefficient α de la loi d'atténuation par régression linéaire (figure 5.40),
- Une zone de 250 m est obstruée par des arbres (zone bornée par les pointillés rouges), qui malgré leur dénuement, ajoutent une atténuation complémentaire de 15 dB,
- Nous observons une forte discontinuité du niveau d'atténuation engendrée par une perte de visibilité (zone bornée par les pointillés verts).

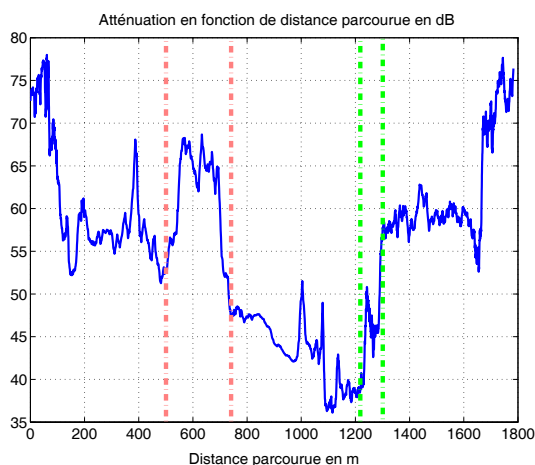


FIG. 5.38: Atténuation en fonction de la distance parcourue

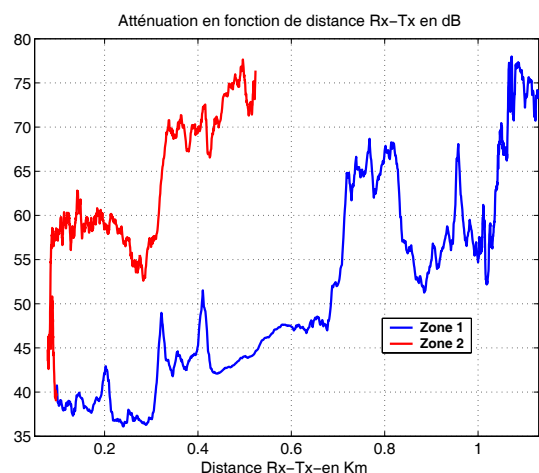


FIG. 5.39: Atténuation en fonction de la distance émetteur-récepteur

Ce type d'environnement, n'ayant un intérêt que pour la caractérisation des phénomènes à grande et moyenne échelle, il nous permet néanmoins de finaliser la validation du fonctionnement

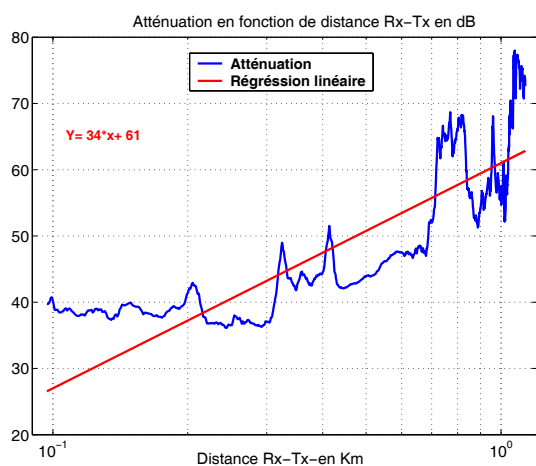


FIG. 5.40: Atténuation en fonction de la distance émetteur-récepteur de la zone 1

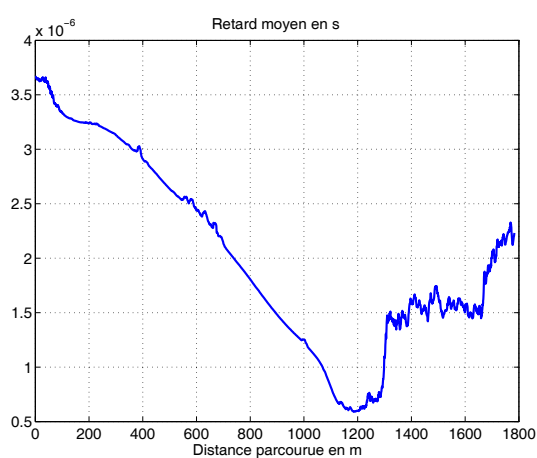


FIG. 5.41: Retard moyen en fonction de la distance parcourue

du sondeur et de l'algorithme haute résolution. En effet, en environnement dégagé et en présence d'un trajet prépondérant, nous avons pu confronter la mesure de l'angle moyen (figure 5.42), qui est en réalité l'angle du trajet direct, avec celui calculé entre les coordonnées GPS du déplacement du mobile et la position du récepteur.

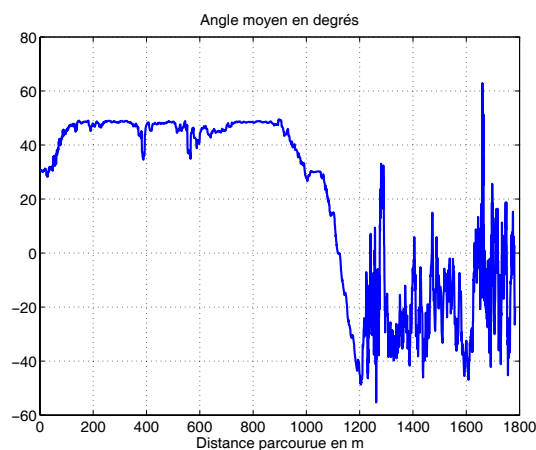


FIG. 5.42: Angle moyen en fonction de la distance parcourue

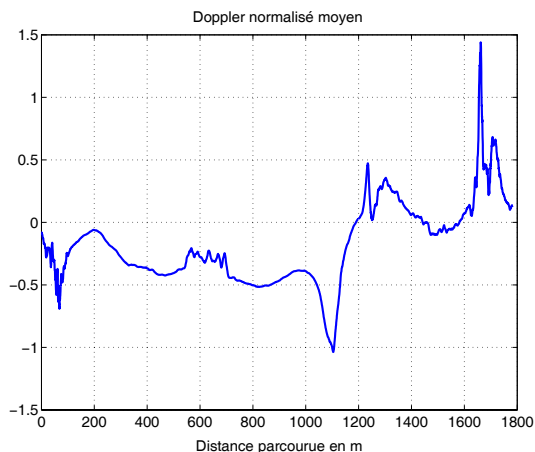


FIG. 5.43: Doppler moyen en fonction de la distance parcourue

Les paramètres de dispersion et de valeurs moyennes présentés par les figures (5.41) à (5.45) confirment, que sur le début du parcours nous ne sommes en présence que d'un seul trajet prépondérant aux vues de la faible dispersion des retards et de l'angle. La présence de la zone obstruée est elle aussi bien localisée (centrée sur 600 m de distance parcourue) par un « bond » des dispersions dans les trois domaines. Lors de la transition entre les environnements, nous observons que nous sommes en présence d'un canal totalement différent avec des dispersions des retards augmentant de près de 50 ns à plus de 250 ns, et des angles d'arrivée de 10 à 50 degrés.

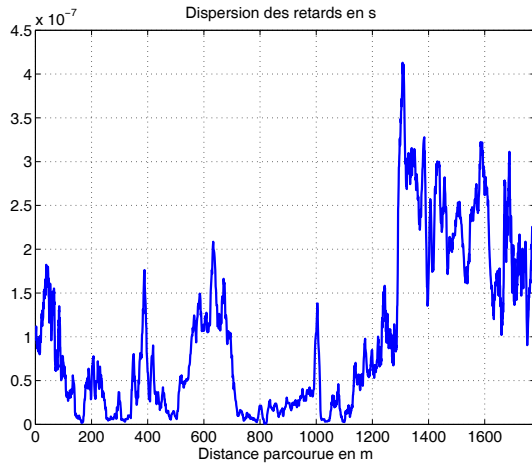


FIG. 5.44: Dispersion des retards en fonction de la distance parcourue

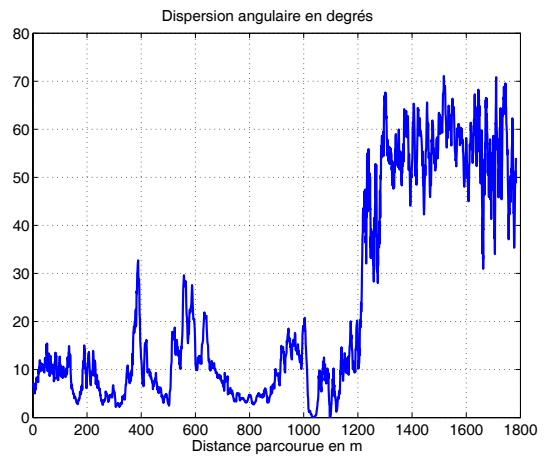


FIG. 5.45: Dispersion des angles en fonction de la distance parcourue

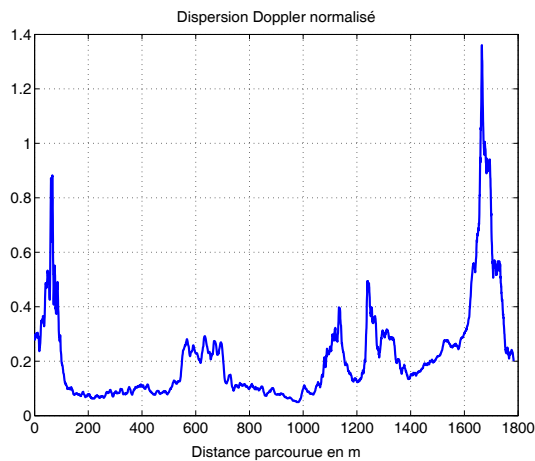


FIG. 5.46: Dispersion du Doppler en fonction de la distance parcourue

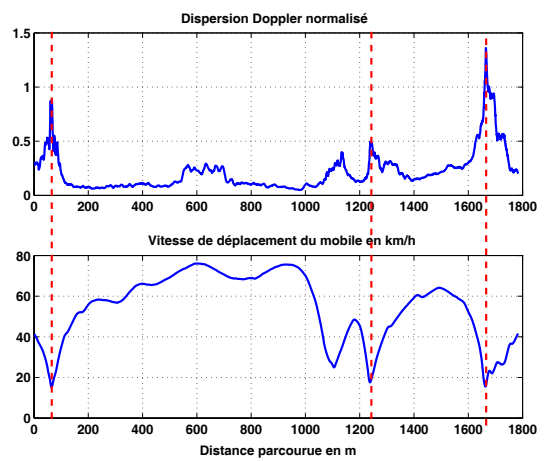


FIG. 5.47: Dispersion du Doppler et vitesse du mobile en fonction de la distance parcourue

Comme précédemment, nous pouvons effectuer l'analyse des angles au niveau de l'émetteur sous la seule condition que l'effet des diffuseurs est négligeable. En comparant la dispersion Doppler avec la vitesse de déplacement du mobile (figures 5.46 et 5.47), nous identifions les zones où cette hypothèse est valide, et nous pouvons constater que celle-ci est vérifiée sur la majorité du parcours.

En considérant le type d'environnement, l'analyse de la répartition des bandes de cohérence et des distances de cohérence au niveau de RX et TX, présentée par les figures (5.48) à (5.50) est relativement simple. Nous sommes en présence d'un canal plat en fréquence et en espace au niveau du récepteur.

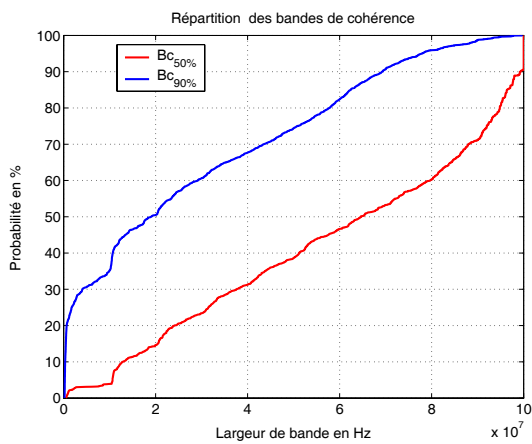


FIG. 5.48: Répartition des bandes de cohérence à 50 et 90 %

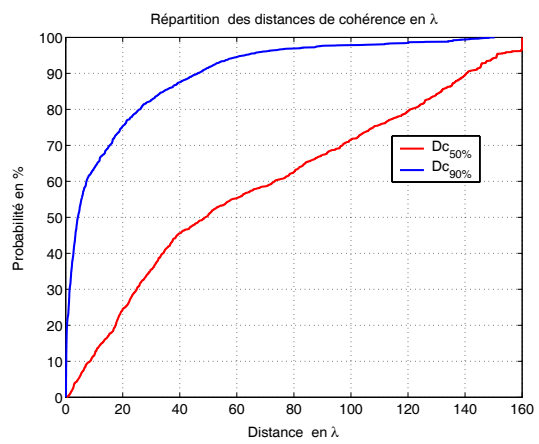


FIG. 5.49: Répartition des distances de cohérence à 50 et 90 %

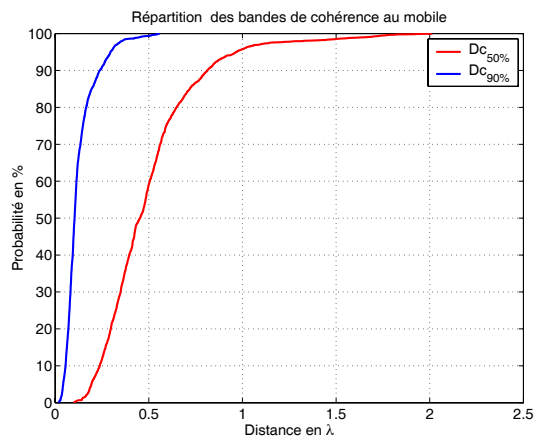


FIG. 5.50: Répartition des distances de cohérence à 50 et 90 % au niveau du mobile

5.3.3 Environnement urbain variant dans le temps en MIMO

5.3.3.1 Description des sites de mesure

Cette campagne de mesures s'est effectuée en liaison point à point. Afin de caractériser le canal d'une manière globale, nous avons effectué 9 mesures sur chaque site RX-TX. Ces 9 mesures permettent d'obtenir le canal de propagation sur 360° en émission et en réception. Pour cela, après deux rotations de 120° du site de réception, nous tournons l'antenne d'émission de 120° , et ainsi de suite. Pour plus de commodité et afin de faciliter les traitements avec ESPRIT, nous prenons pour toutes les mesures, comme référence le Nord comme orientation initiale. Nous avons choisi sept sites de mesure présentés par la figure (5.51).

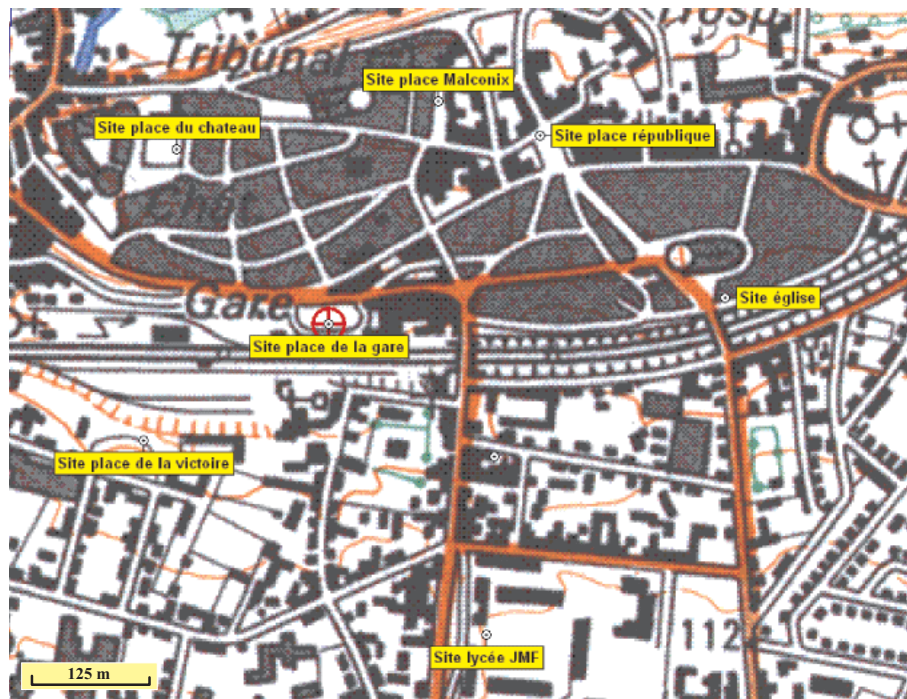


FIG. 5.51: Site de mesure de la campagne MIMO

Nous nous sommes fixé 4 sites de réception où nous effectuerons les mesures MIMO :

- le site Place de la victoire présenté dans la campagne précédente,
- le site Place de la gare,
- le site Place de la république,
- le site Lycée JMF

Pour chacun de ces sites, nous déplaçons l'émetteur sur les autres sites et effectuons une mesure sur 360° sur les deux sites. Pour cette campagne, nous avons effectué 216 mesures pour ne recueillir que 20 réponses du canal MIMO (après fusion des secteurs de 120° et élimination des mesures à bilan de liaison trop faible).

5.3.3.2 Description de la configuration de mesure

Pour cette campagne, nous utilisons les réseaux ULA à l'émission et à la réception présentés dans le paragraphe (4.3.2.1), tous les deux comportant une antenne omni-directionnelle. La puissance d'émission est de 35 dBm en prenant en compte du gain de l'antenne (PIRE¹), la fenêtre d'observation est de 10,23 μ s avec une période de balayage de 6 ms pour le balayage de la matrice MIMO. Cette période de balayage nous permettra de caractériser l'effet du mouvement des diffuseurs dans le canal, s'il existe.

5.3.3.3 Exploitation des résultats de mesure

Dans ce paragraphe, nous présentons trois types de mesures :

- La première (LOS) est une sorte de validation du système afin de vérifier la cohérence du système de mesure et des algorithmes associés. L'émetteur et le récepteur sont tous les deux placés sur la place de la gare à une distance d'environ 20 m. Les réponses angulaires sur les deux sites sont présentées par les figures (5.52) et (5.53). Les réponses spatiales après étude de l'environnement, nous semblent correctes.
- La seconde mesure (NLOS) est une liaison entre la Place de la victoire et la Place de la république. Les réponses spatiales sont présentées par les figures (5.54) et (5.55). Cette mesure est plus facilement interprétable, car l'émetteur et le récepteur étant en hauteur, les angles de départ sont principalement orientés dans un cône vers la Place de la république, la propagation se fait plutôt par les toits. Au niveau du récepteur, comme la Place est entourée de bâtiments, il est compréhensible que les trajets arrivent sur 360°, néanmoins nous distinguons deux cônes angulaires distincts orientés dans l'axe des rues arrivant sur la Place.
- La dernière mesure (NLOS) est un site atypique avec l'émetteur en contre-bas du récepteur. L'émetteur est positionné sur la Place de la gare et le récepteur sur la Place de la république. La forme des réponses spatiales en émission et en réception est relativement complexe et difficile à interpréter. Nous pouvons penser que, dans cette configuration atypique, la propagation s'effectue essentiellement par guidage dans les rues, dont les axes se distinguent assez nettement sur les réponses angulaires.

Comme dit précédemment, après reconstruction des réponses spatiales sur 360°, nous n'obtenons que 24 réponses du canal MIMO. Cela s'avère insuffisant pour une étude statistique représentative et nécessitera une campagne de mesure complémentaire. Malgré tout, nous présentons une esquisse de résultats. Les fonctions de répartition sont présentées par les figures (5.58) et (5.59). Les répartitions des paramètres de distance de cohérence à l'émission et à la réception sont présentées sur la même figure.

L'interprétation des répartitions des distances de cohérence nous donne, pour une probabilité de 0,9 une distance permettant une diversité de l'ordre 2 de 15λ et 12λ respectivement pour l'émission et la réception et une distance de non sélectivité en espace de $0,65 \lambda$ et $0,5 \lambda$ respectivement pour l'émission et la réception. Ces résultats en raison du faible nombre de mesures ne sont pas représentatifs, mais donnent un ordre d'idée tout de même.

¹Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente

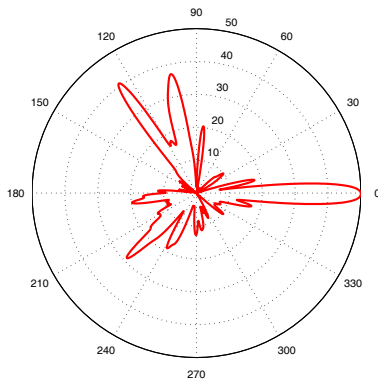


FIG. 5.52: Réponse angulaire pour la liaison Gare-Gare en réception

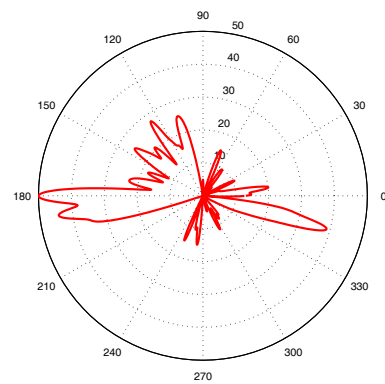


FIG. 5.53: Réponse angulaire pour la liaison Gare-Gare en émission

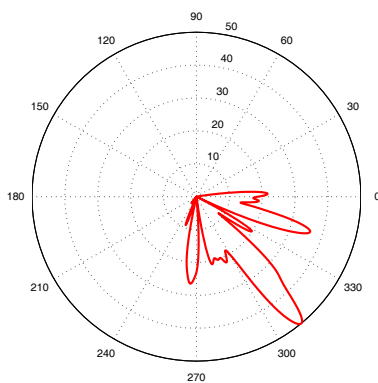


FIG. 5.54: Réponse angulaire pour la liaison Victoire-République en émission

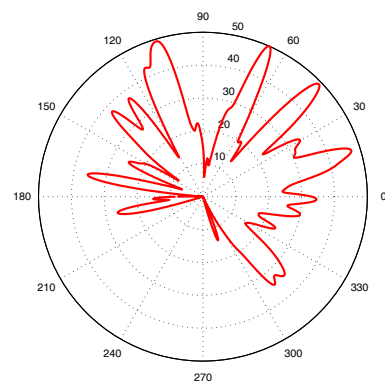


FIG. 5.55: Réponse angulaire pour la liaison Victoire-République en réception

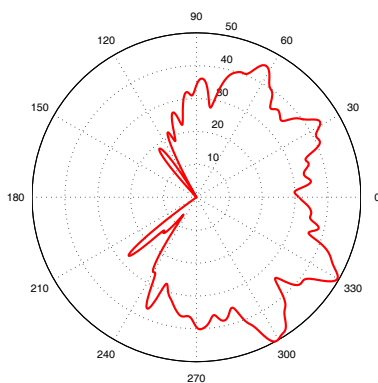


FIG. 5.56: Réponse angulaire pour la liaison Gare-République en émission

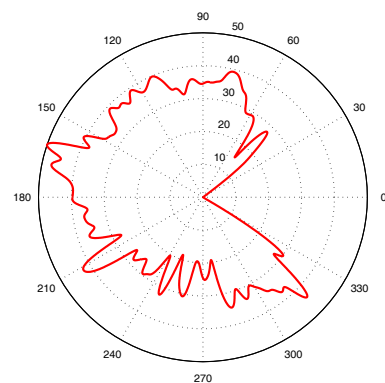


FIG. 5.57: Réponse angulaire pour la liaison Gare-République en réception

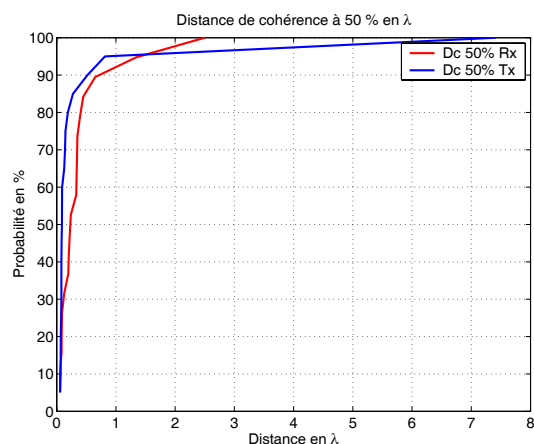


FIG. 5.58: Répartition des distances de cohérence à 90% pour l'émission et à la réception

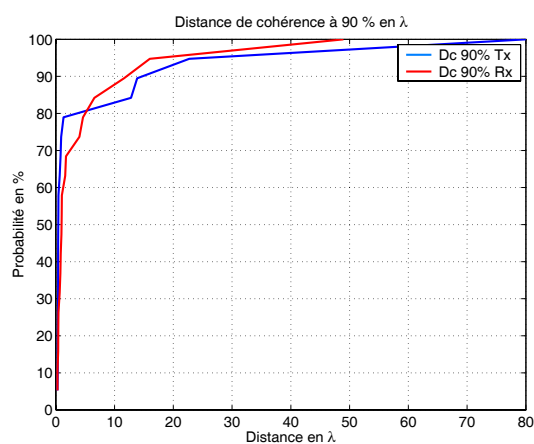


FIG. 5.59: Répartition des distances de cohérence à 90% pour l'émission et à la réception

5.4 Conclusion

Ce dernier chapitre a permis de tester puis d'exploiter le sondeur de canal réalisé. Plusieurs points sont à constater.

Tout d'abord, les étapes de calibrage ont montré que le sondeur dispose d'une bonne précision de mesure. Plus particulièrement, la résolution temporelle est très proche de l'objectif de départ (11,9 ns), une bonne dynamique de mesure est également atteinte (50 dB) et le transfert des LNA sur les antennes, nous a permis d'obtenir une dynamique permettant de mesurer des atténuations de 150 dB. L'apport des sources Rubidium permet de réaliser des campagnes de mesures s'étalant dans le temps sans qu'il faille re-synchroniser l'émetteur et le récepteur. Cet outil avec ses traitements associés permet donc une caractérisation précise et fine des phénomènes de propagation dans le domaine spatio-temporel en émission et en réception.

Par la suite, les premières mesures en SIMO effectuées ont donné des résultats intéressants sur des canaux variant dans le temps et nous avons pu donner les différents paramètres pour dimensionner l'extension multi-antennes de l'UMTS. Lors de l'analyse des résultats, nous avons soulevé quelques phénomènes de propagation qu'il serait intéressant d'étudier plus finement. Les mesures en SIMO nous ont permis lors de la première campagne de comparer, pour un parcours commun, trois localisations différentes de réception pour des environnements micro et macro-cellulaires. La seconde campagne nous a permis de donner un aperçu des possibilités du sondeur pour la caractérisation à moyenne et à grande échelle. Sur un environnement dégagé, nous avons obtenu sur une mesure de plus d'une décade un coefficient $\alpha = 3,4$ pour la loi d'atténuation en fonction de la distance.

Pour la campagne de mesure en configuration MIMO, nous n'avons pas eu le temps d'effectuer une campagne de grande ampleur afin d'affiner l'analyse statistique. Toutefois, les premiers résultats sont encourageants et montrent le bon comportement du système de mesure et des traitements haute résolution.

Conclusion et perspectives

Ce travail de thèse a porté sur l'étude et la réalisation d'un sondeur de canal MIMO, et sur la caractérisation du canal de propagation radioélectrique d'un point de vue directionnel et doublement directionnel.

La première étape consistait à choisir une technique de sondage de canal. Elle a demandé une maîtrise de la modélisation des phénomènes de propagation (chapitre 1) et une bonne compréhension des techniques de mesure (chapitre 2). Dans le chapitre 2, les techniques de sondage spatio-temporelles de canal ont été présentées. Pour la dimension temporelle et spatiale, les avantages et inconvénients de chacune des différents couples de techniques ont été alors dégagés et une comparaison de leurs performances respectives ont été donnée. Il est apparu que pour notre application, la combinaison de l'étalement de spectre, de l'acquisition large bande, et des techniques de commutation, présentait le compromis idéal.

A partir de ce choix, l'étape suivante (chapitre 3) consistait à concevoir et à réaliser le sondeur de canal. Elle s'est déroulée en trois parties.

Dans la première, nous avons expliqué le choix des paramètres essentiels du sondeur dont les paramètres de bande d'analyse et dynamique de mesure étaient préalablement fixés, la technique de démodulation et les diverses contraintes liées au choix des composants.

Cette opération nous a fourni un cahier des charges pour la réalisation du sondeur, qui constitue la deuxième partie de ce chapitre. Les principales difficultés furent de concevoir un système hautement linéaire en module et phase et ayant une grande dynamique en puissance et gestion du transfert des données acquises. Ces difficultés techniques d'un point de vue électronique furent surmontées par le choix d'une démodulation numérique permettant l'obtention d'une quadrature parfaite, par la qualité de conception et de réalisation des parties RF et FI et par l'intégration des LNA sur les antennes réseaux. Le transfert des données de la carte d'acquisition vers le PC étant la principale limitation de l'étude Doppler, un logiciel temps réel a été réalisé afin d'exploiter au maximum les capacités de transfert de la carte. Organisé de façon modulaire, il est composé de quatre entités physiques : les antennes avec l'électronique RF déportée, le PC d'acquisition et l'entité "sondeur". Ce dernier élément, entièrement développé durant la thèse, regroupe toutes les cartes en bande de base et en FI et RF. Une application logicielle permet de le contrôler à partir du PC.

Dans la troisième partie, les évolutions possibles du sondeur ont été abordées. Le premier est l'augmentation des performances du sondeur en terme de résolution et de dynamique. Nous avons constaté que les modules numériques étaient sous exploités en terme de fréquence de fonctionnement et qu'une bande d'analyse de 250 MHz impliquerait seulement l'adaptation des bandes passantes des filtres de code, de FI et RF, et de la synthèse de fréquence des horloges des codes.

Le deuxième point consisterait à diminuer le temps mort durant la phase de commutation entre antennes en agissant sur une remise à zéro des codes.

Dans le chapitre 4, nous avons présenté les moyens et les outils permettant la caractérisation spatiale en émission et en réception du canal de propagation MIMO. Nous avons choisi l'utilisation d'un algorithme à haute résolution, ESPRIT, permettant une résolution des paramètres inférieurs à la résolution de Fourier. Cette algorithme a été étendu à sa forme la plus complète, nous permettant l'extraction des paramètres discrets de TDOA, de DOA en 3D, de DOD en 3D, de décalage Doppler et de la matrice des atténuations complexes liées à la polarisation. Une autre extension de cet algorithme nous a permis de caractériser la sphéricité des ondes incidentes assurant à ESPRIT une plus grande robustesse lors de l'estimation des atténuations.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté les différents types d'antennes réseaux utilisés lors des campagnes de mesures. Leurs structures ont été décrites et les antennes ont été caractérisées en chambre anéchoïde par le système de mesure que nous avons développé. Afin de satisfaire, aux hypothèses de validité d'ESPRIT, nous avons du développer un algorithme de calibrage spatial, nous permettant de nous affranchir des défauts en amplitude et en phase des antennes réseaux.

La dernière étape (chapitre 5) a constitué à exploiter le sondeur de canal. L'analyse des performances et l'établissement des méthodes de correction, nous a permis de vérifier le bon comportement du sondeur et nous montre que notre système de mesure est un outil performant.

La concrétisation de ce travail fut la mise en œuvre de campagnes de mesures. Les premières mesures furent des mesures de type SIMO avec quatre types de configurations de liaison différentes sur des parcours de plus de 1,5 km. Les trois premières mesures dans un environnement urbain dense furent effectuées sur un parcours identiques mettant en évidence la grande importance du choix du site de réception. Pour ce type d'environnement, nous avons constaté que le canal pour des systèmes de type UMTS n'offrait que dans 10% des cas de la diversité de multi-trajets et que le choix d'une diversité spatiale utilisant deux antennes au niveau du mobile était totalement justifiée. Les deuxièmes mesures furent des mesures de type MIMO avec un caractérisation spatiale sur 360° sur les deux sites.

Perspectives

Les perspectives de cette étude sont multiples.

Nous avons réalisé des campagnes de mesures en SIMO et en MIMO dans des environnements urbains de type micro et macro-cellulaire et effectué une étude statistique globale. L'application des approches développées dans le cadre du travail de Julien GUILLET [11] pourra être étendue à ces campagnes de mesures afin d'en extraire des modèles.

Des mesures en pénétration et à l'intérieur des bâtiments devront être menées en utilisant l'antenne URA permettant la caractérisation des angles d'élévation et d'azimut, et l'extension de l'algorithme ESPRIT aux ondes sphériques.

Nous avons constaté que lors des mesures de type MIMO, le temps nécessaire pour effectuer une mesure complète sur 360° était excessivement long. L'utilisation de réseau circulaire au niveau d'un émetteur mobile permettrait d'effectuer des campagnes de grande ampleur. Au niveau de la réception, l'utilisation de l'antenne ULA peut être maintenue car elle correspond à une configuration réaliste pour le récepteur de type station de base. Dans ce type de configuration, l'utilisation de l'algorithme ESPRIT est sous optimal, il serait préférable d'utiliser un algorithme de type maximum de vraisemblance de type SAGE plus adapté pour ce type de réseau.

Notre système de mesure a été conçu à l'origine pour couvrir la bande 2 à 4 GHz. En raison de cette plage de fonctionnement, le sondeur pourrait explorer les canaux d'autres applications tels les BLR, les WLAN et les bandes ISM en modifiant uniquement les filtres RF et les oscillateurs locaux. Une extension à 3,5 GHz du sondeur est déjà intégrée (filtres RF et synthétiseurs de fréquence) et est en état de fonctionnement. Des campagnes de mesures de type MIMO pour les applications sans fil WLAN pourraient aussi être menées.

La solution visant de diminuer le temps mort durant la phase de commutation entre antennes pourrait être mise en œuvre, et permettra de presque doubler la vitesse de balayage et par la même occasion de prendre en compte des vitesses de déplacement deux fois plus grandes. Cette solution pourra être mise en œuvre uniquement en substituant notre carte d'acquisition à un modèle existant du même type assurant des transferts 10 fois plus rapides.

A plus long terme, afin de rendre les modèles de propagation plus complets, il serait intéressant de pouvoir considérer conjointement la polarisation et la direction des ondes sur les deux sites d'émission et de réception. Pour cela, la conception ou l'achat de réseaux d'antennes de type cylindrique ou sphérique à double polarisation permettrait cette caractérisation complète. Ainsi, il serait possible d'exclure complètement l'effet des antennes du milieu de transmission.

Ces travaux s'inscrivent et pourront être poursuivis dans le cadre du projet régional CPER intitulé « PALMYRE » et portant sur la réalisation d'une plate-forme expérimentale de développement de systèmes radioélectriques MIMO.

Par ailleurs, ce travail pourra aider aux développements de simulateurs MIMO logiciels et matériels qui seront d'une grande utilité pour les études systèmes (codage et modulation temps-espace). Dans cette optique, un projet régional PRIRE intitulé « SIMPAA2 » vient de démarrer et a pour but de compléter le projet SIMPAA et de l'étendre aux réseaux locaux sans fil WLAN.

Liste des tableaux

1.1	Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 1 – Cas général	22
1.2	Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 2 – Cas général	24
1.3	Définition des transformées position-direction dans le domaine spatial pour la première forme de représentation	25
1.4	Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la deuxième forme de représentation	27
1.5	Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la première forme de représentation	29
2.1	Comparaison des différentes techniques de mesures temporelles	73
2.2	Comparaison des différentes techniques de mesures spatiales	74
3.1	Caractéristiques de la carte d’acquisition	77
3.2	Durée maximale approximative des réponses impulsionnelles selon l’environnement	78
3.3	Durée maximale approximative des réponses impulsionnelles selon l’environnement	78
3.4	Dynamique de mesure en fonction de la longueur du code d’étalement	78
3.5	Contraintes sur la fréquence d’échantillonnage pour la démodulation numérique	85
3.6	Comparaison des vitesses de déplacement (en km/h) pour une liaison SIMO [1×8] en fonction des différentes techniques de démodulation numérique pour $F_I = 200$ MHz	86
3.7	Comparaison des vitesses de déplacement (en km/h) pour une liaison SIMO [1×8] en fonction des différentes techniques de démodulation numérique pour $F_I = 250$ MHz	87
3.8	Comparaison des vitesses de déplacement (en km/h) pour une liaison SIMO [1×8] en fonction des différentes techniques de démodulation numérique pour $F_I = 300$ MHz	87
3.9	Performance de rapidité d’acquisition en fonction de la configuration de mesure	91
3.10	Caractéristiques des amplificateurs de moyenne puissance	100
3.11	Mesure du facteur de bruit du récepteur avec $B = 160$ MHz	104
3.12	Bilan de liaison avec $B = 160$ MHz	105
3.13	Performances du sondeur avec la référence Rubidium–GPS	109
4.1	Étapes de l’algorithme ESPRIT	132
4.2	Caractéristiques de l’antenne élémentaire pour les réseaux ULA	135

4.3	Caractéristiques de l'antenne élémentaire pour le réseau URA	136
4.4	Ouvertures à -3 dB des plans H et V des antennes du réseau ULA RX	138
4.5	Gain en dBi et niveau de polarisation croisée en dB des antennes du réseau ULA RX	138
5.1	Distance point à point en mètre entre RX et les positions décrites sur la carte . . .	165
5.2	Moyennes et écarts-types des paramètres de dispersion	168
5.3	Moyennes et écarts-types des paramètres de cohérence	171
5.4	Paramètres système de diversité et de non sélectivité	172
5.5	Paramètres système pour l'UMTS pour le site « Place de la victoire »	172
5.6	Paramètres système pour l'UMTS pour le site « Place de la gare »	173
5.7	Paramètres système pour l'UMTS pour le site « Lycée JMF »	173

Liste des figures

1.1	Canal de propagation et canal de transmission	12
1.2	Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal — Impact sur l'évolution de la puissance reçue en fonction de l'éloignement de l'émetteur . . .	16
1.3	Propagation radioélectrique — Nature des interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu	17
1.4	Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation — Distinction entre diffuseurs locaux et diffuseurs lointains	19
1.5	Fonctions spatiales du canal du premier type – Coordonnées spatiales absolues .	22
1.6	Fonctions spatiales du canal du second type – Coordonnées spatiales relatives . .	23
1.7	Fonctions spatiales caractéristiques du canal de propagation radioélectrique en zone locale	25
1.8	Fonctions spatiales caractéristiques du canal de propagation radioélectrique . . .	26
1.9	Fonctions temporelles du canal du second type – Coordonnées temporelles relatives	27
1.10	Fonctions temporelles du canal du premier type — Coordonnées temporelles absolues	28
1.11	Fonctions de corrélation temporelle du canal	30
1.12	Fonctions caractéristiques temporelles d'ordre 2 d'un canal WSSUS	31
1.13	Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique	33
1.14	Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire – cas scalaire	34
1.15	Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire	35
2.1	Mesures par impulsions	43
2.2	Points de mesure de $h_l(\tau, t)$	45
2.3	Sous-échantillonnage d'un facteur $\alpha = 6$ de la réponse impulsionnelle	46
2.4	Mesures par filtrage adapté	47
2.5	Fonction d'autocorrélation d'un code pseudo-aléatoire de longueur L	49
2.6	Mesures par corrélation glissante	51
2.7	Mesures par corrélation glissante	52
2.8	Points de la surface $h_l(\tau, t)$ mesurés par la technique de Cox	54
2.9	Mesures par balayage de fréquence	56
2.10	Mesures par acquisition d'un signal large bande	60
2.11	Repère spatial et systèmes de coordonnées	63
2.12	Réseaux linéaire et rectangulaire uniformes	64
2.13	Réseaux circulaire et cylindrique uniformes	66
2.14	Réseaux à faisceaux formés circulaire et cylindrique	67

2.15	Réseau sphérique uniforme	68
3.1	Photo de l'émetteur et du récepteur	76
3.2	Effet du filtrage sur la fonction $\psi(t)$ ($T_c = 1$)	79
3.3	Largeur à mi hauteur $\Delta_{1/2}$ de $\psi(t)$ en fonction du filtre $Q(f)$	81
3.4	Niveau relatif des pics secondaires de $\psi(t)$ en fonction du filtre $Q(f)$	81
3.5	Niveau d'énergie hors bande de $\Psi(t)$ en fonction du filtre $Q(f)$	82
3.6	Fonction $\psi(t)$ final après le choix du filtre $Q(f)$	82
3.7	Structure de démodulation analogique	84
3.8	Démodulation par sur-échantillonnage	89
3.9	Démodulation par sous-échantillonnage	90
3.10	Plage de la dynamique	94
3.11	Schéma synoptique de l'émetteur	96
3.12	Photo de la partie RF de l'émetteur	97
3.13	Schéma synoptique du récepteur	98
3.14	Photo de la partie RF de l'émetteur	99
3.15	Appairage en amplitude et en phase de l'électronique des différentes voies du réseau ULA d'émission	100
3.16	Appairage en amplitude et en phase de l'électronique du réseau ULA de réception	101
3.17	Appairage en amplitude et en phase de l'électronique du réseau URA de réception	101
3.18	Électroniques embarqués sur le réseaux URA	102
3.19	Variation de la puissance de bruit en fonction de la puissance reçue – Variation du rapport signal à bruit en incluant le gain de traitement du filtre	103
3.20	Illustration du Jitter sur un signal numérique	106
3.21	Cartes numérique et analogique du récepteur	110
3.22	Illustration du principe de l'acquisition des canaux MIMO	110
3.23	Diminution du temps mort durant la phase de commutation entre antennes	114
4.1	Mesure des composantes de polarisation γ_k	118
4.2	Schéma de mesure pour un réseau ULA	123
4.3	Matrice de sélection 2D des sous réseaux	124
4.4	Structure de l'antenne élémentaire pour les réseaux ULA	134
4.5	Antenne unitaire pour les réseaux ULA d'émission et de réception	134
4.6	Diagrammes de rayonnement normalisés en dB de la source élémentaire en fonction de l'angle pour les fréquence 2,1 GHz, et 2,2 GHz (Plan H composante directe en rouge, Plan H composante croisée en vert, Plan V composante directe en bleu, Plan V composante croisée en rose)	135
4.7	Diagrammes de rayonnement normalisés en dB à 2,3 GHz de la source élémentaire en fonction de l'angle (Plan H composante directe en rouge, Plan H composante croisée en vert, Plan V composante directe en bleu, Plan V composante croisée en rose)	135
4.8	Vue éclatée de la source élémentaire	136
4.9	Diagrammes de rayonnement normalisés en dB de la source élémentaire en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, 2,2 GHz et 2,3 GHz (Plan H composante directe en rouge, Plan H composante croisée en vert, Plan V composante directe en bleu, Plan V composante croisée en rose)	136
4.10	Antenne réseau ULA de réception	137

4.11	Antenne réseau ULA d'émission	137
4.12	Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz et 2,2 GHz	139
4.13	Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut	139
4.14	Diagrammes de phase déplié des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut	139
4.15	Variations du module centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz et 2,3 GHz	139
4.16	Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA TX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz	140
4.17	Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau ULA TX pour la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut	140
4.18	Diagrammes de phase dépliée des antennes composant le réseau ULA TX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut	140
4.19	Antenne réseau URA de réception	141
4.20	Principe de mesure du diagramme de rayonnement 3D du réseau URA	142
4.21	Diagrammes de rayonnement des antennes composant le réseau URA de réception	143
4.22	Diagrammes de rayonnement et diagrammes de phase des antennes composant le réseau URA en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,2 GHz	144
4.23	Diagrammes de rayonnement et diagrammes de phase des antennes composant le réseau URA en fonction de l'élévation pour la fréquence 2,2 GHz	144
4.24	Ouvertures des antennes composant le réseau URA dans les deux plans principaux pour les fréquences 2,1 GHz, 2,2 GHz et 2,3 GHz	144
4.25	Illustration de la compensation du couplage	145
4.26	Représentation de la matrice d'erreur \mathbf{K}	146
4.27	Diagrammes de rayonnement et de phase générés en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,2 GHz	147
4.28	Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA simulé à 2,2 GHz en fonction de l'azimut	148
4.29	Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour la fréquence de 2,2 GHz en fonction de l'azimut	148
4.30	Matrices de correction \mathbf{K}_{cal} mesurée par l'analyseur de réseau et générée par l'algorithme à la fréquence 2,2 GHz	148
4.31	Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz	149
4.32	Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX à la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut	150
4.33	Diagrammes de phase dépliée corrigés des antennes composant le réseau ULA TX à la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut	150
4.34	Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz	150
4.35	Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,3 GHz	150

4.36	Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz	151
4.37	Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,3 GHz	151
4.38	Défauts géométriques dus au système de mesure	152
4.39	Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,1 GHz en fonction de l'azimut	153
4.40	Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut	153
4.41	Diagrammes de rayonnement corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,3 GHz en fonction de l'azimut	153
4.42	Diagrammes de phase déplié corrigés des antennes composant le réseau ULA RX pour la fréquence 2,2 GHz en fonction de l'azimut	153
4.43	Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz	154
4.44	Variations du module corrigé et centré des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,3 GHz	154
4.45	Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour les fréquences 2,1 GHz, et 2,2 GHz	154
4.46	Erreurs entre la phase corrigée et la phase du modèle des antennes composant le réseau ULA RX en fonction de l'azimut pour la fréquence 2,3 GHz	155
5.1	Fonction $\psi_r(t)$ mesurée en linéaire	158
5.2	Fonction $\psi_r(t)$ mesurée en dB	158
5.3	Fonction $\psi_r(t)$ mesurée et égalisée	159
5.4	Courbe de linéarité	160
5.5	Incertitude sur l'estimation de puissance	160
5.6	Variations du maintien de la synchronisation	161
5.7	Parcours de mesures en configuration SIMO	162
5.8	Site de réception Place de la victoire	163
5.9	Site de réception Place de la gare	163
5.10	Site de réception Place de la gare	164
5.11	Site de réception Lycée JMF	164
5.12	Site de réception Lycée JMF	164
5.13	Atténuation en fonction de la distance parcourue	166
5.14	Retard moyen en fonction de la distance parcourue	166
5.15	Angle moyen en fonction de la distance parcourue	167
5.16	Doppler moyen en fonction de la distance parcourue	167
5.17	Répartition des atténuations	167
5.18	Répartition des retards	167
5.19	Répartition des angles d'arrivée	167
5.20	Répartition des dispersions Doppler	167
5.21	Dispersion des retards en fonction de la distance parcourue	168
5.22	Dispersion angulaire en fonction de la distance parcourue	168
5.23	Dispersion Doppler en fonction de la distance parcourue	169
5.24	Dispersion Doppler et vitesse du mobile en fonction de la distance parcourue	170
5.25	Bande de cohérence à 50% en fonction de la distance parcourue	170

5.26	Bande de cohérence à 90% en fonction de la distance parcourue	170
5.27	Distance de cohérence à 50% en fonction de la distance parcourue	171
5.28	Distance de cohérence à 90% en fonction de la distance parcourue	171
5.29	Distance de cohérence à 50% au niveau du mobile en fonction de la distance parcourue	171
5.30	Distance de cohérence à 90% au niveau du mobile en fonction de la distance parcourue	171
5.31	Répartition de la bande de cohérence à 50%	172
5.32	Répartition de la bande de cohérence à 90%	172
5.33	Répartition de la distance de cohérence à 50%	173
5.34	Répartition distance de cohérence à 90%	173
5.35	Répartition de la distance de cohérence à 50% au niveau du mobile	173
5.36	Répartition distance de cohérence à 90% au niveau du mobile	173
5.37	Parcours de mesure en environnement suburbain	174
5.38	Atténuation en fonction de la distance parcourue	175
5.39	Atténuation en fonction de la distance émetteur-récepteur	175
5.40	Atténuation en fonction de la distance émetteur-récepteur de la zone 1	176
5.41	Retard moyen en fonction de la distance parcourue	176
5.42	Angle moyen en fonction de la distance parcourue	176
5.43	Doppler moyen en fonction de la distance parcourue	176
5.44	Dispersion des retards en fonction de la distance parcourue	177
5.45	Dispersion des angles en fonction de la distance parcourue	177
5.46	Dispersion du Doppler en fonction de la distance parcourue	177
5.47	Dispersion du Doppler et vitesse du mobile en fonction de la distance parcourue	177
5.48	Répartition des bandes de cohérence à 50 et 90 %	178
5.49	Répartition des distances de cohérence à 50 et 90 %	178
5.50	Répartition des distances de cohérence à 50 et 90 % au niveau du mobile	178
5.51	Site de mesure de la campagne MIMO	179
5.52	Réponse angulaire pour la liaison Gare-Gare en réception	181
5.53	Réponse angulaire pour la liaison Gare-Gare en émission	181
5.54	Réponse angulaire pour la liaison Victoire-République en émission	181
5.55	Réponse angulaire pour la liaison Victoire-République en réception	181
5.56	Réponse angulaire pour la liaison Gare-République en émission	181
5.57	Réponse angulaire pour la liaison Gare-République en réception	181
5.58	Répartition des distances de cohérence à 90% pour l'émission et à la réception	182
5.59	Répartition des distances de cohérence à 90% pour l'émission et à la réception	182

Bibliographie

- [1] P. Guguen. *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA-Rennes, Janvier 2003.
- [2] J. M. Auffray. *Système MIMO à poteuses multiples – Étude et optimisation de la combinaison des codes temps-espace et des technique MC-CDMA*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA-Rennes, Juin 2004.
- [3] M. Salehudin. *Modélisation statistique du canal radiomobile large bande à 910 MHz en site urbain*. Thèse de doctorat en Traitement du Signal et Télécommunications, Université de Rennes, Avril 1989.
- [4] G. Zaharia. *Caractérisation de la propagation radioélectrique à l'intérieur des bâtiments à 900 MHz - Implications sur la qualité d'une transmission numérique CT2-CAI*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Février 1997.
- [5] C. Moy. *Conception d'un système de transmission numérique à étalement de spectre hybride DS/FH de type RAKE adapté au canal de diffusion troposphérique - Mesures de propagation sur une liaison expérimentale à 4,5 GHz*. Thèse de doctorat en électronique, INSA Rennes, Juin 1999.
- [6] S. Guillouard. *Conception et réalisation d'un sondeur de canal très large bande à 60 GHz - Mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Juillet 1999.
- [7] A. Affandi. *Caractérisation et modélisation de la propagation à l'intérieur des bâtiments dans les bandes de 450, 900, 1800, 2400 et 5800 MHz*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Mai 2000.
- [8] T. Quiniou. *Conception et réalisation de sondeurs spatio-temporels du canal à 1800 MHz - Mesures de propagation à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Janvier 2001.
- [9] S. Collonge. *Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur de bâtiment*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA de Rennes, Décembre 2003.
- [10] P.A. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications Systems*, CS-11 :360–393, décembre 1963.
- [11] J. Guillet. *Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA-Rennes, Juillet 2004.
- [12] P.C.F Eggers. Angular - temporal domain analogies of the short-term mobile radio propagation channel at the base station. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 742–746, Octobre 1996.

- [13] J.S. Hammerschmidt and A.A. Hutter. Spatio-temporal channels models for the mobile station : Concepts, parameters, and canonical implementation. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [14] G. Durgin. *Theory of stochastic local area channel modeling for wireless communications*. Phd. Thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Décembre 2000.
- [15] D. Blatt, J. Goldberg, and H. Messer. An azimuth-doppler-delay scattering function : definition and estimation. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2001.
- [16] M. Pätzold. System function and characteristics quantities of spatial deterministic gaussian uncorrelated scattering process. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [17] N. Lohse, M. Bronzel, and G. Fettweis. Radio channel characterization using space-time system functions. *COST 273, Toward Mobile Broadband Multimedia Networks, TD(01)(050)*, Octobre 2001.
- [18] N. Lohse, M. Bronzel, and G. Fettweis. MIMO description for spatial-variant filter generation. *Proc. IEE Seminar on MIMO*, Décembre 2001.
- [19] D. Gabor. Theory of communication. *Journal of the institution of electrical engineers, Part 3 : Radio and communication engineering*, 93 :429–457, Novembre 1946.
- [20] L. Boithias. *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Dunod, 1984.
- [21] A. Glavieux and M. Joindot. *Communications numériques — Introduction*. Masson, 1996.
- [22] J.G. Proakis. *Digital Communications - Third edition*. McGraw-Hill International Editions, 1995.
- [23] D. Parsons. *The mobile radio propagation channel*. Pentech Press, 1992.
- [24] N. Blaunstein. *Radio propagation in cellular networks*. Artech House, 2000.
- [25] S.J. Orfanidis. *Electromagnetic waves and antennas*. Rutgers University, Novembre 2002.
- [26] A. Vander Vorst. *Transmission, propagation et rayonnement*. De Boeck Université, 1995.
- [27] P. Beckmann and A. Spizzichino. *The scattering of Electromagnetic waves from rough surfaces*. Artech House, 1987.
- [28] T. Svantesson. *Antennas and propagation from a signal processing perspective*. Phd. thesis, Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology, Mai 2001.
- [29] R.G. Gallager. *Information theory and reliable communication*. Wiley, New York, 1968.
- [30] F. Hlawatsch and G.F. Boudreaux-Bartels. Linear and quadratic time-frequency signal representations. *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 21–67, Avril 1992.
- [31] M. Coates. *Time-Frequency modelling*. Phd., University of Cambridge, Department of engineering, Août 1998.
- [32] G. Matz and F. Hlawatsch. Time-frequency transfer function calculus (symbolic calculus) of linear time-varying systems (linear operators) based on a generalized underspread theory. *Journal of Mathematical Physics, special issue on Wavelet and Time-Frequency Analysis*, 39(8) :4041–4070, Août 1998.

- [33] G. Matz. *A time-frequency calculus for time varying systems and non-stationary processes with applications*. Phd., Technical University of Wien, Fakultät für Elektrotechnik, Novembre 2000.
- [34] G. Matz and F. Hlawatsch. *Time-frequency signal analysis and Processing*, chapter Chapter 9.5 : Time-frequency characterization of random channels. Englewood Cliffs (NJ) : Prentice Hall, 2002.
- [35] L.A. Zadeh. Frequency analysis of variable networks. *Proceedings of the IRE*, 38 :291–299, Mars 1950.
- [36] J.J. Spilker. On the characterization and measurement of randomly varying filters. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, pages 44–51, Mars 1965.
- [37] K.S. Shanmugan and A.M. Breipohl. *Random signals : Detection, estimation and data analysis*. John Wiley and Sons, 1988.
- [38] A.F. Molisch and M. Steinbauer. Condensed parameters for characterizing wideband mobile radio channels. *International Journal on Wireless Information Networks*, pages 133–154, Septembre 1999.
- [39] J.P. Barbot. *Propagation radioélectrique avec les mobiles pour les communications personnelles à l'intérieur des bâtiments dans la bande 1-3 GHz*. Thèse de Doctorat en sciences, Université Paris XI Orsay, Juin 1995.
- [40] J. Guillet. *Modélisation analytique du canal de propagation radio-mobile*. Rapport final - SIMPAA - Sous projet 2- Tâche 2.3, Octobre 2002.
- [41] J. Guillet. *Caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation radiomobile*. Rapport interne, Février 2001.
- [42] J. Guillet. Caractérisation spatio-temporelle des canaux linéaires de propagation sans fil - contexte mimo. *4ème Journées d'études - Propagation Electromagnétique dans l'Atmosphère du Décamétrique à l'Angström*, Mars 2002.
- [43] T.S. Rappaport. *Wireless Communication : Principles & Practice*. Upper Saddle River NJ ; Prentice-Hall, Novembre 1996.
- [44] J.D. Parsons, D. A. Demery, and A.M.D. Turkmani. Sounding techniques for wideband mobile radio channel : a review. *IEE Proceedings*, 138(5) :437–446, Octobre 1991.
- [45] J.D. Parsons and A.M.D. Turkmani. Characterisation of mobile radio signals : model description. *IEE Proceedings*, 138(6) :549–556, Décembre 1991.
- [46] P.J. Cullen, P.C. Fannin, and A. Molina. Wide-band measurement and analysis techniques for the mobile radio channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 42 :589–603, Novembre 1993.
- [47] P.C. Fannin, A. Molina, S.S. Swords, and P.J. Cullen. Digital signal processing techniques applied to mobile radio channel sounding. *Electronics Letters*, 5(138) :502–508, Octobre 1991.
- [48] A. Molina and P. C. Fannin. Application of mismatched filter theory to bandpass impulse response measurements. *Electronics Letters*, 29(2) :162–163, Janvier 1993.
- [49] P.H. Lehne, F. Aanvik, J-C. Bie, P. Pajusco, M. Grgat, I. Gaspard, U. Martin, and M. Steinbauer. Review of existing channel sounder measurement setups and applied calibration methods. *METAMORP*, META/D-1/TR/D-1/1/b1, Juin 1998.

- [50] G. Matz and F. Hlawatsch. *Time-frequency signal analysis and Processing*, chapter 9.4 : Time-varying power spectra of non-stationary random processes. Englewood Cliffs (NJ) : Prentice Hall, 2002.
- [51] G. Matz and F. Hlawatsch. *Time-frequency signal analysis and Processing*, chapter 4.7 : Time-frequency transfert function calculus of LTV Systems. Englewood Cliffs (NJ) : Prentice Hall, 2002.
- [52] W.R. Young and L.Y. Lacy. Echoes in transmission at 450 megacycles from land-to-car radio units. *Proceedings of IRE*, 38(3) :255–258, Mars 1950.
- [53] C. J. Rieser. *Design and implement of a sampling swept time delay short pulse (SSTDSP) wireless channel sounde for LMDS*. Phd. Thesis, University of Virginia Polytech Institute and State University, Juillet 2001.
- [54] N. Patwari. *Measured and modeled time and angle dipersion characteristics of the 1.8 GHz peer-to-peer radio channel*. Master thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Avril 1999.
- [55] D.C. Cox. Delay-doppler characteristics of multipath propagation at 910 mhz in a sub-urban mobile radio environment. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-20(5) :625–635, Septembre 1972.
- [56] W.G. Newhall. *Wideband Propagation measurement results, simulation models, ans processing techniques for a sliding correlator measurements systems*. Master thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Novembre 2002.
- [57] J. Austin, W. K. Lam W. P. A. Ditmar, E. Vilar, and K. W. Wan. A spread spectrum communications channel sounder. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 45(7) :840–847, Juillet 1997.
- [58] J. Kivinen, T.O. Korhonenand, P. Aikio, R. Gruber, and P. Vainikainen. Wideband radio channel measurements susem at 2 ghz. *IEEE Transaction on Instruments and Measurements*, 48(1) :39–44, Février 1998.
- [59] W. Pietsch and F. Seifert. Measurement of radio channel using an elastic convolter and spread spectrum modulation : Part i - implementation. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements*, 43(5) :689–694, Octobre 1994.
- [60] G. EL Zein, M. Salehudin, J.M. Floch, and J. Citerne. Mesures de propagation radiomobiles à 910 mhz dans la ville de rennes. *Journées Nationales Micro-ondes*, pages 183–185, Juin 1987.
- [61] C.R. Anderson. *Design and implementation of an ultabroadband millimeter-wavelength vector sliding correlator channel sounder and in-building multipath measurements at 2.5 & 60 GHz*. Master thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Mai 2002.
- [62] K. Schwarz, U. Martin, and H.W. Schüssler. Devices for propagation measurements in mobile radio channels. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, Mars 1993.
- [63] A.M. Street and D.J. Edwards. High dynamic range swept time delay crosscorrelator. *Electronics Letters*, 30(21) :1742–1744, 1994.

- [64] S. Haese, C. Coston, C. Moullec, and K. Sayegrih. High resolution spread spectrum channel sounder for wireless communication systems. *Proc on ICPWC'99*, pages 170–173, Février 1999.
- [65] T. Takeuchi, M. Sako, and S. Yoshida. Multipath delay prediction on a workstation for urban mobile radio environment. *IEEE Global Communications Conference*, Décembre 1991.
- [66] T. Takeuchi. A wideband indoor channel sounder with high resolution. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Décembre 1994.
- [67] C. Bares, C. Brousseau, and A. Bourdillon. Capacités et limitations de la technique de sondage par balayage de fréquence. *4ème Journées d'études - Propagation Electromagnétique dans l'Atmosphère du Décamétrie à l'Angström*, Mars 2002.
- [68] S. Salous. If digital generation of fmcw waveforms for wideband channel characterisation. *IEE Proceedings-I Commun. Speech Vis.*, 139(3) :281–288, Juin 2001.
- [69] S. Salous, N. Bajj, and N. Nikandrou. Wideband channel characterization with a chirp waveform. *IEE colloquium on radio communications at microwave and millimetre wave frequencies*, Digest 1996/239 :2/1–2/5, Décembre 1996.
- [70] S. Salous and C.K. Ong. Fpga-based hybrid accumulator architecture for digital chirp synthesis. *International Journal of Electronic*, 80(3) :441–447, Mars 1996.
- [71] S. Salous, N. Nikandrou, and N.F. Bajj. Digital techniques for mobil radio chirp sounders. *IEE Proceedings Commun.*, 145(3) :191–196, Juin 1998.
- [72] J.W. Arthur. Modern SAW-based pulse compression systems for radar applications – part 2 : Practical systems. *Electronics & Communications Engineering Journal*, Avril 1996.
- [73] J.C. Curlander and R.B. McDonough. *Synthetic aperture radar : Systems & Signal Processing*. Wiley Interscience, 1991.
- [74] F.J. Harris. On the use of windows for harmonic analysis with the discret fourier transform. *Proceeding of IEEE*, 66(1) :51–82, Janvier 2002.
- [75] P.C. Fannin and A. Molina. Accuracy and dynamic range improvement of band-pass impulse response measurements using pseudorandom noise. *Electronics Letters*, 27(19) :1755–1756, Septembre 1991.
- [76] J. Kivinen and P. Vainikainen. Phase noise in direct sequence based channel sounder. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, 3 :1115–1119, 1997.
- [77] P. Papazian, M.J. Gans, Y. Lo, and R. Dalke. Capacity measurements for a 16x16 element blast array over a conducting ground plane. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [78] P.C.F Eggers, I.Z. Kovacs, K. Olesen, and G. Kuijpers. Measurements of wideband multi-element transmit-receive diversity channels in the umts-band. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [79] R. Stridh and B. Ottersten. spatial characterization of indoor radio channel measurements. *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Mars 2000.
- [80] J. Kivinen. *Developpement of wideband radio channel wideband measurement and modeling techniques for future radio systems*. Phd Thesis of Science and Technology, Helsinki University of Technology, Février 2001.

- [81] M. Toeltsch, J. Laurila, K. Kalliola, A.F. Molisch, P. Vainikainen, and E. Bonek. Statistical characterization of urban spatial radio channels. *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 20(3) :539–549, Avril 2002.
- [82] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila, and E. Bonek. Real-time 3d spatial-temporal dual-polarised measurement of wideband radio channel at mobile station. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 49(2) :439–448, Avril 2000.
- [83] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila, and E. Bonek. Directional radio channel measurements at mobile station in different radio environments at 2.15 ghz. *4th European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'2001)*, Février 2001.
- [84] K. Kalliola. *Experimental analysis of multidimensional radio channels*. PhD. Thesis of Science in Technology, Helsinki University of Technology, Finland, Février 2002.
- [85] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila, and E. Bonek. 3-d double-directional radio channel characterisation for urban macrocellular applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(9), Septembre 2003.
- [86] K. Kalliola and P. Vainikainen. Characterization system for radio channel of adaptative array antennas. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, 1 :95–99, Septembre 1997.
- [87] K. Kalliola. Examples of dynamic wideband mobile radio channel measurements with and antenna array. *COST 259, TD (98)(34)*, Février 1998.
- [88] K. Kalliola and P. Vainikainen. Dynamic wideband measurements of mobile radio channel with adaptative antennas. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 1 :21–25, Septembre 1998.
- [89] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila, and E. Bonek. Directional 3d real-time dual-polarised measurement of wideband radio channel at mobile station. *IEEE Instrumentation and Measurement Conference*, pages 170–175, May 1999.
- [90] B.H. Fleury, X. Yin, P. Jourdan, and A. Stucki. High resolution channel parameter estimation for communications systems equipped with antenna arrays. *IFAC Symposium on System identification*, Août 2003.
- [91] B.H. Fleury, X. Yin, P. Jourdan, and A. Stucki. High resolution bidirection estimation based on sage algorithm : Experience gathered from field experiments. *27th General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI)*, Août 2002.
- [92] B.H. Fleury, P. Jourdan, and A. Stucki. High resolution channel parameter estimation for mimo applications using the sage algorithm. *IEEE International Zurich Seminar on Broadband Communications*, Février 2002.
- [93] B.H. Fleury. Direction dispersion and space selectivity in the mobile radio channel. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [94] PropSound Sounder. <http://www.propsound.com>.
- [95] D.G. Brennan. Multitone signals with low crest factor. *IEEE Transaction on circuits and systems*, CAS-33(10), Octobre 1987.
- [96] E. Van der Ouderaa, J. Schoukens, and J. Renneboog. Peak factor minimization of input and output signals linear systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 37(2), Juin 1988.

- [97] T. Felhauer, P. Baier, W. König, and W. Mohr. Optimized spread spectrum signals for wideband channel sounding. *Electronics Letters*, 29(6), mars 1993.
- [98] T. Felhauer, P. Baier, W. König, and W. Mohr. Optimized wideband system for unbiased mobile radio channel sounding with periodic spread spectrum signals. *IEICE Transactions on Communications*, E76-B, Août 1993.
- [99] A. Molina, P. C. Fannin, and J. Timoney. Génération of optimal excitation waveforms for mobile radio channel sounding. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 44(2) :275–279, Mai 1995.
- [100] RUSK Channel Sounder. <http://www.channelsouder.de>.
- [101] J.M. Conrat, J-Y. Thiriet, and P. Pajusco. Americc, l’outil de mesure du canal large bande radioelectrique développé par ftr&d. *4ème Journées d’études - Propagation Electromagnétique dans l’Athmosphère du Décamétrique à l’Angström*, Mars 2002.
- [102] R. L. Franck and S. A. Zadoff. Phase shift pulse code with good periodic autocorelation properties. *IRE Transaction on Information Theory*, pages 381–382, Octobre 1962.
- [103] R. C. Heimiller. Phase shift pulse code with good periodic autocorelation properties. *IRE Transaction on Information Theory*, pages 254–257, Octobre 1961.
- [104] M.R. Schroeder. Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation. *IEEE Transaction on Information Theory*, 16(1) :85–89, Octobre 1970.
- [105] B.M. popovic. Polyphase codes with good periodic correlation properties. *IEEE Transaction on Information Theory*, 38(4) :1406–1409, Juillet 1992.
- [106] B.M. popovic. Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties. *IEEE Transaction on Information Theory*, 38(4) :1406–1409, Juillet 1992.
- [107] K. Zayana, J.C. Conrat, and J-Y Thiriet. Recherche de bonnes séquences pour l’estimation du canal radiomobile. *Colloque Grets*, 1997.
- [108] A. Kuchar, E.A. Aparicio, J.P. Rossi, and E. Bonek. Azimuth, elevation, and delay of signals at mobile station site. *Virginia Tech’s eight Symposium on Wireless Personnal Communications*, pages 99–110, Juin 1998.
- [109] R.S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter, and G. Sommerkorn. Mimo vector channel sounder measurement for smart antenna system evaluation. *European Transaction on Telecommunication ETT, Special Issue on Smart Antennas*, 12(5) :427–438, Septembre/Octobre 2001.
- [110] K.T. Wong and M.D. Zoltowsky. Self-initiating music-based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beam-space. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(8) :1235–1245, Août 2000.
- [111] K.T. Wong and M.D. Zoltowsky. Uni-vector-sensor esprit for multisource azimuth, elevation and polarization estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(10) :1467–1474, Octobre 1997.
- [112] L. Lukama, K. Konstantinou, and D.J. Edwards. Three-branch orthogonal polarisation diversity. *Electronics Letters*, 37(20) :1258–1259, Septembre 2001.
- [113] T. Quiniou, A. Affandi, G. El-Zein, and J. Citerne. Experiments on direction of arrival for indoor propagation channel at 1.8 ghz. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1439–1443, Septembre 1999.
- [114] C.M. Keller and M.C. Brown. Propagation measurements for 1.9 ghz high-gain antenna design. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 1 :59–63, Juillet 1995.

- [115] M.G. Marques, E. Zollinger, J. Kunisch, S. Weitz, J. Siemons, J. Pamp, and L.M. Correia. Modeling and measuring wideband directional channels for umts micro-cells. *in Proc. of IST Mobile Communication*, Septembre 2001.
- [116] E. Zollinger and G. Marques. Wideband directional channel model and measurement campaign. *ASILUM*, IST-1999-10741 D2.1, Octobre 2000.
- [117] P. Pajusco. Experimental characterization of doa at the base station in rural and urban area. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 1998.
- [118] J.P. Barbot and A.J. Levy. Indoor wideband measurements at 2.2 ghz in a shopping center. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 397–401, Septembre 1993.
- [119] J.P. Barbot, P. Larzabal, and A.J. Levy. Wideband indoor propagation channel direction of arrival measurements. *SPAWC*, pages 193–196, Avril 1997.
- [120] P. Laspougeas, J.M. Conrat, S. Mayrargue, and P. Pajusco. Single and dual multi-sensor channel characterization in indoor and campus environnement at 5 ghz. *COST 273-Workshop*, Mai 2002.
- [121] J.P. Kermoal, L. Schumacher, F. Frederiksen, and P.E. Mogensen. Polarization diversity in mimo radio channels : experimental validation of a stochastic model and performance assessment. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [122] J.P. Kermoal, L. Schumacher, M. beach, B. Ottersen, M. Bengtsson, P. Laspougeas, P. Pajusco, S. Mayrargue, and L. Hérault. Cluster on adaptive antennas - report 2000. *Smart antennas IST cluster*, Year 2000 Report, 2000.
- [123] J.P. Kermoal, L. Schumacher, P.E. Mogensen, and K.I. Pedersen. Experimental investigation of correlation properties of mimo radio channels for indoor picocell scenarios. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [124] J.P. Kermoal, P.E. Mogensen, S.H. Jensen, J.B. Andersen, F. Frederiksen, T.B. Sorensen, K.I. Pedersen, and F. Frederiksen. Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna arrays. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [125] H. Özcelik, M. Herdin, H. Hofstetter, and E. Bonek. A comparison of measured 8x8 mimo systems with a popular stochastic channel model at 5.2 ghz. *International Conference on Telecommunication (ICT'2003)*, Février 2003.
- [126] H. Özcelik, M. Herdin, H. Hofstetter, and E. Bonek. Capacity of different mimo systems based on indoor channel at 5.2 ghz. *5th European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC 2003)*, Avril 2003.
- [127] M. Herdin, H. Özcelik, H. Hofstetter, and E. Bonek. Variation of the measured indoor mimo capacity with receiver direction and position at 5.2 ghz. *Electronics Letters*, 2002.
- [128] M. Herdin, H. Özcelik, H. Hofstetter, and E. Bonek. Linking reduction in measured mimo capacity with dominant-wave propagation. *International Conference on Telecommunication (ICT'2003)*, Février 2003.
- [129] M.I. Skolnik. *Radar Handbook*. New York : McGraw-Hill, 1970.
- [130] K. Hugl. *Spatial channel characteristics for adaptive antenna downlink transmission*. Phd., Technical University of Wien, Fakultät für Elektrotechnik, Novembre 2002.

- [131] A. Kuchar, J.P. Rossi, and E. Bonek. Directional macro-cell channel characteristics from urban measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(2) :137–146, Février 2000.
- [132] U. Martin. Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macrocells. *IEE Proceedings Radar, Sonar, Navigation*, 145(1) :42–49, Février 1998.
- [133] M. Steinbauer, D. Hampicke, G. Sommerkorn, A. Schneider, A.F. Molisch, R.S Thomä, and E. Bonek. Array measurement of the double directional mobile radio channel. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [134] M. Steinbauer. *The radio propagation channel - A non-directional, directionnal, and double directional point-of-view*. Phd. thesis Technischen Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik, Novembre 2001.
- [135] M. Toeltsch. *Spatial characterisation of urban radio channels*. Phd. thesis, Technischen Universität Wien, Fakultät für Electrotechnik, Août 2002.
- [136] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn, and R.S. Thömae. Mimo measurement and joint m-d parameter estimation of mobile radio channels. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2001.
- [137] A. Richter, R.S. Thömae, and T. Taga. Directional measurements and analysis of propagation path variations in a street micro-cell scenario. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [138] A.S. Richter, M. Landmann, and R.S. Thöma. Maximum likelihood channel parameter estimation from multidimensional channel sounding measurements. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [139] S. Salous. Chirp waveforms for multiples antenne channel sounder. *IEE Proceedings Commun.*, 145(3) :191–196, Juin 2002.
- [140] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D.McNamara, P. Karlsson, and M. Beach. Second order statistics of nlos indoor mimo channels based on 5.2 ghz measurements. *IEEE Global Communications Conference*, Novembre 2001.
- [141] K. Yu. *Modeling of multiple-input multiple-output radio propagation channels*. Technical Licentitate Thesis, School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, 2002.
- [142] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D.McNamara, P. Karlsson, and M. Beach. A wide-band statistical model for nlos indoor mimo channels. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [143] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D.McNamara, P. Karlsson, and M. Beach. A 20 mhz hiperlan/2 mimo channel model in nlos indoor scenarios. *Konferensen Radio Vetenskap och Kommunikation (RVK)*, pages 311–315, Juin 2002.
- [144] I. Viering, H. Hofstetter, and W. Utschick. Validity of spatial covariance matrices over time and frequency. *IEEE Global Communications Conference*, Novembre 2002.
- [145] H. Hofstetter, M. Steinbauer, and C. Mecklenbräuker. Double-directional radio channel estimation at 2ghz for high speed vehicular mobiles - experimental results. *4th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, pages 871–875, Septembre 2001.
- [146] H. Hofstetter, I. Viering, and W. Utschick. Evaluation of suburban measurements by eigenvalue statistics. *COST 273-Workshop*, Mai 2002.

- [147] H. Hofstetter, C. Mecklenbräuker, R. Müller, H. Anegg, H. Kunczier, E. Bonek, I. Viering, and A.F. Molish. Description of wireless mimo measurements at 2 ghz in selected environments. *COST 273*, TD (02)(135), Septembre 2002.
- [148] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn, and R.S. Thömae. Joint estimation of dop, time delay, and doa for high-resolution channel sounding. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [149] M. Mizuno, S. Sekizawa, and K. Taira. Measurement of spatio-temporal propagation characteristics in urban microcellular environment. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 4 :2263–2267, Septembre 1999.
- [150] K. Zayana. *Méthodes de mesures et de modélisation des canaux de propagation radiomobile en macrodiversité*. Thèse de Doctorat en électronique et communications, ENST Paris, Janvier 2003.
- [151] P. Mogensen, P. Zetterberg, H. Dam, P.L. Espensen, S.L. Larsen, and K. Olesen. *Algorithms and antenna array recommendation*. Technical report A020/AUC/A12/DR/P/1/xx-D2.1.2, Tsunami(II), Septembre 1996.
- [152] P. Mogensen, H. Dam, K. Olesen, and S.L. Larsen. Tsunami(ii) stand alone testbed. *Proceedings of ACTS Mobile Telecommunication*, pages 517–527, Novembre 1996.
- [153] J.S. Aron. *Measurement system and campaign for characterizing of theoretical capacity and cross-correlation of Multiple Input Multiple Output indoor wireless channels*. Phd. Thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Mars 2002.
- [154] B.K. Kim, W.L. Stutzman, and D.G. Sweeney. Indoor and outdoor measurements of space, polarization, and angle diversity for cellular base stations in urban environments. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 1 :22–29, Septembre 2000.
- [155] J. Rinas and K.D. Kammeyer. MIMO measurements of communication signals and application of blind source separation. *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Theory (ISSPT)*, 2003.
- [156] J. Litva, K. Blau, and V. Kezys. High resolution measurements of aoa and time delay for characterizing indoor propagation environments. *Antenna and Propagation Society International symposium, 1996 AP-S Digest*, 2 :1490–1493, Juillet 1996.
- [157] J. Talvitie and T. Poutanen. Self-noise as a factor limiting the dynamic range in impulse response measurements using sliding correlator. *Proceedings of the IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 619–623, Juillet 1994.
- [158] C. Le Meins, C. Godefroy, A. Bourdillon, and P. Coston. Développement d'un sondeur multi-capteur pour l'analyse du canal de propagation umts-caractérisation des angles d'arrivés des multi-trajets. *4ème Journées d'études - Propagation Electromagnétique dans l'Atmosphère du Décamétrique à l'Angström*, Mars 2002.
- [159] Acqiris home page. <http://www.acqiris.com>.
- [160] RACE ATDMA R2084. Channel measurement campaign, issue 2. Technical report, Février 1994.
- [161] M. Abdalla, S.M. Feeney, and S. Salous. Antenna array and quadrature calibration for angle of arrival estimation. *7th World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics, SCI2003*, Juillet 2003.

- [162] J.P.Y. Lee. Wideband I/Q demodulators : measurement technique and matching characteristics. *IEE Proc.- Radar, Sonar Navig.*, 143(5) :300–306, Octobre 1996.
- [163] R. A. Green, R. Anderson-Sprecher, and J. W. Pierre. Quadrature receiver mismatch calibration. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 47(11) :3130–3133, Novembre 1999.
- [164] L. E. Pellon. A double Nyquist digital product detector for quadrature sampling. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(7) :1670–1681, Février 1998.
- [165] G. Caire, P. A. Humblet, G. Montalbano, and A. Nordin. Transmission and reception front-end algorithms for software radio. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Août 2000.
- [166] H. Meyr and M. Moeneclaey. *Digital communication receiver : synchronisation channel estimation and signal processing*. Wiley, 1998.
- [167] D. Jankovic. *Extraction of in phase and quadrature components by IF-sampling*. Master Thesis, Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology, Janvier 2001.
- [168] K-C. Chen, R. Prasad, and H. V. Poor. Software radio. *IEEE Personal Communication*, 64, Août 1999.
- [169] Special issue on software radio. *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*, 6(4), Août 1999.
- [170] J. Mitola. The software radio architecture. *IEEE Communications Magazine*, pages 26–38, Mai 1995.
- [171] R.E. Ziemer. *Principles of communications*. Houghton Mifflin, 1972.
- [172] L. E. Larson. *RF and Microwave circuit design for wireless communications*. Artech House Publishers, 1996.
- [173] Union International des Télécommunications. <http://www.itu.int/publications>.
- [174] L.S. Citler and C.L. Searle. Some aspect of the theory and measurements of frequency fluctuation in frequency standard. *Proceeding of IEEE*, 54(2) :136–154, Février 1966.
- [175] S. Bougeard. *Modélisation du bruit de phase des oscillateurs hyperfréquences*. Thèse de doctorat en électronique, INSA Rennes, Décembre 2001.
- [176] S. Marcos. *Les méthodes à hautes résolution : traitement d'antennes et analyse spectrale*. Editions Hermes, 1998.
- [177] R.O. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-34(3) :276–280, Mars 1986.
- [178] A. Paulraj, R. Roy, and T. Kailath. A subspace rotation approach to signal parameter estimation. *Proceeding of the IEEE*, pages 1044–1045, Juillet 1986.
- [179] R. Roy and T. Kailath. ESPRIT – estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 37(7) :984–995, Juillet 1989.
- [180] B. Ottersten, M. Viberg, and T. Kailath. Performance analysis of the total least square ESPRIT algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 39(5) :1122–1134, Mai 1991.
- [181] V. Chareyre. Double-directional for MIMO channels. Master's thesis, School of electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH) - TRITA-IR-SB-EX-0214, Février 2002.

- [182] B. Ottersten, M. Viberg, P. Stoica, and A. Nehoria. *Radar array processing*, chapter Extract and large sample ML techniques for parameter estimation and detection in array processing. Haykin Litva and Shepherd editors, 1993.
- [183] B.H. Fleury, D. Dahlhaus, R. Heddergott, and M. Tschudin. Wideband angle of arrival estimation using the sage algorithm. *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 79–85, Septembre 1996.
- [184] B.H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K.I. Pedersen. Channel parameter estimation in mobile radio environments using the sage algorithm. *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 17(3) :434–450, Mars 1999.
- [185] A.S. Richter and R.S. Thöma. Parametric modelling and estimation of distributed diffus scattering componets of radio channels. *COST 273*, TD (03)(198), Septembre 2003.
- [186] M. Landmann. Estimation of multidimensional polarimetric channel model parameters. *COST 273*, TD(02)(132), Septembre 2002.
- [187] R. Heddergott, P. Truffer, and M. Nold. Comparison of high resolution channel parameter measurements with ray tracing simulations in a multipath environment. *European Personal Mobile Communications Conference*, pages 167–172, Mars 1999.
- [188] R. Heddergott and P. Truffer. Results of indoor wideband delay-azimuth-elevation measurements for stochastic radio channel modeling. *COST 259*, TD(99)(083) :1–12, Septembre 1999.
- [189] M. Tschudin, R. Heddergott, and P. Truffer. Validation of a high resolution measurement technique for estimating the parameters of impinging waves in indoor environments. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 1411–1416, Septembre 1998.
- [190] M. Tschudin and R. Heddergott. Cramér-rao lower band as a performance measure for high resolution multidimensional channel parameter estimation schemes. 1999.
- [191] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. V de Capelle. Optimal three dimensional antennas for adapative applications (such as the SAGE algorithm. *European Personal Mobile Communications Conference*, 2001.
- [192] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. V de Capelle. Behavior of the SAGE algorithm in a two dimensional multi user environment. *Eleventh International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2001)*, pages 306–310, Avril 2001.
- [193] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. V de Capelle. The doppler frequency shift estimation with the SAGE algorithm. *IEEE International Conference on Third Generation Wireless and Beyond*, pages 273–278, Mai 2001.
- [194] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. V de Capelle. The SAGE algorithm with a three dimensional antenna array. *COST 273, Toward Mobile Broadband Multimedia Networks*, TD(02)(020), Janvier 2002.
- [195] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. V de Capelle. Verification of the BTD-SAGE algorithm with simulated and experimental data. *COST 273, Toward Mobile Broadband Multimedia Networks*, TD (04)(022), Janvier 2002.
- [196] C.C. Chong, D.I. Laurenson, and S. McLaughlin. Statistical characterization of the 5.2 ghz wideband directional indoor propagation channels with clustering and correlation properties. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.

- [197] C.C. Chong, C-M. Tan, D.I. Laurenson, S. McLaughlin, M.A. Beach, and A.R. Nix. Joint detection-estimation of directional channel parameters using the 2-d frequency domain sage algorithm with serial interference cancellation. *IEEE International Conference on Communications*, 2 :906–910, Mai 2002.
- [198] C.C. Chong, C-M. Tan, D.I. Laurenson, S. McLaughlin, M.A. Beach, and A.R. Nix. A new statistical wideband spatio-temporal channel model for 5 ghz band wlan systems. *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 21(2) :139–150, Février 2003.
- [199] A.S. Richter. RIMAX - a flexible algorithm for channel parameter estimation from channel sounding. *COST 273, Toward Mobile Broadband Multimedia Networks*, TD (04)(045), Septembre 2004.
- [200] J. A. Fessler and A. O. Hero. Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(10) :2664–2677, Octobre 1994.
- [201] T. K. Moon. The expectation-maximisation algorithm. *IEEE Signal Processing Magazine*, 13 :47–60, Novembre 1996.
- [202] M. Feder and E. Weinstein. Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 42(10) :2664–2677, Octobre 1994.
- [203] P. J. Chung and J. F Bohme. Comparative convergence analysis of EM and SAGE algorithms in DOA estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(5) :2940–2949, Décembre 2001.
- [204] M. Tschudin, C. Brunner, T. Kurpjuhn, M. Haardt, and J.A. Nossek. Comparison between unitary ESPRIT and SAGE for 3-d channel sounding. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 2 :1324–1329, Mai 1999.
- [205] J. Fuhl. *Smarts antennas for second and third generation mobile communications systems*. Phd. thesis, Technischen Universität Wien, Fakultät für Electrotechnik, Mars 1997.
- [206] M. Haardt and J.Nossek. Unitary ESPRIT : How to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 43(5) :1232–1242, Mai 1995.
- [207] M. Haardt and J.Nossek. Simultaneous schur decomposition of several nonsymmetric matrices to achieve automatic pairing in multidimensional harmonic retrieval problems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 46(1) :161–169, Janvier 1998.
- [208] R.S. Thomä, D. Hampicke, M. Landmann, G. Sommerkorn, and A. Richter. Mimo measurement for double-directional channel modelling. *IEE Technical Seminar on MIMO Communications Systems*, Décembre 2001.
- [209] M. Haardt. *Efficient One-, Two- and Multidimensional High Resolution Array Signal Processing*. PhD thesis, Lehrstuhl für Netzwertheorie und Schaltungstechnik, TU-München, Novembre 1996.
- [210] M. Haardt and J.Nossek. 3d unitary ESPRIT for joint-2d angle and carrier estimation. *Proceeding of the IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 3(5) :255–258, Avril 1997.
- [211] M. Haardt, M. D. Zoltowski, C. P. Mathews, and J.Nossek. 2d unitary ESPRIT for efficient 2d parameter estimation. *Proceeding of the IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 3(5) :2096–2099, Mai 1995.

- [212] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath. ESPRIT –a subspace rotational approach to estimation of parameters of cisoids in noise. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 34(5) :1340–1342, Octobre 1986.
- [213] M. Haardt and M. E. Ali-Hackl. Unitary ESPRIT : How to explore additional information inherent in rotational invariance structure. *Proceeding of the IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 4 :229–232, Avril 1994.
- [214] A. Lee. Centrohermitian and skew-centrohermitian matrices. *Linear Algebra and its Applications*, 29 :205–210, 1998.
- [215] S. U. Pillai and B. H. Kwon. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 37(1) :8–15, Janvier 1989.
- [216] M. Haardt and J. Nossek. 2-d spatial smoothing filters for coherent multipath signals. *IEEE Proceeding on Conf. on Telecommunications*, 2 :675–678, Avril 1996.
- [217] D. A. Linebarger, R. D. DeGroat, and E. M. Dowling. Efficient direction finding methods employing forward-backward averaging. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 42 :2136–2145, Août 1994.
- [218] M. Haardt. Structure least square to improve the performance of ESPRIT-type algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(5) :792–799, Mars 1997.
- [219] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath. On the spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of corehent signals. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 33 :806–811, Août 1985.
- [220] M. Haardt, C. Brunner, and J. Nossek. Efficient high-resolution 3-d channel sounding. *Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 164–168, Août 1998.
- [221] J. Li and R. T. Compton. Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization with sensitive array. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 39(9) :1376–1383, Septembre 2001.
- [222] J. F. Cardoso and A. Souloumiac. Blind beamforming for no gaussian signals. *IEE Proceedings F*, 140 :362–370, Décembre 1993.
- [223] J. F. Cardoso and A. Souloumiac. Jacobi angles for simultaneous diagonalization. *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, 17 :161–164, 1996.
- [224] G. H. Golub and C. F. Van Loan. *Matrix Computations*. 2nd Ed. Baltimor, MD : Johns Hopkins Univ. Press, 1989.
- [225] Y. Rockah and P. M. Schultheiss. Array shape calibrations using sources in unknown locations – part i : Far field sources. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 35 :286–299, Mars 1987.
- [226] Y. Rockah, H. Messer, and P. M. Schultheiss. Locatization performance of array subject to phase errors. *IEEE Transactions on Aero. Elect. Syst.*, 24(4) :402–410, Juillet 1988.
- [227] A. J. Weiss and B. Friedlander. Mutual coupling effects on phase only direction finding. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 40(5) :535–541, May 1992.
- [228] A. J. Weiss and B. Friedlander. *Advanced in Spectrum and Array Processing, Vol II*, chapter Chapter 10 :Self-Calibration for High Resolution Array Processing. S. Haykin Ed., Engwood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 2001.

- [229] A. L Swindlehurst and T. Kailath. A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors – part i : The MUSIC algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(9) :2882–2890, Septembre 1992.
- [230] A. L Swindlehurst and T. Kailath. A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors – part ii : Multidimensional algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(7) :1758–1773, Septembre 1993.
- [231] M. Viberg and A. L Swindlehurst. Analysis of the combined effects of finite samples and model errors on array processing performance. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(11) :3073–3083, Novembre 1994.
- [232] B. Ng, M. Er, and C. Knots. Array gain/phase calibration techniques for adaptive beamforming. *IEE Proc. On Radar, Sonar and Navigation*, 141(1) :25–29, Février 1994.
- [233] A. Ng. Direction of arrival estimates in the presence of wave length, gain and phase errors. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 43(1) :225–232, Janvier 1995.
- [234] B. C. Ng and C. M. Samson See. Sensor-array calibration using a maximum-likelihood approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(6) :827–835, Juin 1995.
- [235] T. Svantesson. The effects of mutual coupling using an linear array of thin dipoles of finite length. *Proc. 9th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signals and Array Processing*, pages 232–235, Septembre 1998.
- [236] R. Hamza and K Buckley. An analysis of weighted eigenspace methods in the presence of sensor errors. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 43(5) :1140–1150, Janvier 1995.
- [237] Alaeddine AL-FAWAL. *Conception et Réalisation de Réseaux d’Antennes pour les Mesures de Propagation et de Transmission Application aux Réseaux de Communication sans Fil UMTS, WLAN, WLL ET HIPERLAN/2*. Rapport de fin d’étude de cycle ingénieur, Juillet 2002.
- [238] JM. Floch, L. Le Coq, R. Cosquer, G. El Zein, and G. Grunfelder. Nouvelle technologie d’antennes pour des sondeurs de canaux spatiotemporels. *Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA 2002), International Symposium on Antennas*, Novembre 2002.
- [239] L. Le Coq, JM. Floch, R. Cosquer, and D. Thouroude. Antenne imprimée pour sondeur de canal à 2.2 ghz. *Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA 2002), International Symposium on Antennas*, 1 :227–230, Novembre 2002.
- [240] D. M. Pozar. Microstrip antenna aperture-coupled to microstripline. *Electronics Letters*, 21(5) :49–50, Janvier 1985.
- [241] A. Kuchar. *Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array*. PhD thesis, Phd. thesis, Technischen Universität Wien, Fakultät für Electrotechnik, 1996.
- [242] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert. Analysis of an aperture coupled microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-34(8) :977–984, Août 1986.
- [243] P.H. Lehne, F. Aanvik, J-C. Bic, P. Pajusco, M. Grgat, I. Gaspard, U. Martin, and M. Steinbauer. Calibration of mobile radio channel sounders. *COST 259, TD (98)*, Septembre 1998.
- [244] K. Pensel and J. A. Nossek. Uplink and downlink calibration of an antenna array in mobile communication system. *COST 259, TD 97(55)*, Février 1997.
- [245] D. Fuhrmann. Estimation of sensor gain and phase using known field covariance. *Proc. IEEE ICASSP*, 2 :1369–1372, Juin 1991.

- [246] D. Fuhrmann. Estimation of sensor gain and phase. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(1) :77–87, Janvier 1994.
- [247] J. Clements and J. Lo. Recursiv direction finding in the presence of sensor array uncertainty. *Proc. IEEE ICASSP*, 4, Juin 1993.
- [248] S. Talwar, A. Paulraj, and G. H. Golub. A robust numerical approach for array calibration. *Proc IEEE ICASSP*, 4 :316–319, Juin 1993.
- [249] N. Fistas and A. Manikas. A new general global array calibration method. *Proc. IEEE ICASSP*, 4 :73–76, Juin 1994.
- [250] F. McCarthy, R. Ridgway, and A. Paulraj. Fast techniques for sensor array calibration. *Proc. 28th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Cumputers*, pages 688–693, Novembre 1994.
- [251] A. Manikas and C. Proukakis. Modelling and estimation of ambiguities in linear arrays. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 46(8) :2166–2179, Août 1998.
- [252] G. Sommerkorn, D. Hampicke, A. Richter, and R.S. Thomä. Measurement and modeling error influence to antenna array calibration and its affect to ESPRIT-based DOA estimation. *Millenium Conference on Antennas and Propagation*, Avril 2000.
- [253] G. Sommerkorn, D. Hampicke, R. Klukas, A. Richter, A. Schneider, and R.S. Thomä. Uniform rectangular antenna array design and calibration issues for 2-d ESPRIT application. *Proc . IEEE EPMCC*, Février 2001.
- [254] G. Sommerkorn, D. Hampicke, R. Klukas, A. Richter, A. Schneider, and R.S. Thomä. Reduction of DOA estimations errors caused bu array imperfection. *Proc . IEEE 29th European Microwave Conference*, 2 :287–290, Octobre 1999.
- [255] J. Smith, Y Leung, and A. Cantoni. Broadband eigenvector methods for towad array shape estimation with single source. *Proc. IEEE ICASSP*, pages 232–235, Juin 1996.
- [256] E. Çekli and H. A. Çirpan. Unconditional maximum likelihood approach for localization of near-field sources : Algorithm and performance analysis. *AEÜ International Journal of Electronics and Communications*, 57(1) :9–15, 2003.
- [257] R. N. Challa and S. Shamsunder. High order subspace-based algorithms for passive localisation of near-field sources. *Proc. 29th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Cumputers*, 2 :777–781, Novembre 1995.
- [258] R. N. Challa and S. Shamsunder. High order subspace-based algorithms for passive localisation of near-field sources. *8th IEEE Signal Processing Workshop on statisticka Signal and Array Processing*, 2 :101–104, Juin 1996.
- [259] R. N. Challa and S. Shamsunder. 3–d spherical localization of multiple non–gaussian sources unsing cumulant. *8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical signal and Array Processing*, pages 101–104, Juin 1996.
- [260] N. Yuen and B. Friedlander. Higher order ESPRIT for localization of near-field sources : An asymptotic performance analysis. *8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical signal and Array Processing*, pages 538–541, Juin 1996.
- [261] N. Yuen and B. Friedlander. Asymptotic performance analysis of ESPRIT, higher order ESPRIT and vitual ESPRIT algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 44(10) :2337–2550, Octobre 1996.

- [262] N. Yuen and B. Friedlander. Performance analysis of higher order esprit for localization of near-field sources. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 46(3) :709–719, Mars 1998.
- [263] M. Haardt and R. N. Challa. Improved bearing and range estimation via high-order subspace based unitary ESPRIT. *30th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1 :380–384, Novembre 1997.
- [264] B. A. Obediat, Y. Zhang, and M. G. Amin. Polarimatic time-frequency ESPRIT. *37th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, Novembre 2003.
- [265] B. A. Obediat, Y. Zhang, and M. G. Amin. Range DOA estimation of polarized near-field signals using fourth-order statistics. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, May 2004.
- [266] Y. Zhang, M. Amin, and B. A. Obeidat. Spatial polarimetric time-frequency distributions and applications to direction-of-arrival estimation. *SPIE Annual Meeting*, pages 316–328, Août 2003.
- [267] A. Algans K.I. Pedersen and P.E. Mogensen. Experimental analysis of the joint statistical properties of azimuth spread, delay spread, and shadow fading. *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 20(3) :523–531, Avril 2002.

Résumé

Depuis l'apparition des premiers réseaux radiomobiles cellulaires analogiques au début des années 70, nous avons assisté à une explosion de la demande en systèmes de communication sans fil. Les services concernés par les télécommunications sans fil se sont depuis étendus à la transmission de données et aux applications multimédia. Devant la nécessité d'avoir des débits élevés tout en garantissant une certaine qualité de service, les techniques MIMO (Multiple Input - Multiple Output) apparaissent comme très prometteuses. En utilisant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, ces systèmes exploitent la dimension spatiale pour la transmission de l'information. Ainsi la mise en œuvre de ces techniques permet d'aboutir à une amélioration substantielle des débits et/ou des performances des liaisons numériques. Comme dans toutes les études systèmes, une analyse approfondie du canal de transmission et des mécanismes de propagation associés s'avère indispensable. Si dans un contexte classique, la caractérisation et la modélisation du canal peuvent se limiter au domaine temporel, il est nécessaire pour les systèmes MIMO de considérer la dimension spatiale au même niveau que la dimension temporelle. Une modélisation précise et réaliste du canal dans le domaine spatial est d'autant plus importante dans un contexte MIMO, puisque le gain par rapport à un système classique en terme de débit et/ou de performance est largement tributaire des propriétés spatiales du canal. C'est dans ce contexte que s'inscrit le travail présenté dans ce document. Cette thèse a pour objectif la conception d'un système de mesure performant permettant d'approfondir la connaissance du canal de propagation MIMO pour la bande UMTS.

Abstract

Since the appearance of the first analogue cellular radiomobile networks at the beginning of the 70s, the demand for wireless communication systems has boomed. The services concerned by the wireless telecommunications have then been extended to data transmission and multimedia applications. Regarding the necessity of high rates transmission while guaranteeing a certain quality of service, MIMO systems (Multiple Input - Multiple Output) seem very promising. By using several antennas simultaneously at the both sites of communication link, these systems exploit the spatial dimension to transmit information. Thus, the implementation of these techniques permits to achieve a substantial improvement of data rates and digital link performances. As in all system studies, a thorough analysis of the transmission channel and the associated propagation mechanisms proves to be essential. If in a classical context, the channel characterization and modelling can be limited to the time domain, it is then necessary for the MIMO systems to consider the spatial dimension at the same level as the time dimension. A precise and realistic channel modelling in the spatial domain is essential in the MIMO context, because the gain with regard to a classical system in term of rate and/or performance is widely dependent on spatial channel properties. This is the context in which the work is presented in this document. This thesis deals with the design and the realisation of a powerful measurement system allowing a precise characterization of the MIMO propagation channel knowledge for the UMTS application.