Thèse

Présentée pour obtenir le grade de docteur
de l'École Nationale Supérieure des
Télécommunications

Spécialité : Électronique et Communications

Karim ZAYANA

Méthode de mesure et de modélisation des canaux de propagation radiomobile en macrodiversité

Soutenue le vendredi 24 janvier 2003 à l'ENST devant le jury composé de :

Jean-Claude BIC	
Ghaïs EL ZEIN	
Valéry GUILLET	
Patrice PAJUSCO	
Martine LIÉNARD	Rapporteurs
Jean-Pierre BARBOT	
Daniel DUPONTEIL	Directeurs de thèse
Robert VALLET	

À Nathalie, Joachim, Astrid et Marielle

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée dans les laboratoires de France Télécom Recherche et Développement, sur les sites de Belfort et d'Issy les Moulineaux. Je remercie donc vivement Messieurs Jean-Claude Bic et Armand Levy, alors chef de département à FTR&D, pour la confiance qu'ils m'ont accordée en me permettant d'entreprendre à temps partiel mon projet de recherche parallèlement à mon activité d'enseignement.

Je tiens à dire toute ma gratitude envers mes deux responsables de thèse, Messieurs Daniel Duponteil et Robert Vallet, respectivement à FTR&D et à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications. Leur grande disponibilité, leurs nombreux conseils, leur soutien indéfectible auront joué un rôle déterminant dans l'aboutissement de ce travail. Je suis aujourd'hui heureux de les remercier.

Je suis très reconnaissant à Monsieur le Professeur Ghaïs El Zein, Professeur à l'INSA de Rennes, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de cette thèse ; ainsi qu'à Madame Martine Liénard, Professeur à l'Université des Sciences de Lille, et à Monsieur Jean-Pierre Barbot, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, qui ont accepté d'être les rapporteurs de ce mémoire. Je les remercie tous trois d'avoir mis leurs grandes compétences au service d'une relecture aussi minutieuse de mon travail. Je les remercie aussi pour tout l'intérêt qu'ils ont porté aux résultats obtenus.

Je ne saurais assez remercier Messieurs Valéry Guillet et Patrice Pajusco d'avoir également pris part au jury de ma thèse. Leur expertise scientifique, leur patience et leur gentillesse m'auront été indispensables pour comprendre et réaliser les expérimentations nécessaires à mon travail sur Belfort. Revenu sur Paris, j'ai continué à bénéficier de leur aide. Encore merci !

Ce travail doit aussi beaucoup à quelques personnalités avec lesquelles j'ai pu avoir de fructueux échanges : Bertrand Guisnet, qui n'a pas hésité à plonger dans les détails de calculs de la méthode de mesure large bande, puis qui m'a aidé à la valider ; Jean-Marc Conrat, incollable sur les sondeurs de canaux, qui m'a fait profiter de sa grande maîtrise du sujet ; et Patrick Tortelier, dont l'immense connaissance des Télécommunications n'a d'égal que son art à la transmettre.

J'associe à ces remerciements tous les collègues qui, par leur aide quotidienne, ont enrichi cette thèse et contribué à faire de ces quelques années une expérience humaine inoubliable. Je pense entre autres - qu'il me soit pardoné d'en oublier - à Nadine Malhouroux, Bertrand Morin, Isabelle Siaud, Jean-Pierre Rossi, Jean-Yves Thiriet et toute l'équipe du laboratoire de mesures du site de Belfort ; Yi Yuan, Sabrina Venant-Valéry, Roland Baudin, Philippe du Réau, Thierry Cleyssienne, Mohamed Siala, Samson Lasaulce, Pierre Gelpi, Pierre Nguyen, Stéphane Wendt, Gérard Yvon et l'équipe des thésards du site d'Issy les Moulineaux : Raphaël Visoz, Ahmed Saadani, Noura Sellami, Hatem Boujemaa, Emmanuel Jaffrot, Antoine Berthet.

Je tiens à saluer mes collègues, proviseurs, et étudiants de Mathématiques des classes de Supérieures de Montbéliard et Versailles, puis de Spéciales d'Orléans. Ils auront été des témoins complices et bienveillants de cette aventure.

Enfin, un grand merci à toute ma famille pour son irremplaçable soutien.

Résumé

Cette thèse s'est déroulée dans les laboratoires de FTR&D des sites de Belfort et d'Issy les Moulineaux, dans le cadre de l'école doctorale de l'ENST. Les travaux ont porté sur des aspects bande étroite et bande large du canal de propagation radiomobile dans le contexte particulier de la macrodiversité. Ils se sont répartis entre des expérimentations et des études plus théoriques visant justement à préparer ces expérimentations ou à en exploiter les résultats.

Lors des phases de communications les plus critiques d'une transmission radiomobile, par exemple lorsque le mobile se trouve en bordure de cellule , on a tout intérêt à relier le mobile simultanément à plusieurs stations. Cela s'appelle la macrodiversité. Cette technique est inhérente au fonctionnement des systèmes radiomobiles de nouvelle génération. On parle ainsi de plus de 40% de mobiles en situation de macrodiversité dans le système CDMA.

La mise en oeuvre de l'algorithme de handover qui gère la macrodiversité, et les performances même de la macrodiversité, peuvent dépendre de l'affaiblissements moyens sur les différentes voies, voire des affaiblissements rapides ou des profils de réponses impulsionnelles instantanées. D'où l'importance de bien savoir caractériser les phénomènes de propagation dans ce contexte, ce qui constitua l'objectif prioritaire de cette thèse, même si certains résultats ont pu aussi être utilisés à d'autres fins.

Nous avons d'abord entrepris des études bande étroite, qui se sont articulées autour de simulations et de mesures. Elles nous ont aidé à élaborer un modèle informatique très complet des masques, intégrant à la fois leurs propriétés d'inter et d'autocorrélation. Ce modèle a ensuite été porté sur différents environnements de calcul. Il permet de restituer avec plus de réalisme les masques lors de simulations systèmes.

Nous avons complété ces études par des études large bande, qui nous ont amené à proposer des améliorations sur le sondeur et à définir de nouveaux protocoles de mesure. Nous avons ainsi breveté une méthode de mesure large bande en macrodiversité, méthode dont on pourrait s'inspirer pour effectuer, de façon plus générale, de l'identification de canal. Nous avons également mené une réflexion sur les séquences utilisées dans les sondeurs à compression d'impulsion et sur les moyens de les optimiser.

Abstract

This work deals with both the narrow band and the large band characterization of the mobile channel in the specific context of macrodiversity. It is divided into experiments and more theoretical studies. All the results presented here were achieved at the France Telecom Research and Development (FTR&D) center.

During the most critical phases of a mobile transmission, especially when the mobile lies on the border of a cell, it may be advantageous to connect it with one or several other base stations at the same time. This is what we call macrodiversity. This technique is inherent to new generation mobile systems. In CDMA for example, over 40% of the mobiles use it.

The handover algorithm and its performances may depend on the low fading recorded on the different paths. They may also depend on the fast fading or on the impulse response profiles. This shows the paramount importance of a good channel knowledge and modelisation in situation of macrodiversity. It is with these goals in mind that this thesis was written.

We first performed narrow band studies thanks to measurements and simulations. This helped us to build a complete model of the shadow fading, including both its autocorrelation and cross-correlation properties. Next, this model was implemented in system and capacity simulators, allowing the restoration of the shadowing phenomenon in a more realistic way.

We completed our work with large band studies. To do so, we had to perfect the available FTR&D channel sounder and to imagine new measurement protocols. Eventually, we patented a large band sounding method in macrodiversity. We were also able do derive from this a method dedicated to channel identification in the more general context of numerical communications. At last, we tried to optimise the pseudo random sequences used in channel sounders and identifiers.

Table des matières

1 L'intercorrélation des masques : simulations et mesures bande étroite 21

1.1 Introduction 21
1.2 Contexte de l'étude 21
1.2.1 L'intercorrélation des masques 21
1.2.2 Quelques perspectives 23
1.3 Simulations 25
1.3.1 Mise en oeuvre des simulations 25
1.3.2 Extraction des masques 26
1.3.3 Résultats de simulation 27
1.4 Expérimentations sur Mulhouse 28
1.4.1 En bref 28
1.4.2 L'émission 28
1.4.3 La réception 31
1.4.4 Procédure qualité des mesures 32
1.4.5 Calendrier des mesures 35
1.5 Traitement des mesures 35
1.5.1 Moyennage et contrôle des mesures 35
1.5.2 Extraction et intercorrélation des masques : une première approche . 38
1.5.3 Une seconde approche 41
1.5.4 Une troisième approche 44
1.6 Expérimentations sur Paris 47
1.6.1 Présentation 47
1.6.2 Traitement des mesures 49

2 Modélisation des masques. Applications 59

2.1 Introduction 59
2.2 Modélisation des masques 59
2.2.1 Propriétés des masques à simuler 59
2.2.2 Synthèse des masques 60

2.3 Effet de l'intercorrélation des masques sur la Macrodiversité 65
2.3.1 Quelques notions sur les sytèmes cellulaires à étalement de spectre . . 65
2.3.2 Le *handover* 65
2.3.3 Prise en compte des corrélations des masques dans le G-STB 67
2.4 Effets de l'intercorrélation des masques sur le C/I 70

3 Sondage large bande des canaux radimobiles 73
3.1 Introduction 73
3.2 Théorème d'échantillonnage. Conséquences 73
3.3 Une approche de la TFD 76
3.4 Principe du sondeur FTR&D large bande 82
3.4.1 Survol des méthodes de sondage large bande 82
3.4.2 La compression d'impulsion 83
3.5 Applications aux simulations de transmissions 87

4 Sondage large bande de plusieurs canaux radiomobiles 91
4.1 Introduction 91
4.2 Etat de l'art 92
4.2.1 Mesures en diversité au mobile 92
4.2.2 Mesures en diversité à la station 92
4.3 Une nouvelle méthode de mesure 95
4.3.1 Intérêts de la méthode 95
4.3.2 Description de la méthode dans le cas de deux émetteurs 95
4.3.3 Généralisation de la méthode à p émetteurs 101
4.4 Robustesse de la méthode aux défauts du matériel 102
4.4.1 Biais sur la fréquence porteuse d'un émetteur 103
4.4.2 Biais de l'horloge d'un émetteur 105
4.4.3 Autres imperfections 106
4.5 Simulation informatique de la méthode proposée 107
4.5.1 La chaîne de simulation 107
4.5.2 Quelques résultats de simulation 112

5 Expérimentations et mesures large bande en diversité d'émission 117
5.1 Introduction 117
5.2 Le sondeur 117
5.3 Expérimentations 120
5.4 Campagne de mesures large bande en macrodiversité 126
5.4.1 Choix des sites et des tronçons 126

5.4.2 Réglage du matériel, configuration du sondeur 128
5.4.3 Traitement des mesures 133
5.5 Exploitation des mesures 140
5.5.1 Mise au format RACE 140
5.5.2 Calculs de paramètres Large Bande 141
5.5.3 Résultats statistiques 144

6 Amélioration de la séquence sondeur 145
6.1 Introduction 145
6.2 Quelques séquences au banc d'essai 146
6.2.1 Les $m-$séquences 146
6.2.2 Les séquences vobulées 146
6.2.3 Les séquences à spectre parfaitement rectangulaire 147
6.3 Un algorithme de recherche de bonnes séquences 149
6.3.1 Principe 149
6.3.2 Mise en oeuvre 149
6.3.3 Choix d'une séquence initiale 153
6.4 Résultats 154
6.4.1 Mesure de la qualité de l'enveloppe 154
6.4.2 L'algorithme appliqué aux séquences de Schroeder 154
6.4.3 L'algorithme appliqué à des séquences aléatoires 156
6.5 Quelques considérations pratiques 157
6.5.1 Prédistorsion du signal 157
6.5.2 Passage en fréquence intermédiaire 158

Table des figures

1.1 Définition de $R = \frac{d_1}{d_2}$ et θ 23
1.2 Quelques lignes de niveau 24
1.3 Profil idéal de Walfisch et Bertoni 26
1.4 Exemple de deux parcours dans Paris 27
1.5 Configuration de sites Tonneliers-Henner (semaine 1) 29
1.6 Configuration de sites Tonneliers-Arc (semaine 2) 30
1.7 Site Tonneliers, vue de dessus 31
1.8 Site Tonneliers, vue de profil 32
1.9 Mesure de la PIRE 33
1.10 Réception du signal composite 34
1.11 Spectre émis, site Tonneliers 35
1.12 Spectre ambiant, site Tonneliers 36
1.13 Mesures de la puissance émise, site Arc 37
1.14 Mesure de champ le long d'un tronçon de 200 mètres 38
1.15 Mesure de champ le long d'un tronçon 39
1.16 Mesures et prédictions le long d'un tronçon 40
1.17 Parcours HEN01B 41
1.18 Distribution cumulée de l'erreur du modèle, parcours HEN01B 43
1.19 Masques (mesures/prédictions) 44
1.20 Autocorrélation des masques 45
1.21 Intercorrélations des masques le long du parcours 46
1.22 Tronçon à forte corrélation des masques ($\alpha = 0,88$) 47
1.23 Tronçon sans corrélation des masques ($\alpha = 0,1$) 47
1.24 Corrélations des masques le long du parcours (simulations) 48
1.25 Régression du *path-loss*, parcours 04B, émetteur « Arc » 49
1.26 Régression du *path-loss*, parcours 04B, émetteur « Tonneliers » 49
1.27 Régression du *path-loss*, parcours 05B, émetteur « Tonneliers » 51
1.28 Régression du *path-loss*, parcours 05B, émetteur « Arc » 51
1.29 Droites de régression des différents path-loss 52

1.30 Diagrammes des antennes d'émission 52
1.31 Configuration de sites Navarin-Sncf-Figaro 53
1.32 Configuration de sites Magenta-Uccma-Archives 53
1.33 Intercorrélations des masques issus des stations Sncf et Navarin 55
1.34 Intercorrélations des masques issus des stations Navarin et Figaro 56
1.35 Intercorrélations des masques issus des stations Sncf et Figaro 57

2.1 Procédure de *handover* dur 66
2.2 De l'intérêt de la marge de *handover* 66
2.3 Procédure de *handover* doux 67
2.4 Zones où la macrodiversité pourrait être initialisée 68
2.5 Quelques densités de probabilité selon α 70
2.6 Statistiques du C/I, sans intercorrélation des masques 72
2.7 Statistiques du C/I, avec intercorrélation des masques 72

3.1 Spectre d'un signal bande étroite et de sa version échantillonnée 75
3.2 Reconstitution d'un signal bande étroite par la formule d'interpolation . . . 75
3.3 La TFD vue comme une TF 78
3.4 Effet d'une répétition de la séquence sur la TFD 80
3.5 Effet d'une transposition en fréquences sur la TFD 82
3.6 Propagation d'un signal radiomobile 83
3.7 Sondage d'un canal par compression d'impulsion (1) 84
3.8 Sondage d'un canal par compression d'impulsion (2) 85
3.9 Canal équivalent discret 89

4.1 Entrelacement des raies 96
4.2 Signaux émis depuis les stations 1 et 2 97
4.3 Une première solution d'entrelacement 98
4.4 Schéma d'émission 98
4.5 Estimation du canal, méthode 1 100
4.6 Estimation du canal, méthode 2 101
4.7 Entrelacement des raies 102
4.8 Schéma d'émission 103
4.9 Biais en fréquence d'un émetteur 105
4.10 Biais de l'horloge d'un émetteur 106
4.11 Dérive en temps sur le premier émetteur 111
4.12 Dérive en fréquences du second émetteur 112
4.13 Canaux de propagations simulés, voies 1 et 2 113
4.14 Estimation des canaux, chaîne idéale 113

4.15 Estimation des canaux avec fenêtre de Hanning, chaîne idéale 114
4.16 Dérive de l'émetteur 2 de 1 Hz 114
4.17 Dérive de l'émetteur 1 de 10^{-8} μs 114
4.18 Avec quantification sur 8 bits 115
4.19 Avec quantification sur 8 bits, $\frac{C_1}{C_2} = 20$ dB 115
4.20 $d\varphi = 10°$ et $G_{I/Q} = 3$ dB 115
4.21 Toutes les imperfections réunies 116

5.1 Emetteur et récepteur du sondeur FTR&D 118
5.2 Synthèse de la séquence émettrice 119
5.3 Spectre du signal au sortir du registre et avant mise en forme 119
5.4 Spectre du signal mis en forme et filtré 120
5.5 Synoptique de l'émetteur 120
5.6 Synoptique du récepteur 121
5.7 Réglages du sondeur 122
5.8 Durées des R.I. selon l'environnement 122
5.9 Réponses reçues lorsque les émetteurs sont superposés 123
5.10 Réponses réçues, cas général 124
5.11 Observation sur une durée de $4T$ et reconstitution de la R.I. 125
5.12 Problèmes de calage entre acquisitions 125
5.13 Sites d'émission 126
5.14 Zone de mesures prédite par Parcell 127
5.15 Zone de mesures prédite par Parcell 128
5.16 Diagrammes horizontal et vertical des antennes émettrices 129
5.17 Zone de mesures prédite et tronçons effectivement mesurés 129
5.18 Zone de mesures prédite et tronçons effectivement mesurés 130
5.19 Recalage temporel des réponses 133
5.20 CAG (en dB) des 100 acquisitions d'un l'étalonnage 134
5.21 CAG (en dB) des 3840 acquisitions d'une tronçon de mesures 134
5.22 Spectres des signaux reçus lors des fichiers cables 135
5.23 Sauts de phase d'une acquisition à l'autre 136
5.24 Spectres Doppler du retard le plus puissant le long d'un tronçon avant/après correction de phase 137
5.25 Dérive des horloges sur une matinée de mesures 138
5.26 Affaiblissement instantané mesuré sur une voie le long d'un tronçon 140
5.27 Définition des paramètres large bande 143

6.1 Parties réelle et imaginaire d'un signal vobulé 147

6.2 Spectre d'un signal vobulé, $B = 6\ MHz$, $T = 20\ \mu s$ 148
6.3 Enveloppe du signal vobulé après filtrage de la bande $\left[-\frac{B}{2}; \frac{B}{2}\right]$ 148
6.4 Spectre d'un signal vobulé et filtré après traversée d'un limiteur 149
6.5 Enveloppe d'un signal vobulé après évanouissement des freq. centrales sur 1/4 de la bande 150
6.6 Enveloppe d'un signal de Schroeder 151
6.7 Synthèse du signal d'émission 152
6.8 Algorithme de recherche de bonnes séquences. Dualité temps/fréquence . . . 153
6.9 Convergence du processus itératif 155
6.10 Spectre de la séq. de Schroeder après convergence de l'algorithme 156
6.11 Spectre après quantification, filtrage, et passage par un limiteur 157
6.12 Choix d'un coefficient plus influent en bande 158
6.13 Insertion d'une zone franche Δf 159
6.14 Allègement de la contrainte hors bande 160
6.15 Enveloppe de la séq. de Schroeder optimisée après évanouissement d'1/4 de la bande 160
6.16 Spectre d'une séq. multisin. à phases aléatoires après cvg. de l'algorithme . 161
6.17 Spectre d'une séq. multisin. à phases aléatoires après cvg. de l'algorithme . 161
6.18 Spectre après passage de la séquence par un limiteur 162
6.19 Enveloppe de la séq. optimisée après évanouissement d'1/4 de la bande . . . 162
6.20 Prédistorsion linéaire de la séquence en vu de sa mise en forme 163
6.21 Synthèse du signal d'émission 163
6.22 Estimation simultanée de deux canaux 166

Liste des tableaux

1.1 Corrélation des masques. Simulations (Paris) 28
1.2 Caractéristiques d'émission en début de campagne 31
1.3 Caractéristiques d'émission 33
1.4 Caractéristiques de réception 34
1.5 Calendrier de mesures 35
1.6 Parcours et kilométrages 36
1.7 Statistiques le long du parcours HEN01B 37
1.8 Corrélation des masques. Mesures (Mulhouse). 40
1.9 Corrélation des masques. Mesures (Mulhouse). 42
1.10 Corrélation des masques. Simulations (Mulhouse). 42
1.11 Corrélation des masques. Simulations (Mulhouse). 42
1.12 Caractristiques des masques sur un tronon 44
1.13 Corrélation des masques, nouveau calcul. Mesures (Mulhouse) 47
1.14 Corrélation des masques, nouveau calcul. Mesures (Mulhouse) 50
1.15 Parcours et kilométrages 50
1.16 Corrélation des masques. Mesures (Paris) 50
1.17 Corrélation des masques. Mesures (Paris) 54
1.18 Corrélation des masques (nouveau calcul). Mesures (Paris) 54
1.19 Corrélation des masques (nouveau calcul). Mesures (Paris) 54

2.1 Pourcentage de mobiles en macrodiversité 68

5.1 Caractéristiques des sites d'émission 130
5.2 Réglages du sondeur 132
5.3 Statistiques des paramètres large bande sur une portion de 20 m 144

Introduction

Depuis l'expérience pionnière du bi-bop en France, en passant par le développement du réseau GSM, et à l'aube des systèmes de troisième et quatrième génération, les communications radiomobiles ont désormais connu un immense succès populaire.

Cet essor était précédé et fut accompagné d'un important effort de recherche de la part des opérateurs et des constructeurs de téléphonie. Les investigations se poursuivent, notamment vers une meilleure connaissance du lien radio, seul support capable de répondre au besoin de mobilité.

Le canal de propagation qui résulte de la liberté nouvelle de l'utilisateur fluctue dans le temps au gré de ses déplacements. Il est alors soumis à des variations habituellement classées en trois catégories en référence à la distance à parcourir pour les observer : les effets à petite échelle, liés à la présence de trajets multiples, les effets à moyenne échelle ou effets de masque, et les effets à grande échelle traduisant l'influence de la distance. Ces effets sont préjudiciables à la qualité de la transmission, autant qu'ils en limitent le débit.

En proposant des méthodes de mesure et de modélisation inédites du canal de propagation radiomobile et en s'attachant à leurs possibles applications, cette thèse apporte sa pierre à un édifice en perpétuelle évolution.

Nous nous sommes d'abord intéressés à l'effet de masque, et notamment à ses propriétés d'intercorrélations. Pour cela, des simulations logicielles et des mesures bande étroite ont été réalisées, chapitre 1. Elles nous ont aidé à élaborer un modèle informatique très complet des masques, intégrant à la fois leurs propriétés d'inter et d'auto corrélations. Ce modèle a ensuite été porté sur différents environnements de calcul afin d'apprécier plus justement l'impact des masques sur le comportement d'un réseau radiomobile, et plus spécifiquement sur le taux d'interférence des cellules ou sur le fonctionnement du réseau en mode macrodiversité, chapitre 2.

Nous avons ensuite étudié les phénomènes de propagation multitrajet, essentiellement en situation de micro ou macro diversité à la station de base. Ce travail nous a conduit à

mettre au point puis à breveter une méthode originale pour mesurer simultanément plusieurs canaux radiomobiles. Après avoir rappelé le principe d'un sondeur de canal, chapitre **3**, nous exposons le fonctionnement théorique de la méthode proposée, chapitre **4**, que nous mettons en pratique à l'occasion d'expérimentations et de campagnes large bande, chapitre **5**.

Parallèlement, et toujours en vue d'étendre les possibilités et la fiabilité des matériels de mesure, nous avons mené une réflexion sur les séquences utilisées dans les sondeurs à compression d'impulsion et sur les moyens de les optimiser, chapitre **6**.

Nous concluons ce travail en reprenant la méthode de mesure développée aux chapitres **4** et **6**. Moyennant quelques remaniements, nous en proposons une formulation dont les perpectives d'applications pourraient dépasser le seul champ du sondage de canal.

Chapitre 1

L'intercorrélation des masques : simulations et mesures bande étroite

1.1 Introduction

Comme nous l'avons rappelé en introduction, le signal radiomobile subit des variations classées en trois catégories : les effets à petite échelle, liés à la présence de trajets multiples, les effets à moyenne échelle ou effets de masque, et les effets à grande échelle traduisant l'influence de la distance, [Levy, 1994].

Une meilleure connaissance des masques, et notamment de leurs propriétés d'intercorrélations, permet d'affiner les études de qualité sur les réseaux radiomobiles. Dans ce but, des simulations Parcell puis des mesures bande étroite à Mulhouse et à Paris ont été réalisées.

Ce chapitre présente le mode opératoire retenu, ainsi que les résultats obtenus.

1.2 Contexte de l'étude

1.2.1 L'intercorrélation des masques

Soit un mobile recevant deux signaux de deux stations distinctes. Chacune des deux liaisons subit un affaiblissement qui est la superposition d'une atténuation en distance (loi de Okumura - Hata), de l'effet de masque, et du *fading* rapide [Boithias, 1986] :

$$A = A_d + A_m + A_r \quad \text{avec} \quad A_d = a + b \log d \quad \text{(en dB)} \tag{1.1}$$

Les paramètres a et b de la composante A_d sont déterministes, ils dépendent du type d'environnement dans lequel le mobile se déplace : rural, montagneux, urbain,urbain dense, etc.

Les composantes A_m et A_r peuvent en revanche s'apparenter à des variables aléatoires centrées.

L'affaiblissement de Rayleigh A_r est la conséquence des interférences créées par les trajets multiples. Sa variabilité est très grande : un déplacement du mobile d'une longueur d'onde, c'est à dire de quelques centimètres, suffit à le regénérer entièrement. On peut raisonnablement penser que les affaiblissements de Rayleigh mesurés sur les deux voies sont indépendants, ce qui sera d'ailleurs vérifié au chapitre **5**.

L'effet de masques A_m est, d'une certaine manière, la conséquence de tout le reste. C'est un terme qu'on aurait sans doute grand mal à définir intrinsèquement. Il intègre ainsi tous les obstacles - ou masques - qui se trouvent sur le chemin de propagation mais dont l'effet n'était prévu qu'en moyenne par la composante A_d : un camion stationné cachant le mobile, un immeuble à proximité qui dépasse les autres, ou au contraire un espace vert qui ne cache plus rien du tout, etc. Les effets de masque issus des deux liaisons ont de bonne raison d'être - au moins occasionnellement - corrélés. Dans le cas extrême où l'utilisateur s'abriterait sous un toît pour téléphoner, l'amplitude du signal diminuerait brusquement sur les deux voies.

On souhaiterait quantifier cette corrélation, en fonction de paramètres simples et représentatifs du cas général, quitte, d'ailleurs, à devoir exclure l'exemple très particulier que nous venons de donner.

L'influence de deux paramètres semble particulièrement pertinente : l'angle θ sous lequel le mobile voit les deux stations et le rapport R des distances du mobile à chacune des stations, figure 1.1. Pour ne privilégier aucun des deux rapports :

$$R = \frac{d_1}{d_2} \text{ et } R = \frac{d_2}{d_1}$$

on exprime plutôt R en décibels et en valeur absolue, en posant :

$$R_{dB} = 10 \left| \log \frac{d_1}{d_2} \right|$$

Plus l'angle θ est aigu, plus les propagations sur les deux voies sont comparables et plus la corrélation des masques peut être forte. Lorsque θ est très petit, on s'attend à une décroissance de la corrélation avec l'augmentation du rapport R_{dB} car la part des trajets communs tend à diminuer.

Les variables R_{dB} et θ forment un système de coordonnées du plan. Quelques lignes de niveaux à R_{dB} ou θ constant sont représentées en figure 1.2. Elles définissent des faisceaux de cercles orthogonaux, [Girard *et al*, 1966]. Dans les cas limites où R_{dB} est nul, le mobile parcourt la médiatrice du segment formé par les deux stations. Dans le cas limite ou θ est nul ou est égal à π, le mobile parcourt un segment ou deux demi-droites.

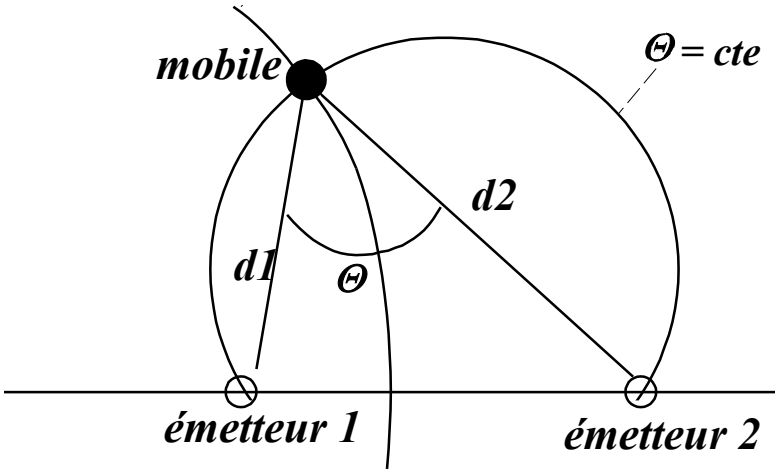


FIG. 1.1: Définition de $R = \frac{d_1}{d_2}$ et θ

1.2.2 Quelques perspectives

Une fois les propriétés d'intercorrélation des masques établies, on peut se demander quelles conclusions on pourra en tirer. Evidemment, cela dépendra des aspects du système radiomobile qui seront étudiés. Sur certains points, le fait que les masques puissent être corrélés se révélera être une mauvaise chose, alors que cela en sera une bonne pour autre chose.

Nous nous intéresserons aux conséquences de la corrélation des masques sur deux sujets : la macrodivercité d'une part, et le C/I, rapport entre le niveau du signal utile sur les interférences, d'autre part. Ces deux perspectives doivent être évoquées dès maintenant car elles influenceront les choix de simulation et de mesures qui seront ensuite faits.

Commençons par expliquer les enjeux de la macrodiversité.

Nous avons rappelé au début de ce chapitre qu'une liaison radiomobile subissait des évanouissements de trois ordres. Des techniques multicapteur existent déjà pour lutter contre les évanouissements rapides dans les sens montant ou descendant, [Vallet, 1995] [Pajusco, 1997] [cost231]. Toutefois, lorsque le mobile est situé en bordure de cellule ou lorsqu'il se trouve masqué par un obstacle, le niveau du champ moyen peut diminuer fortement. Les méthodes traditionnelles de microdiversité d'antennes ou de diversité de polarisation se révèlent peu efficaces.

Plutôt que de relier le mobile avec une unique station, on envisage de le relier simultanément à deux stations lors des phases de communication les plus critiques. Si l'une des liaisons mobile-station est masquée, on peut espérer que la seconde le soit moins au même

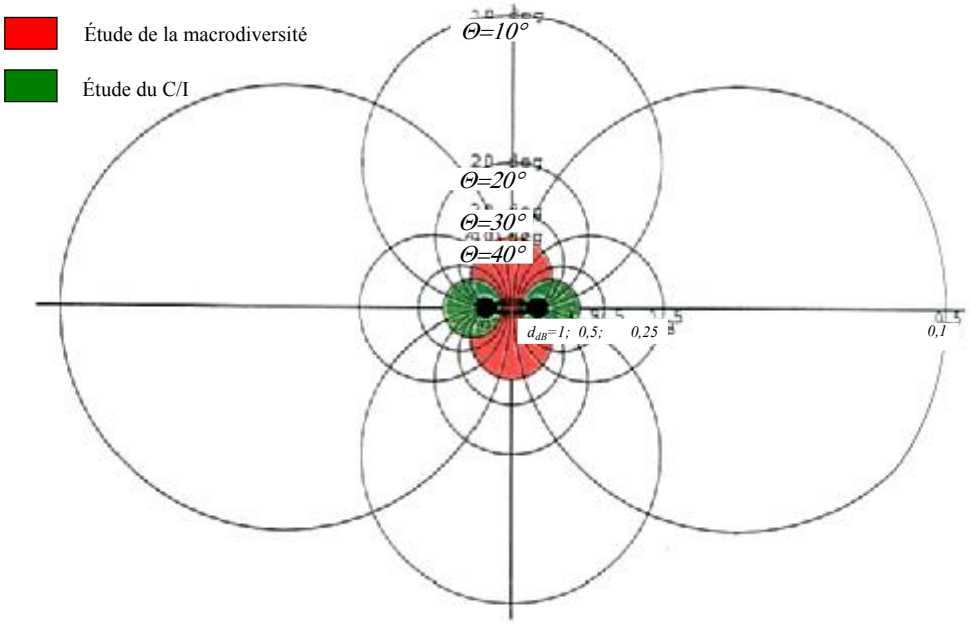


FIG. 1.2: Quelques lignes de niveau

instant. Cette technique, qui joue sur la diversité de masques, s'appelle la macrodiversité. Elle met en jeu une procédure d'échanges entre cellules dite de *soft handover*, [Pollini, 1996].

Par définition, les zones où la macrodiversité est mise en oeuvre sont celles où les termes d'affaiblissement moyen sont du même ordre sur les deux voies. La différence de ces termes vaut :

$$\begin{aligned} & a + b \log d_1 + A_{m_1} - a - b \log d_2 - A_{m_2} \\ = \quad & b \log \tfrac{d_1}{d_2} + A_{m_1} - A_{m_2} \end{aligned}$$

Cela impose au rapport $R_{dB} = 10 \left| \log \frac{d_1}{d_2} \right|$ d'être petit, par exemple $R_{dB} \leqslant 4$ dB. Cette valeur semble réaliste dans la mesure où le coefficient d'affaiblissement b (commun aux deux voies) de la loi d'Okumura-Hata , équation 1.1, est de l'ordre de la trentaine de dB tandis que l'écart type des masques est de l'ordre de 7 dB. Plus le coefficient b sera petit ou plus l'écart type des masques sera élevé, et plus la valeur seuil tolérée sur R_{dB} pourra s'élever.

La Macrodiversité est ensuite d'autant plus efficace que les masques des deux voies sont indépendants, ce qui correspond à une ouverture minimale de l'angle θ, par exemple $\theta \geqslant 40°$.

Cette première analyse donne déjà une idée des espaces propices à la Macrodiversité, figure 1.2. Le niveau moyen des champs reçu doit par ailleurs être suffisant. Il ne faut donc pas trop s'éloigner des deux émetteurs, ce que la condition d'ouverture impose de toutes façons.

L'analyse de la corrélation des masques s'applique aussi aux études de brouillage entre cellules car elle permet de mieux connaître la statistique du C/I. Les régions de l'espace concernées par cette étude dépendent essentiellement des motifs de réutilisation des fréquences, et donc du système. En GSM sans saut de fréquence généralisé par exemple, le brouillage observé sur une cellule ne provient pas d'une cellule adjacente mais d'un émetteur plus lointain. Il faudra donc étudier la corrélation entre les masques dans les régions d'espace où le rapport R_{dB} est élevé, figure 1.2. En revanche, en GSM avec saut de fréquence généralisé ou en CDMA, deux cellules voisines peuvent se brouiller. L'étude des corrélations concerne alors toutes les régions d'espace.

1.3 Simulations

1.3.1 Mise en oeuvre des simulations

Deux campagne de mesures consacrées à l'intercorrélation des masques étaient prévues : d'abord à Mulhouse, pour l'évidente proximité de la ville au centre d'études FTR&D de Belfort, puis l'incontournable et si stratégique Paris.

Pour préparer au mieux ces campagnes, et tout particulièrement la première qui devait se tenir à Mulhouse, nous avons effectué des simulations sur un logiciel : le logiciel Parcell. Ce logiciel permet de prédire des champs à partir d'une base de données géographiques et d'un modèle de propagation bande étroite. Son interface est très conviviale. Si l'on souhaite par exemple prospecter sur Mulhouse, il suffit de charger le plan de Mulhouse ainsi que quelques informations supplémentaires (reliefs, nature des bâtiments ou de la végétation,etc.). On place ensuite la ou les stations en précisant leur fréquence d'émission, leur puissance, le type d'antenne, etc. Puis on déplace le mobile selon un trajet que l'on défini soi-même ou que l'on emprunte à une banque de données : cela évite ainsi de le redigitaliser.

Le modèle de propagation couramment utilisé par Parcell est le modèle COST. Ce modèle a été développé par FTR&D pour l'ingénierie d'Orange France. Il est utilisé pour les réseaux de type petite cellule. Ce modèle a été optimisé pour les fréquences autour de 900 et de 1800 MHz et pour une hauteur de réception voisine de 1,5 mètres (véhicule/piéton).

Le modèle COST calcule l'affaiblissement sur un profil. Il a été élaboré à partir des travaux de Walfish et Bertoni sur la diffraction multiple au dessus d'arêtes alignées et régulièrement espacées, et à partir des travaux d'Ikegami pour la prise en compte de la dernière diffraction au niveau du mobile, figure 1.3, [cost402].

Pour simplifier, seuls deux rayons pouvant atteindre le mobile sont pris en compte : propagation de l'onde au dessus des toits (multidiffraction) puis diffraction sur la dernière

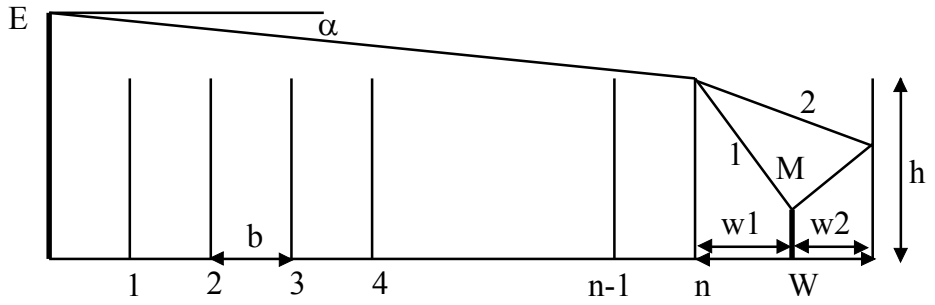


FIG. 1.3: Profil idéal de Walfisch et Bertoni

arête précédant le mobile avec accès direct à celui-ci (trajet 1), ou bien diffraction sur la dernière arête puis réflexion sur l'immeuble situé derrière le mobile avec ensuite accès à celui-ci (trajet 2).

Le modèle ne renvoie qu'un affaiblissement moyen, dépourvu de toute varition rapide. Cela correspond donc à la somme des deux contributions que nous avions qualifié d'affaiblissement en distance A_d et effet de masque A_m.

Nous avons d'abord effectué des simulations sur Paris, en raison de la qualité de la base de données et du nombre de parcours déjà digitalisés dont nous disposions. Nous avons installé (virtuellement) deux sites d'émission à 900 MHz situés à 500 mètres l'un de l'autre. Puis nous avons défini plusieurs parcours à proximité de ces sites, figure 1.4.

Ces parcours, baptisés « Archive », « Boétie », « Littré » et « Philippe Auguste » ont été repris à d'anciennes campagnes de mesure (sans diversité). Ils nous ont permis de totaliser plusieurs centaine de kilomètres de mesures. Pour démultiplier la masse de résultats, nous avons ensuite changé de place les antennes et recommencé nos calculs.

1.3.2 Extraction des masques

L'analyse des résultats a nécessité d'extraire les masques des affaiblissements prédits sur les deux voies.

Le modèle estime les affaiblissements de propagation à moyenne et à grande échelle, selon la loi :

$$A_{\text{lent}} = A_d + A_{\text{masque}} \text{ avec } A_d = a + b \log d$$

Les coefficients a et b s'obtiennent par une régression linéaire sur tout ou partie de la campagne. Selon que l'on tienne compte de tous les champs calculés ou seulement d'une

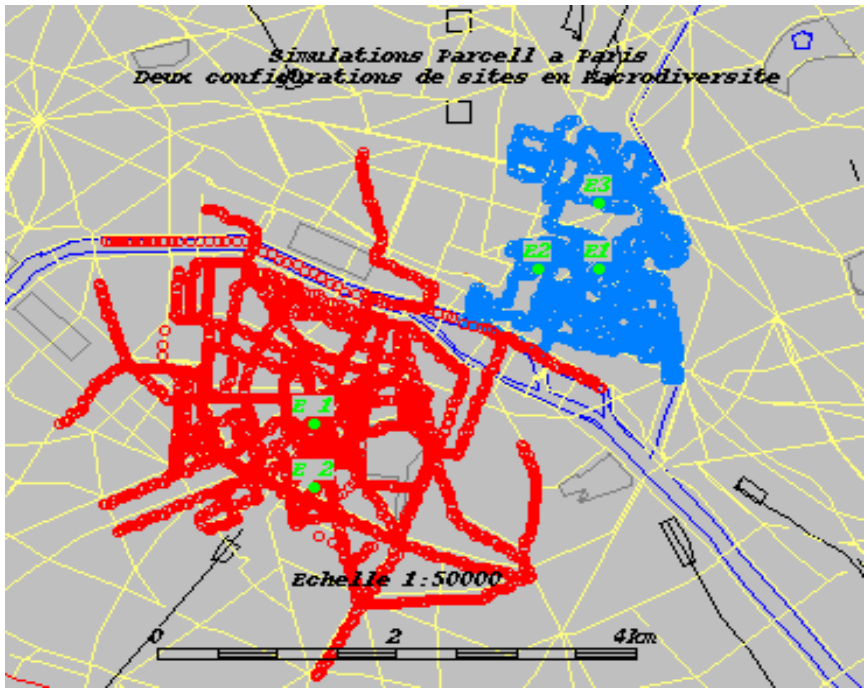


FIG. 1.4: Exemple de deux parcours dans Paris

partie d'entre eux, on n'obtient pas tout à fait les mêmes lois. Par exemple, l'affaiblissement de propagation en distance déduit des prédictions suit la loi $15+36\log d$ (d en mètres) sur le parcours « Archive », $13+37\log d$, sur « Boétie » et « Philippe Auguste », et $18+36\log d$ sur « Littré ».

1.3.3 Résultats de simulation

Les masques ont été classés par catégories, selon l'angle θ et le rapport R_{dB} associés au récepteur mobile. Au sein de chaque catégorie, une moyenne, un écart type, puis un coefficient d'intercorrélation des masques a été calculé. Le nombre de parcours et de paires de stations étaient suffisants pour assurer une convergence des résultats.

On observe une décorrélation des masques dès que l'angle d'ouverture dépasse 40°ou dès que le rapport R_{dB} dépasse 4 dB, tableau 1.1.

Ces résultats sont cohérents. Mais n'oublions pas qu'il ne s'agit encore que de simulations. L'écart type des masques n'y est que de 3,5 dB, contre 6 à 7 dB en communément admis, [Wiart *et al*, 1994].

	$\theta \in [0°; 20°]$	$\theta \in [20°; 40°]$	$\theta \geqslant 40°$
$R_{dB} \in [0; 1]$	$\alpha = 0,7$	$\alpha = 0,7$	$\alpha \leqslant 0,2$
$R_{dB} \in [1; 2]$	$\alpha = 0,55$	$\alpha = 0,3$	
$R_{dB} \in [2; 3]$	$\alpha = 0,4$	$\alpha = 0,25$	
$R_{dB} \in [3; 4]$	$\alpha = 0,3$	$\alpha = 0,2$	
$R_{dB} \in [4; 5]$	$\alpha = 0,25$	$\alpha \leqslant 0,2$	
$R_{dB} \geqslant 5$	$\alpha \leqslant 0,2$	$\alpha \leqslant 0,2$	

TAB. 1.1: Corrélation des masques. Simulations (Paris)

1.4 Expérimentations sur Mulhouse

1.4.1 En bref

La première campagne de mesures Macrodiversité bande étroite s'est déroulée à Mulhouse sur quinze jours, au mois de mai 1997. Chaque semaine a été consacrée à l'exploration d'une configuration de sites comportant deux émetteurs omnidirectionnels délivrant une PIRE de 45 dBm environ et distants de 600 à 700 m. En seconde semaine, l'un des deux émetteurs a été déplacé, tandis que le second, « Tonneliers », est resté fixe. Les parcours hebdomadaires mesuraient environ 20 Km, figures 1.5 et 1.6. Les stations émettaient simultanément en porteuse pure dans la bande des 900 MHz, à 20 KHz d'écart de manière à récupérer le signal issu de l'une ou de l'autre voie par filtrage en réception.

1.4.2 L'émission

Après repérages, trois sites ont donc été retenus pour accueillir les émetteurs. En voici les caractéristiques.

Le site « Henner », situé au nord-ouest de Mulhouse, et émettant uniquement en première semaine à la fréquence de 932,94 MHz. L'antenne émettrice - de type omnidirectionnelle - était installée sur le toit d'un bâtiment France Télécom à une hauteur totale de 34 m par rapport au sol. Le synthétiseur était abrité dans un grenier, et relié à l'antenne par un long câble.

Le site « Arc », situé au sud de Mulhouse, et émettant uniquement en seconde semaine à la fréquence de 932,94 MHz. L'antenne émettrice (omnidirectionnelle) était installée sur une terrasse d'un autre bâtiment France Télécom à une hauteur totale de 32 m par rapport au sol. Le synthétiseur était abrité dans un local jouxtant la terrasse.

Le site « Tonneliers », figures 1.7 et 1.8, situé en plein centre de Mulhouse, et émettant

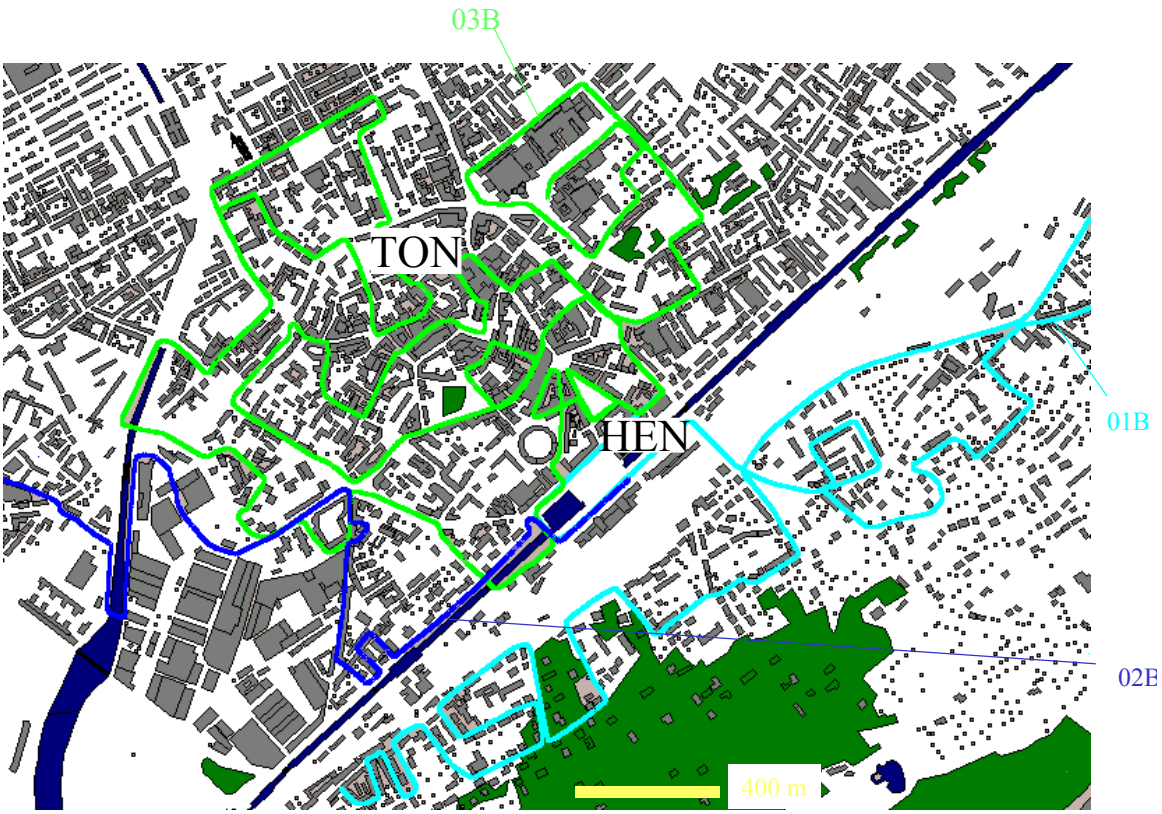


FIG. 1.5: Configuration de sites Tonneliers-Henner (semaine 1)

pendant toute la campagne à la fréquence de 932,96 MHz. Avec l'accord de la municipalité, l'antenne émettrice (omnidirectionnelle) a été élevée sur une place. L'antenne était montée sur un mât de 30 m, et reliée à un groupe électrogène. Le site est resté sécurisé pendant les quinze jours.

Expliquons maintenant comment la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) de ces émetteurs était calculée, à l'aide du schéma de principe 1.9.

Le coupleur prélève une (très faible) part de l'énergie émise ; cette portion a pour mesure Pi au Wattmètre. Il prélève également une (très faible) part de la puissance retrournée, qui a pour mesure Pr au Wattmètre. Les couplages incident Ci et réfléchi C_r sont connus. L'affaiblissement a dû au câble est fonction de ses propriétés à la fréquence de travail et de sa longueur. Le gain d'antenne Ga est donné par le constructeur.

La puissance en sortie de l'amplificateur vaut $Pi + Ci$ (dBm). Arrivé en bout de chaîne, il en reste :

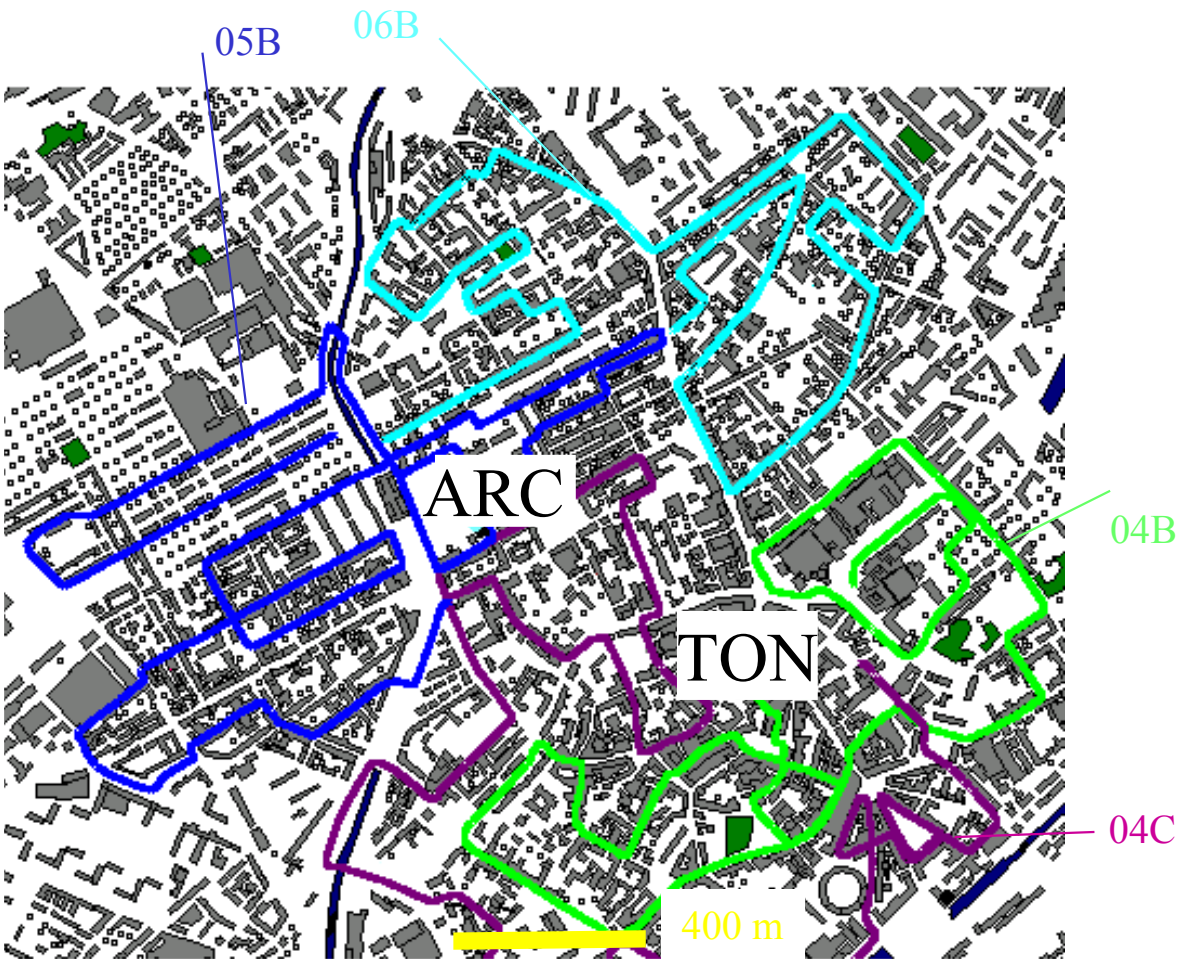


FIG. 1.6: Configuration de sites Tonneliers-Arc (semaine 2)

$$P'i = Pi + Ci - a + Ga \quad (dBm)$$

ou encore :

$$P'i|_{mW} = 10^{\left(\frac{Pi + Ci - a + Ga}{10}\right)} \quad (mW)$$

La puissance $P'r$ réfléchie vaut quant à elle :

$$P'r = Pr + Cr + a + Ga \quad (dBm)$$

ou encore :

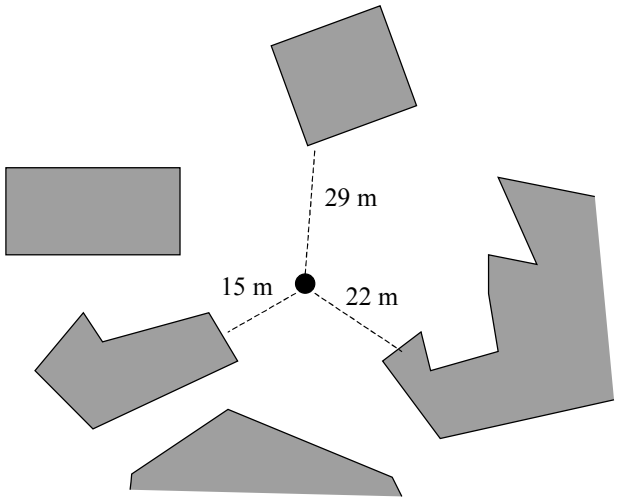


FIG. 1.7: Site Tonneliers, vue de dessus

a	Pi	Pr	Ci	Cr
4, 88 dB	22, 3 dBm	$-1, 9$ dBm	25, 8 dB	25, 7 dB

TAB. 1.2: Caractéristiques d'émission en début de campagne

$$P'r|_{mW} = 10^{\left(\frac{Pr + Cr + a + Ga}{10}\right)} \quad (mW)$$

La PIRE vaut donc :

$$\begin{aligned} PIRE|_{mW} &= P'i|_{mW} - P'r|_{mW} \\ &= 10^{\left(\frac{Pi + Ci - a + Ga}{10}\right)} - 10^{\left(\frac{Pr + Cr + a + Ga}{10}\right)} \end{aligned}$$

Utilisons par exemple les caractéristiques à l'émission du site Tonneliers données en début de campagne, tableaux 1.2 et 1.3. Avec ces valeurs, $PIRE|_{mW} = 32\,000\ mW$, soit $PIRE = 45\ dBm$.

Concluons ce paragraphe en récapitulant les caractéristiques des sites d'émission, tableau 1.3.

1.4.3 La réception

Les signaux composites (issus des deux émetteurs) étaient reçus par une antenne omnidirectionnelle fixée sur le toît d'un véhicule mobile. Ils étaient ensuite mesurés par deux ESN

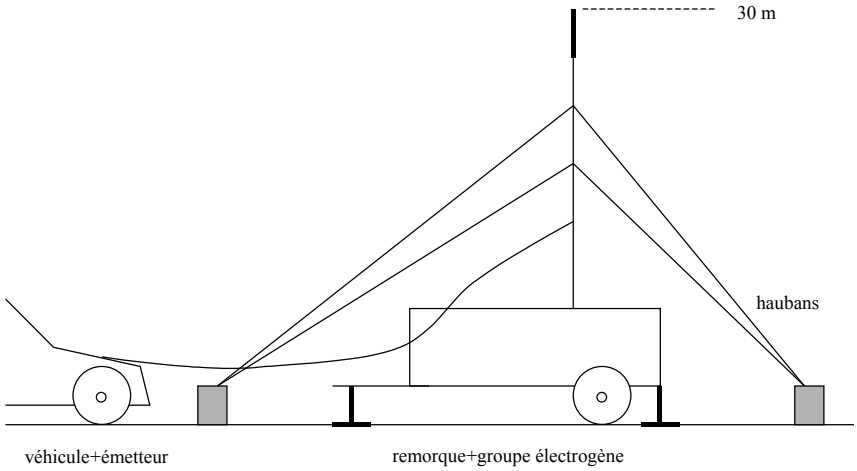


FIG. 1.8: Site Tonneliers, vue de profil

(appareils de mesure bande étroite), configurés avec un filtre de 1 KHz (placé en fréquence intermédiaire) de façon à isoler la composante à 932,94 KHz de celle à 932,96 KHz, figure 4.3.2.

Il n'aurait pas été possible d'assurer la réception et le traitement du signal à l'aide d'un seul ESN. L'ESN est dôté d'un seul filtre, et la fréquence de l'oscillateur local du démodulateur n'était pas modifiable de façon automatique en cours de mesure.

Les caractéristiques générales du récepteur sont récapitulées dans le tableau 1.4. L'antenne en réception n'est pas tout à fait la même qu'à l'émission car elle est fixée sur le toit (métallique) du véhicule. Les câbles en réception sont aussi différents de l'émission, ce qui explique que pour des longueurs différentes les atténuations soient pourtant comparables.

1.4.4 Procédure qualité des mesures

Les mesures ont été préparées et réalisée avec soin, en se conformant à une procédure qualité des plus rigoureuses :

Contrôle du ROS. Pour vérifier la bonne adaptation de la chaîne d'émission ou de réception, un contrôle du ROS (Rapport d'Onde Stationnaire) a été pratiqué tous les jours à l'émission comme à la réception. A l'émission par exemple, le ROS au niveau de l'antenne vaut $(Pi + Ci - a) - (Pr + Cr + a)$, figure 1.9, et devait être supérieur à 15 dB.

Contrôle du spectre ambiant et contrôle de fréquence. Ces contrôles étaient eux aussi journaliers. Après coupure des émetteurs, le spectre ambiant était mesuré pour contrôler

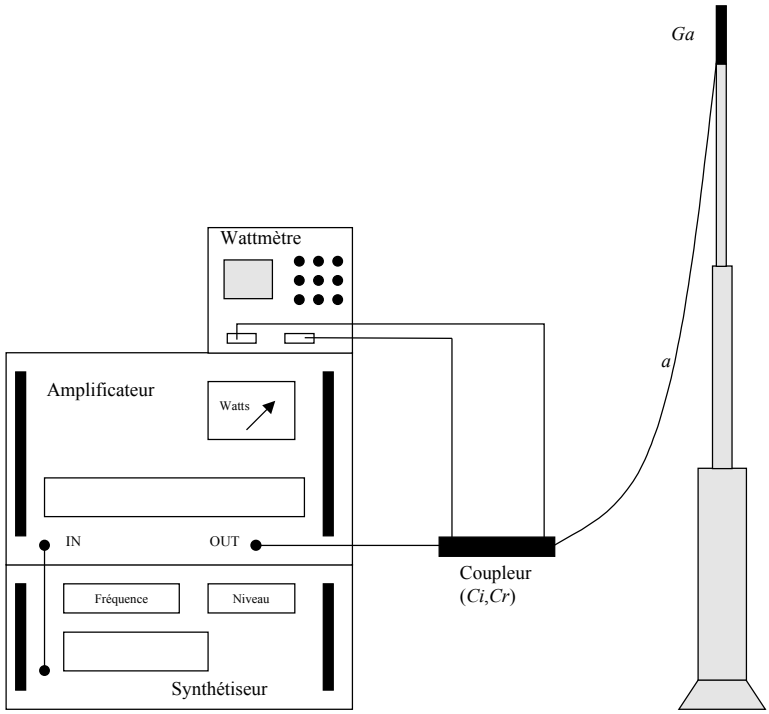


FIG. 1.9: Mesure de la PIRE

	HENNER	ARC	TONNELIERS
position	long = 5, 562° lat = 53, 048°	long = 5, 549° lat = 53, 057°	long = 5, 555° lat = 53, 053°
fréquence	932,94 MHz	932,94 MHz	932,96 MHz
exploité en semaine	1	2	1 et 2
hauteur mât	9 m	12 m	30 m
hauteur antenne /sol	34 m	31,9 m	30 m
perte câble	4,88 dB	4,33 dB	4,88 dB
antenne	KATHREIN $\lambda/2$	KATHREIN $\lambda/2$	KATHREIN $\lambda/2$
gain d'antenne	2 dBi	2 dBi	2 dBi
PIRE	45 dBm	45 dBm	45 dBm

TAB. 1.3: Caractéristiques d'émission

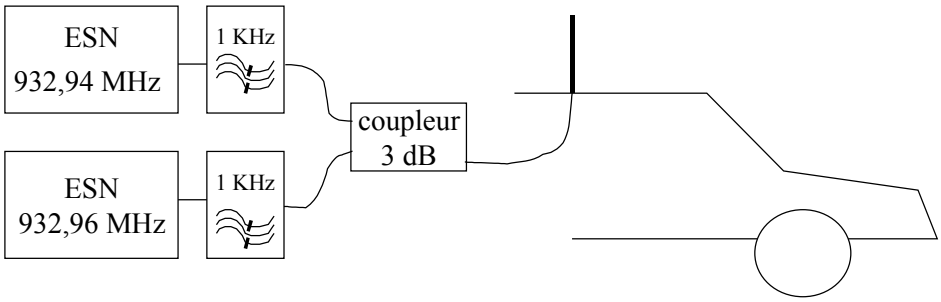


FIG. 1.10: Réception du signal composite

	VEHICULE
fréquences	932,94 et 932,96 MHz
hauteur antenne/sol	1,5 m
perte câble	4,54 dB à 932,94 MHz 4,83 dB à 932,94 MHz
antenne	ADE λ
gain antenne	2,2 dBi

TAB. 1.4: Caractéristiques de réception

l'absence de brouilleur. Les émetteurs étaient ensuite rebranchés. Le signal reçu à l'ESN devait présenter ses pics aux deux fréquences adéquates. A titre d'exemple, les figures 1.11 et 1.12 reproduisent le spectre émis le 29/04/97 sur le site « Tonneliers », et spectre ambiant mesuré ce même jour.

Suivi de la PIRE. La PIRE émise depuis chaque émetteur était enregistrée en continu. Cela permettait de vérifier la stabilité des équipements d'émission et de corriger d'éventuels écarts de puissance sur le calcul de l'affaiblissement. A titre d'exemple, la figure 1.13 affiche l'évolution des puissances incidente et réfléchie mesurées au coupleur d'émission de la station « Arc » la journée du 5 mai. On constatera que les variations n'excèdent pas le demi-décibel.

Développée de la roue. Les mesures étaient déclenchées par la rotation de la roue pendant le déplacement du véhicule. Sauf vitesse uniforme du mobile, elles n'avaient donc pas lieu à intervalles de temps réguliers. Ce procédé, dit "temps maître" garantit un bon échantillonnage spatial des mesures, puis un bon moyennage de ces dernières à l'issue du traitement. Pour s'appuyer sur une référence fiable des distances, une mesure précise du périmètre de la roue a naturellement été effectué en début de campagne.

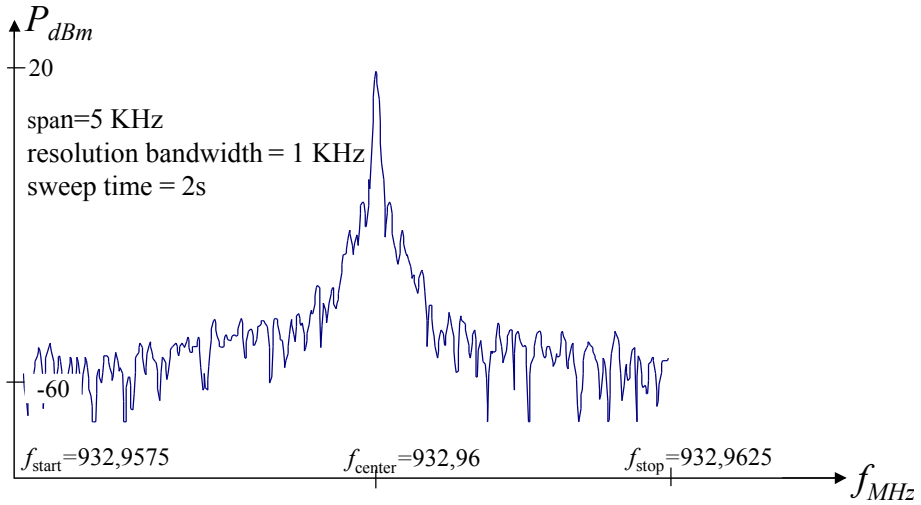


FIG. 1.11: Spectre émis, site Tonneliers

jour	action
lundi 28 avril 1997	installation des sites TONNELIERS et HENNER
mardi 29 avril 1997	**mesures**
mercredi 30 avril 1997	**mesures**, démontage HENNER, montage ARC démontage partiel TONNELIERS
lundi 05 mai 1997	remontage TONNELIERS, **mesures**
mardi 06 mai 1997	**mesures**
mercredi 07 mai 1997	démontage ARC et TONNELIERS

TAB. 1.5: Calendrier de mesures

1.4.5 Calendrier des mesures

Les tableaux 1.5 et 1.6 et les figures 1.5 et 1.6 retracent l'avancement des mesures au jour le jour.

1.5 Traitement des mesures

1.5.1 Moyennage et contrôle des mesures

Les champs instantanés ont été mesurés en $dB\mu V$ au pas spatial de $\lambda/4$ (7 cm). Ils ont ensuite été convertis en dBm selon la règle rappelée ci-dessous. Si $E|_V$ (resp. $P|_W$) désigne le champ (resp. la puissance) instantané reçu exprimé en Volts (resp. en Watts), nous avons :

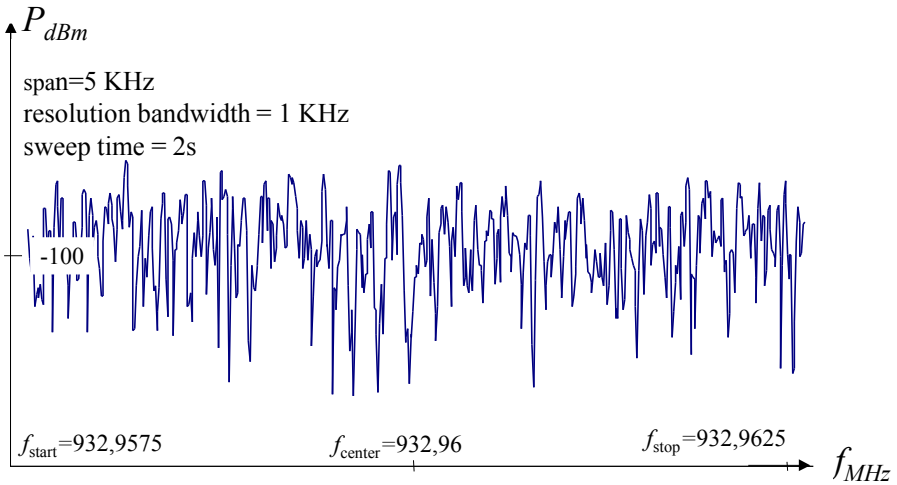


FIG. 1.12: Spectre ambiant, site Tonneliers

Configuration de sites	Nom des parcours	longueur
TONNELIERS-HENNER	TON01B HEN01B	8289 m
	TON02B HEN02B	4991 m
	TON03B HEN03B	12361 m
TONNELIERS-ARC	TON04B ARC04B	5850 m
	TON04C ARC04C	6503 m
	TON05B ARC05B	7252 m
	TON06B ARC06B	5269 m

TAB. 1.6: Parcours et kilométrages

$$\begin{aligned} P|_{dBmW} &= 10\log\left(P|_W \times 10^3\right) \\ &= 10\log\left(\frac{E|_V^2}{R} \times 10^3\right) \text{ avec } R = 50 \\ &= 10\log\left(E|_{\mu V}^2\right) + 10\log\left(\frac{10^{-9}}{R}\right) \\ &= E|_{dB\mu V} - 107 \end{aligned} \tag{1.2}$$

La mesure brute intègre les fluctuations rapides du champ (*fading* de Rayleigh), et les variations lentes (propagation en espace libre et effet de masque). Pour éliminer les fluctuations rapides, les mesures ont donc préalablement été lissées en les moyennant sur une fenêtre large de 40 λ (13 m). On peut suivre l'effet de cette opération en figure 1.14, appliquée à un tronçon de 200 m à proximité de « Tonneliers », figure 1.15.

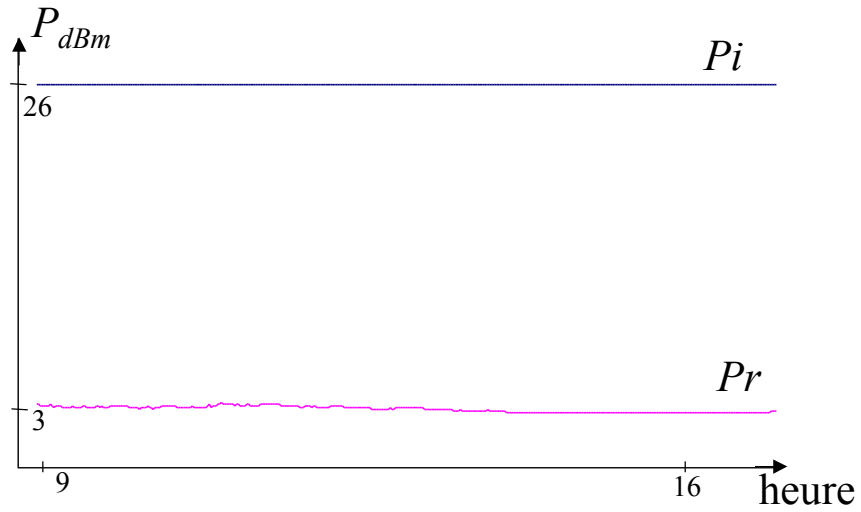


FIG. 1.13: Mesures de la puissance émise, site Arc

	min	max	moyenne	écart type
champ mesuré (dBm)	$-92,6$	$-43,9$	$-69,3$	$9,6$
champ estimé (dBm)	$-83,9$	$-48,5$	$-67,4$	$7,5$
erreur (dB)	$-16,3$	$19,8$	$1,9$	$6,5$

TAB. 1.7: Statistiques le long du parcours HEN01B

Pour contrôle, les mesures moyennées ont ensuite été confrontées aux prévisions Parcell (modèle COST). La moyenne de l'erreur du modèle et son écart type se sont avérés faibles, de l'ordre 1 dB pour l'une et 5 dB pour l'autre sur l'ensemble de la campagne. Nous illustrons ces bons résultats en superposant les prévisions Parcell et les mesures sur le tronçon 1.15 en figure.1.16. Nous synthétisons également les statistiques obtenues sur un parcours de 8 kms au sud de Mulhouse (parcours HEN01B), figure 1.17, dans le tableau 1.7 et le graphique 1.18.

Sur ce dernier parcours, le modèle est plus décentré que sur l'ensemble de la campagne. Cela tient probablement à l'effet de l'eau du canal, bien visible depuis l'émetteur, et à la présence de végétation (non prise en compte par le modèle COST).

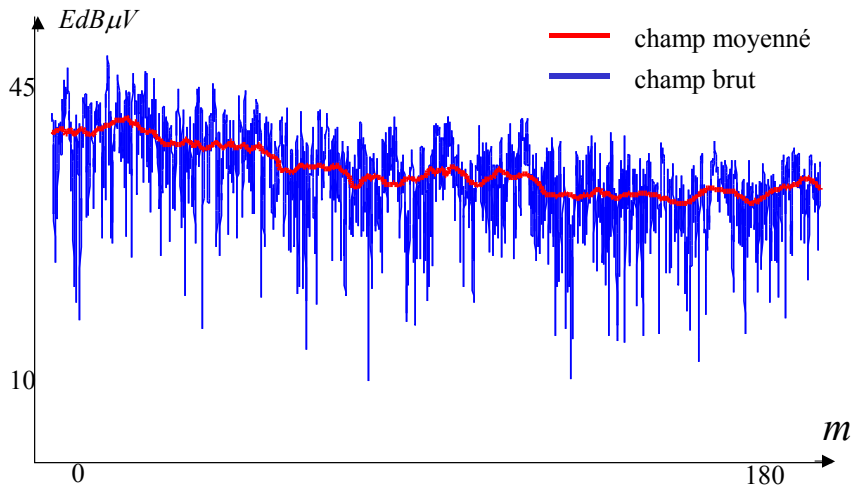


FIG. 1.14: Mesure de champ le long d'un tronçon de 200 mètres

1.5.2 Extraction et intercorrélation des masques : une première approche

Nous avons d'abord calculé la loi d'affaiblissement en espace libre à l'aide d'une régression linéaire portant sur la totalité de la campagne. Nous avons obtenu la loi :

$$A_d = 16 + 36 \log d$$

Cette loi est typique des environnements urbains en configuration petite cellule, [Wiart *et al*, 1994].

Les masques se déduisent en retranchant l'affaiblissement mesuré à l'affaiblissement en distance. La figure 1.19 illustre ce procédé en affichant les masques mesurés sur le tronçon figure 1.15. Pour comparaisons, nous les avons superposés aux prédictions Parcell.

La régression linéaire utilisée pour estimer l'affaiblissement lent ayant porté sur l'ensemble des mesures, la moyenne des masques sur toute la campagne est bien sûr nulle. L'écart type est de 7 dB, ce qui est conforme aux valeurs souvent citées, [Wiart *et al*, 1994].

Afin d'alléger le volume de données à traiter, on peut se demander à quelle fréquence spatiale il suffirait d'échantillonner les masques avant d'en étudier les propriétés statistiques. Les mesures permettent un échantillonnage tous les $\frac{\lambda}{4}$, soit tous les 7 cms. La finesse de ce pas nous a garanti un bon lissage des champs instantanés. Mais elle ne se justifie plus maintenant qu'il s'agit d'étudier les masques, dont les variations sont lentes.

Pour se donner une idée des fluctuations des masques, nous avons tracé leur fonction d'autocorrélation sur un tronçon de 1300 m en centre ville (émetteur : « Tonneliers »), puis sur un tronçon de même taille en périphérie Nord (émetteur : « Arc »), figure 1.20.

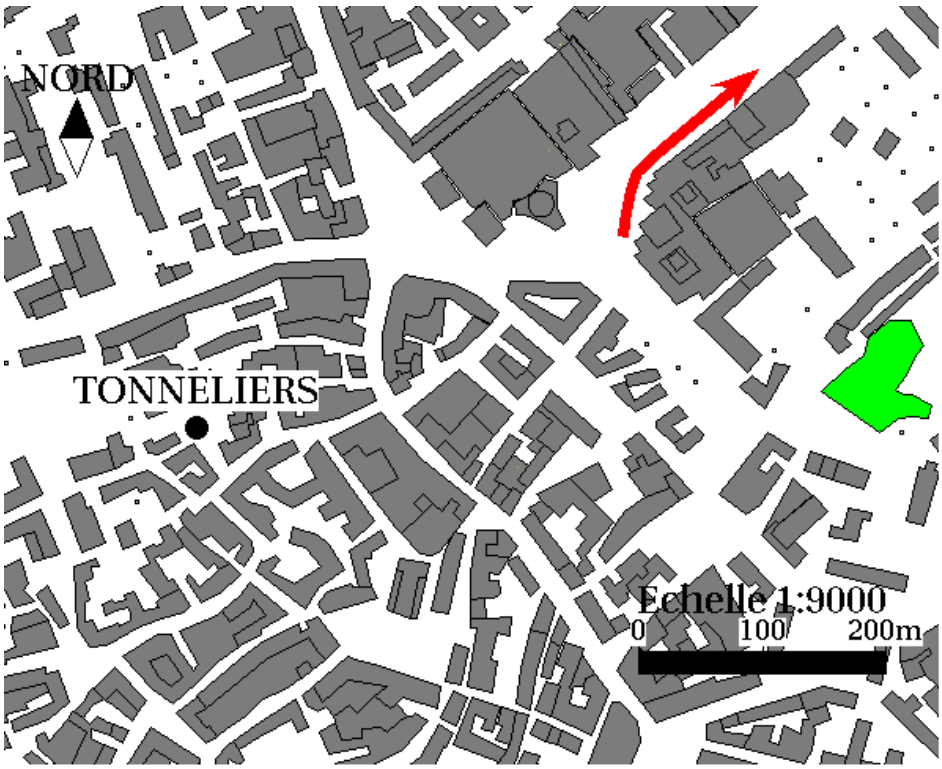


FIG. 1.15: Mesure de champ le long d'un tronçon

Dans les parties les plus denses de Mulhouse, la distance de décorrélation peut baisser jusqu'à 15 mètres. On peut donc considérer qu'une valeur de masque tous les mètres est suffisamment précise. C'est cette valeur que nous avons choisie pour la suite.

Comme en simulations, les masques ont été classés par catégories d'angle θ et éventuellement de rapport R_{dB}. Au sein de chaque catégorie, une moyenne, un écart type, puis un coefficient d'intercorrélation a été calculé.

Le tableau 1.8 dresse le bilan des coefficients de corrélation trouvés en fonction de l'angle d'ouverture θ. Nous indiquons aussi la moyenne de l'écart des champs mesurés sur les deux voies ainsi que le nombre de couples de mesures utilisés. Nous avons ensuite affiné les résultats relatifs aux angles compris entre 0 et 60 degrés. Le nombre de points de mesure étant suffisant pour cette catégorie d'angles, nous avons pu classer les corrélations suivant les valeurs du rapport R_{dB}, tableau 1.9.

Les valeurs des corrélations calculées concordent globalement avec les résultats de simulations sur Paris. Nous observons toutefois une stabilisation du coefficient α sur la plage angulaire $\theta \in [60°; 150°]$. La corrélation se maintient cependant toujours en dessous de $0,3$.

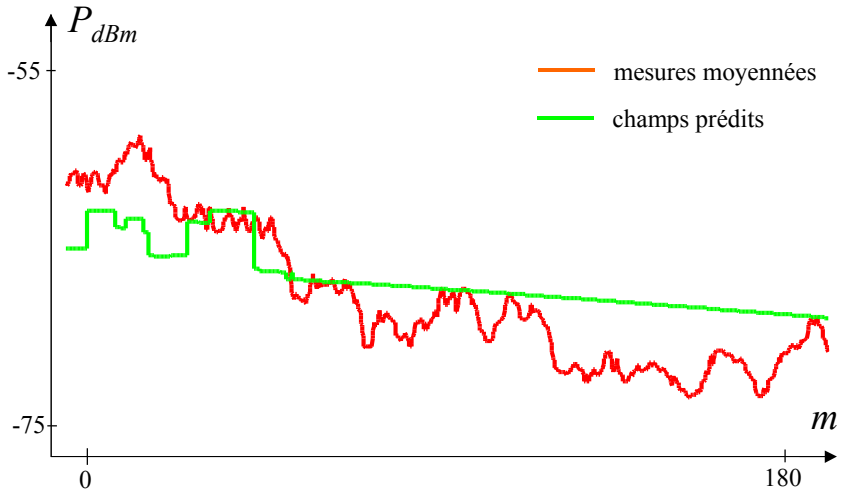


FIG. 1.16: Mesures et prédictions le long d'un tronçon

	$\theta \in [0;30]$	$\theta \in [30;60]$	$\theta \in [60;90]$	$[90;120]$	$\theta \in [120;150]$	$\theta \in [150;180]$
Corrélation	$\alpha = 0,57$	$\alpha = 0,3$	$\alpha = 0,3$	$\alpha = 0,3$	$\alpha = 0,3$	$\alpha = 0,1$
$\langle \lvert A_1 - A_2 \rvert \rangle$	12 dB	12 dB	14 dB	18 dB	18 dB	18 dB
Couples	24000	20600	7700	3200	2700	2700

TAB. 1.8: Corrélation des masques. Mesures (Mulhouse).

L'écart moyen des affaiblissements observés sur les deux voies croît avec l'ouverture de l'angle θ. Cela semble tenir à la distribution géographique des parcours par rapport aux émetteurs. Beaucoup de points de mesure associés aux angles $\theta \in [0^0; 90^0]$ sont éloignés des deux stations, figures 1.5 et 1.6. Les distances d_1 et d_2, donc les affaiblissements en distance sont comparables. Les points de mesure associés aux angles θ obtus se retrouvent en majorité sur des lignes de niveau à R_{dB} grand, figures 1.5 et 1.6. Il y a par exemple très peu de mesures au milieu des deux stations. La plupart des rues y étaient piétonnes ce qui en rendait l'accès difficile pour le véhicule de mesure.

Beaucoup de mesures correspondant à un angle $\theta \in [0^0; 30^0]$ sont proches de l'axe des deux émetteurs, sinon le mobile aurait été trop loin des stations et le champ reçu trop faible pour être traité. La portion de trajet de propagation allant du mobile à la station la plus proche est donc commune aux deux voies. Nous constatons une diminution de la corrélation des masques avec l'augmentation du rapport R_{dB}, probablement car la part de la portion commune se réduit.

La corrélation très faible observée pour $\theta \in [30^0; 60^0]$ et $R_{dB} \in [0\ dB; 2\ dB]$ peut paraître étonnante. Le comportement de α est cependant cohérent. Lorsque le rapport R_{dB} augmente,

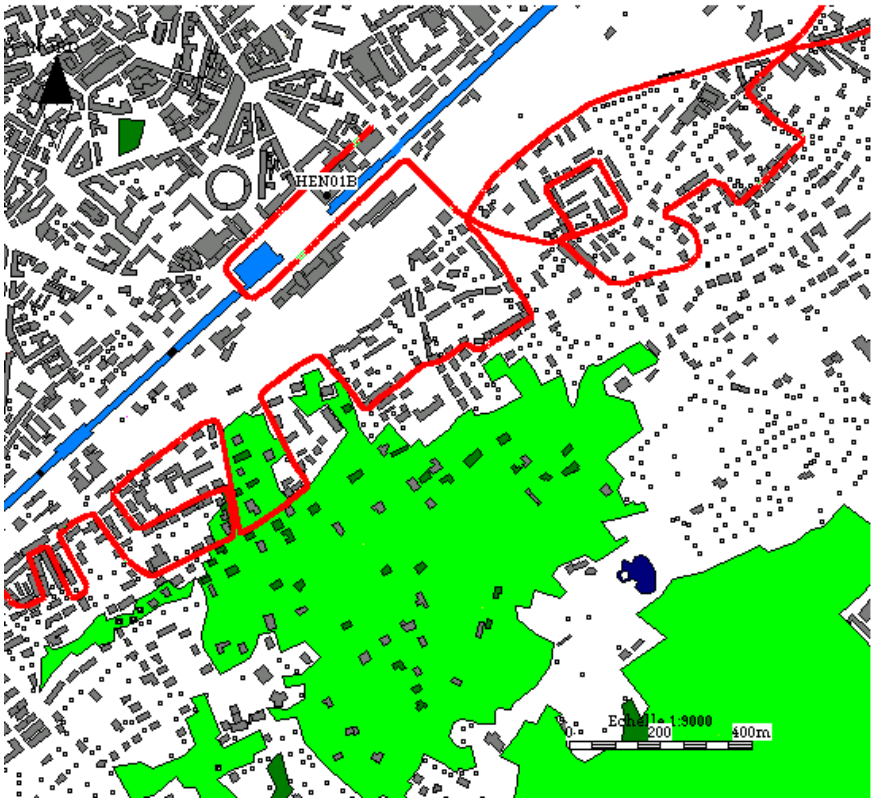


FIG. 1.17: Parcours HEN01B

le mobile se rapproche de l'axe des deux émetteurs, la corrélation est plus forte.

Nous avons ensuite calculé ces mêmes statistiques à partir de simulations sur Mulhouse, tableaux 1.10 et 1.11. Les résultats sont très comparables à ceux des mesures, ce qui renforce le crédit qu'on peut accorder au tableau 1.1. L'écart type des masques vaut $4,8$ dB, valeur proche de celle déjà rencontrée en simulation sur Paris.

Une partie de ces résultats a fait l'objet d'un rapport interne à FTR&D, puis d'une publication en conférence, [Zayana *et al*, 1998]. Des valeurs de corrélation comparables furent observées peu après par d'autres équipes de recherche abordant le sujet selon une démarche analogue, [Mogensen *et al*, 1998][Saunders *et al*, 1998].

1.5.3 Une seconde approche

Jusqu'à présent, nous avions classé les masques par catégories d'angle θ et de rapport R_{dB}. Les résultats statistiques obtenus constituent bien sûr un premier indicateur. Mais il ne saurait être le seul. En effet, regrouper les masques selon θ et R_{dB} conduit à traiter dans un même lot des données qui n'ont rien à voir, en ce sens qu'elles auront été mesurées en des lieux très différents.

	$\theta \in [0^0; 30^0]$	$\theta \in [30^0; 60^0]$
$R_{dB} \in [0\ dB; 2\ dB]$	$\alpha = 0,7$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 8\ dB$ Couples : 6100	$\alpha = 0,17$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 8$ dB Couples : 11000
$R_{dB} \in [2\ dB; 4\ dB]$	$\alpha = 0,55$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 10\ dB$ Couples : 12400	$\alpha = 0,34$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 14$ dB Couples : 6500
$R_{dB} \geqslant 4$ dB	$\alpha = 0,45$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert >= 20$ dB Couples : 5300	$\alpha = 0,51$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 27$ dB Couples : 3000

TAB. 1.9: Corrélation des masques. Mesures (Mulhouse).

	$\theta \in [0; 30]$	$\theta \in [30; 60]$	$\theta \in [60; 90]$	$[90; 120]$	$\theta \in [120; 150]$	$\theta \in [150; 180]$
Corrélation	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,3$	$\alpha = 0,1$	$\alpha = 0,25$	$\alpha = 0$	$\alpha = 0,2$
$\langle \lvert A_1 - A_2 \rvert \rangle$	13 dB	12 dB	14 dB	17 dB	17 dB	18 dB
Couples	24000	20600	7700	3200	2700	2700

TAB. 1.10: Corrélation des masques. Simulations (Mulhouse).

	$\theta \in [0^0; 30^0]$	$\theta \in [30^0; 60^0]$
$R_{dB} \in [0\ dB; 2\ dB]$	$\alpha = 0,7$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 8\ dB$ Couples : 6100	$\alpha = 0,33$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 6$ dB Couples : 11000
$R_{dB} \in [2\ dB; 4\ dB]$	$\alpha = 0,7$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 11\ dB$ Couples : 12400	$\alpha = 0,37$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 14$ dB Couples : 6500
$R_{dB} \geqslant 4$ dB	$\alpha = 0$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 22$ dB Couples : 5300	$\alpha = 0,1$ $< \lvert A_1 - A_2 \rvert > = 27$ dB Couples : 3000

TAB. 1.11: Corrélation des masques. Simulations (Mulhouse).

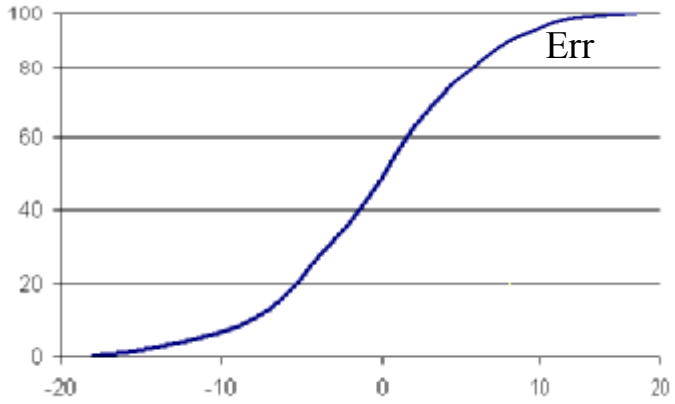


FIG. 1.18: Distribution cumulée de l'erreur du modèle, parcours HEN01B

Pour aborder l'étude sous un autre angle, nous avons décidé de suivre les masques et leurs intercorrélations au fur et à mesure du déplacement. Pour cela, nous avons découpé les parcours en petits tronçons, de l'ordre de 400 mètres chacun. Sur chaque tronçon, les masques ont été calculés, puis leur moyenne et leurs corrélations (auto et inter) ont été déterminées. Nous avons ainsi pu observer l'évolution des propriétés statistiques locales des masques.

La distance de 400 mètres nous a paru réaliser un bon compromis. Elle est assez grande pour permettre une variabilité suffisante des masques ; ce, même dans les zones urbaines les moins denses de Mulhouse où la distance de décorrélation des masques atteint cent mètres, figure 1.20. Elle est assez petite pour que le mobile reste dans un même quartier de la ville, et donc dans une zone à peu près homogène.

Une cartographie des coefficients de corrélation des masques a ainsi été dressée, figure 1.21. Des valeurs élevées d'intercorrélations apparaissent en certains endroits situés plutôt dans l'axe des stations et de part et d'autres de celles-ci. Ailleurs, les corrélations sont faibles. Cela recoupe les informations déjà obtenues. Néanmoins, tous les tronçons susceptibles d'être à forte corrélation ne le sont pas, loin s'en faut !

On peut légitimement se demander à quoi ressemblent des masques plus ou moins corrélés le long d'un tronçon. Les figures 1.22 et 1.23, respectivement à forte corrélation ($\alpha = 0,88$, tronçon à l'est de l'émetteur « Tonneliers ») et à faible corrélation ($\alpha = 0,1$), permettent de mieux se les représenter. On appréciera le mimétisme saisissant des masques en figure 1.22.

Il faut toutefois relativiser son enthousiasme. En privilégiant une analyse locale des masques, leur écart type a brutalement chuté, passant de 7 dB à $4,5$ dB en moyenne. En

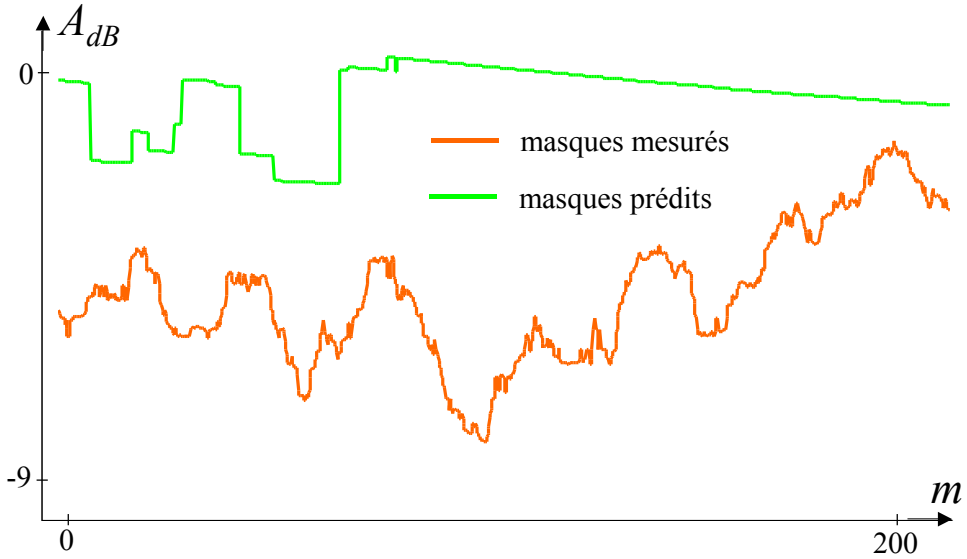


FIG. 1.19: Masques (mesures/prédictions)

corrélation	$0,88$
moyenne des masques	$-1,3$ dB
écart type des masques	$4,3$ dB
R_{dB} au départ	$2,6$ dB
R_{dB} à l'arrivée	$3,6$ dB
θ au départ	$22°$
θ à l'arrivée	$38°$

TAB. 1.12: Caractristiques des masques sur un tronon

atteste l'analyse du tronçon 1.22 résumée dans le tableau 1.12. Cela diminue par conséquent l'intérêt stratégique qu'on peut prêter aux masques.

Voyons maintenant quelle aurait été la cartographie des corrélations si, au lieu d'extraire les masques à partir des mesures, nous les avions extraits à partir des simulations. Globalement, les nouveaux coefficients sont plus faibles, ils sont maximums dans les mêmes voisinages que les mesures, mais pas toujours au même endroit précis, figure 1.24.

1.5.4 Une troisième approche

Revenons maintenant aux premières statistiques pratiquées sur les masques. Comme nous l'avons souligné, leur lisibilité souffre de ce que des mesures géographiquement espacées sont regroupées dans des mêmes lots. A moins d'effectuer un suivi linéaire des masques, ce que

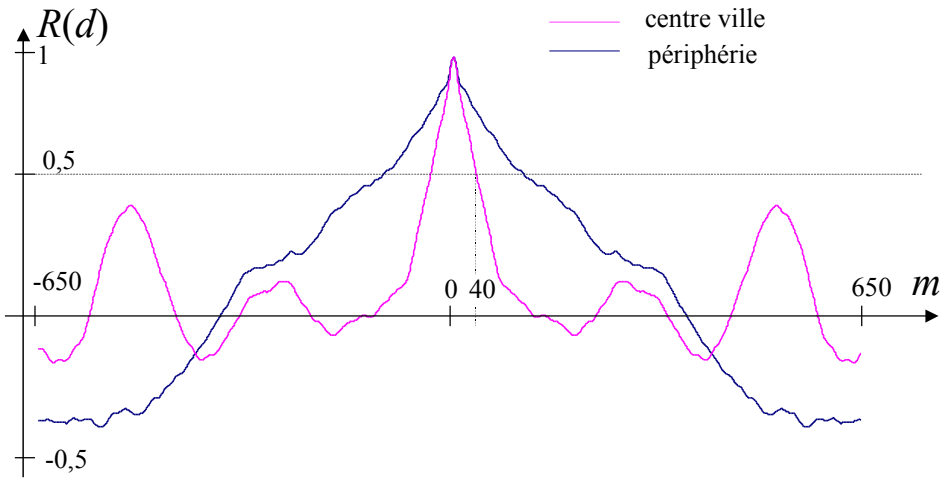


FIG. 1.20: Autocorrélation des masques

nous venons d'envisager en 1.5.3, il n'est pas possible de morceler davantage les données sans appauvrir le nombre d'échantillons et donc sans risquer de biaiser leur comportement statistique.

Une parade consiste à rechercher une loi d'affaiblissement en espace libre par quartier et par émetteur : les masques sont alors déterminés en fonction de cette loi, ce qui tient compte de la spécificité du lieu où ils ont été mesurés ; puis ils sont de nouveau mélangés et classés par catégorie d'angle θ et de rapport R_{dB}.

Cette approche s'est révélée d'autant plus pertinente que les lois d'affaiblissements en espace libre subissaient de fortes variations d'un site à l'autre de Mulhouse et d'une station à l'autre. Pour preuve, les figures 1.26, 1.25, 1.27 et 1.28 qui illustrent les affaiblissements en espace libre calculés sur les parcours 04B et 04C et depuis les stations « Arc » et « Tonneliers ».

Ces grahiques doivent toutefois inspirer la prudence. En effet, deux équations cartésiennes de droites bien distinctes peuvent quand même rendre compte de lois physiques très semblables dans la région où les droites s'intersectent.

Pour éviter toute interprétation hâtive, nous avons reproduit les quatre droites sur un même dessin et dans la plage $\log(d) \in [1,5 \text{ dB}; 3,5 \text{ dB}]$, figure 1.29. Ces droites ont été foncées dans leur "zone de fonctionnement", par exemple la plage $\log(d) \in [2 \text{ dB}; 3 \text{ dB}]$ pour TON-04B (parcours : 04B, émetteur : « Tonneliers »). Sur un même site, mais vu depuis des stations différentes, les lois d'affaiblissements ne sont pas interchangeables. Ainsi,



FIG. 1.21: Intercorrélations des masques le long du parcours

l'affaiblissement en distance de TON-04B ne coïncide pas vraiment avec celui d'ARC-04B sur la plage de fonctionnement de ce dernier, $\log(d) \in [2,7\text{ dB};3,2\text{ dB}]$. Depuis une même station, les affaiblissements sur des sites différents ne sont pas non plus équivalents. Il suffit de comparer ceux de TON-04B et TON-05B pour s'en convaincre. Utiliser une seule loi sur Mulhouse induisait donc un biais sur le calcul des masques.

Confortés par cette analyse, nous avons donc utilisé plusieurs lois, autant que de couples couple parcours-émetteur. Comme on pouvait le prévoir, l'écart type des masques baisse un peu. Il est maintenant de l'ordre de 6 dB (au lieu de 7 dB). Les valeurs d'inter-corrélations diminuent légèrement (les anciennes valeurs sont rappelées entre parenthèses), tableaux 1.13 et 1.14.

La cartographie des masques n'est, quant à elle, pas significativement affectée pas le nouveau calcul. Logique : sur un petit tronçon de 400 mètres, utiliser une loi globale ou une loi locale pour l'extraction des masques renvoie presque le même masque, à une constante additive près.

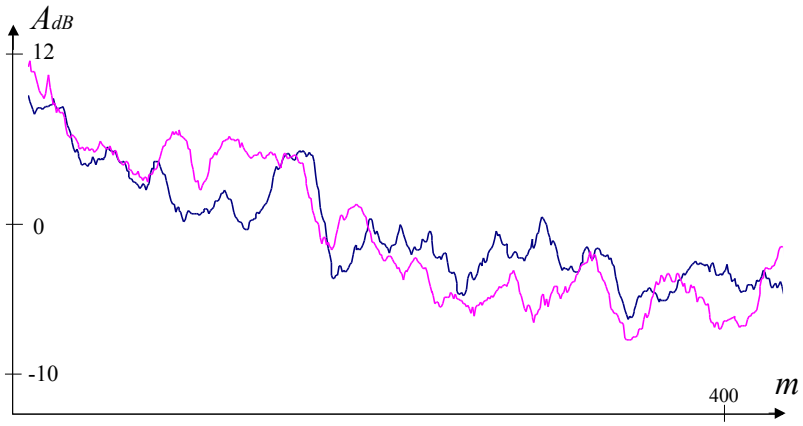


FIG. 1.22: Tronçon à forte corrélation des masques ($\alpha = 0,88$)

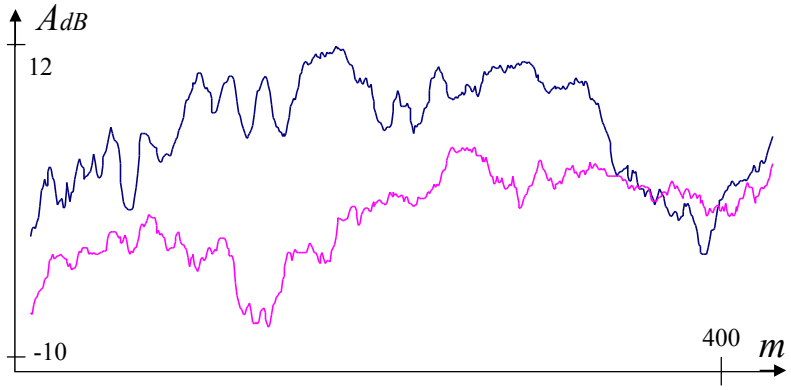


FIG. 1.23: Tronçon sans corrélation des masques ($\alpha = 0,1$)

1.6 Expérimentations sur Paris

1.6.1 Présentation

Une campagne plus ambitieuse en situation de Macrodiversité a été réalisée à Paris sur deux semaines en mai 1998. Elle avait pour objectif principal d'étudier les brouillages entre cellules. Mais le mode opératoire ayant été inspiré de celui sur Mulhouse, les mesures ont pu être récupérées pour étudier les masques.

	$\theta \in [0;30]$	$\theta \in [30;60]$	$\theta \in [60;90]$	$[90;120]$	$\theta \in [120;150]$	$\theta \in [150;180]$
Corr.	$\alpha = 0,48$ ($\alpha = 0,57$)	$\alpha = 0,25$ ($\alpha = 0,3$)	$\alpha = 0,3$ ($\alpha = 0,3$)	$\alpha = 0,34$ ($\alpha = 0,3$)	$\alpha = 0,3$ ($\alpha = 0,3$)	$\alpha = 0$ ($\alpha = 0,1$)

TAB. 1.13: Corrélation des masques, nouveau calcul. Mesures (Mulhouse)



FIG. 1.24: Corrélations des masques le long du parcours (simulations)

Trois sites d'émission ont été installés en première semaine, puis trois nouveaux en deuxième semaine. Nous avons donc gagné un émetteur sur Mulhouse, ville trop petite pour en installer plus de deux sans déborder du centre. Ceci a démultiplié les couplages entre site d'émission (trois au lieu d'un seul).

Le premier site émettait une porteuse pure à 915, 18 MHz, le second à 915, 2 MHz, et le dernier à 915, 22 MHz. Le récepteur embarqué à bord d'un véhicule était constitué de trois récepteurs ESN calés chacun sur une des fréquences d'émission. Les antennes émettrices, de type Kathrein $3\lambda/2$ et de gain 2, 15 dBi étaient omnidirectionnelles. Leurs diagrammes d'émission sont rappelés en figure 1.30.

Hormis quelques détails, le mode opératoire est donc resté très semblable de celui adopté à Mulhouse. On s'y reportera donc. Les parcours et les distances couvertes dans la quinzaine sont décrits en figures 1.31 et 1.32, et au tableau 1.15.

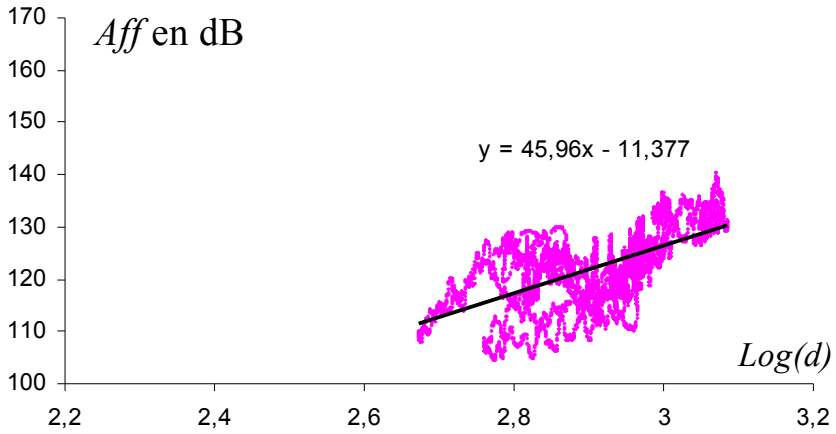


FIG. 1.25: Régression du *path-loss*, parcours 04B, émetteur « Arc »

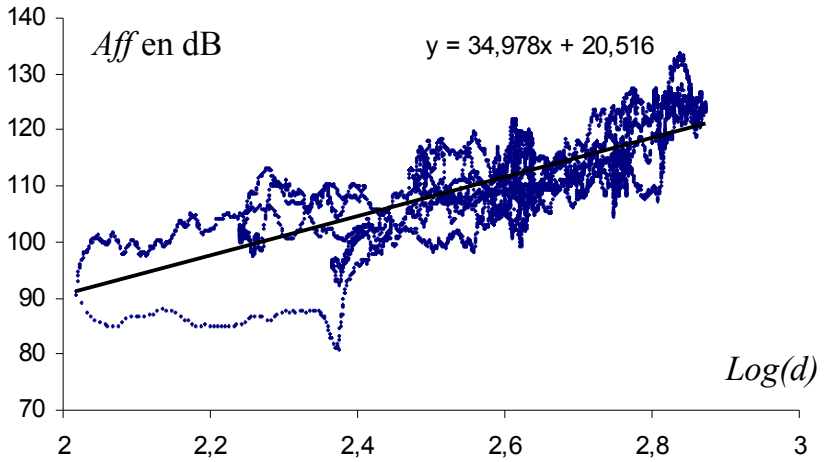


FIG. 1.26: Régression du *path-loss*, parcours 04B, émetteur « Tonneliers »

1.6.2 Traitement des mesures

Tableaux d'inter-corrélations des masques

Comme à Mulhouse, les mesures ont été lissées puis sous-échantillonnées au pas de 1 mètre. Ce pas restait bien suffisant, même si la fonction d'autocorrélation des masques est probablement moins étalée à Paris qu'à Mulhouse, figure 1.20.

Nous avons d'abord extrait les masques à l'aide d'une seule loi d'affaiblissement en espace libre, estimée à partir de l'intégralité de la campagne. De cette manière, nous avons obtenu la loi d'affaiblissement en distance $A_d = 31 + 32 \log d$, un écart type des masques de 7,5 dB, et les tables 1.16 et 1.17 d'intercorrélations

	$\theta \in [0^0; 30^0]$	$\theta \in [30^0; 60^0]$
$R_{dB} \in [0\ dB; 2\ dB]$	$\alpha = 0,41$ $(\alpha = 0,7)$	$\alpha = 0,23$ $(\alpha = 0,17)$
$R_{dB} \in [2\ dB; 4\ dB]$	$\alpha = 0,47$ $(\alpha = 0,55)$	$\alpha = 0,14$ $(\alpha = 0,34)$
$R_{dB} \geqslant 4$ dB	$\alpha = 0,49$ $(\alpha = 0,45)$	$\alpha = 0,48$ $(\alpha = 0,51)$

TAB. 1.14: Corrélation des masques, nouveau calcul. Mesures (Mulhouse)

Configuration de sites	Nom des parcours	longueur
NAVARIN-SNCF-FIGARO	M1-2-3NAVA	25000 m
	M1-2-3SNCA	22000 m
	M1-2-3FIGA	11000 m
	M1-2-3GP1A	11000 m
MAGENTA-UCCMA-ARCHIVES	M1-2-3MAGA	33000 m
	M1-2-3UCCA	18000 m
	M1-2-3GP2A	18000 m

TAB. 1.15: Parcours et kilométrages

	$\theta \in [0; 20]$	$\theta \in [20; 40]$	$\theta \in [40; 60]$	$[60; 80]$	$\theta \in [80; 100]$	$\theta \in [100; 120]$
Corrélation	$\alpha = 0,32$	$\alpha = 0,35$	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,13$	$\alpha = 0$	$\alpha = 0,2$
$\langle \mid A_1 - A_2 \mid \rangle$	14 dB	10 dB	14 dB	14 dB	16 dB	15 dB
$\sharp$ couples	90000	120000	78000	60000	40000	24000

TAB. 1.16: Corrélation des masques. Mesures (Paris)

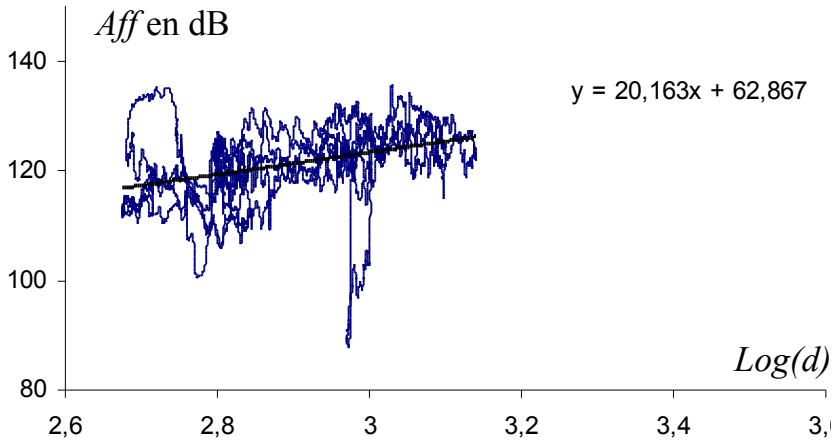


FIG. 1.27: Régression du *path-loss*, parcours 05B, émetteur « Tonneliers »

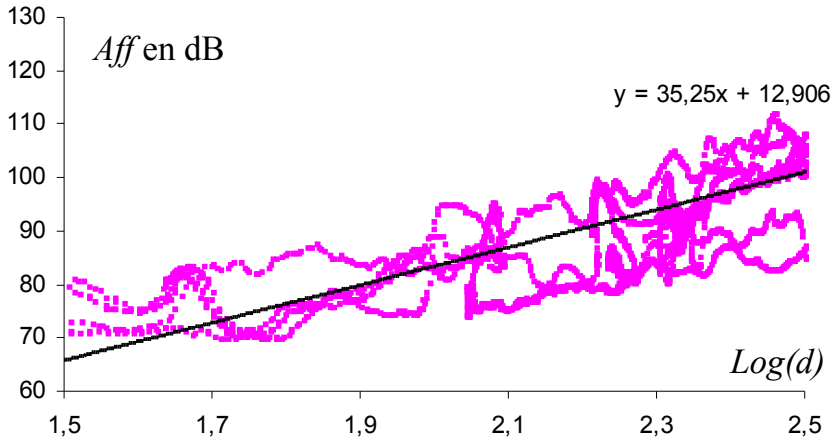


FIG. 1.28: Régression du *path-loss*, parcours 05B, émetteur « Arc »

Pour les raisons évoquées lors de la précédente campagne, nous leur préférons néanmoins les tables 1.18 et 1.19 obtenues en extrayant les masques quartier par quartier et station par station. Sans surprise, l'écart type des masques a diminué de 1 dB, pour valoir désormais 6 dB.

Nous avons ensuite tracé les cartographies d'intercorrélations des masques. Pour la première semaine de campagne, nous obtenons les figures 1.33, 1.34 et 1.35. Ces résultats renforcent les observations faites à Mulhouse, figures 1.21 et 1.24. Ils nous renseignent aussi davantage sur le comportement des masques entre les stations, zones qui avaient été délaissées à Mulhouse faute de mesures. Les intercorrélations y sont globalement faibles comme prévu, ce qui n'empêche pas d'avoir localement quelques valeurs significatives, figures 1.33

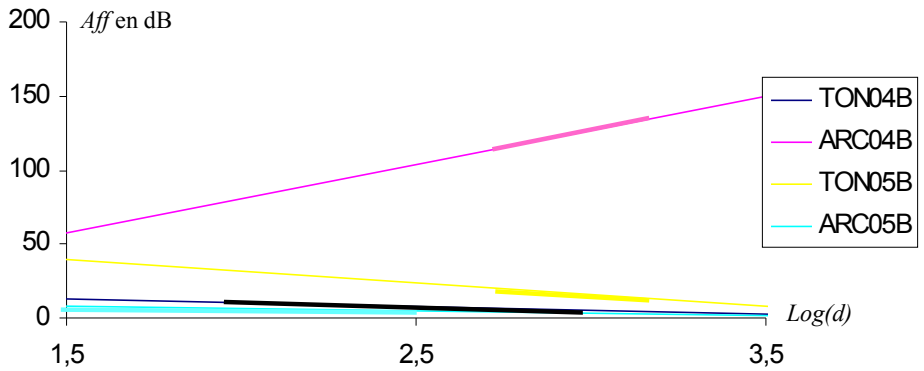


FIG. 1.29: Droites de régression des différents path-loss

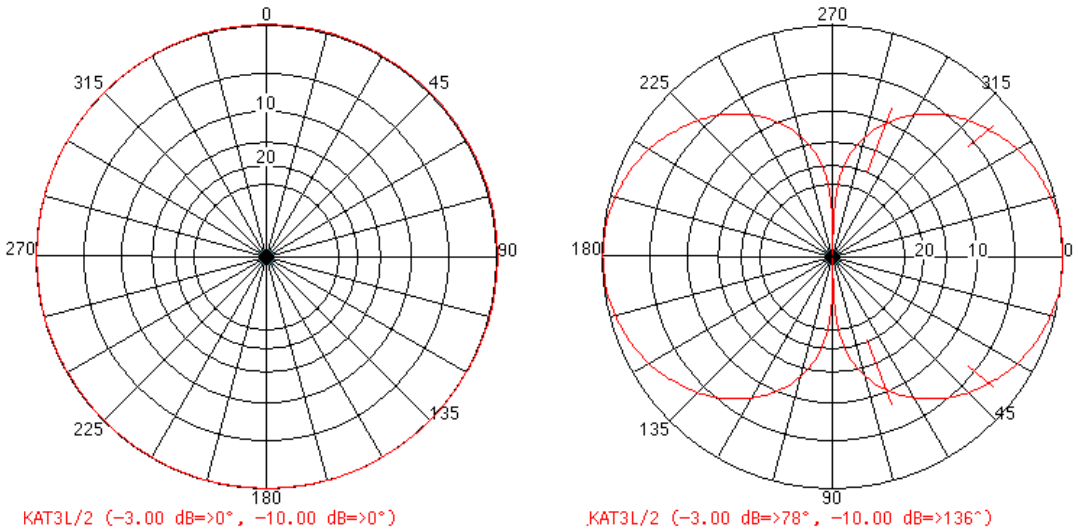


Diagramme horizontal (coupe) Diagramme vertical (coupe)

FIG. 1.30: Diagrammes des antennes d'émission

et 1.35.

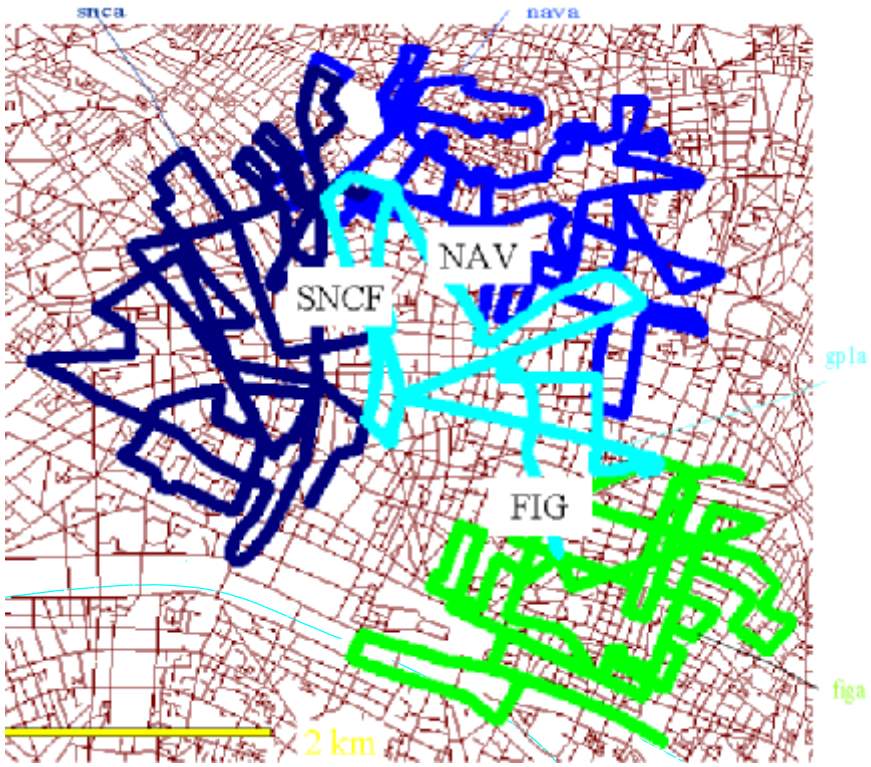


FIG. 1.31: Configuration de sites Navarin-Sncf-Figaro

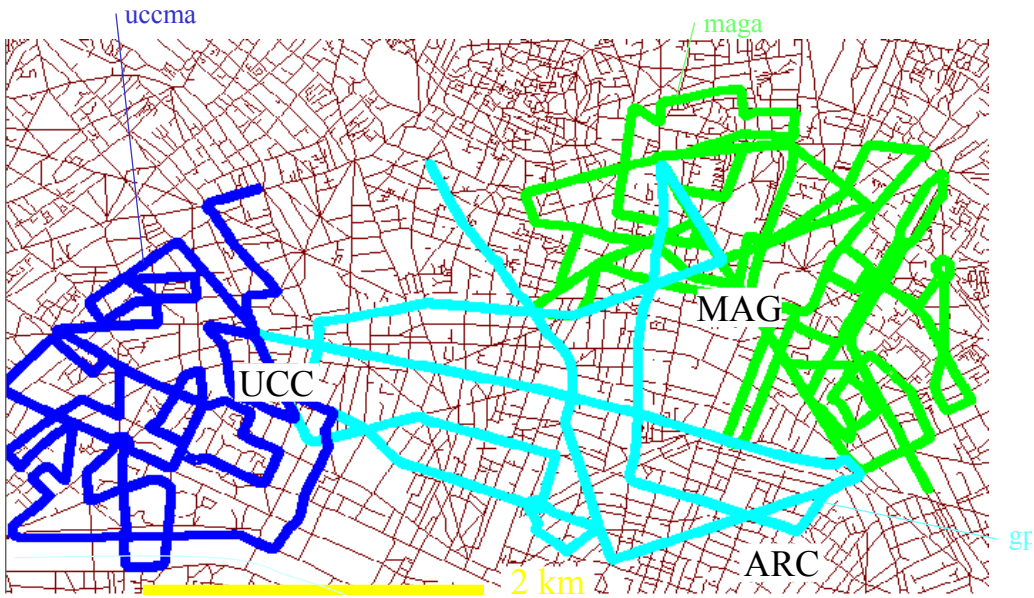


FIG. 1.32: Configuration de sites Magenta-Uccma-Archives

	$\theta \in [0;20]$	$\theta \in [20;40]$	$\theta \in [40;60]$	$\theta \geqslant 60$
$R_{dB} \in [0;1]$	$\alpha = 0,64$	$\alpha = 0,57$	$\alpha = 0$	$\alpha \leqslant 0,5$
$R_{dB} \in [1;2]$	$\alpha = 0,4$	$\alpha = 0,7$	$\alpha = 0,8$	
$R_{dB} \in [2;3]$	$\alpha = 0,15$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,3$	
$R_{dB} \in [3;4]$	$\alpha = 0,4$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,4$	
$R_{dB} \geqslant 4$	$\alpha = 0,25$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,1$	

TAB. 1.17: Corrélation des masques. Mesures (Paris)

	$\theta \in [0;20]$	$\theta \in [20;40]$	$\theta \in [40;60]$	$[60;80]$	$\theta \in [80;100]$	$\theta \in [100;120]$
Corrélation	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,3$	$\alpha = 0,25$	$\alpha = 0,15$	$\alpha = 0$
$\langle \lvert A_1 - A_2 \rvert \rangle$	14 dB	10 dB	14 dB	14 dB	16 dB	15 dB
Couples	90000	120000	78000	60000	40000	24000

TAB. 1.18: Corrélation des masques (nouveau calcul). Mesures (Paris)

	$\theta \in [0;20]$	$\theta \in [20;40]$	$\theta \in [40;60]$	$\theta \geqslant 60$
$R_{dB} \in [0;1]$	$\alpha = 0,63$	$\alpha = 0,62$	$\alpha = 0,34$	$\alpha \leqslant 0,4$
$R_{dB} \in [1;2]$	$\alpha = 0,23$	$\alpha = 0,53$	$\alpha = 0,63$	
$R_{dB} \in [2;3]$	$\alpha = 0,46$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,35$	
$R_{dB} \in [3;4]$	$\alpha = 0,6$	$\alpha = 0,55$	$\alpha = 0,48$	
$R_{dB} \geqslant 4$	$\alpha = 0,45$	$\alpha = 0,35$	$\alpha \leqslant 0,1$	

TAB. 1.19: Corrélation des masques (nouveau calcul). Mesures (Paris)

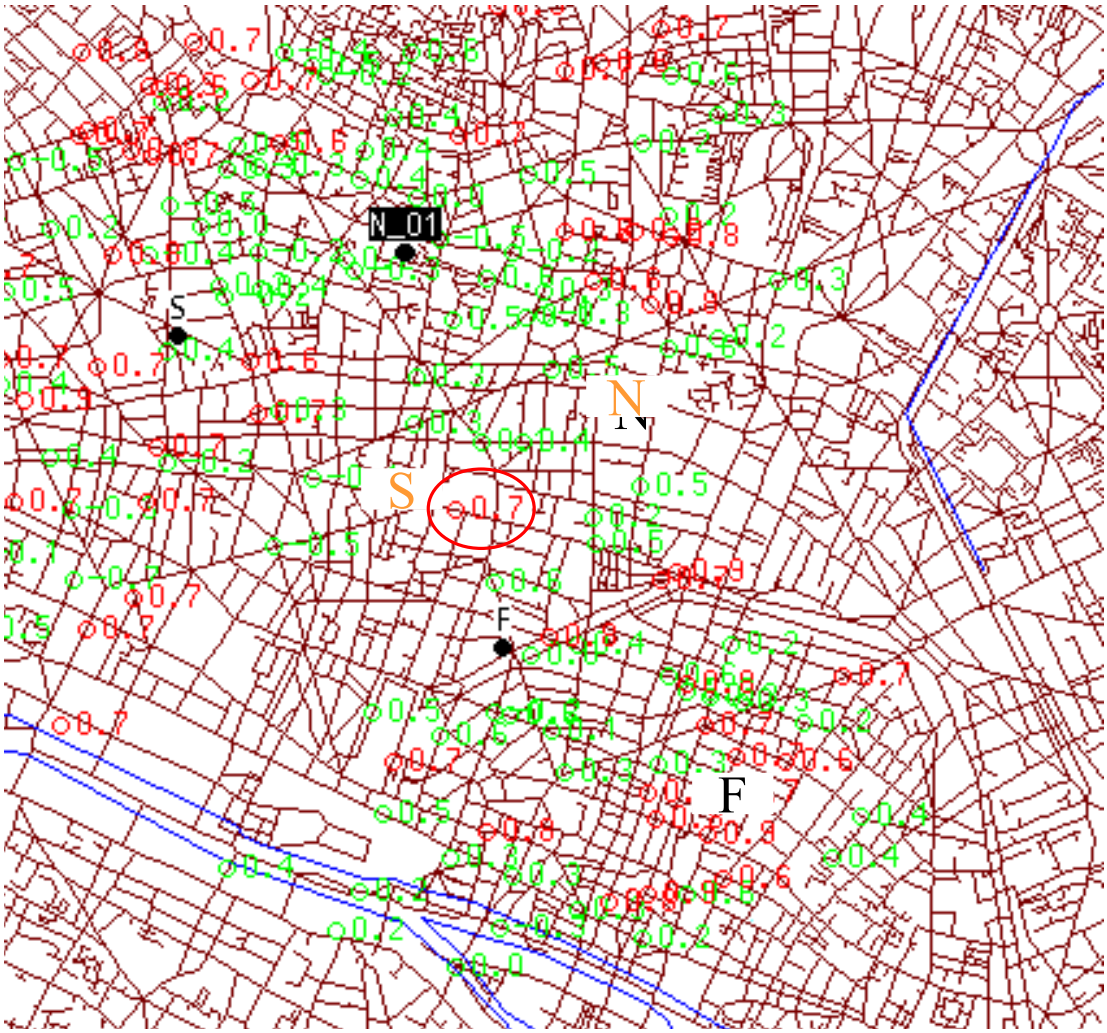


FIG. 1.33: Intercorrélations des masques issus des stations Sncf et Navarin

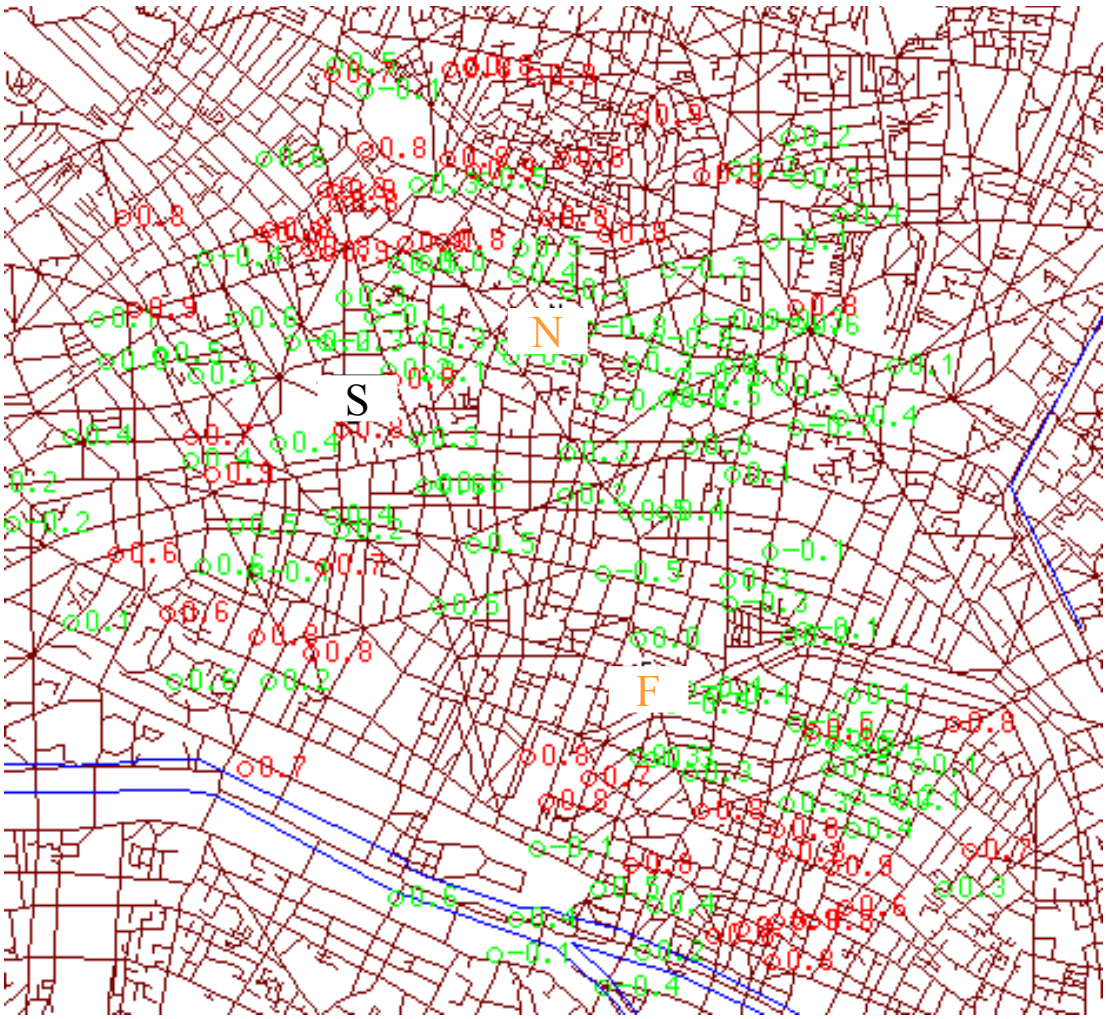


FIG. 1.34: Intercorrélations des masques issus des stations Navarin et Figaro

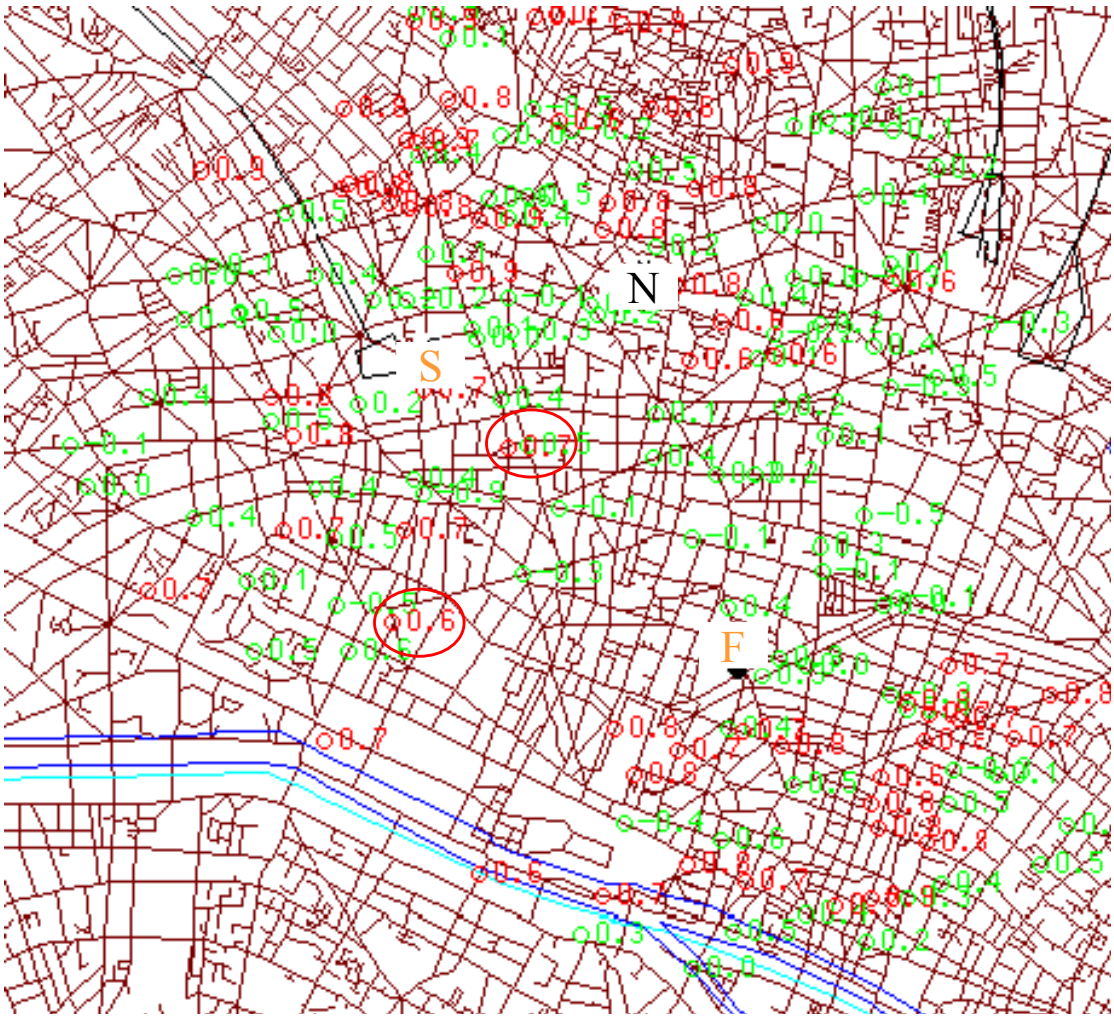


FIG. 1.35: Intercorrélations des masques issus des stations Sncf et Figaro

Chapitre 2

Modélisation des masques. Applications

2.1 Introduction

Nous proposons dans cette partie une modélisation mathématique complète des masques en multiémetteur. La solution décrite intègre leurs propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation spatiales, conformément aux observations faites au précédent chapitre.

De complexité raisonnable, elle a pu être portée sur le logiciel de simulation de réseaux radiomobiles de FTR&D, le G-STB - *Global Simulation TestBed* - afin d'analyser de façon plus réaliste le comportement du réseau en situation de Macrodiversité, [Blanc *et al, 1997*].

Elle a également été utilisée pour étudier des statistiques de C/I.

2.2 Modélisation des masques

Nous rappelons d'abord les propriétés des masques que l'on souhaite reproduire en simulation. Nous donnons ensuite une méthode simple pour parvenir au résultat escompté.

2.2.1 Propriétés des masques à simuler

Soit N stations et un mobile, dont on suppose qu'il se déplace à une vitesse uniforme. On s'intéresse aux champs reçus par le mobile à des instants multiples d'une certaine période T. On note $x_i\,(kT)$, $i \in [1; N]$, le masque associé à la liaison entre la $i-$ème station et le mobile à l'instant kT. On désigne par $X(kT)$ le vecteur colonne des $x_i\,(kT)$, $i \in [1; N]$.

On souhaite modéliser les masques en supposant que :

- Les N masques suivent une loi gaussienne centrée et de variance σ^2.

- Sur chaque liaison, le masque observé le long d'un parcours est corrélé en distance, et donc en temps, le mobile étant supposé avancer à vitesse constante. Ainsi :

$$\langle x_i\,(kT)\; x_i\,((k+\ell)\,T)\rangle = \sigma^2 \beta^{|\ell\,|} \tag{2.1}$$

où β désigne le coefficient de corrélation, avec $\beta \in [0;1]$, [Gudmudson, 1991]. Ce coefficient dépend de l'environnement et du pas de mesure.

Les liaisons sont interdépendantes. Cette intercorrélation peut être représentée grâce à la matrice M de covariance des masques. Cette matrice, qui est symétrique, est définie par :

$$\begin{aligned} M &= \langle x_i\,(kT)\; x_j\,(kT)\rangle_{1\leqslant i,j\leqslant N} \\ &= \langle X\,(kT)\; {}^t X\,(kT)\rangle \\ &= \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & \alpha_{1,2} & \cdots & \alpha_{1,n} \\ \alpha_{1,2} & 1 & & \alpha_{2,n} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \alpha_{1,n} & \alpha_{2,n} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2.2}$$

où les $\alpha_{i,j}$ désignent les coefficients intercorrélation, avec $\alpha_{i,j} \in [0;1]$. Ces coefficients dépendent de l'environnement et de la disposition géométrique des stations par rapport au mobile.

En toute rigueur, ces coefficients dépendent aussi de l'instant de mesure car la situation du mobile et son environnement varient au cours du déplacement. En pratique, on partitionnera le plan en régions auxquelles on affectera une matrice M issue des tableaux de référence exposés au chapitre **1**. En fonction de l'emplacement du mobile, on choisira un jeu de coefficients d'intercorrélation approprié. On pourra également faire varier progressivement les coefficients au cours du déplacement du mobile.

2.2.2 Synthèse des masques

Analyse du problème et principes des méthodes envisagées

Plaçons le mobile en une région donnée du plan. Cette région est caractérisée par une loi d'autocorrélation des masques, formule 2.1, et par une matrice M d'intercorrélations, formule 2.2. Il s'agit donc de générer N masques adéquats.

Une première idée consiste à décomposer artificiellement chaque masque en une somme de deux termes, le premier rendant compte de l'autocorrélation seule, et contribuant donc nullement à l'intercorrélation ; le second ne participant qu'à l'intercorrélation. Cette idée se

justifie dans la mesure où les phénomènes modélisés n'ont - a priori - rien à voir entre eux. On aurait ainsi pour tout $i \in [1; N]$ une écriture du type :

$$x_i(kT) = x'_i(kT) + x''_i(kT)$$

où les x'_i et les x''_i sont des variables aléatoires gaussiennes centrées, les x'_i (resp. les x''_i) étant destinées à conférer aux masques x_i leurs bonnes propriétés d'autocorrélations (resp. d'intercorrélations).

Afin de bien différencier les rôles joués par ces deux types de variables, il convient d'imposer les relations suivantes :

- Pour toutes voies $i, j \in [1; N]$, tout instant kT et tout décalage ℓT,

$$\langle x'_i(kT)\ \ x''_j((k+\ell)T)\rangle = 0 \tag{2.3}$$

Cette relation assure l'indépendance totale des deux composantes, au sein d'une même voie comme entre différentes voies.

- Pour toutes voies $i, j \in [1; N]$, $i \neq j$, tout instant kT et tout décalage ℓT,

$$\langle x'_i(kT)\ \ x'_j((k+\ell)T)\rangle = 0 \tag{2.4}$$

Cette relation assure que la première composante ne participe pas à l'intercorrélation.

- Pour toute voie $i \in [1; N]$, pour tout instant kT et tout décalage $\ell T \neq 0$,

$$\langle x''_i(kT)\ x''_i((k+\ell)T)\rangle = 0 \tag{2.5}$$

Cette relation assure que la seconde composante ne participe pas à l'autocorrélation.

- Pour toute voie $i \in [1; N]$ et tout instant kT :

$$\langle x'^2_i(kT)\rangle = \sigma'^2 \text{ et } \langle x''^2_i(kT)\rangle = \sigma''^2$$

Ces relations traduisent la puissance qu'on veut bien affecter à chaque composante. Les écart type des composantes sont liées à l'écart type σ des masques. Grâce à 2.3, on a en effet sur chaque voie $i \in [1; N]$:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \langle x_i^2(kT)\rangle \\ &= \langle x'^2_i(kT)\rangle + \langle x''^2_i(kT)\rangle \\ &= \sigma'^2 + \sigma''^2 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Hélas, la solution proposée limite, au choix, la plage possible des coefficients d'intercorrélation ou du coefficient d'autocorrélation. Ce que les calculs qui suivent vont démontrer sans appel.

Pour toutes voies $i, j \in [1; N]$, $i \neq j$, nous avons :

$$\begin{aligned} \alpha_{i,j} &= \frac{|\langle x_i(kT)\ x_j(kT)\rangle|}{\sigma^2} \\ &= \frac{\left|\langle x_i''(kT)\ \ x_j''(kT)\rangle\right|}{\sigma^2} \text{ par (2.3) et (2.4)} \\ &\leqslant \frac{\sigma''^2}{\sigma^2} \text{ par l'inégalité de Cauchy-Schwarz} \end{aligned} \tag{2.7}$$

A supposer que le coefficient d'autocorrélation des masques soit fixé à une valeur β, nous avons sur toute voie i, à tout instant kT, et pour tout décalage $\ell T \neq 0$:

$$\begin{aligned} \beta^\ell &= \frac{|\langle x_i(kT)\ x_i((k+\ell)T)\rangle|}{\sigma^2} \\ &= \frac{|\langle x_i'(kT)\ x_i'((k+\ell)T)\rangle|}{\sigma^2} \text{ par (2.3) et (2.5)} \end{aligned}$$

En particulier :

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{|\langle x_i'(kT)\ x_i'((k+1)T)\rangle|}{\sigma^2} \\ &\leqslant \frac{\sigma'^2}{\sigma^2} \text{ par l'inégalité de Cauchy-Schwarz} \end{aligned} \tag{2.8}$$

Vu la relation 2.6, la superposition des inégalités 2.7 et 2.8 donne :

$$\alpha_{i,j} + \beta \leqslant 1$$

Cette relation limite la portée de la méthode. Ainsi, bien que séduisante, l'idée de départ n'est pas satisfaisante.

Nous avons donc réfléchi à une seconde solution, qui fut publiée dans les actes du congrès ICUPC 98, [Zayana *et al*, 1998]. Cette nouvelle méthode consiste à générer N processus gaussiens indépendants deux à deux et présentant chacun la fonction d'autocorrélation désirée. En recombinant habilement ces processus, nous obtenons des masques aux propriétés d'intercorrélation voulues sans modifier leur autocorrélation.

Calcul des processus gaussiens

Notons $(b_i)_{i\in[1;N]}$ les N processus gaussiens évoqués plus haut. On obtient le processus b_i en filtrant temporellement un bruit blanc gaussien g_i de variance σ^2, [Gudmudson, 1991] :

$$\begin{array}{l} b_i\left(kT\right) = \beta b_i\left(\left(k-1\right)T\right) \ + \sqrt{1-\beta^2}g_i\left(kT\right) \text{ pour } k \geqslant 1 \\ b_i\left(0.T\right) = g_i\left(0.T\right) \end{array} \tag{2.9}$$

Les processus $(b_i)_{i\in[1;N]}$ sont indépendants si les processus$(g_i)_{i\in[1;N]}$ le sont. Mieux, on va établir que :

$$\begin{array}{ll} \langle b_i\left(kT\right)\ b_j\left(\left(k+\ell\right)T\right)\rangle & = \sigma^2\beta^{|\ell|} \text{ si } i=j \\ & = 0 \text{ sinon} \end{array} \tag{2.10}$$

Le coefficient β s'interprétera donc comme un coefficient d'autocorrélation. Pour montrer cette relation, on pourrait utiliser des transformées en z. Il y a plus direct.

Commençons par examiner les cas où $i=j$. Par commodité, supposons que $\ell \geqslant 0$.

Par récurrence, $b_i\left(\left(k+\ell\right)T\right)$ est de la forme :

$$b_i\left(\left(k+\ell\right)T\right) = \beta^\ell b_i\left(kT\right) + \sqrt{1-\beta^2}\sum_{i=0}^{\ell-1}\beta^i g\left(\left(k+\ell-i\right)T\right)$$

Comme $b_i\left(kT\right)$ est lui-même combinaison linéaire de $g\left(kT\right)$, $g\left(\left(k-1\right)T\right)$, ..., $g\left(0.T\right)$, et que le processus gaussien $\left(b_i\left(kT\right)\right)$ est blanc, on tire $\langle b_i\left(kT\right)\ g\left(\left(k+\ell-i\right)T\right)\rangle = 0$ pour tout $i \in [0;\ell-1]$, et donc :

$$\langle b_i\left(kT\right)\ b_i\left(\left(k+\ell\right)T\right)\rangle = \beta^\ell\left\langle b_i^2\left(kT\right)\right\rangle$$

En utilisant le même argument, on obtient à partir de l'équation 2.9 :

$$\begin{array}{ll} \left\langle b_i^2\left(kT\right)\right\rangle & = \beta^2\left\langle b_i^2\left(\left(k-1\right)T\right)\right\rangle + \left(1-\beta^2\right)\left\langle g_i^2\left(kT\right)\right\rangle \\ & = \beta^2\left\langle b_i^2\left(\left(k-1\right)T\right)\right\rangle + \left(1-\beta^2\right)\sigma^2 \end{array}$$

Sachant que $\left\langle b_0^2\left(0.T\right)\right\rangle = \left\langle g_i^2\left(0.T\right)\right\rangle = \sigma^2$, on obtient par :

$$\begin{array}{ll} \left\langle b_i^2\left(T\right)\right\rangle & = \beta^2\sigma^2 + \left(1-\beta^2\right)\sigma^2 \\ & = \sigma^2 \end{array}$$

et par récurrence $\left\langle b_i^2\left(kT\right)\right\rangle = \sigma^2$ pour tout k. Finalement :

$$\langle b_i\,(kT)\;b_i\,((k+\ell)\,T)\rangle\;\;=\sigma^2\beta^\ell$$

Pour $i \neq j$, il suffit de constater que b_i et b_j sont respectivement formés à partir des bruits indépendants g_i et g_j pour conclure à :

$$E\,(b_i\,(kT)\;b_j\,((k+\ell)\,T))\;\;=0$$

Génération des masques

Reste à recombiner adroitement les N processus $(b_i)_{i\in[1;N]}$. La matrice $M=(\alpha_{i,j})_{0\leqslant i;j\leqslant N}$ de covariance des masques est symétrique et positive. Elle est donc factorisable sous la forme de Cholesky, [Ciarlet, 1990] :

$$M = H\,{}^tH \tag{2.11}$$

où la matrice H est triangulaire. Notons $B(kT)$ le vecteur colonne des processus gaussiens à l'instant kT et posons :

$$X\,(kT) = H\,B\,(kT)$$

Vérifions maintenant les propriétés des masques ainsi construits en déterminant la matrice M_ℓ des covariances définie par :

$$M_\ell = \langle X\,(kT)\;{}^tX\,((k+\ell)\,T)\rangle$$

On a :

$$\begin{aligned} M_\ell &= \langle H\,B\,(kT)\;{}^tB\,((k+\ell)\,T)\;{}^tH\rangle \\ &= \langle H\,E\,(B\,(kT)\;{}^tB\,((k+\ell)\,T))\;{}^tH\rangle \\ &= \sigma^2\beta^{|\ell|}\,H\,{}^tH \\ &= \sigma^2\beta^{|\ell|}\,M \end{aligned} \tag{2.12}$$

Pour $\ell = 0$ on retrouve les conditions d'intercorrélation formulées en 2.2. Les coefficients diagonaux de M valant tous 1, on retrouve également la propriété d'autocorrélation du 2.1.

Plus généralement, nous obtenons une corrélation croisée entre le masque issu de la liaison i à l'instant kT et celui provenant de la liaison j à l'instant $(k+\ell)T$. Cette corrélation vaut le produit de l'autocorrélation d'un masque mesurée entre les instants kT et $(k+\ell)T$ et de l'intercorrélation entre les liaisons numérotées i et j.

2.3 Effet de l'intercorrélation des masques sur la Macrodiversité

2.3.1 Quelques notions sur les sytèmes cellulaires à étalement de spectre

Dans les sytèmes à étalement de spectre de type UMTS (mode FDD), toutes les cellules occupent la même bande de fréquence, dont une portion est allouée au sens descendant, et une autre au sens montant.

L'étalement du signal est réalisé en superposant aux bits d'information une séquence d'embrouillage (*srambling sequence*) suivie d'un code canal (*channelisation code*), [Holma, 2000] [tgpp]. Dans le sens descendant, les séquences d'embrouillage différencient les cellules tandis que les codes canaux départagent les différents utilisateurs au sein d'une même cellule. Dans le sens montant, les séquences d'embrouillage différencient les utilisateurs, tandis que les codes canaux permettent à un utilisateur donné d'émettre en parallèle plusieurs signaux. La disymétrie d'architecture des sens montant et descendant provient de ce que les émissions depuis les stations sont synchrones, contrairement à celles des mobiles.

Après estimation du canal, le récepteur RAKE se positionne sur les différents trajets, désétale, puis recombine les signaux en phase.

L'affaiblissement entre la station et le mobile subit les aléas de l'effet de masque et croît avec l'éloignement du mobile. Le niveau de champ peut devenir critique, notamment lorsque le mobile se trouve en bordure de cellule. La station et le mobile doivent alors émettre plus fort. Un système de contrôle de puissance régule ces opérations. Mais il a ses limites. La puissance délivrée par un mobile n'augmente pas indéfiniment, et tout accroissement de la puissance émise sur un lien engendre davantage d'interférence inter et intra cellulaire sur les autres liens.

2.3.2 Le *handover*

Le mobile scrute en permanence le niveau de champ issus des cellules voisines en écoutant leur canal pilote (*pilot channel* ou PICH). Quand il en détecte un dont la qualité de réception est comparable à celle du lien courant, il engage une procédure dite de *handover*.

Lors d'un *hard handover*, le mobile attend que l'écart de puissance soit supérieur à un certain seuil, appélé marge de *handover*, puis il commute d'une cellule à l'autre, figure 2.1. Prendre une marge de *handover* de l'ordre de l'écart type des masques évite au mobile une

valse hésitation, qualifiée d'effet de *ping-pong*, durant laquelle ce dernier basculerait sans cesse d'une cellule à l'autre, figure 2.2. Mais dans les situations où ce risque est faible, comme en figure 2.1, le retard d'hysteresis oblige à dépenser beaucoup d'énergie pour maintenir un lien qui sera de toutes façons supprimé. Il faut en effet émettre à plus forte puissance sur la voie 1 afin de garantir une qualité raisonnable avant que la décision de basculement intervienne effectivement. Cela ajoute donc à l'interférence ambiante et pénalise les autres utilisateurs.

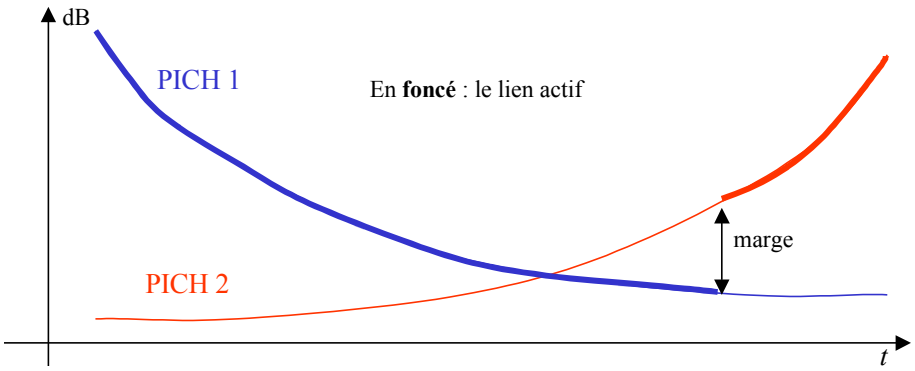


FIG. 2.1: Procédure de *handover* dur

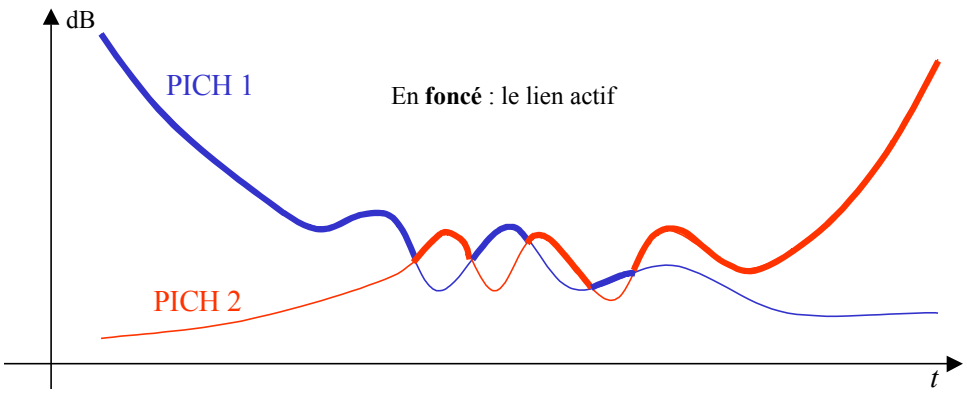


FIG. 2.2: De l'intérêt de la marge de *handover*

Au lieu de ce *handover* abrupt, on peut imaginer des phases de transition plus douces durant lesquelles le mobile communique simultanément avec deux stations ou plus. On parle de *soft handover*. Pendant toute la durée d'un *soft handover*, le mobile est en macrodiversité. L'entrée ou la sortie d'un lien est conditionnée au franchissement de marges, ce que la figure 2.3 décrit de façon simplifiée. Un algorithme spécifique gère dynamiquement la liste des stations susceptibles de participer à la macrodiversité et la liste des stations effectivement en connexion avec le mobile.

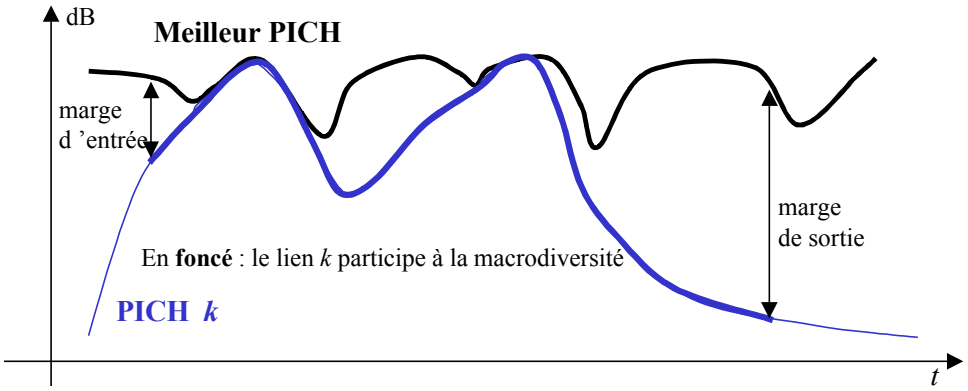


FIG. 2.3: Procédure de *handover* doux

Dans le cas (très théorique) de deux émetteurs, on peut par exemple convenir que la macrodiversité s'amorce dès que l'écart entre les deux voies est inférieur à une marge d'entrée de 6 dB. Cette valeur correspond à l'écart type des masques mesuré en campagne.

Dans la configuration expérimentale « Tonneliers-Arc », on peut ainsi prévoir quelles sont les zones couvertes à la fois par les deux stations et donc propice à la macrodiversité. La figure 2.4 indique les portions de parcours où la macrodiversité aurait pu se développer, conformément au critère des 6 dB. Elle indique également les zones de macrodiversité qui ont été prédites par Parcell selon le même critère des 6 dB d'écart. Dans l'immense majorité des cas, ces zones recouvrent les tronçons détectés. Par ailleurs, leurs formes circulaires évoque logiquement les lignes de niveau tracées en figures 1.1 et 1.2.

La période de macrodiversité peut être exploitée de différentes manières. De la plus élémentaire : simple sélection du meilleur lien, à la plus complexe : recombinaison en phase des diverses voies. De par la structure du récepteur RAKE, cette dernière solution est techniquement plus facile à implémenter avec le système UMTS qu'avec le système GSM. Dans le premier cas, le récepteur recombine simplement davantage de trajets. Dans le second, l'algorithme de Viterbi se débat avec plus de retards, et donc beaucoup plus d'états, [Guillet, 1996].

2.3.3 Prise en compte des corrélations des masques dans le G-STB

Le G-STB - *Global Simulation TestBed* - est un logiciel de simulation de réseaux mobiles développé par FTR&D. Après avoir spécifié un certain type d'environnement et de cellules, des terminaux sont peu à peu créés puis déplacés aléatoirement dans le réseau afin d'en analyser le comportement global : qualité du système, capacité, [Blanc *et al, 1997*].



FIG. 2.4: Zones où la macrodiversité pourrait être initialisée

Suite aux travaux exposés au chapitre 1 et à la nouvelle modélisation qui en découle, paragraphe 2.2, le code du G-STB a été remanié afin d'y intégrer une possible intercorrélation des masques, [Mendribil *et al*, 1998]. Le réseau dans lequel évoluent les mobiles a été maillé. En chaque point du quadrillage, les matrices de covariance ont été préalablement calculées selon le tableau 1.17 et décomposées d'après la factorisation de Cholesky, équation 2.11.

Les simulations ont démontré que l'intercorrélation des masques accroît le taux de mobiles en situation de macrodiversité, table 2.1.

Cette observation n'est pas si surprenante. Interprétons-la dans l'hypothèse simplificatrice de deux émetteurs.

	cas décorrélé	cas corrélé
densité d'utilisateurs	% en macrodiversité	% en macrodiversité
20 /km^2	27,6	30
30 /km^2	27	29
40 /km^2	27,6	29

TAB. 2.1: Pourcentage de mobiles en macrodiversité

Les régions propices à la macrodiversité sont celles où les niveaux moyens de signal sont comparables, et donc où les affaiblissements de propagation sont équivalents et où les écarts de puissance à moyenne échelle reviennent essentiellement à l'effet de masque. Sur les liens (potentiels) numérotés 1 et 2, l'affaiblissement lent s'écrit :

$$A_1 = a + b \log d_1 + x_1(\omega) \quad \text{et} \quad A_2 = a + b \log d_2 + x_2(\omega)$$

où x_1 et x_2 désignent les masques, que l'on considérera comme des variables aléatoires (le symbole ω rappelle la présence d'un aléas) centrées d'écart type σ. Comme les distances d_1 et d_2 sont équivalentes, l'écart entre les affaiblissements lents se réduit à une différence de deux gaussiennes :

$$A_2 - A_1 = x_2(\omega) - x_1(\omega)$$

C'est une nouvelle gaussienne centrée et de variance σ' telle que :

$$\begin{aligned} \sigma'^2 &= \langle (A_2 - A_1)^2 \rangle \\ &= 2\sigma^2 (1 - \alpha) \end{aligned}$$

où α désigne le coefficient d'intercorrélation des masques.

Quelques densités de probabilité de la variable $A_2 - A_1$ ont été représentées selon le coefficient α choisi et après avoir fixé $\sigma = 6$ dB, figure 2.5.

La macrodiversité est initiée dès que l'écart (en valeur absolue) est inférieur à une certaine marge d'entrée m_entree, par exemple 6 dB. Cela se produit avec la probabilité d'entrée :

$$\begin{aligned} \mathbb{P}_e &= \mathbb{P}(|A_2 - A_1| \leqslant m_entree) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'} \int_{-m_entree}^{m_entree} e^{-x^2/2\sigma'^2} dx \end{aligned}$$

qui, vu le positionnement des courbes, est d'autant plus grande que la corrélation est grande. Cette probabilité représente en effet une aire, hachurée dans le cas $\alpha = 0$ sur la figure 2.5.

La macrodiversité est abandonnée dès que l'écart (en valeur absolue) est supérieur à une certaine marge de sortie, m_sortie, par exemple 10 dB. Cela se produit avec la probabilité de sortie :

$$\begin{aligned} \mathbb{P}_s &= \mathbb{P}(|A_2 - A_1| > m_sortie) \\ &= \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma'} \int_{m_sortie}^{+\infty} e^{-x^2/2\sigma'^2} dx \end{aligned}$$

qui, vu le positionnement des courbes est d'autant plus petite que la corrélation est grande. L'aire correspondante est hachurée dans le cas $\alpha = 0,7$; figure 2.5.

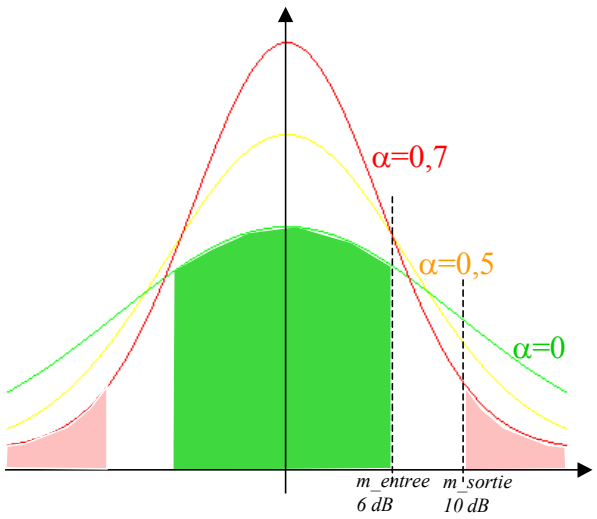


FIG. 2.5: Quelques densités de probabilité selon α

Ainsi, plus l'intercorrélation des masques est élevée, plus le mobile entre facilement en situation de macrodiversité et plus il en sort difficilement. La variation de statistique observée en 2.1 est peut-être même plus prononcée sur le terrain. Les masques peuvent en effet être ponctuellement corrélés ce, même entre les deux stations, figures 1.33 et 1.35.

Ce résultat diminue l'attrait de la macrodiversité. On peut effectivement se demander quel est l'intérêt d'entretenir plusieurs liens finalement pas si différents, pendant plus de temps, et au prix d'une complexité accrue du système. Mais malgré cet inconvénient, la macrodiversité permet toujours d'accroître la capacité du réseau.

2.4 Effets de l'intercorrélation des masques sur le C/I

Au delà de son application à l'étude de la macrodiversité, le modèle de masques peut aussi permettre de mieux connaître le comportement du C/I (Champ utile sur Interference en dB) dans un réseau mobile. En CDMA une cellule adjacente d'une cellule donnée brouille le signal utile, en GSM avec saut de fréquence généralisé aussi. Selon que le C évolue indépendamment ou non du I, on peut s'attendre à des performances différentes du système.

Nous avons donc défini une cellule, desservie par une station et brouillée par $N-1$ stations avoisinantes, de même puissance d'émission que la serveuse. La cellule a été quadrillée.

Nous nous sommes placés en un point de la cellule d'où nous avons effectué de nombreux tirages du champ moyen C issu de la station serveuse et des $N-1$ champs I_1,...,I_{N-1} issus des stations brouilleuses selon les lois suivantes :

$$C(\omega) = P - a - b\log d_0 - x_0(\omega) \quad \text{en dBm}$$
$$I_k(\omega) = P - a - b\log d_k - x_k(\omega) \ \text{en dBm} \quad \forall k \in [1; N-1]$$

où P désigne la puissance émise depuis chaque station, et où le symbole ω rappelle la présence d'un aléas.

Les paramètres a et b ont été fixés à des valeurs usuelles : $a = 16$ et $b = 36$. Les masques $x_k(\omega)$, $k \in [0; N-1]$ ont été obtenus à partir du modèle proposé et de la table d'intercorrélations associée au point de réception considéré ; l'aléas étant créé en faisant défiler le temps, comme si le mobile circulait autour de sa position initiale. L'écart type σ des masques a été fixé à 7 dB.

L'interférence $I(\omega)$, exprimée en dBm, est alors définie par :

$$I(\omega) = 10\log\left(10^{I_1(\omega)/10} + ... + 10^{I_{N-1}(\omega)/10}\right) \ \text{en dBm}$$

On vérifie que le C/I (en dB) ne dépend ni de P, ni d'ailleurs de a, puisqu'il se transforme en :

$$\begin{aligned} C/I(\omega) = \ & -b\log d_0 - x_0(\omega) \\ & -10\log\left(\sum_{k=1}^{N-1} 10^{-b\log d_k - x_k(\omega)}\right) \end{aligned}$$

Nous avons réitéré cette opérations en des points régulièrement espacés de la cellule. En chacun d'eux nous avons calculé les statistiques (moyenne et écart type) du C/I (en dB).

Les figures 2.6 et 2.7 illustrent une situation où deux stations $B1$ et $B2$ viennent brouiller une source S. Nous n'avons d'abord tenu aucun compte de l'intercorrélation des masques, figure 2.6. Puis nous l'avons prise en considération, figure 2.7.

Sur cette configuration, comme sur d'autres, nous avons constaté que l'accroissement des coefficients d'intercorrélation entraînait toujours un accroissement de la moyenne du C/I (dans la limite de 1 dB) et une diminution de son écart type (dans la limite de 2 dB).

On peut tenter d'interpréter ces observations, au moins pour ce qui concerne l'écart type.

Quand on introduit des corrélations sur les masques, il arrive plus souvent que le C et le I évoluent dans le même sens, ce qui réduit l'écartement du C/I. Par exemple, dans le cas d'un seul brouilleur, nous avons :

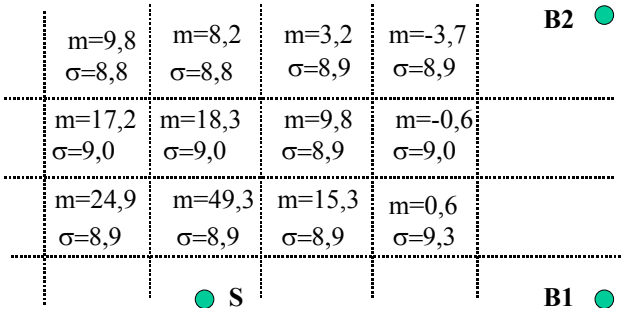


FIG. 2.6: Statistiques du C/I, sans intercorrélation des masques

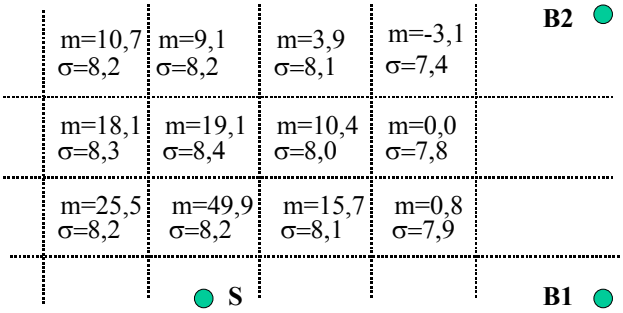


FIG. 2.7: Statistiques du C/I, avec intercorrélation des masques

$$C/I\left(\omega\right) = -b\log\left(d_0/d_1\right) - x_0\left(\omega\right) + x_1\left(\omega\right)$$

La moyenne du $C/I\left(\omega\right)$ vaut $-b\log\left(d_0/d_1\right)$. La variance vaut :

$$\left\langle \left(-x_0\left(\omega\right) + x_1\left(\omega\right)\right)^2 \right\rangle = 2\sigma^2\left(1 - \alpha_{0,1}\right)$$

où σ désigne l'écart type des masques, et $\alpha_{0,1}$ l'intercorrélation entre la serveuse et le brouilleur. Plus $\alpha_{0,1}$ s'approche de 1, et plus la variance diminue.

Tirons une conséquence importante de cette analyse : les prédictions de qualité d'un système radiomobile qui ne tiendraient pas compte de l'intercorrélation des masques seraient donc pessimistes au regard de l'augmentation du C/I moyen et de la diminution de sa variance lorsque les corrélations sont prises en considération.

Nous avons par ailleurs constaté qu'une augmentation du nombre de brouilleurs diminuait bien sûr le C/I moyen, mais diminuait aussi légèrement son écart type. Enfin, un écart type plus important des masques - par exemple 10 dB au lieu de 7 dB - abaisse le C/I moyen et élève son écart type, et donc altère la qualité du réseau.

Chapitre 3

Sondage large bande des canaux radimobiles

3.1 Introduction

Les chapitres précédents ont complété nos connaissances au sujet des fluctuations lentes du canal. Ajoutons que ces fluctuations sont ressenties, en première approximation, de la même façon à n'importe quelle fréquence. Elles ont donc un effet large bande.

Pour mettre au point les actuels et futurs systèmes radiomobiles à hauts débits, il faut aussi bien analyser les fluctuations rapides du canal, résultats des multiples échos du signal de propagation.

Dans ce but, on utilise des sondeurs, appareils dont l'objet est de mesurer la réponse impulsionnelle du canal sur une bande donnée.

Après quelques rappels de traitement du signal et une introduction à la Transformation de Fourier Discrète, nous expliquons le fonctionnement d'un sondeur à compression d'impulsion. Ce chapitre pose les bases des chapitres suivants, dévolus à l'amélioration des performances d'un tel sondeur : sonder mieux, et plus de voies simultanément. Il permet notamment de se forger une représentation intuitive de certains concepts, qui permettront ensuite de bien comprendre - sans aucun calcul - la méthode de sondage développée dans la suite.

Pour simplifier, la plupart des raisonnements seront tenus en bande de base.

3.2 Théorème d'échantillonnage. Conséquences

Commençons par énoncer le théorème d'échantillonnage :

Théorème 1 *(Shannon) : Soit $x(t)$ un signal continu en bande de base occupant une bande centrée et de largeur B. On l'échantillonne à un rythme $\frac{1}{T_e} > B$ aux instants kT_e, $k \in \mathbb{Z}$ On peut alors reconstituer le signal $x(t)$ en convoluant la suite des échantillons $(x_k)_{k\in\mathbb{Z}} = (x(kT_e))_{k\in\mathbb{Z}}$ par un sinus cardinal. Plus précisément, on a la formule :*

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \, sinc\left(\frac{\pi(t-kT_e)}{T_e}\right) \quad avec \; sinc(x) = \frac{\sin x}{x} \tag{3.1}$$

Preuve. Notons x_e le signal échantillonné aux instants kT_e. Nous avons :

$$\begin{aligned} x_e(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \, \delta(t - kT_e) \\ &= x(t) \, . \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e) \end{aligned}$$

La transformée de Fourier du peigne de Dirac reste un peigne de Dirac, formule de Poisson, [Kammerer, 1993][Schwartz, 1965]. Si bien que $X_e(f)$ s'obtient par périodisation de $X(f)$, figure 3.1 :

$$X_e(f) = X(f) * \tfrac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \tfrac{k}{T_e}\right)$$

Comme $\frac{1}{T_e} > B$, il n'y a pas recouvrement de spectre. Donc :

$$X(f) = T_e \, . \, X_e(f) \, . \, \mathrm{rect}_{\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right]}(f)$$

Revenons maintenant en temps :

$$\begin{aligned} x(t) &= T_e \, . \, x_e(t) * \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_e}\right)}{\pi t} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \, \delta(t - kT_e) * \mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \, . \, \mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi(t-kT_e)}{T_e}\right) \end{aligned}$$

C'est le résultat annoncé, qu'illustre la figure 3.2.

■

Pour l'anecdote, cette identité permet de retrouver de belles formules de Mathématiques. Par exemple, en choisissant $x(t) = 1$, qui est bien à bande étroite (elle est nulle !) et centrée, et en se plaçant à l'instant $t = \frac{T_e}{2}$, on obtient la jolie somme :

$$\sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{4k^2 - 1} = \frac{\pi}{4} - \frac{1}{2}$$

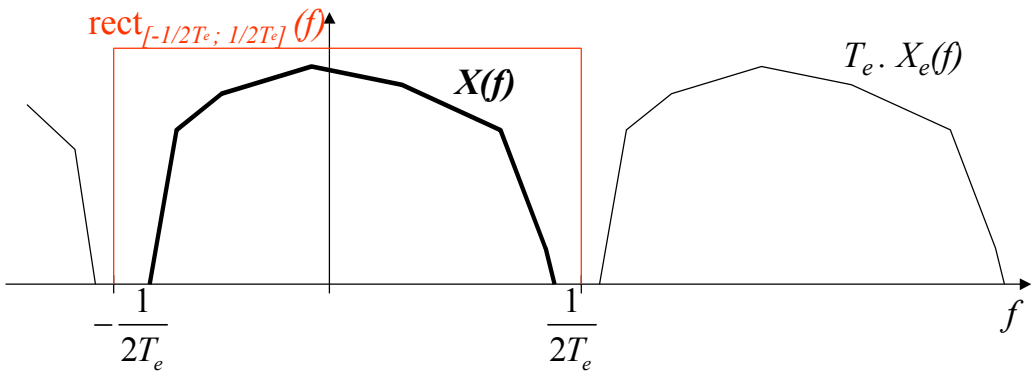


FIG. 3.1: Spectre d'un signal bande étroite et de sa version échantillonnée

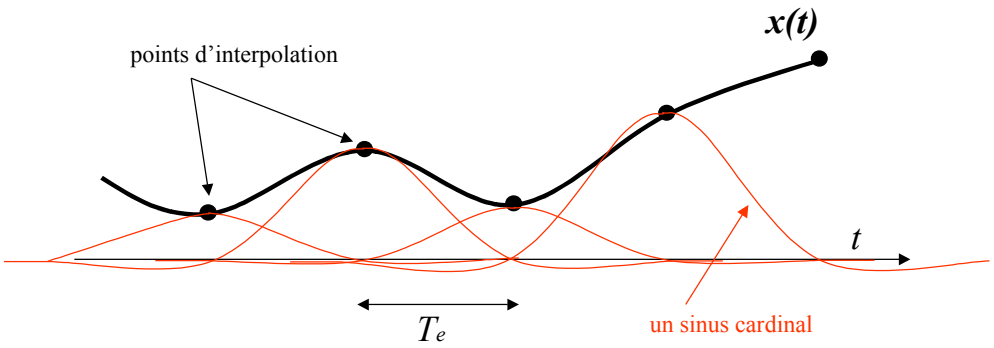


FIG. 3.2: Reconstitution d'un signal bande étroite par la formule d'interpolation

Surtout, la formule de Shannon démontre que n'importe quelle suite d'échantillons provient de l'échantillonnage d'un signal continu à bande étroite.

Théorème 2 *Soit* $(x_k)_{k\in\mathbb{Z}}$ *une suite d'échantillons. Il existe un unique signal continu* $x(t)$ *de bande centrée et de largeur inférieure à* $\frac{1}{T_e}$*, dont l'échantillonnage aux instants* kT_e *est précisément la séquence* (x_k)*.*

Preuve. Si un tel signal à temps continu $x(t)$ existe, on doit pouvoir le reconstituer grâce à la formule de Shannon, théorème 1 :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \,.\, \mathrm{sinc}\left(\frac{\pi(t-kT_e)}{T_e}\right)$$

Ce signal convient. On a effectivement $x(kt) = x_k$ pour tout k, c'est à dire que $x_e(t)$ est bien la séquence souhaitée. En remontant les calculs précédents, on obtient ensuite :

$$x(t) = T_e \,.\, x_e(t) \ast \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_e}\right)}{\pi t}$$

puis :

$$X(f) = T_e \,.\, X_e(f) \,.\, \mathrm{rect}_{\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right]}(f)$$

et le signal $x(t)$ est à bande limitée. ■

Par commodité, on dira désormais que ce signal $x(t)$ est le signal continu et à bande limitée centrée qui interpole la séquence $(x_k)_{k\in\mathbb{Z}}$ aux instants kT_e.

Corollaire 3 *Soit $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ une suite finie d'échantillons espacés de T_e. Il existe un unique signal continu $x(t)$ de bande centrée et inférieure à $\frac{1}{T_e}$, NT_e périodique, et dont l'échantillonnage aux instants kT_e, $k \in [0; N-1]$, est précisément la séquence (x_k).*

Par commodité, on dira désormais que ce signal $x(t)$ est le signal continu - périodique- et - à - bande - limitée - centrée - qui - interpole - la - séquence - $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ - aux - instants - kT_e, $k \in [0; N-1]$. Ce signal étant NT_e-périodique, il est en fait constitué de raies aux fréquences $\frac{\ell}{NT_e}$, avec $\ell \in \left[-\frac{N}{2}; \frac{N}{2}-1\right]$ puisque x est à bande limitée dans $\left[-\frac{1}{2T_e}; \frac{1}{2T_e}\right[$, figure 3.3.

3.3 Une approche de la TFD

Nous allons maintenant définir la Transformée de Fourier Discrète (TFD), et retrouver ses principales propriétés en l'interprétant comme une Transformée de Fourier (TF). Sans vouloir imposer cette conception plutôt personnelle de la TFD, disons qu'elle nous a bien aidé à comprendre pourquoi la méthode présentée au chapitre **4** allait fonctionner.

Définition 4 *Soit $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ une suite finie d'échantillons espacés de T_e. On appelle transformée de Fourier discrète de $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ la suite $(X_\ell)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}$ définie par :*

$$\forall \ell \in \left[-\tfrac{N}{2}; \tfrac{N}{2}-1\right], \quad X_\ell = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \, e^{-i\frac{2k\ell\pi}{N}}$$

On peut interpréter cette définition grâce au théorème qui suit :

Théorème 5 *La TFD de la séquence $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ peut être vue (à une constante multiplicative près) comme la TF du signal $x(t)$ continu - périodique -... évaluée aux fréquences discrètes $\frac{\ell}{NT_e}$, $-\frac{N}{2} \leqslant \ell \leqslant \frac{N}{2}-1$.*
En somme, la $TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)$ renvoie (à un coefficient multiplicatif près) les coefficients de Fourier de $x(t)$.

Preuve. Soit donc $x(t)$ le signal continu - périodique - ... Nous avons alors :

$$\forall k \in [0; N-1], \quad x_k = x(kT_e)$$

Notons $x_e(t)$ la version échantillonnée de $x(t)$ aux instants kT_e, et dont la séquence $(x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1}$ n'est autre que la restriction à $[0; NT_e[$. Ainsi :

$$x_e(t) = x(t) \,.\, \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e) \quad \text{et} \quad (x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1} = x_e(t) \,.\, \mathrm{rect}_{[0;NT_e[}(t) \tag{3.2}$$

On observe que :

$$\begin{aligned}\left[TF\,\left((x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1}\right)\right](f) &= TF\left(\sum_{k=0}^{N-1} x_k\,\delta(t-kT_e)\right)\\ &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k\, e^{-i2\pi fkT_e}\end{aligned}$$

En particulier, en choisissant les fréquences $f = \frac{\ell}{NT_e}$, $0 \leqslant \ell \leqslant N-1$, on obtient :

$$\left[TF.\left((x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1}\right)\right]\left(\tfrac{\ell}{NT_e}\right) = X_\ell$$

Reste à faire le lien entre cette transformée de Fourier et la transformée de Fourier $X(f)$ du signal continu $x(t)$. A partir de 3.2, on tire :

$$\begin{aligned}&\left[TF\,\left((x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1}\right)\right](f)\\ &\quad= X(f) * \frac{1}{T_e}\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\delta\left(f-\tfrac{k}{T_e}\right) * N\,T_e\,e^{-i\pi fNT_e}\,\mathrm{sinc}(\pi fNT_e)\\ &\quad= N\sum_{k=-\infty}^{+\infty} X\left(f-\tfrac{k}{T_e}\right) * e^{-i\pi fNT_e}\,\mathrm{sinc}(\pi fNT_e)\end{aligned}$$

Or $X(f)$ est un peigne à bande limitée. Nous avons :

$$X(f) = \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X\left(\tfrac{\ell}{NT_e}\right)\,\delta\left(f-\tfrac{\ell}{NT_e}\right)$$

et donc :

$$\begin{aligned}&\left[TF\,\left((x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1}\right)\right](f)\\ &\quad= N\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X\left(\tfrac{\ell}{NT_e}\right)\,\delta\left(f-\tfrac{k}{T_e}-\tfrac{\ell}{NT_e}\right) * e^{-i\pi fNT_e}\,\mathrm{sinc}(\pi fNT_e)\\ &\quad= N\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X\left(\tfrac{\ell}{NT_e}\right)\,e^{-i\pi\left(f-\frac{k}{T_e}-\frac{\ell}{NT_e}\right)NT_e}\,\mathrm{sinc}(\pi fNT_e)\end{aligned}$$

Comme il n'y a pas de recouvrement de spectre,

$$\left[TF\ \left((x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1}\right)\right]\left(\tfrac{\ell}{NT_e}\right) = N\,X\left(\tfrac{\ell}{NT_e}\right)$$

On conclut :

$$\left[TFD\left((x_k)_{0\leqslant k\leqslant N-1}\right)\right](\ell) = N\ \left[TF\left(x\left(t\right)\right)\right]\left(\tfrac{\ell}{NT_e}\right)$$

La figure 3.3 illustre de ce raisonnement.

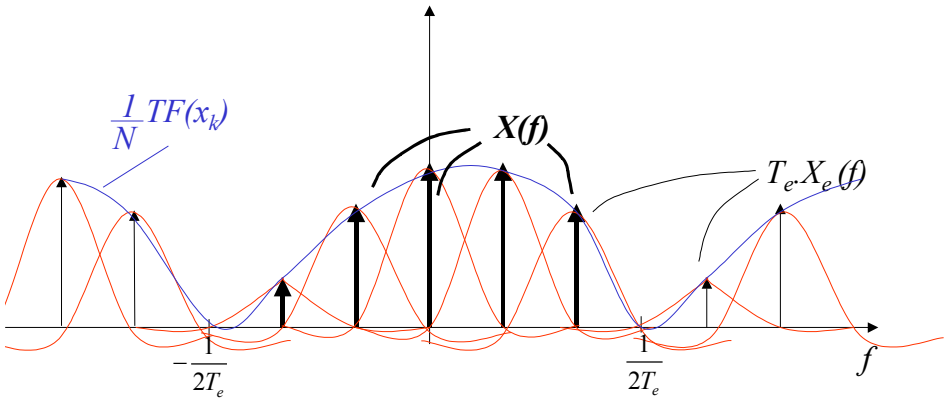


FIG. 3.3: La TFD vue comme une TF

■

Cette interprétation est essentielle, car si c'est bien la TF qui rend compte des propriétés physique d'un signal réel, seules ses transformées discrètes sont en pratique manipulables sur un ordinateur.

Nous pouvons désormais retrouver sans calcul quelques propriétés de la TFD, à partir de celles, connues, de la TF. Commençons par la formule de réciprocité de Fourier :

Proposition 6 *On a pour tout* $k \in [0; N-1]$ *:*

$$x_k = \tfrac{1}{N} \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_\ell\ e^{+i\frac{2k\ell\pi}{N}}$$

Preuve. Notons TFD' l'application qui, à une séquence $(X_\ell)_{\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}$ associe la séquence $(x'_k)_{\in[0;N-1]}$ définie par :

$$\forall k \in [0; N-1]\,,\ \ x'_k = \tfrac{1}{N} \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_\ell\ e^{+i\frac{2k\ell\pi}{N}}$$

Soit maintenant une séquence $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$. Reprenons les notations du théorème 5. On sait que la $TFD\left((x_k)\right) = (X_\ell)$ s'interprète (à constante multiplicative près) comme la $TF\left(x\left(t\right)\right)$ évaluée aux bonnes fréquences. Inversement, on établit comme au théorème 5 que la $TFD'\left((X_\ell)\right)$ s'interprète (à constante multiplicative près) comme la transformée de Fourier inverse de la seule fonction $\frac{1}{T_e}-$périodique dans le plan de Fourier et d'étalement temporel $[0; NT_e[$, et interpolant la séquence $(X_\ell)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}$ aux fréquences $\frac{\ell}{NT_e}$, $\ell \in \left[-\frac{N}{2}; \frac{N}{2}-1\right]$. La seule fonction en question n'est autre que $\frac{1}{N}\left[TF\left((x_k)\right)\right](f)$, figure 3.3. Ainsi,

$$TFD'\left((X_\ell)_{-\frac{N}{2}\leqslant\ell\leqslant\frac{N}{2}-1}\right) = N\,TF^{-1}\left\{\tfrac{1}{N}\left[TF\left((x_k)\right)\right](f)\right\}(x_k)$$

puis

$$\begin{aligned} TFD'\left(TFD\left((x_k)\right)\right) &= TF^{-1}\left\{\left[TF\left((x_k)\right)\right](f)\right\} \\ &= (x_k) \end{aligned}$$

et on a effectivement $TFD' = TFD^{-1}$. ■

Ce raisonnement, essentiellement qualitatif, reflète l'efficacité de notre conception de la TFD. Pour des démonstrations plus traditionnelles, on pourra par exemple se reporter à [Prado, 1993].

Retrouvons une autre propriété très classique - celle de la TFD d'une convolution circulaire - avant d'aborder des propriétés plus fines, mais tout aussi utiles pour nos travaux ultérieurs.

Proposition 7 *Soient $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ et $(y_k)_{k\in[0;N-1]}$ deux séquences. On désigne par $(x_k \circledast y_k)_{k\in[0;N-1]}$ leur convolution circulaire. Alors :*

$$TFD\left((x_k \circledast y_k)\right) = TFD\left(x_k\right) . TFD\left(y_k\right)$$

Preuve. Le signal $x\left(t\right) * (y_k)_{k\in[0;N-1]}$ est NT_e-périodique comme superposition de N tels signaux. De plus, il coïncide avec $(x_k \circledast y_k)_{k\in[0;N-1]}$ aux instants kT_e, $k \in [0; N-1]$ et est à bande limitée et centrée. Sa transformée de Fourier, $X . TF\left((y_k)\right)$, a en effet pour support $\left[-\frac{1}{2T_e}; \frac{1}{2T_e}\right]$.

Les raies de sa transformée de Fourier donnent donc (à constante multiplicative près) la $TFD\left((x_k \circledast y_k)\right)$. Par ailleurs, $X . TF\left((y_k)\right)$ vaut (à c. m. près) $X\left(f\right) . Y\left(f\right)$ car la $TF\left((y_k)\right)$ coïncide (à c. m. près) avec $Y\left(f\right)$ sur les raies de $X\left(f\right)$.

Mais les raies de $X\left(f\right) . Y\left(f\right)$ donnent (à c. m. près) justement $TFD\left(x_k\right) . TFD\left(y_k\right)$. La conclusion suit. ■

Nous allons maintenant modifier méthodiquement la séquence $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ et juger de ce qu'il advient de la TFD. Commençons par observer la TFD d'une séquence répétée.

Proposition 8 *Soit $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ une séquence. On la répète une seconde fois. Ce qui donne la nouvelle séquence $(x_k)_{k\in[0;2N-1]}$ avec $x_k = x_{k-N}$ pour tout $k \in [N; 2N-1]$ Sa TFD est nulle une fois sur deux. Plus précisément :*

$$TFD\left((x_k)_{k\in[0;2N-1]}\right)(2\ell) = 2\,TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)(\ell)$$
$$TFD\left((x_k)_{k\in[0;2N-1]}\right)(2\ell+1) = 0$$

Preuve. Le signal périodique $x(t)$ qui interpole la séquence $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ interpole également la séquence $(x_k)_{k\in[0;2N-1]}$. Sa transformée de Fourier $X(f)$ renvoie donc (à constante multiplicative près) la $TFD\left((x_k)_{k\in[0;2N-1]}\right)$ aux fréquences discrètes $\frac{\ell}{2NT_e}$, $-\frac{N}{2} \leqslant \ell \leqslant \frac{N}{2}-1$. Comme x est NT_e-périodique, les raies impaires de son spectre sont nulles. Quant à ses raies paires, ce sont justement celles que retourne la $TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)$, dessin 3.4.

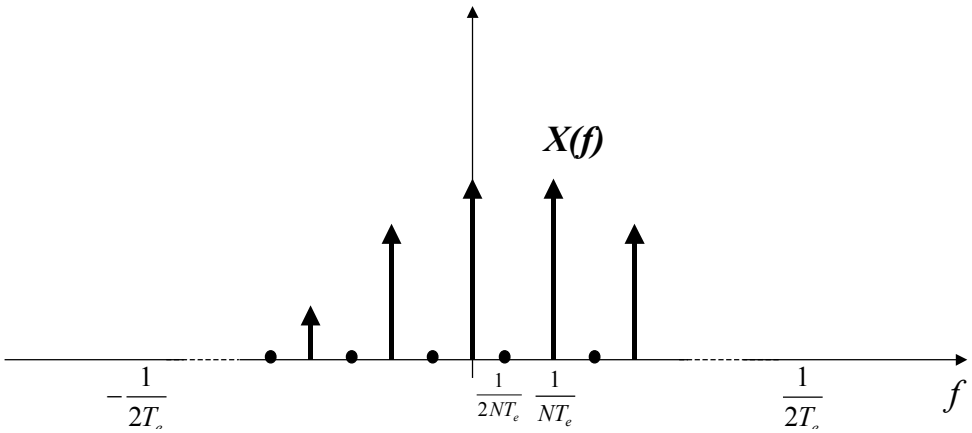


FIG. 3.4: Effet d'une répétition de la séquence sur la TFD

■

Si au lieu de reproduire deux fois la séquence $(x_k)_{k\in[[0;N-1]]}$ on la reproduit p fois, $p-1$ termes sur p termes de la TFD s'en trouvent alors fois annulés.

Voyons l'effet d'un suréchantillonnage de la séquence.

Proposition 9 *Soit $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ une séquence, et $x(t)$ le signal continu-périodique-à bande ... interpolant cette séquence aux instants kT_e, $k \in [0; N-1]$. Suréchantillonnons $x(t)$ d'un facteur 2. On obtient la séquence $\left(x\left(\frac{kT_e}{2}\right)\right)_{k\leqslant 0\leqslant 2N-1}$, dont la TFD s'obtient en insérant $\frac{N}{2}$ zéros de part et d'autre de celle de la séquence d'origine. Plus exactement,*

$$TFD\left(\left(x\left(\frac{kT_e}{2}\right)\right)_{k\leqslant 0\leqslant 2N-1}\right) = 2.\left(\underbrace{0,...,0}_{\frac{N}{2}\ z\acute{e}ros},X_{-\frac{N}{2}},..,X_{\frac{N}{2}-1},\underbrace{0,...,0}_{\frac{N}{2}\ z\acute{e}ros}\right)$$

Preuve. Le signal NT_e-périodique $x(t)$ interpole convenablement la séquence suréchantillonnée $\left(x\left(\frac{kT_e}{2}\right)\right)_{k\leqslant 0\leqslant 2N-1}$. Donc la $TFD\left(x\left(\frac{kT_e}{2}\right)\right)$ donne (à constante multiplicative près) la transformée de Fourier de $x(t)$ aux fréquences $\frac{\ell}{NT_e}$, $-\frac{N}{2}\leqslant \ell \leqslant \frac{N}{2}-1$ et 0 ailleurs. ■

Cette propriété peut être utilisée dans le sens réciproque pour suréchantillonner une séquence d'un facteur deux. Pour la suréchantillonner d'un facteur p, il suffirait de la border avec $\frac{(p-1)N}{2}$ zéros de part et d'autre, puis de revenir en temps par TFD inverse, sans oublier de diviser par le coefficient de normalisation : ici p.

Bien sûr, une autre solution consiste à reconstituer le signal à partir de la formule de Shannon, 3.1, mais c'est plus laborieux.

Voyons désormais l'impact d'une permutation circulaire de la séquence.

Proposition 10 *Soit $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ une séquence, et $(X_\ell)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1\right]}$ sa TFD. Quand on décale circulairement la séquence temporelle d'une unité vers la droite, sa TFD subit un déphasage linéaire. Précisément :*

$$\begin{aligned} TFD(x_1;x_2;...;x_{n-1};x_0) &= \left(e^{-i\frac{2\pi k}{N}}\right).TFD(x_0;x_1;...;x_{n-2};x_{n-1}) \\ &= \left(X_0;X_1e^{-i\frac{2\pi}{N}};...;X_{N-1}e^{-i\frac{2\pi(N-1)}{N}}\right) \end{aligned}$$

Preuve. Le signal $x(t-T_e)$ est le signal périodique à bande limitée qui interpole la séquence $(x_1;x_2;...;x_{n-1};x_0)$ aux instants kT_e, $k\in[0;N-1]$. Sa transformée de Fourier fournit donc la TFD de $(x_1;x_2;...;x_{n-1};x_0)$. On conclut sachant que :
$TF(x(t-T_e))=e^{-i2\pi fT_e}.TF(x(t))$. ■

Pour terminer, observons l'impact d'une transposition en fréquences de la séquence temporelle sur sa TFD. Nous énoncerons d'abord le résultat sous une forme générale, que nous particulariserons aussitôt après, en vue des applications que nous lui réservons, chapitre **4**.

Proposition 11 *Soit $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ une séquence. Transposons-là de Δf. La TFD de la nouvelle séquence $\left(x_ke^{i2\pi\Delta fkT}\right)_{k\in[0;N-1]}$ donne tout bêtement la transformée de Fourier de la séquence $(x_k)_{k\in[0;N-1]}$ aux fréquences $\frac{\ell}{NT_e}+\Delta f$. A ce titre, elle permet d'interpoler la TFD de la séquence de départ, dessin 3.5.*

Preuve. On démontre comme dans le théorème 5 que la TFD recherchée est - à constante multiplicative près - donnée par la TF du signal $x(t).e^{i2\pi\Delta ft}$ aux fréquences discrètes $\frac{\ell}{NT_e}$, $-\frac{N}{2}\leqslant\ell\leqslant\frac{N}{2}-1$. Notez que le signal $x(t).e^{i2\pi\Delta ft}$ n'est en général ni périodique ni à bande centrée. Sa bande a d'ailleurs subi un décalage en fréquences de Δf, dessin 3.5.

En revanche, la TFD continue d'évaluer le spectre aux fréquences discrètes $\frac{\ell}{NT_e}$, $-\frac{N}{2}\leqslant\ell\leqslant\frac{N}{2}-1$. Ses valeurs sont matérialisées par des pastilles rondes sur le dessin.

■

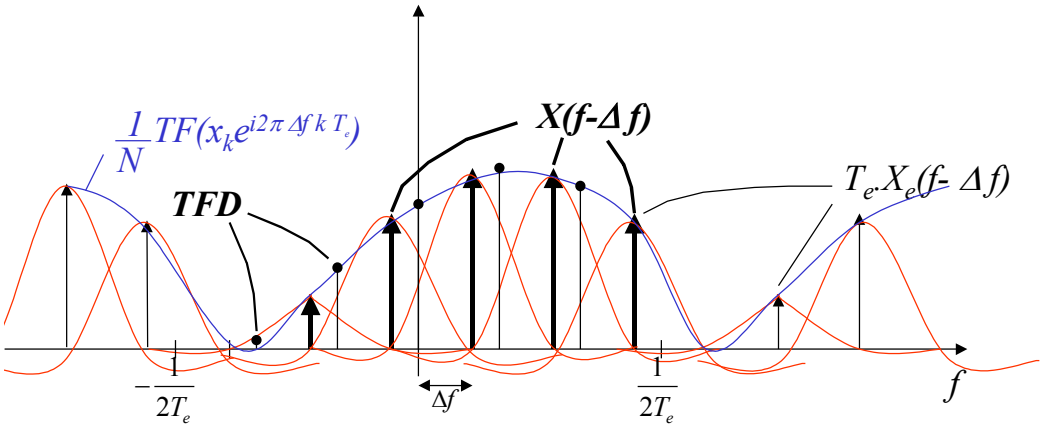


FIG. 3.5: Effet d'une transposition en fréquences sur la TFD

En particulier, si $\Delta f = \frac{1}{NT_e}$, la nouvelle TFD n'est rien d'autre qu'une version permutée de l'ancienne. Ce résultat est bien sûr la version duale de la proposition 10. Mais c'est surtout le décalage $\Delta f = \frac{1}{2NT_e}$ qui retiendra notre attention au chapitre suivant.

3.4 Principe du sondeur FTR&D large bande

Nous pouvons désormais expliquer le fonctionnement d'un sondeur de canal du modèle de ceux développés sur le site de Belfort, [Thiriet *et al*, 1995]. Nous nous cantonnerons ici à un exposé théorique, le matériel étant présenté au chapitre suivant.

Dans un système de radiocommunication avec des mobiles, les stations de base - fixes - et les terminaux - mobiles - sont reliés par la voie hertzienne. Les signaux de transmission parviennent à la station de base (dans un sens dit montant) ou au terminal mobile (dans un sens dit descendant) avec des échos plus ou moins affaiblis ou déphasés, figure 3.6.

L'intensité, la phase, et les retards de ces échos forment ce qu'on appelle la réponse impulsionnelle du canal. Un sondeur doit pouvoir mesurer correctement ces différents éléments. En particulier, il ne doit pas tronquer la réponse ; il doit pouvoir discerner des trajets selon une précision donnée ; il doit suivre leur évolution au cours du déplacement.

3.4.1 Survol des méthodes de sondage large bande

Il existe trois grandes catégories de sondeurs large bande : la méthode par balayage en fréquences, la méthode impulsionnelle, et la méthode à compression d'impulsion, [Thiriet *et al*, 1995].

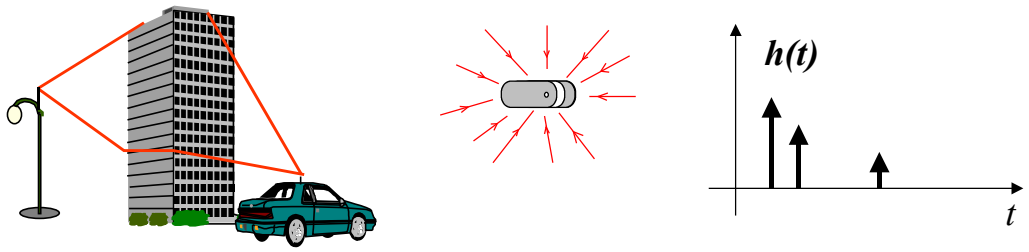


FIG. 3.6: Propagation d'un signal radiomobile

La méthode à balayage en fréquences consiste à émettre une porteuse pure dont la fréquence parcourt petit à petit la bande à analyser. On accède alors directement à la fonction de transfert du canal sur un certain nombre de fréquences discrètes. Mais cette technique pose deux difficultés : la synchronisation du récepteur et la mesure de la phase de la fonction de transfert, qui imposent de relier physiquement l'émetteur au récepteur. Cette condition n'est pas réalisable en communications mobiles.

La méthode impulsionnelle consiste à émettre une impulsion modulée courte puis à écouter ses différents échos. Encore faut-il pouvoir émettre une énergie très importante - d'autant plus importante que l'affaiblissement de propagation est élevé - en très peu de temps, ce que la chaîne d'amplification supporte mal.

Enfin, la méthode à compression d'impulsion consiste à émettre périodiquement un signal occupant la bande à sonder. On estime la réponse en fréquences du canal, et par suite sa réponse impulsionnelle, en comparant les spectres des signaux émis et reçus. C'est cette solution qui a été retenue pour concevoir les sondeurs FTR&D, et que nous étudions dans le paragraphe suivant.

3.4.2 La compression d'impulsion

Nous nous placerons en bande de base.

Notons $x(t)$ le signal périodique émis par la station. Il occupe une bande de largeur B que nous noterons aussi :

$$B = \left[-\tfrac{1}{2T_e}; \tfrac{1}{2T_e}\right[$$

en référence au rythme d'échantilonnage à choisir en réception, figure 3.7. On supposera pour simplifier que la période du signal est un multiple entier de l'intervalle d'échantilonnage T_e, si bien qu'on posera :

$$T = N\,T_e$$

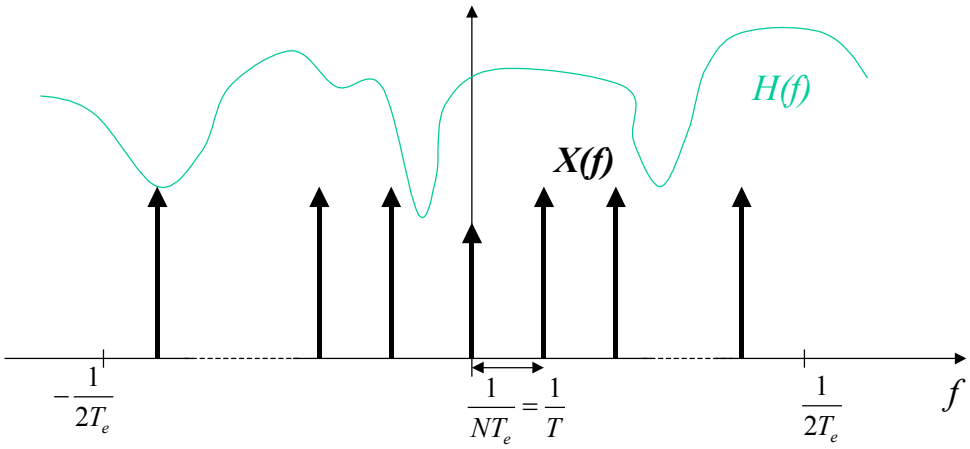


FIG. 3.7: Sondage d'un canal par compression d'impulsion (1)

Le signal $x(t)$ traverse un canal de réponse impulsionnelle $h(t)$. Cette réponse n'est en général ni périodique ni à bande limitée. Le signal reçu $y(t) = (x * h)(t)$ hérite toutefois des bonnes propriétés de $x(t)$: il a pour bande B et est $T-$périodique. Echantillonnons-le au rythme T_e sur la durée T. Nous obtenons les échantillons :

$$\begin{aligned}(y_k)_{k\in[0;N-1]} &= (y(kT_e))_{k\in[0;N-1]} \\ &= ((x*h)(kT_e))_{k\in[0;N-1]}\end{aligned}$$

Notons par ailleurs :

$$(x_k)_{k\in[0;N-1]} = (x(kT_e))_{k\in[0;N-1]}$$

L'interprétation de la TFD en TF donne d'après le théorème 5 :

$$\left(Y\left(\tfrac{\ell}{T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]} = \tfrac{1}{N}\,TFD\left((y_k)_{k\in[0;N-1]}\right)$$

Sachant que $y = x * h$, la relation d'entrée-sortie s'écrit en fréquences :

$$\left((X\,.\,H)\left(\tfrac{\ell}{T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]} = \tfrac{1}{N}\,TFD\left((y_k)_{k\in[0;N-1]}\right)$$

Puis, toujours grâce au théorème 5 :

$$\tfrac{1}{N}\,TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)\,.\,\left(H\left(\tfrac{\ell}{T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]} = \tfrac{1}{N}\,TFD\left((y_k)_{k\in[0;N-1]}\right)$$

Enfin, sous réserve d'existence du quotient, on obtient :

$$\left(H\left(\tfrac{\ell}{T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]} = \frac{TFD\left((y_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}{TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}$$

Le numérateur et le dénominateur du membre de droite sont connus. On en déduit donc le membre de gauche. On retourne en temps par TFD^{-1}, ce qui revient à calculer la TF^{-1} de la fonction ci dessus puis à l'évaluer aux instants kT_e, $k \in [0; N-1]$.

Commençons par en calculer la transformée de Fourier inverse, que nous noterons $\widehat{h}(t)$. On a :

$$\begin{aligned} H\left(\tfrac{\ell}{T}\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]} &= \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} H\left(\tfrac{\ell}{T}\right) . \delta\left(f-\tfrac{\ell}{T}\right) \\ &= H(f) . \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f-\tfrac{\ell}{T}\right) . \mathrm{rect}_{\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right]}(f) \end{aligned}$$

donc

$$\begin{aligned} \widehat{h}(t) &= h(t) * T \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f-\ell T\right) * \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_e}\right)}{\pi t} \\ &= N \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} h\left(t-\ell T\right) * \mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right) \end{aligned}$$

L'évaluation aux instants kT_e fournit N échantillons $\widehat{h}(kT_e)$, $k \in [0; N-1]$, qui estiment la réponse $h(t)$ aux instants correspondants.

Au total, la réponse $h(t)$ du canal a été $T-$périodisée, lissée, puis échantillonnée ; figure 3.8.

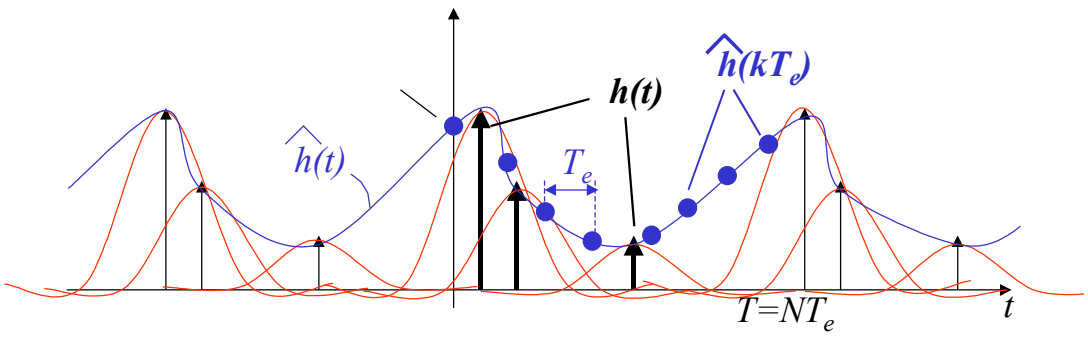


FIG. 3.8: Sondage d'un canal par compression d'impulsion (2)

Voyons quelles imperfections peuvent résulter de ce procédé :

Si T est inférieur à la durée de l'étalement des retards, on observe un recouvrement partiel de la réponse par elle même sur l'axe des temps. Il faut donc choisir T assez grand.

Une valeur de 50 μs correspondant à un différentiel de 15 kms entre rayons principal et secondaire suffit amplement en zone urbaine.

Les retards du canal ne sont en général pas multiple de T_e. Quand bien même ils le seraient, le récepteur n'est de toutes façons pas synchronisé avec l'émetteur. Tout cela fait que l'échantillonnage a très peu de chance de se produire en des instants où un seul sinus cardinal est maximal et où tous les autres sont nuls, figure 3.8.

Pour se prémunir d'annulations intempestives du dénominateur lors des quotients de transformées de Fourier, on peut introduire un facteur de régularisation $\alpha > 0$, [Levy, 1994] [Barbot, 1995], et remplacer le quotient :

$$\frac{TFD\left((y_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}{TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}$$

par le quotient

$$\frac{TFD\left((y_k)_{k\in[0;N-1]}\right).\overline{TFD}\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}{\left|TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)\right|^2+\alpha}$$

On peut aussi multiplier Y par une fenêtre pondératrice accordant davantage d'importance aux raies puissamment émises qu'aux raies faibles, [Harris, 1978].

Signalons enfin que des astuces de calcul permettent de remplacer les TFD par des FFT même lorsque l'entier N n'est pas une puissance de deux, ce qui apporte un gain considérable de temps, [Pajusco, 1995].

Plutôt que de diviser deux TFD (ou deux FFT), il est aussi possible de rester en temps de bout en bout de la chaîne de réception. Posons à cet effet :

$$(x'_k)_{k\in[0;N-1]} = TFD^{-1}\left(\frac{1}{TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}\right)$$

Alors :

$$\begin{aligned}\left(\widehat{h}\left(kT_e\right)\right)_{k\in[0;N-1]} &= TFD^{-1}\left\{\frac{TFD\left((y_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}{TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)}\right\}\\ &= TFD^{-1}\left\{TFD\left(\left(y\left(kT_e\right)\right)_{k\in[0;N-1]}\circledast\left(x'_k\right)_{k\in[0;N-1]}\right)\right\}, \text{ prop. 7}\\ &= \left(y\left(kT_e\right)\right)_{k\in[0;N-1]}\circledast\left(x'_k\right)_{k\in[0;N-1]}\end{aligned}$$

Idéalement, la TFD de la séquence (x_k) est constante. Cela garantit que toutes les fréquences sondées le sont équitablement. Si bien qu'à constante multiplicative près :

$$\frac{1}{TFD\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)} \simeq \overline{TFD}\left((x_k)_{k\in[0;N-1]}\right)$$

et donc

$$(x'_k)_{k\in[0;N-1]} \simeq (\overline{x_k})_{k\in[0;N-1]}$$

Par suite, et à constante multiplicative près :

$$\left(\widehat{h}\,(kT_e)\right)_{k\in[0;N-1]} \simeq (y\,(kT_e))_{k\in[0;N-1]} \circledast (\overline{x_k})_{k\in[0;N-1]}$$

Ce traitement s'appelle un traitement par corrélation, [Thiriet *et al*, 1995]. Il équivaut au traitement par inversion lorsque le spectre du signal sondeur est plat sur la bande à sonder. Cette hypothèse est rarement réalisée, les filtres d'émission ou de réception n'étant jamais parfaitement rectangulaire. On préférera donc toujours une méthode de déconvolution par inversion qui peut intégrer les caractéristiques des équipements de la chaîne de transmission.

En pratique, le signal $x\,(t)$ est par exemple obtenu en périodisant une séquence binaire de longueur maximale grâce à un registre à décalage [Thiriet *et al*, 1995][Golomb, 1982]. C'est ainsi qu'était synthétisé le signal émetteur dans les sondeurs FTR&D au moment des expérimentations. Les progrès de l'éléctronique numérique aidant, nous verrons au chapitre **6** que d'autres solutions ont été envisagées puis réalisées depuis.

3.5 Applications aux simulations de transmissions

Bien que nous ne disposions que d'une estimée du canal, qui plus est échantillonnée, cette dernière suffit à réaliser des études de transmissions sur des logiciels dédiés comme COSSAP. Grâce à elles, on peut en effet reproduire fidèlement - mais à des instants discrets - la relation d'entrée-sortie du canal et calculer le signal dont aurait vraiment disposé le récepteur.

Pour justifier cela convenablement, nous avons besoin de la propriété suivante :

Proposition 12 *Soient x et y deux signaux occupant une bande $B \subset \left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right]$. Echantillonner le signal $x * y$ à Shannon revient (à coefficient multiplicatif près) à échantillonner séparément x et y à Shannon, puis à convoluer les signaux échantillonnés. En d'autres termes :*

$$(x * y)_e = T_e\,.\,(x_e * y_e)$$

Preuve. On démontre l'égalité des transformées de Fourier :

$$\begin{aligned} TF((x*y)_e) &= \tfrac{1}{T_e}\sum_{k=-\infty}^{+\infty} XY\left(f-\frac{k}{T_e}\right) \\ &= \frac{1}{T_e}\sum_{k=-\infty}^{+\infty} X\left(f-\frac{k}{T_e}\right)\sum_{k=-\infty}^{+\infty} Y\left(f-\frac{k}{T_e}\right) \\ &\quad \text{en l'absence de recouvrement de spectres} \\ &= T_e\,.\,TF\,(x_e)\;.TF\,(y_e) \end{aligned}$$

■

Soit maintenant un signal $x\,(t)$ à émettre dans une bande limitée $B \subset \left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right]$. On souhaite simuler la transmission de ce signal au travers un canal de réponse impulsionnelle $h\,(t)$. En simulations, on ne peut manipuler que des échantillons. A partir d'un échantillonnage au rythme T_e de $x\,(t)$, on aimerait obtenir un échantillonnage fiable - ou du moins le plus fiable possible - du signal $y\,(t)$.

Comme $x\,(t)$ est à bande limitée, l'équation de convolution :

$$y\,(t) = (x*h)\,(t)$$

que nous écrivons aussi abusivement :

$$y\,(t) = x\,(t)*h\,(t)$$

s'écrit encore :

$$\begin{aligned} y\,(t) &= \left(x\,(t)*\tfrac{1}{T_e}\mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right)\right)*h\,(t) \\ &= x\,(t)*\left(h*\tfrac{1}{T_e}\mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right)\right) \end{aligned}$$

où le sinus cardinal n'est autre que la réponse en temps du filtre rectangulaire de support fréquentiel $\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right]$. D'après la propriété 12, cette relation équivaut à la relation discrète :

$$y\,(kT_e) = x\,(kT_e)*\left(h*\mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right)\right)(kT_e)$$

Il s'agit donc de connaître la version lissée, $\widetilde{h}\,(t)$, puis échantillonnée, $\widetilde{h}\,(kT_e)$ où $k\in[0;N-1]$, *mais non périodisée*, de la réponse $h\,(t)$, dessin 3.9. On l'appelle le filtre transverse équivalent discret du canal sur la bande $\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right]$.

A la différence de la réponse obtenue par sondage de canal, dessin 3.8, la réponse $h\,(t)$ n'a pas été périodisée. Si la durée d'observation $T=NT_e$ est assez grande, l'effet de la périodisation disparaît puisque les interférences dûes aux sinus cardinaux voisins s'affaiblissent de plus en plus. Les deux séquences temporelles $\left(\widetilde{h}\,(kT_e)\right)_{k\in[0;N-1]}$ et $\left(\widehat{h}\,(kT_e)\right)_{k\in[0;N-1]}$ peuvent alors être considérées comme identiques. Ce qui valide complètement la méthode de sondage employée.

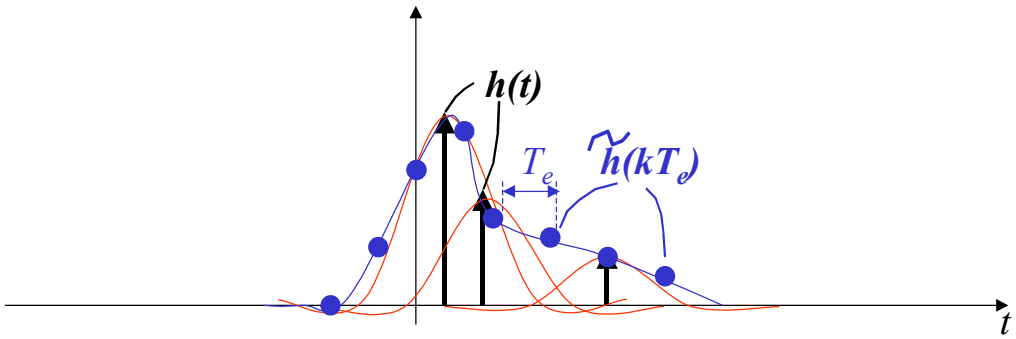


FIG. 3.9: Canal équivalent discret

Chapitre 4

Sondage large bande de plusieurs canaux radiomobiles

4.1 Introduction

Un signal hertizien parvient au récepteur après avoir été atténué et diversement retardé. Les affaiblissements affectent en premier lieu le rapport signal sur bruit. Les trajets multiples causent quant à eux de l'interférence entre symboles dans les signaux numériques. Cette interférence est d'autant plus préjudiciable que le débit d'information est élevé. Ajoutons que les caractéristiques de propagation évoluent avec le déplacement du mobile. Le canal agit donc comme un filtre linéaire variable dans le temps.

Pour améliorer les performances des transmissions, on peut envisager d'émettre le même signal depuis deux sources différentes (diversité à l'émission) ou de le recevoir en deux endroits distincts (diversité de réception). Quand une des voies s'affaiblit, on décide alors d'écouter la seconde, solution que nous avons étudiée dans le cas de la macrodiversité, chapitre **2**. On pourrait procéder de même lorsqu'une des liaisons subit une interférence entre symboles trop grande ou trop destructive. On pourrait même imaginer des algorithmes de traitement plus complexes, recombinant deux ou plusieurs voies.

Un nombre croissant de systèmes de transmission à hauts débits, tel l'UMTS à venir, prévoient justement d'utiliser la diversité d'espace ou la diversité de polarisation. La microdiversité d'espace (utilisation de plusieurs antennes rapprochées en émission ou réception) ou de polarisation (émission ou réception en double polarisation) permettent de lutter contre les trajets multiples et les évanouissements rapides. La macrodiversité (liaison entre un mobile et plusieurs stations), qui peut lutter contre les effets de masques et d'adoucir les transitions entre cellules, est également utilisée à cette fin.

Il est par conséquent indispensable de maîtriser la mesure simultanée des caractéristiques de propagation de différents canaux pour concevoir et déployer au mieux les nouveaux réseaux.

4.2 Etat de l'art

4.2.1 Mesures en diversité au mobile

Les campagnes de mesure en microdiversité au mobile ne posent pas de difficulté particulière. Le signal sondeur est émis depuis la station de base. Les antennes de réception sont disposées sur le véhicule mobile. Distantes de quelques longueurs d'onde en microdiversité d'espace ou même superposées en diversité de polarisation, elles sont reliées à un dispositif commun de mesure scrutant successivement les différentes voies.

C'est la rotation de la roue du véhicule qui déclenche les acquisitions du signal. Aussi dit-on que les mesures sont pilotées en distance. L'énorme avantage de cette configuration est qu'elle permet une localisation rapide des points de mesure, en équipant par exemple le véhicule d'un système GPS, et qu'elle garantit leur équirépartition le long du tronçon.

4.2.2 Mesures en diversité à la station

Les mesures en microdiversité à la station de base et en macrodiversité sont plus délicates à réaliser.

On pourrait émettre depuis les stations et recevoir au mobile. Mais saura-t-on différencier les deux voies en réception ?

On pourrait émettre depuis le mobile et recevoir aux stations. Mais pourra-t-on asservir la mesure au déplacement du véhicule ?.

Voyons néanmoins comment tirer le meilleur parti de ces deux suggestions.

Les méthodes "temps maître"

Le canal entre le mobile et la station étant réciproque, on peut très bien émettre le signal depuis le mobile et le recevoir en diversité à la station de base. En microdiversité, les antennes sont très rapprochées. Une seul récepteur peut donc faire l'affaire.

Au moment de mesurer un tronçon, quelqu'un doit se rendre à la station pour déclencher le début de l'enregistrement. Les acquisitions s'effectuent alors à un rythme régulier, par exemple une toutes les 10 ms. La mesure est dite "temps maître".

Dans cette configuration, le véhicule doit rouler à vitesse constante. Cela n'est possible que sur de petits tronçons, et certains parcours seraient écartés du fait de la circulation routière.

En macrodiversité, les antennes sont espacées de plusieurs centaines de mètres. Une personne doit être présente sur chaque site. S'ajoutent des difficultés à synchroniser les mesures entre les différents sites de réception.

Face à ces contraintes, d'autres méthodes de mesures ont été développées, dans une configuration "distance maître" cette fois.

Une première méthode "distance maître"

Plaçons-nous d'abord dans le cas de deux liaisons.

Une première solution "distance maître" consiste à émettre le même signal sondeur sur les deux voies. Les réponses impulsionnelles se superposent en réception. On parvient à les dissocier lorsqu'elles sont suffisamment décalées en temps, ce qui suppose une certaine synchronisation des émetteurs, [Grigat *et al*, 1994]. Cette synchronisation est réalisable en en microdiversité. Elle l'est beaucoup moins en macrodiversité où les deux émetteurs sont éloignés.

A défaut, on peut toujours décaler les séquences en réinitialisant aléatoirement l'une d'entre elles. La bonne synchronisation des émetteurs ne pourra se vérifier qu'en réception, en visualisant les pics principaux des réponses et en s'assurant de leur séparation effective. Il faudra donc se fier à la bonne foi de l'observateur, sachant qu'une mauvaise décision serait lourde de conséquences.

Pour pouvoir séparer les réponses en temps, il faut aussi que la période des signaux soit au moins double de l'étalement des retards du canal.

Mais cette contrainte n'est pas la seule. En macrodiversité, il faut s'attendre à ce que les pics des deux réponses impulsionnelles glissent l'un par rapport à l'autre le long d'un parcours. Par exemple, le déplacement depuis une station vers une autre distante de 600 mètres provoque un glissement de 2 μs des pics dans des sens opposés.

Ajoutons que les oscillateurs des deux émetteurs peuvent dériver et que ces dérives, qui sont malheureusement parfois importantes, sont parfaitement indépendantes d'un émetteur à l'autre.

D'où l'obligation d'avoir des séquences suffisamment longues pour prévenir tout risque de recouvrement temporel des réponses, surtout si la synchronisation est obtenue aléatoirement par réinitialisation d'un émetteur. Aussi, la longueur minimale préconisée par [Kadel, 1993] est-elle de 100 μs.

Enfin, cette méthode est difficilement applicable à plus de deux émetteurs, la reconnaissance puis la synchronisation des séquences pouvant s'avérer ingérable.

Une deuxième méthode "distance maître"

Une seconde solution est décrite dans [Kadel, 1993]. Elle consiste à décaler très légèrement la fréquence du second émetteur par rapport à celle du premier. En pratique, il suffit d'introduite un décalage Δf d'une vingtaine de Hertz. Le signal composite reçu est démodulé à la fréquence du premier émetteur. Après traitement, on observe les deux réponses impulsionnelles superposées. Le faible décalage en fréquence du second émetteur introduit artificiellement un effet Doppler. La mesure reste de bonne qualité car la durée de la séquence est très courte, au plus 100 μs, comparativement aux 0,5 s de la période Doppler. Lorsque le mobile est au repos, les réponses impulsionnelles correspondant à la deuxième voie fluctuent dans le temps, alors que celles de la première voie ne varient pas. On peut donc imaginer la procédure, suivie du traitement suivant :

Le mobile s'arrête en un point de mesure, puis il lance une série d'enregistrements espacés de 0,25 s. Un enregistrement fait apparaître des échos appartenant à l'une ou l'autre voies. On trace alors le spectre Doppler de chaque retard à partir de la série d'enregistrements réalisée. La contribution à ce spectre de la première voie est d'une raie à la fréquence nulle, celle de la seconde d'une raie écartée de Δf de la première. Cela permet d'identifier l'origine du trajet considéré.

Lorsque le mobile avance très lentement, on peut supposer que l'effet Doppler artificiel l'emporte sur l'effet Doppler réel. Il est alors envisageable d'effectuer les acquisitions au cours du déplacement. La contribution de chaque voie au spectre Doppler d'un retard donné n'est plus d'une simple raie. Mais pour éviter un recouvrement en fréquence des deux voies, la vitesse du mobile est limitée à 1 m/s (4 Km/h).

Cette méthode présente plusieurs inconvénients.

Elle n'offre pas une solution "distance maître" pratique. Elle impose en effet de s'arrêter à chaque point de mesure dans la première version, ou de rouler très lentement (4 Km/h) dans la seconde.

La séparation des voies entraîne une lourdeur de calculs. Chaque échantillon d'une réponse impulsionnelle s'obtient par filtrage de l'information observée sur une centaine d'acquisitions consécutives et à un retard donné. Cette opération doit être répétée pour chaque échantillon de la séquence reçue, donc une bonne centaine de fois. La complexité du traitement en réception est multipliée d'un facteur 10000 par rapport à une méthode de mesure sans diversité. Sans compter que la méthode pose des problèmes de stockage de toutes ces acquisitions pendant la campagne.

Lorsque les mesures sont déclenchées toutes les 25 ms, le temps nécessaire à l'acquisition d'une centaine de séquences prend plus de deux secondes. Il faut donc supposer le canal stationnaire sur cette durée. Une telle hypothèse risque de ne pas être vérifiée lorsque des véhicules sont en mouvement à proximité du mobile.

Nous avons donc réfléchi à une nouvelle technique "distance maître" permettant l'analyse simultanée de plusieurs canaux sur une même bande, tout en alliant facilité de mise en oeuvre et simplicité de traitement des signaux.

4.3 Une nouvelle méthode de mesure

4.3.1 Intérêts de la méthode

Le procédé que nous allons décrire ne nécessite pas de réinitialiser la séquence d'un des émetteurs ni de suivre au cours du temps les décalages entre séquences. Il fonctionne en temps réel : une mesure à un certain instant permet de calculer les réponses impulsionnelles des canaux à cet instant. Il est très économique en temps de calcul : sa complexité est celle des techniques de mesure sans diversité, multipliée par le nombre de canaux. La généralisation à plus de deux canaux est immédiate. Enfin, le procédé de mesure est tout à fait compatible avec les matériels de sondage déjà disponibles à FTR&D.

Les mesures étant commandées en distance, elles sont régulièrement espacées quelle que soit la vitesse du mobile. La reconstitution des parcours ne pose donc pas de problème. Il n'est pas nécessaire prévoir quelqu'un pour déclencher les mesures sur chaque site. On évite également les problèmes de synchronisation spécifiques à la macrodiversité.

Ces nombreux avantages nous ont donc convaincu, d'une part, à l'expérimenter après en avoir fait un exposé théorique, chapitre **5**, d'autre part, à déposer un brevet, [Zayana-Duponteil, 1998].

4.3.2 Description de la méthode dans le cas de deux émetteurs

Nous décrivons d'abord la méthode dans *le cas de deux émetteurs*, avant de l'étendre à un nombre quelconque. Les raisonnements seront conduits *en bande de base.*

Emission

Revenons à la problématique de départ, en reprenant les notations de ce début de chapitre.

En configuation standard, chaque station peut émettre un signal de période $T = NT_e$ sur la bande de fréquences $\left[-\frac{1}{2T_e}; \frac{1}{2T_e}\right[$. Ce signal présente un spectre de raies, espacées de $\frac{1}{T}$.

Quand les stations émettent en même temps, leurs signaux s'ajoutent, et les raies de leurs spectres se superposent. D'où l'idée de décaler les raies de la seconde voie d'une quantité Δf. Les supports fréquentiels des deux voies ne se recouvrant plus, les voies seraient de fait départagées par filtrage, figure 4.1. Voilà qui est séduisant d'un point de vue théorique .... sauf que l'écartement des raies ne peut pas être choisi au hasard.

Tout d'abord, l'écart Δf doit rester inférieur à $\frac{1}{T}$ si l'on veut continuer à sonder la même bande.

Pour être efficace, rappelons qu'une TFD doit s'appliquer aux échantillons d'un signal périodique *sur la durée d'une période* de ce signal ou sur *un multiple entier de cette période*, section 3.3. La mesure en réception doit par conséquent s'étendre sur une période commune aux deux signaux de sondage émis. Or, décaler de Δf la seconde voie allonge (éventuellement indéfiniment) sa période. Si Δf est mal choisi, cela peut induire des durées d'observation et donc de traitement très longues.

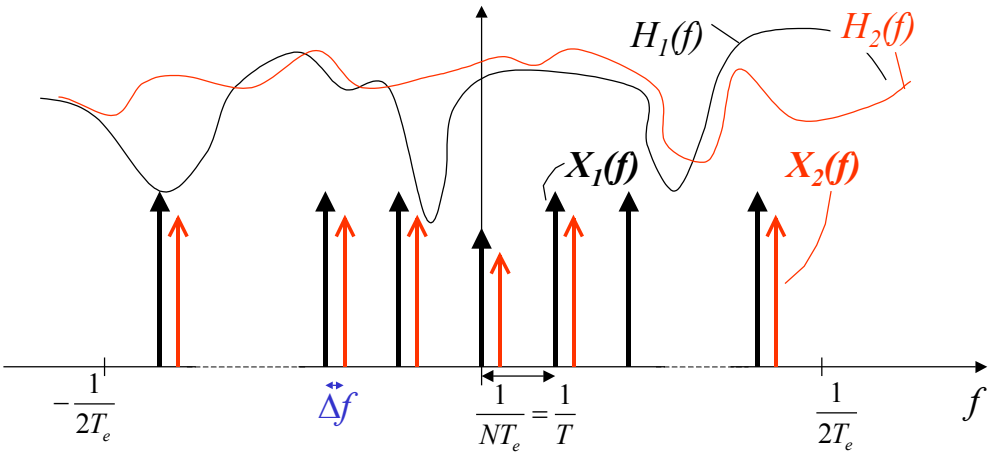


FIG. 4.1: Entrelacement des raies

Quand les deux voies sont originellement $T-$périodiques, le choix optimal consiste à décaler de $\Delta f = \frac{1}{2T}$ la seconde. Leurs spectres s'entrelacent alors parfaitement. La période de la seconde voie, et par conséquent la durée de mesure, s'en trouve doublée, figure 4.2. Notez que les signaux d'émission n'ont aucune raison d'être synchrones, ce qui explique le décalage temporel entre x_1 et x_2 apparant sur la figure.

Voyons maintenant comment réaliser le décalage fréquentiel.

Par analogie avec certaines techniques d'étalement de spectre, nous avions d'abord pensé construire le second signal à partir du premier, mais en introduisant une alternance de signe

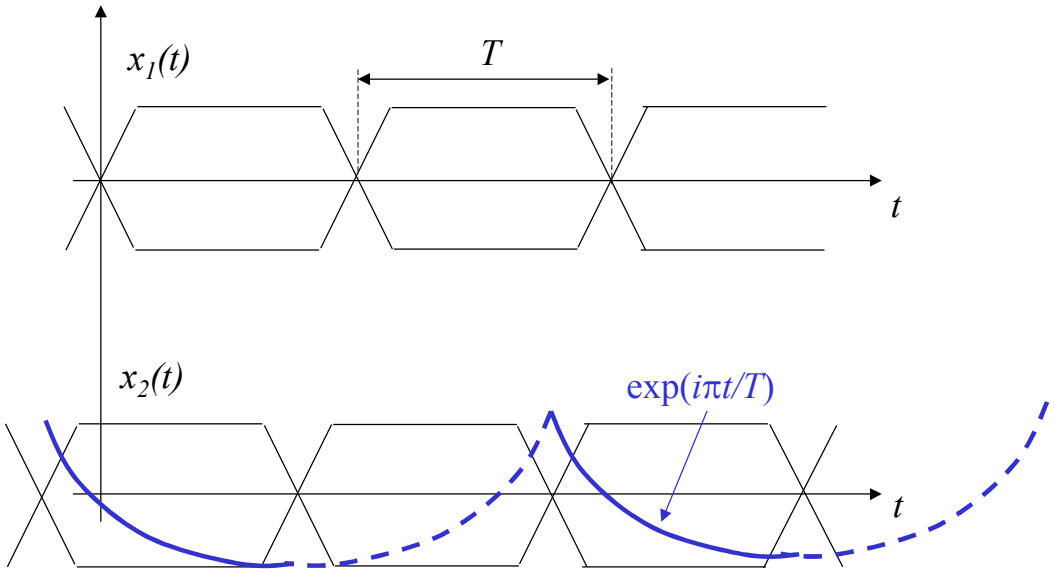


FIG. 4.2: Signaux émis depuis les stations 1 et 2

à chaque période T. Cela fait bien glisser la seconde voie de $\frac{1}{2T}$ en fréquences, mais cela détériore aussi son spectre. En effet, nous aurions eu :

$$\begin{aligned} x_2(t) &= x_1(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} (-1)^k \operatorname{rect}_{[0;T]}(t-kT) \\ &= x_1(t) \cdot \left(\operatorname{rect}_{[0;T]}(t) - \operatorname{rect}_{[T;2T]}\right) * \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t-2kT) \end{aligned}$$

Donc :

$$X_2(f) = X_1(f) * \left(e^{-i2\pi fT} \operatorname{sinc}(\pi fT) \cdot \sin(\pi fT)\right) \cdot \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \tfrac{\ell}{2T}\right)$$

La présence du terme en $\sin(\pi fT)$ annule toutes les raies paires. Des raies impaires apparaissent bien, mais elles résultent d'un piétinement de lobes secondaires, figure 4.3 :

$$X_2\left(\tfrac{2n+1}{2T}\right) = -\sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} X_1\left(\tfrac{\ell}{T}\right) \cdot \frac{1}{\pi\left(n+\frac{1}{2}-\ell\right)}$$

Comme les raies $X_1\left(\frac{\ell}{T}\right)$ n'ont pas toutes *a priori* la même phase, l'interférence peut se révéler destructive. Ce qui n'est pas sans conséquence sur la dynamique des réponses obtenues : moins les raies sont puissantes, et moins elles se détachent du bruit. Ajoutons à cela que le signal x_2 n'est plus rigoureusement à bande limitée.

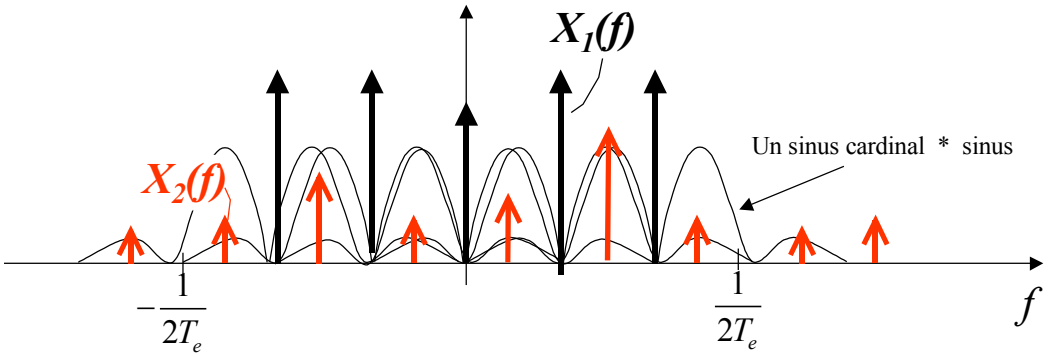


FIG. 4.3: Une première solution d'entrelacement

Nous avons donc opté pour une autre solution, en transposant tout simplement la seconde voie de $\Delta f = \frac{1}{2T}$ par rapport à la première.

Techniquement, il suffit d'utiliser les mêmes séquences sondeur de durée T au niveau des deux émetteurs, puis de décaler fréquentiellement de $\frac{1}{2T}$ la porteuse du second émetteur par rapport à celle du premier, figure 4.4. On peut également, intégrer ce décalage fréquentiel directement lors de la synthèse numérique de la séquence émise en voie 2. Auquel cas, les porteuses des deux émetteurs sont aux mêmes fréquences.

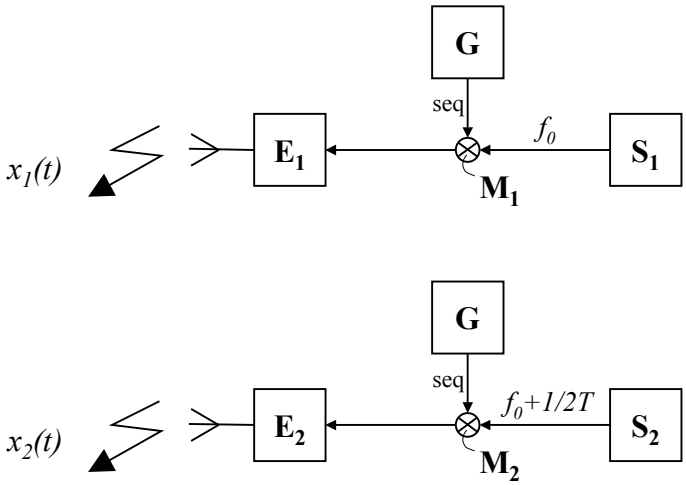


FIG. 4.4: Schéma d'émission

Réception

On reçoit le signal $2T-$périodique $y(t) = x_1(t) * h_1(t) + x_2(t) * h_2(t)$. Chaque acquisition s'étend sur la durée $2T = 2NT_e$. Le signal est échantillonné tous les T_e. Une TFD calcule

aux fréquences $\frac{\ell}{2T}$, $\ell \in [-N; N-2]$, la transformée de Fourier du signal $y(t)$ reçu. Ensuite, on peut revenir en temps de deux manières :

Première manière : en supprimant une raie sur deux La suppression des raies impaires et le calcul de transformée inverse

$$TFD^{-1}\left(\frac{\left(Y\left(\frac{\ell}{T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}}{\left(X_1\left(\frac{\ell}{T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}}\right)$$

donne une estimée de la réponse impulsionnelle échantillonnée du premier canal , paragraphe 3.4.2.

De même, la suppression des raies paires et le calcul de transformée inverse

$$TFD^{-1}\left(\frac{\left(Y\left(\frac{\ell}{T}+\frac{1}{2T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}}{\left(X_2\left(\frac{\ell}{T}+\frac{1}{2T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}}\right)$$

donne une estimée de la réponse impulsionnelle échantillonnée du second canal, affectée d'un déphasage lentement variable qu'on élimine après coup. Détaillons les calculs qui mènent à ce résultat. La transformée dicrète ci-dessus vaut aussi

$$TFD^{-1}\left(\left(H_2\left(\frac{\ell}{T}+\frac{1}{2T}\right)\right)_{\ell\in\left[-\frac{N}{2};\frac{N}{2}-1\right]}\right)$$

Elle renvoie aux instants kT_e, $k \in [0; N-1]$ les valeurs de la fonction :

$$\widehat{h}(t) = \frac{1}{N} TF^{-1}\left(\sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} H_2\left(\frac{\ell}{T}+\frac{1}{2T}\right) . \delta\left(f-\frac{\ell}{T}\right)\right)$$

soit :

$$\begin{aligned}
&\frac{1}{N} TF^{-1}\left(\left[\sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} H_2\left(\frac{\ell}{T}+\frac{1}{2T}\right) . \delta\left(f-\frac{\ell}{T}\right)\right] . \mathrm{rect}_{\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right[}(f)\right)\\
&= \frac{1}{N} TF^{-1}\left(\left[H_2(f) * \delta\left(f+\frac{1}{2T}\right)\right] . \left[\sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f-\frac{\ell}{T}\right)\right] . \mathrm{rect}_{\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right[}(f)\right)\\
&= h_2(t)\ e^{-i\frac{\pi t}{T}} * \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t-kT)\right) * \mathrm{sinc}\left(\frac{\pi t}{T_e}\right)\\
&= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_2(t-kT)\ e^{-i\pi(t-kT)/T} * \mathrm{sinc}\left(\frac{\pi t}{T_e}\right)
\end{aligned}$$

Par ce procédé, la réponse impulsionnelle $h_2(t)$ du canal a été déphasée linéairement, $T-$périodisée, lissée, puis échantillonnée. Sur la figure 4.5, à comparer à 3.8, le déphasage est suggéré par un dégradé de bleu.

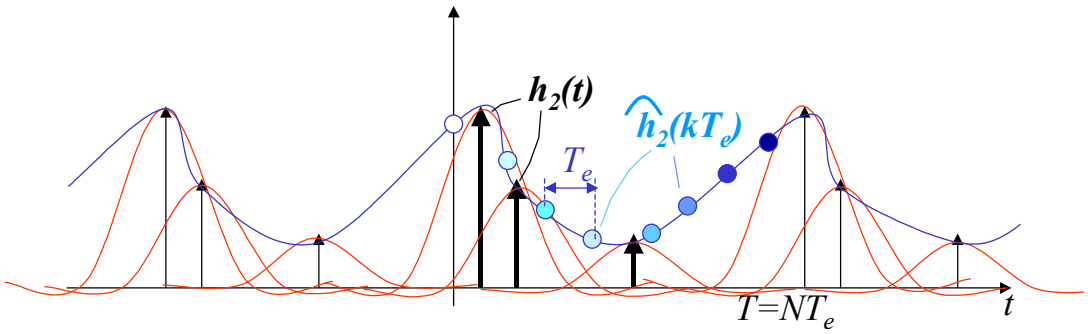


FIG. 4.5: Estimation du canal, méthode 1

Deuxième manière : en annulant une raie sur deux Quand on remplace les raies impaires par un zéro et qu'on revient en temps par transformée inverse, on observe deux versions consécutives du canal, propriété 8.

Quand on remplace les raies paires par un zéro et qu'on revient en temps par transformée inverse, on observe deux versions consécutives, mais de signes opposés - du canal, figure 4.6. Cela se devine assez bien en interprétant le retour en temps comme une corrélation glissante, paragraphe 3.4.2. Mais on peut aussi raisonner en fréquences. La transformée de Fourier discrète inverse renvoie - sous une forme échantillonnée aux instants kT_e, $k \in [0; 2N-1]$ - le signal :

$$\frac{1}{N} TF^{-1}\left(\left[\sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} H_2\left(\tfrac{\ell}{2T}\right)\, \delta\left(f-\tfrac{\ell}{2T}\right)\right] .\, \tfrac{1}{2}\left(1-\cos\left(2\pi f T\right)\right)\right)$$

Le terme en $\frac{1}{2}\left(1-\cos\left(2\pi f T\right)\right)$ est une astuce de calcul pour filtrer une raie sur deux puisqu'il vaut 1 sur les raies impaires, et 0 sur les paires. L'expression considérée s'écrit aussi :

$$\begin{aligned}
&\frac{1}{N}\, TF^{-1}\left(\left[H_2\left(f\right) .\, \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f-\tfrac{\ell}{2T}\right)\right] .\, \mathrm{rect}_{\left[-\frac{1}{2T_e};\frac{1}{2T_e}\right[}\left(f\right) .\, \tfrac{1}{2}\left(1-\cos\left(2\pi f T\right)\right)\right) \\
&= h_2\left(t\right) * \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta\left(t-2kT\right) * \mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right) * \tfrac{1}{4}\left(2\delta\left(t\right)-\delta\left(t-T\right)-\delta\left(t+T\right)\right) \\
&= h_2\left(t\right) * \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \tfrac{(-1)^k}{2}\delta\left(t-kT\right) * \mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right) \\
&= \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \tfrac{(-1)^k}{2} h_2\left(t-kT\right) * \mathrm{sinc}\left(\tfrac{\pi t}{T_e}\right)
\end{aligned}$$

Les deux modes de traitement envisagés - suppression ou annulation d'une raie sur deux - sont finalement très voisins. Mais qu'on opte pour l'un ou pour l'autre, notre approche

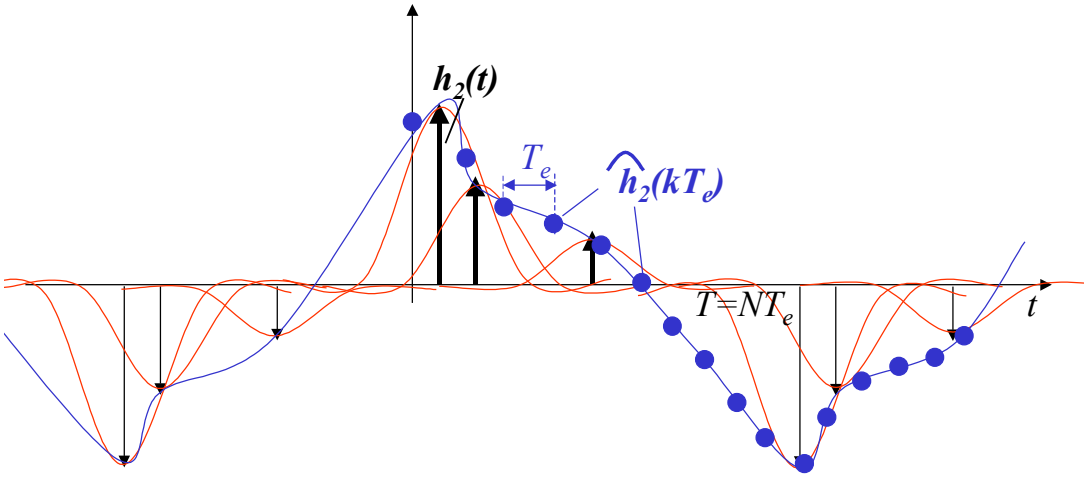


FIG. 4.6: Estimation du canal, méthode 2

se distingue radicalement des solutions "distance maître" traditionnelles. Le décalage en fréquence de $\frac{1}{2T}$ ne peut pas être interprété comme un Doppler artificiel, ce dont témoigne le traitement original qui est proposé. Par ailleurs, ce décalage vaut par exemple 25 KHz pour $T = 20\mu s$. Un tel ordre de grandeur n'a aucun rapport avec la vingtaine de Hertz en question auparavant. Pas plus d'ailleurs que le temps d'observation nécessaire au calcul d'une réponse impulsionnelle, qui n'est ici que de $40\mu s$.

4.3.3 Généralisation de la méthode à p émetteurs

On souhaite désormais identifier p canaux radio depuis un récepteur mobile.

En configuration standard, chacune des p stations peut émettre un signal de période $T = NT_e$ sur la bande de fréquences $\left[-\frac{1}{2T_e}; \frac{1}{2T_e}\right[$. Pour départager les différentes voies, on décale la voie n°2 de $\frac{1}{pT}$ en fréquences, la voie n°3 de $\frac{2}{pT}$, ..., la voie n°p de $\frac{p-1}{pT}$; ce qui a pour effet d'entrelacer leurs spectres, figure 4.7. En pratique, il suffit par exemple d'utiliser le même signal sondeur bande de base au niveau de chaque voie, et d'intégrer le décalage fréquentiel au moment de la transposition en RF, figure 4.8.

Sans développer les calculs, analogues à ceux déjà effectués en 4.3.2, donnons le principe du récepteur.

On observe le signal reçu sur une période commune aux différents signaux transmis, à savoir pT. On estime le $n-$ième canal, $1 \leqslant n \leqslant p$, en annulant autoritairement toutes les raies non numérotées n modulo p, en revenant en temps, puis en ne conservant que les N premiers échantillons. On peut aussi extraire les raies numérotées n modulo p, revenir en

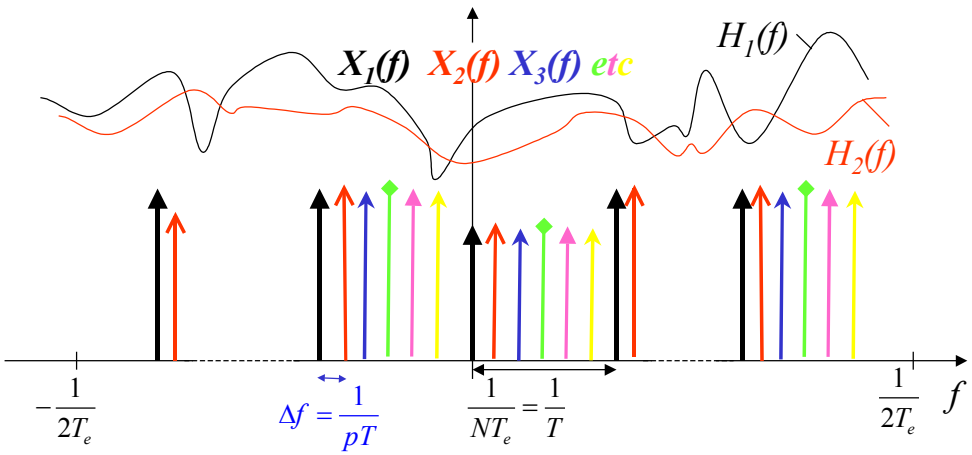


FIG. 4.7: Entrelacement des raies

temps, puis corriger le déphasage lentement variable en $\frac{\pi(n-1)}{pT}t$ que cette seconde méthode introduit.

Le nombre d'échantillons enregistrés à chaque acquisition vaut pN. Pour des raisons algorithmiques - utilisation de la FFT - le traitement post campagne est accéléré si ce nombre est une puissance de deux. Un ajustement entre la largeur de bande sondée $\frac{1}{T_e}$ et la durée T d'observation du canal permet d'obtenir un entier N convenable. On ne peut en revanche pas agir sur le nombre p de stations. Si ce nombre n'est pas une puissance de deux, on détermine l'entier p' en puissance de deux le plus proche possible de p et supérieur à p. On applique la méthode décrite avec cette nouvelle valeur, étant entendu que $p'-p$ stations ne délivrent aucun signal et sont virtuelles.

Par exemple si $p=6$, on définit 2 stations virtuelles pour porter le nombre de stations à 8, puissance exacte de 2. On effectue l'émission et la réception comme s'il y avait 8 stations, sachant 2 de ces stations sont muettes.

4.4 Robustesse de la méthode aux défauts du matériel

Le passage de la théorie à la pratique se confronte aux inévitables imperfections du matériel de transmission : biais des fréquences d'émission ou de réception par rapport aux fréquences nominales, glissement des débits séquence, etc.

Ces défauts ont toujours existé. Mais ils compromettent désormais l'orthogonalité des séquences émises depuis les différentes voies. Voyons dans quelle mesure les performances de notre méthode sont altérées.

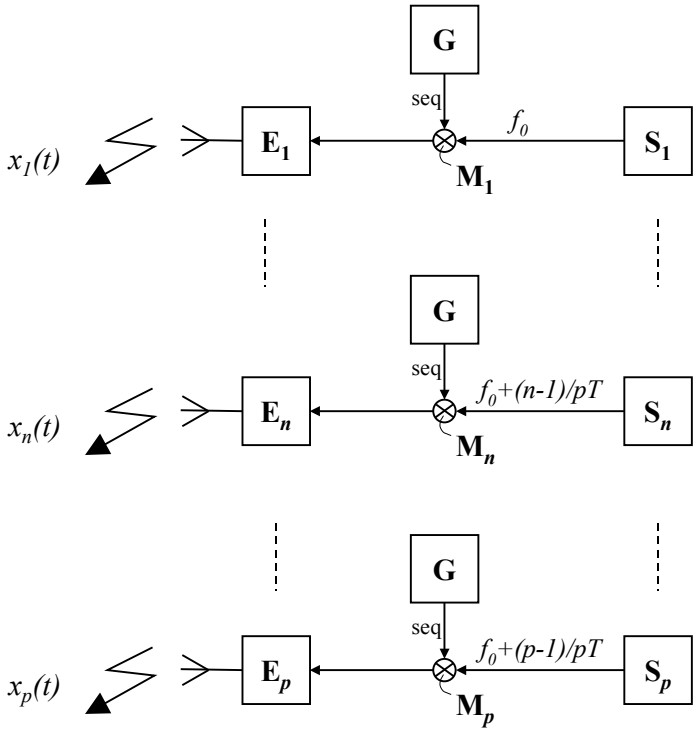


FIG. 4.8: Schéma d'émission

Pour simplifier, les défauts du matériel seront envisagés un par un. Ce choix est évidemment très académique. La synthèse de la séquence et celle de la fréquence porteuse sont contrôlées par un même oscillateur à rubidium. Aussi, les dérives en temps et en fréquence vont-elles en général de paire.

Nous nous placerons dans le cas de *deux émetteurs.*

4.4.1 Biais sur la fréquence porteuse d'un émetteur

Supposons qu'un biais en fréquences de la quantité δf affecte la fréquence d'émission d'un émetteur, par exemple le second. Le mélangeur porte donc la fréquence centrale du second signal émis à la valeur $f_0 + \frac{1}{2T} + \delta f$ plutôt que $f_0 + \frac{1}{2T}$.

En réception, on observe toujours le signal composite sur la durée $2T$. Ce qui convolue les spectres par un sinus cardinal dont la largeur du lobe principal mesure $\frac{1}{T}$. L'échantillonnage temporel périodise ensuite les spectres, théorème 5. La TFD provoque une évaluation aux fréquences $\frac{\ell}{2T}$.

La figure 4.9 illustre ce raisonnement. Un trait pointillé indique l'emplacement qu'aurait occupé une des raies impaires en l'absence de biais. L'échantillonnage en fréquence ne se

produit désormais plus en des points ou un seul sinus cardinal est maximal, et où les autres s'annulent ; mais en des points où celui qui nous intéresse n'est plus toujours à son maximum, et où les autres viennent le recouvrir. Quantifions approximativement ces deux effets. Le premier affecte les raies impaires, tandis que le second concerne à la fois les raies paires et impaires.

L'affaiblissement ressenti sur le lobe principal d'une raie impaire vaut :

$$A_{dB} = 20 \log \left| \frac{\sin 2\pi.\delta f.T}{2\pi.\delta f.T} \right| \quad \text{dB}$$

On sait que : $\frac{\sin \varepsilon}{\varepsilon} \simeq 1 - \frac{\varepsilon^2}{6}$ et $\log(1 - \varepsilon') \simeq -\frac{\varepsilon'}{\ln 10}$. Donc :

$$A_{dB} \simeq -57.(\delta f.T)^2 \quad \text{dB}$$

L'asservissement de l'émetteur par un oscillateur au rubidium, assure une stabilité de la fréquence d'émission de l'ordre de 10^{-10}. A $f_0 = 900$ MHz, le biais δf n'excède pas 1 Hz. Avec une durée séquence $T = 10\mu s$, on aurait :

$$A_{dB} \simeq 57.10^{-10} \quad \text{dB}$$

ce qui est tout à fait négligeable. Le déphasage portant sur ce même lobe principal vaut quant à lui $\delta\varphi = \pi.\delta f.T$, soit $3,4.10^{-5}$ rad.

L'interférence dûe à un lobe secondaire mitoyen d'une raie paire (et provenant donc d'une raie impaire) vaut :

$$I_{dB} = 20 \log \left| \frac{\sin 2\pi.\left(\frac{1}{2T} \pm \delta f\right).T}{2\pi.\left(\frac{1}{2T} \pm \delta f\right)T} \right| \quad \text{dB}$$

Or $\sin 2\pi.\left(\frac{1}{2T} \pm \delta f\right).T = \mp \sin 2\pi.\delta f.T \simeq 2\pi.\delta f.T$. D'où :

$$I_{dB} \simeq 20 \log (2.\delta f.T)$$

Avec les valeurs numériques précédentes, on aurait :

$$I_{dB} \simeq -93 \text{ dB}$$

La dégradation reste insignifiante.

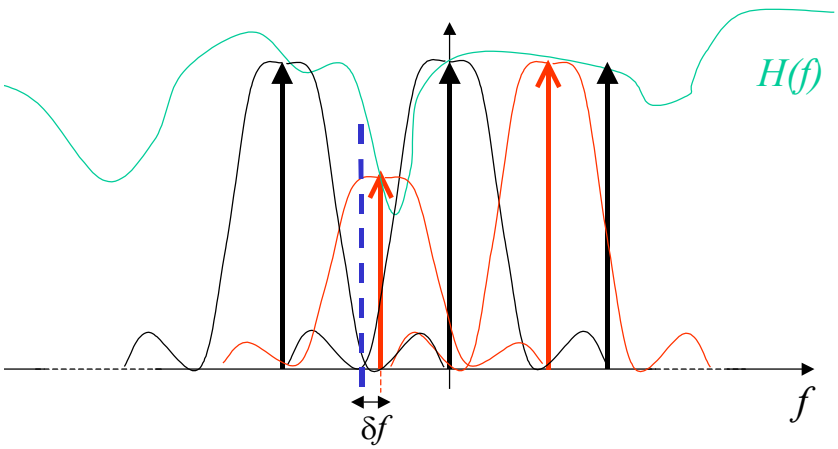


FIG. 4.9: Biais en fréquence d'un émetteur

4.4.2 Biais de l'horloge d'un émetteur

Supposons maintenant qu'un biais en temps de δT affecte la période séquence d'un émetteur, par exemple le second. Les raies de son spectre d'émission s'espacent alors de $\frac{1}{T+\delta T}$ au lieu de $\frac{1}{T}$.

En réception, le traitement appliqué a toujours pour effet de convoluer les spectres par un sinus cardinal, de les périodiser, puis de provoquer leur évaluation aux fréquences $\frac{\ell}{2T}$, figure 4.10.

Comme précédemment, c'est l'interférence qu'une raie provoque chez ses voisines qui dégrade le plus le signal. Une raie impaire va par exemple interférer sur la raie paire voisine la plus proche. Le préjudice est d'autant plus important que la raie impaire considérée est aux extrémités du spectre sondé. En effet, l'écart en fréquence entre les positions idéales et effectives des raies impaires s'accentue peu à peu : il est nul à la fréquence $\frac{1}{2T}$, vaut $\frac{1}{T+\delta T}-\frac{1}{T}$ à la fréquence $\frac{3}{2T}$, vaut $2\times\left(\frac{1}{T+\delta T}-\frac{1}{T}\right)$ à la fréquence $\frac{3}{2T}$, etc. Enfin, la dernière raie est décalée de $\left(\frac{N}{2}-1\right)\left(\frac{1}{T+\delta T}-\frac{1}{T}\right)$ par rapport à sa valeur nominale. Elle interfère sur sa voisine paire de la quantité :

$$\begin{aligned} I_{dB} &= 20\log\left|\frac{\sin 2\pi.\left(\frac{1}{2T}+\delta f\right).T}{2\pi.\left(\frac{1}{2T}+\delta f\right)T}\right| \\ &\simeq 20\log|2.\delta f.T| \\ &\simeq 20\log\left|\left(\frac{N}{2}-1\right)\frac{\delta T}{T}\right| \end{aligned}$$

Avec $\frac{\delta T}{T}=10^{-10}$ et $N=511$, cela donnerait :

$$I_{dB}\simeq -150\ dB$$

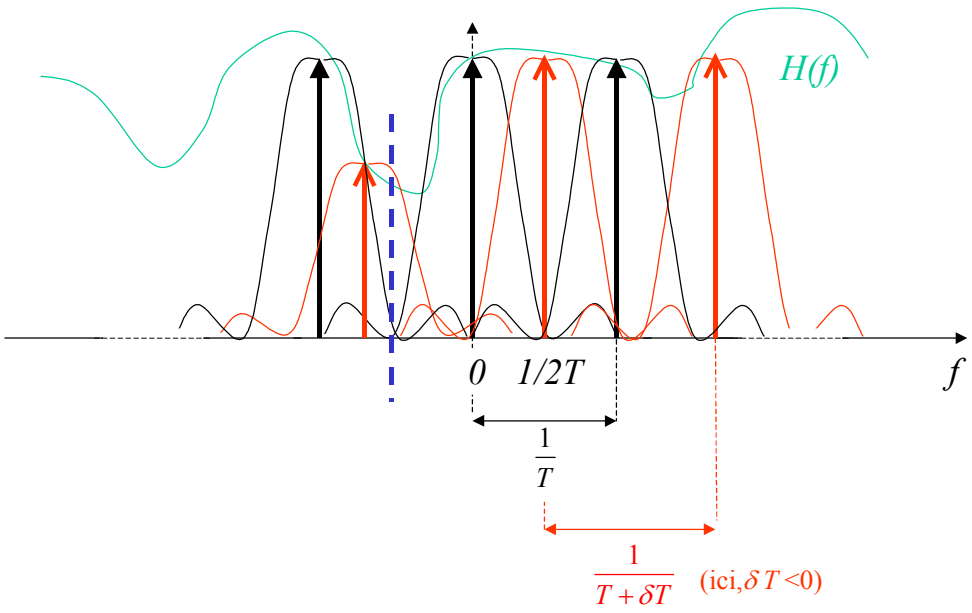


FIG. 4.10: Biais de l'horloge d'un émetteur

4.4.3 Autres imperfections

On peut enfin supposer qu'un biais sur la période ou sur la fréquence affecte le récepteur. Cela revient, à peu de choses près, à reporter ce biais sur les deux émetteurs, et nous renvoie donc aux paragraphes précédents.

D'autres imperfections peuvent encore compromettre l'orthogonalité entre les liaisons : un défaut de phase entre les voies I et Q reconstituées en réception ; un écart entre les gains d'amplification appliqués aux voies I et Q ; un défaut d'offset sur les voies modulées en phase et en quadrature.

Ces défauts ont pour effet de mélanger ou de déséquilibrer les voies en phase et en quadrature. Ils peuvent être en partie compensés grâce à des mesures d'étalonnage, [Thiriet *et al*, 1995].

L'opération de quantification détériore aussi les séquences en les bruitant. Nous pouvons estimer la dégradation subie en assimilant le signal à une variable aléatoire $x(\omega)$ uniformément répartie sur le segment $[-A; A]$. La quantification au pas Δ introduit une erreur ϵ centrée et de variance [Dupraz, 1983] :

$$E\left(\epsilon^2\right) = \frac{\Delta^2}{12}$$

alors que la puissance moyenne du signal x, supposé uniformément réparti entre les valeurs $-A$ et A vaut :

$$E\left(x^2\right) = \frac{A^2}{3}$$

Si la quantification est réalisée sur p bits, nous avons :

$$\Delta = \frac{A}{2^{p-1}}$$

Le rapport signal à bruit vaut alors [1] :

$$\left(\frac{E}{N}\right)_{dB} = 10 \log\left(2^{2p}\right) \simeq 6p \text{ dB}$$

Avec $p = 8$, ce rapport vaudrait :

$$\left(\frac{E}{N}\right)_{dB} = -48 \text{ dB}$$

Mais il y a plus grave que cela. Quand ils parviennent en réception, les signaux issus des deux voies sont encore indissociables l'un de l'autre. Le contrôle automatique de gain - qui calibre au mieux le signal composite reçu aux caractéristiques du quantificateur - réagit donc essentiellement à la liaion la plus forte. La quantification écrase donc l'autre voie, même si la réception de celle-ci était bonne au demeurant.

Afin de mesurer l'impact de tous les défauts décrits dans cette section, nous avons procédé à des simulations avant d'envisager la moindre expérimentation.

4.5 Simulation informatique de la méthode proposée

4.5.1 La chaîne de simulation

Nous expliquons dans ce paragraphe la façon dont nous avons représenté la chaîne de transmission. La périodicité du signal émis nous a simplifié considérablement le travail. Ainsi, il n'a pas été utile de recourir à une interface informatique du type COSSAP. Quelques programmes en C furent suffisants.

Nous nous plaçons dans le cas de *deux émetteurs*, et tous les raisonnements sont tenus *en bande de base.*

Les canaux

Voyons d'abord comment modéliser les canaux.

Notons $h_1(t)$ et $h_2(t)$ leurs réponses impulsionnelles (en bande de base). On supposera qu'elles ne varient pas, l'objectif étant juste de valiser la chaîne de transmission. On peut

[1] avec un signal sinusoïdal, on trouverait $6p + 1,8$ dB

considérer que $h_1(t)$ et $h_2(t)$ sont des suites d'impulsions d'amplitudes complexe $a_{1 \text{ ou } 2,i}$ associés à des retards $\tau_{1 \text{ ou } 2,i}$:

$$h_1(t) = \sum_{i=1}^{p} a_{1,i}\ \delta(t - \tau_{1,i}) \quad \text{ou} \quad h_2(t) = \sum_{i=1}^{p} a_{2,i}\ \delta(t - \tau_{2,i})$$

Dans un premier temps, et avant prise en compte des masques, ces canaux seront normalisés :

$$\sum_{i=1}^{p} |a_{1,i}|^2 = \sum_{i=1}^{p} |a_{2,i}|^2 = 1$$

On désire sonder $h_1(t)$ et $h_2(t)$ sur une bande $\left[-\frac{1}{2T_e}; \frac{1}{2T_e}\right]$. Pour cela, on émet deux signaux sondeurs orthogonaux depuis les deux stations, conformément à la méthode décrite en 4.3.

Premier signal sondeur

Le premier signal sondeur est obtenu en répétant périodiquement une $m-$séquence binaire :

$$x_1(t) = \left(\sum_{j=1}^{q} b_j\ \delta(t - jT_b)\right)\ *\ \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT)\right) *\ g(t)\ *\ h(t)$$

où :

- $T = qT_b$ est la période du signal émis, T_b la durée d'un chip, q la longueur de la séquence.
- g est le filtre de mise en forme à l'émission. Nous prendrons $g(t) = rect_{[0;T_b]}(t)$. Le lobe principal de ce filtre est compris entre les fréquences $-\frac{1}{T_b}$ et $\frac{1}{T_b}$.
- h est le filtre passe bas (en bande de base) servant à contenir le signal émis dans la bande $\left[-\frac{1}{T_b}; \frac{1}{T_b}\right]$. Dans ces conditions :

$$T_b = 2T_e$$

Le rythme d'échantillonnage en réception sera double du débit binaire d'émission. On pose alors $q = \frac{N}{2}$.

Il se peut que la période bit T_b soit affectée d'un biais δT_b, lequel se répercute sur la période séquence T en créant le biais $\delta T = q.\delta T_b$. Le signal émis traverse ensuite le canal. La contribution de cette première liaison au signal reçu est donc :

$$y_1(t) = \left(\sum_{j=1}^{\frac{N}{2}} b_j \delta(t - j(T_b + \delta T_b))\right) * \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - k(T + \delta T))\right) * g(t) * h(t) * h_1(t)$$

Il s'agit maintenant de calculer cette expression sur ordinateur. Par chance, le signal y_1 présente un spectre de raies (il est périodique), et ces raies sont en nombre fini (il est filtré). La connaissance de ces raies permet de revenir très facilement en temps par transformée de Fourier inverse, puis d'échantillonner y_1 aux instants qu'il nous plaira. Déterminons $Y_1(f)$ en suivant les calculs sur la figure 4.11 :

$$\begin{aligned}
&Y_1(f) \\
&\quad = \sum_{j=1}^{q} b_j e^{-i2\pi f j(T_b+\delta T_b)} \ \tfrac{1}{T+\delta T} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \tfrac{\ell}{(T+\delta T)}\right) \ G(f) \ .H(f) \ . H_1(f) \\
&\quad = \tfrac{1}{T+\delta T} . \sum_{j=1}^{\frac{N}{2}} b_j e^{-i2\pi f j(T_b+\delta T_b)} . \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (G \,.\, H \,.\, H_1)\left(\tfrac{\ell}{(T+\delta T)}\right) . \delta\left(f - \tfrac{\ell}{(T+\delta T)}\right) . \\
&\quad = \tfrac{1}{T+\delta T} . \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (G \,.\, H \,.\, H_1)\left(\tfrac{\ell}{(T+\delta T)}\right) \ . \ \left(\sum_{j=1}^{\frac{N}{2}} b_j e^{-i\frac{2\pi \ell j}{N/2}}\right) . \delta\left(f - \tfrac{\ell}{(T+\delta T)}\right)
\end{aligned}$$

Les séquences binaires sont mémorisées dans un fichier. Elles peuvent être de longueur 127, 255 ou 511. Une fois la séquence choisie, le programme calcule la seconde somme par TFD.

Les caractéristiques du canal de propagation (affaiblissements et retards) sont également renseignées dans un fichier. Le calcul de $H_1\left(\frac{\ell}{(T+\delta T)}\right)$ ne pose pas difficulté. Les expressions fréquentielles des filtres de mise en forme G (un sinus cardinal) et d'émission H (un rectangle) sont quant à elles élémentaires.

Le retour en temps n'est qu'une formalité :

$$\begin{aligned}
&y_1(t) \\
&\quad = \tfrac{1}{T+\delta T} \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (G \,.\, H \,.\, H_1)\left(\tfrac{\ell}{(T+\delta T)}\right) \ . \ [TFD(b_j)](\ell) \ . \ \exp\left(i\, 2\pi \tfrac{\ell}{(T+\delta T)} t\right)
\end{aligned}$$

Bien sûr, la fréquence de modulation aurait pu être biaisée elle aussi. Cela a été intégré au programme. Mais pour alléger la rédaction, nous n'envisageons ce défaut que dans le paragraphe suivant, dédié au second émetteur.

Second signal sondeur

Le second signal sondeur est construit sur le même modèle que le premier, en décalant simplement la porteuse de la quantité $\Delta f = \frac{1}{2T}$. La $m-$séquence peut être reprise à l'identique. Nous avons donc :

$$y_2(t) = \left(e^{i\frac{\pi t}{T}} \left[\left(\sum_{j=1}^{\frac{N}{2}} b_j \delta(t - jT_b) \right) * \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT) \right) * g(t) * h(t) \right] \right) * h_2(t)$$

Un biais peut affecter le décalage en fréquence $\Delta f = \frac{1}{2T}$ de la quantité δf. Dans ces conditions,

$$y_2(t) = \left(e^{i(\pi t/T + 2\pi\,\delta f\, t)}. \left[\left(\sum_{j=1}^{\frac{N}{2}} b_j \delta(t - jT_b) \right) * \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT) \right) * g(t) * h(t) \right] \right) * h_2(t)$$

et donc :

$$Y_2(f) = \frac{1}{T} \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (G.H)\left(\frac{\ell}{T}\right) . H_2\left(\frac{\ell}{T} + \frac{1}{2T} + \delta f\right) \left(\sum_{j=1}^{\frac{N}{2}} b_j e^{-i\frac{2\pi\ell j}{N/2}} \right) .\delta\left(f - \frac{\ell}{T} - \frac{1}{2T} - \delta f\right)$$

La figure 4.12 accompagnant le calcul de Y_2 est analogue à 4.11, à translation de $\frac{1}{2T} + \delta f$ près et en remplaçant $H_1(f)$ par $H_2(f)$. Le retour en temps est toujours aussi simple :

$$y_2(t) = \frac{1}{T} \sum_{\ell=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (G.H)\left(\frac{\ell}{T}\right) . H_2\left(\frac{\ell}{T} + \frac{1}{2T} + \delta f\right) . [\mathrm{TFD}(b_j)](\ell) \cdot \exp\left(i\,2\pi\,\left(\frac{\ell}{T} + \frac{1}{2T} + \delta f\right) t\right)$$

Bien sûr, la période chip T_b aurait pu elle aussi être biaisée. Cela a été pris en compte dans le programme en adaptant le raisonnement du paragraphe précédent.

Simulation de la réception et traitement

Les canaux h_1 et h_2 sont normalisés. Ils modifient donc peu la puissance des signaux émis. En particulier, les puissances reçues depuis les deux liaisons sont identiques. Cette hypothèse peut paraître vraisemblable en microdiversité d'émission. Elle ne l'est plus du tout en macrodiversité, l'affaiblissement de propagation et les masques étant différents d'une liaison à l'autre.

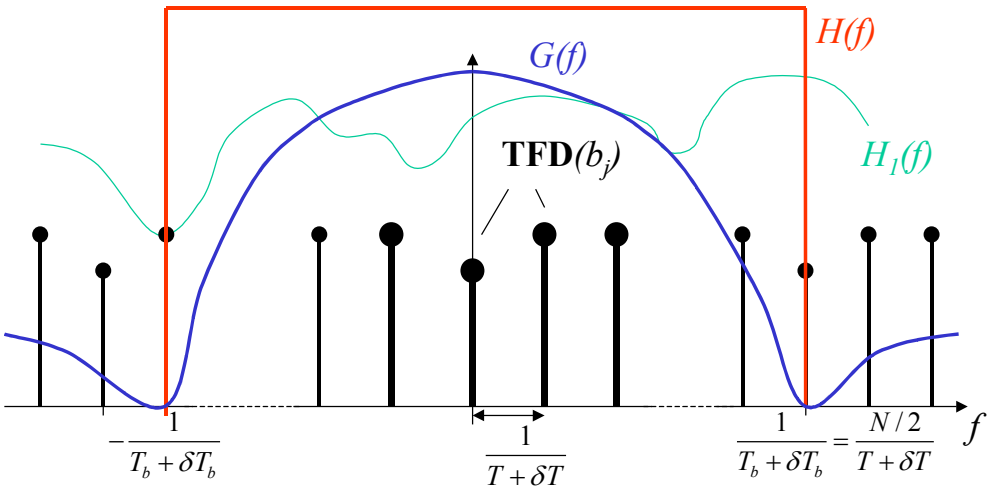


FIG. 4.11: Dérive en temps sur le premier émetteur

Avant de recombiner les signaux y_1 et y_2, nous avons donc prévu d'accentuer une voie au détriment de l'autre, par exemple la seconde. Le signal traité est donc :

$$y(t) = y_1(t) + \rho . y_2(t) \quad \text{avec} \quad \rho > 1$$

Pour rendre la chaîne de simulation encore plus réaliste, nous avons introduit un défaut de phase $\delta\varphi$ entre les voies I et Q. Pour cela, nous procédons aux échanges :

$$\begin{aligned} \mathrm{Re}(y(t)) &\leftarrow \mathrm{Re}(y(t)) \\ \mathrm{Im}(y(t)) &\leftarrow -\mathrm{Re}(y(t)) . \sin(\delta\varphi) + \mathrm{Im}(y(t)) . \cos(\delta\varphi) \end{aligned} \tag{4.1}$$

Les défauts de gain et d'offset entre les voies I et Q ont aussi été simulés. Pour cela, nous procédons aux échanges :

$$\begin{aligned} \mathrm{Re}(y(t)) &\leftarrow \mathrm{Re}(y(t)) + \delta x \\ \mathrm{Im}(y(t)) &\leftarrow \alpha . \mathrm{Im}(y(t)) + \delta y \end{aligned} \tag{4.2}$$

Nous avons enfin prévu l'ajout d'un bruit blanc gaussien. Ce bruit peut être d'origine thermique, ou provenir d'interférences. Il est uniformément réparti sur la bande à sonder. Ce n'est donc pas un paramètre essentiel de notre étude en cela qu'il ne lui nuit pas spécifiquement.

Le traitement effectué ensuite pour séparer les deux voies : échantillonnage à T_e pendant la durée $2T$, quantification sur 8 bits, passage en fréquence et filtrage des raies ... ne pose pas de difficulté particulière de mise en oeuvre.

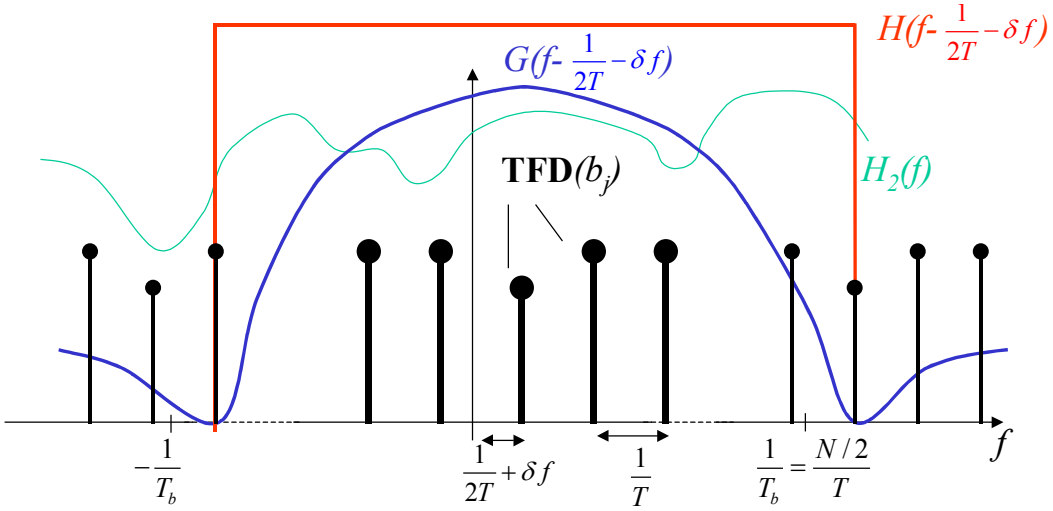


FIG. 4.12: Dérive en fréquences du second émetteur

4.5.2 Quelques résultats de simulation

En simulations, nous avons travaillé avec des $m-$séquences de longueur 255, de période $10\mu s$, émises à 25 Mbits/s. Les canaux h_1 et h_2 étaient constitués de six impulsions, dont les retards s'étendaient sur une durée de 5 μs et n'étaient pas régulièrement espacés. Bien sûr, ces valeurs absolues n'ont qu'un intérêt anecdotiques. Ce sont surtout leurs valeurs relatives, à savoir les rapports entre ces différentes quantités, qui comptent.

Nous nous sommes d'abord assurés que le programme fonctionnait en affichant les canaux, puis les canaux estimés en l'absence de tout défaut : pas de dérive des instruments, pas de bruit, quantification idéale ; figures 4.13 et 4.14.

C'est le filtre passe bande (passe bas en bande de base) qui convolue la réponse impulsionnelle par un sinus cardinal. Aussi utilise-t-on souvent une fenêtre de lissage sur la bande à sonder pour discerner davantage les pics des réponses. Avec une fenêtre de Hanning par exemple, le lobe principal est rendu plus étroit que celui d'un sinus cardinal, et les lobes secondaires remontent moins haut, [Harris, 1978]. La résolution est améliorée, ce qui permet une analyse plus fine des phénomènes de propagation. Les réponses obtenues avec une fenêtre de Hanning ont effectivement donné une estimation quasi parfaite du canal, figure 4.15.

Toutefois, le canal discret obtenu avec cette méthode n'est plus équivalent au canal réel. En particulier, il ne peut plus servir en simulations, 3.5. Conscient de cette réserve, nous avons néanmoins toujours utilisé une fenêtre de Hanning pour la suite des expérimentations.

Comme prévu, une dérive de 10^{-10} sur l'horloge, soit un écart en fréquence de 1 Hz, et/ou un écart en temps de 10^{-9} μs sur la période séquence, perturbe peu la qualité du signal reçu, figures 4.16 et 4.17.

C'est la quantification sur 8 bits qui affecte le plus l'estimation des canaux, figure 4.18. La dégradation est d'autant plus forte que les deux liaisons n'ont pas la même puissance, comme l'atteste la figure 4.19 où l'on a introduit un différentiel de 20 dB entre les deux voies.

On notera que la dynamique des réponses en figure 4.18 est supérieures aux 48 dB *a priori* attendus, paragraphe 4.4.3. Normal, le traitement par inversion (ou par corrélation) fait bénéficier du gain d'étalement de la séquence.

Enfin, nous avons examiné l'effet d'un défaut de phase de 10° sur la voie Q, et d'un gain de 3 dB de la voie I sur la voie Q, figure 4.20. Ces défauts ont été exagérés de façon à percevoir leurs effets.

Chose surprenante, seule la seconde voie semble en avoir souffert. En fait, le signal émis (en bande de base) sur la première liaison étant réel, il est orthogonal non seulement au signal émis (en bande de base) sur la seconde liaison, mais aussi aux parties réelle et imaginaire de ce même signal, et donc au signal reçu même quand on tient compte de défauts sur la voie en quadrature (opérations 4.1 et 4.2). S'il y avait N voies plutôt que 2, les $N-1$ dernières seraient tout de même affectées.

Tous ces défauts réunis donnent la figure 4.21.

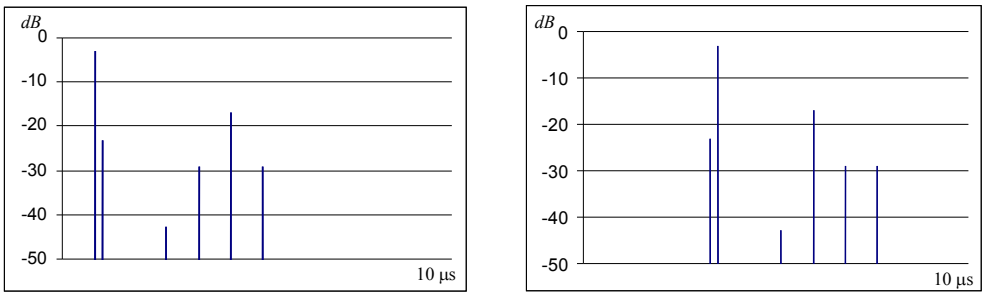


FIG. 4.13: Canaux de propagations simulés, voies 1 et 2

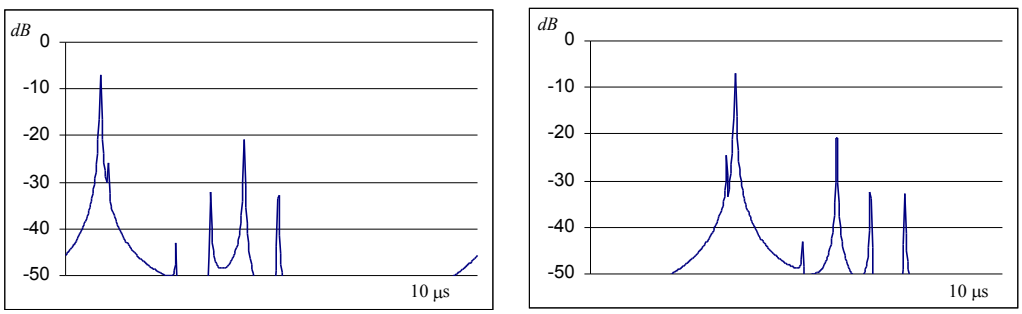


FIG. 4.14: Estimation des canaux, chaîne idéale

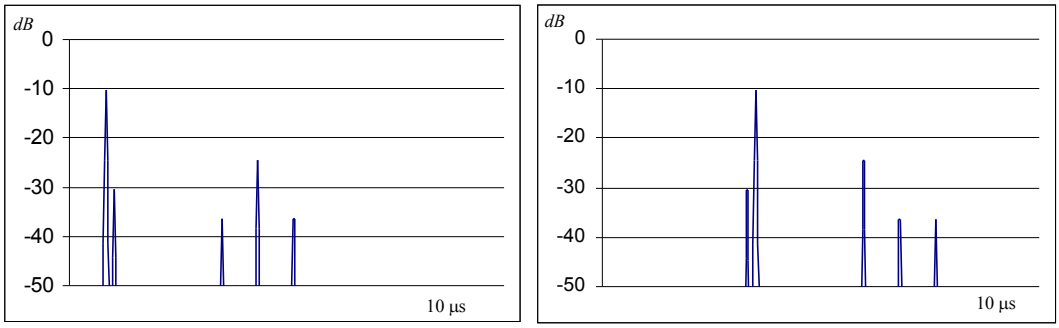


FIG. 4.15: Estimation des canaux avec fenêtre de Hanning, chaîne idéale

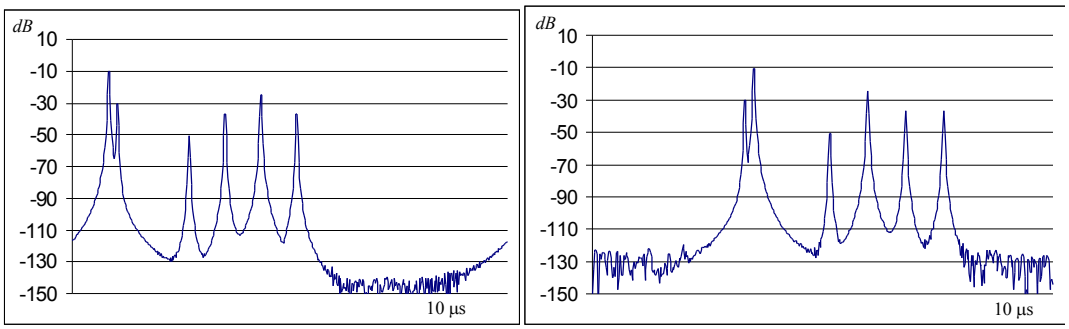


FIG. 4.16: Dérive de l'émetteur 2 de 1 Hz

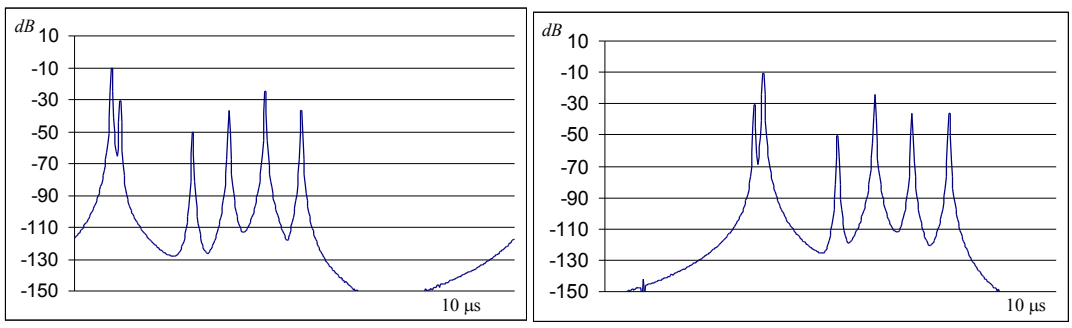


FIG. 4.17: Dérive de l'émetteur 1 de 10^{-8} μs

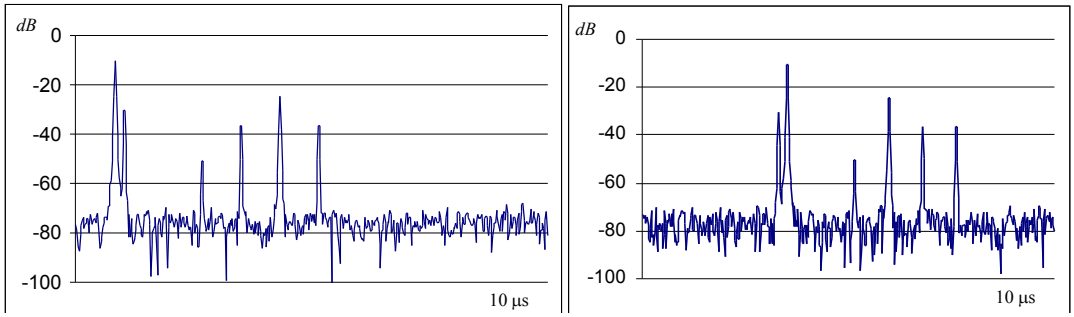


FIG. 4.18: Avec quantification sur 8 bits

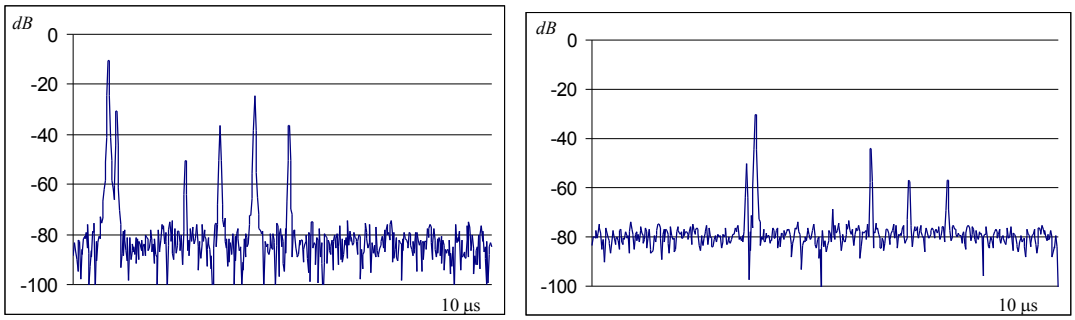


FIG. 4.19: Avec quantification sur 8 bits, $\frac{C_1}{C_2} = 20$ dB

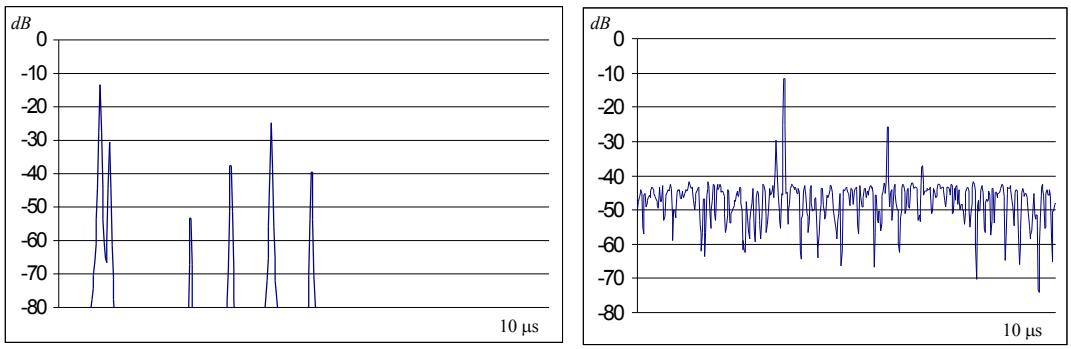


FIG. 4.20: $d\varphi = 10°$ et $G_{I/Q} = 3$ dB

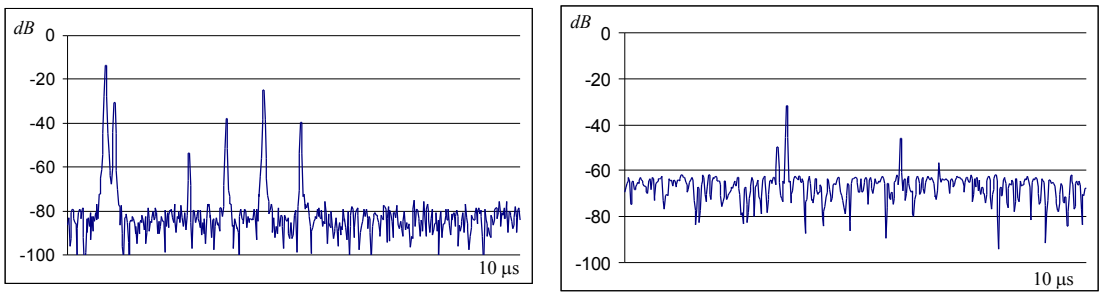


FIG. 4.21: Toutes les imperfections réunies

Chapitre 5

Expérimentations et mesures large bande en diversité d'émission

5.1 Introduction

Nous avons expliqué dans les chapitres précédents le fonctionnement théorique d'un sondeur de canal à compression d'impulsion, dans une utilisation habituelle d'abord, puis dans le contexte particulier de la diversité d'émission.

Les simulations ayant donné satisfaction, nous avons poursuivi notre étude par des expérimentations. Loin d'avoir épuisé le sujet, ces dernières nous ont réservé quelques surprises avec lesquelles il a bien fallu composer lors des campagnes de mesures.

Quelques uns des protocoles expérimentaux et des résultats présentés ci-après ont été publiés en congrès, [Zayana *et al*, 1999].

5.2 Le sondeur

Le sondeur de canal FTR&D, photo 5.1, a été conçu pour effectuer des mesures de réponses impulsionnelles en environnements pico, micro, ou macrocellulaire ; à des fréquences variant de 800 MHz à 2,6 GHz ; et sur une bande allant de 12,5 à 50 MHz.

Un registre à décalage délivre au rythme chip $\frac{1}{T_b}$ une $m-$séquence, figure 5.2. Celle-ci présente une fonction d'intercorrélation presque idéale, et donc une transformée de Fourier pratiquement uniforme en module, figure 5.3. Bien sûr, la mise en forme du signal et le filtrage passe bande détériorent son spectre, lequel reste néanmoins de bonne qualité sur la bande (de base) $\left[-\frac{1}{2T_b}; \frac{1}{2T_b}\right]$, figure 5.4.

Selon la longueur L et le débit d'émission $\frac{1}{T_b}$ de cette séquence, on peut sonder des canaux plus ou moins dispersifs, sur des bandes plus ou moins larges. On peut choisir parmi trois

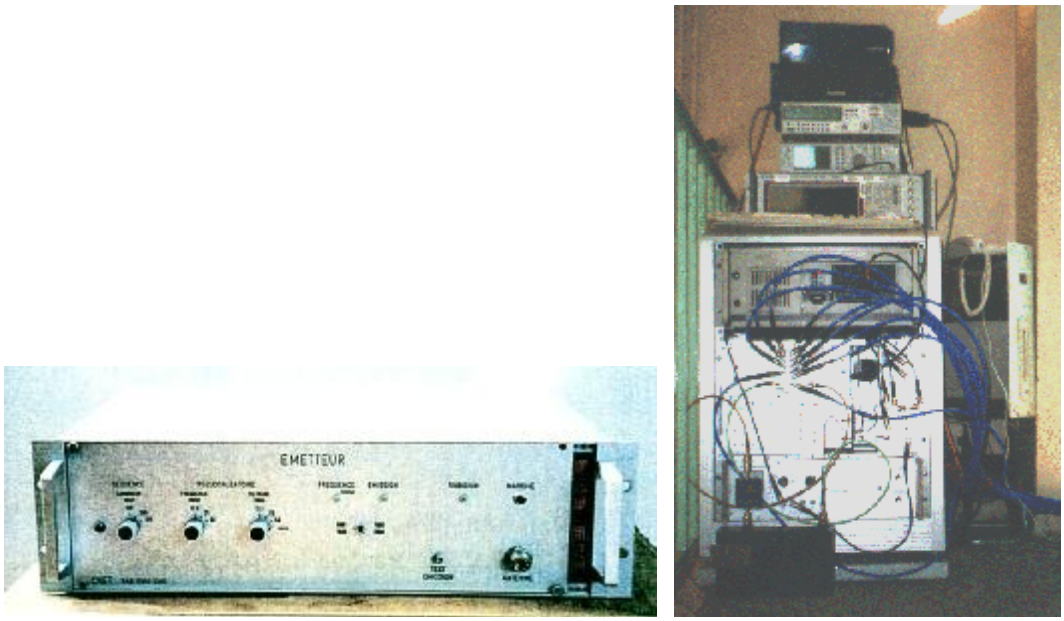


FIG. 5.1: Emetteur et récepteur du sondeur FTR&D

longueurs de séquence : 127, 255 et 511 ; et trois débits d'émission : 12,5 MHz, 25 MHz et 50 MHz. Les réponses mesurées s'étendent donc de 2,5 μs à 40 μs suivant le réglage adopté, figures 5.5 et 5.6 et tableau 5.7.

Chaque microseconde de retard par rapport au premier trajet représente un écart en distance de 300 mètres. Les durées d'observations très brèves sont donc réservées aux mesures à l'intérieur de bâtiments - où la propagation reste confinée à un petit espace - et les très longues aux mesures en milieu montagneux - où des échos lointains peuvent se produire, tableau 5.8. Entre ces deux extrèmes, des périodes de 10 à 20 μs sont couramment utilisées pour sonder les petites cellules urbaines. Ces périodes excèdent encore souvent de beaucoup l'étalement des retards dans cet environnement. Mais les choisir aussi longue améliore leurs propriétés d'étalement : plus la séquence s'allonge et meilleure est son autocorrélation (elle vaut 1 en 0 et $-\frac{1}{L}$ ailleurs).

En réception, les acquisitions peuvent être commandées en temps par une horloge interne, ou en distance par les capteurs d'un véhicule de mesures. Une acquisistion dure le temps d'une ou de quelques séquences. Habituellemet, l'intérêt de disposer d'au moins deux séquences consécutives est de les moyenner pour en réduire le bruit. Cette possiblilité a été détournée de sa fonction première afin de sonder plusieurs canaux simultanément. Ainsi, la période d'observation est-t-elle doublée dans le cas de deux canaux.

Chaque acquisition est précédée d'un contrôle automatique de gain qui protège la chaîne

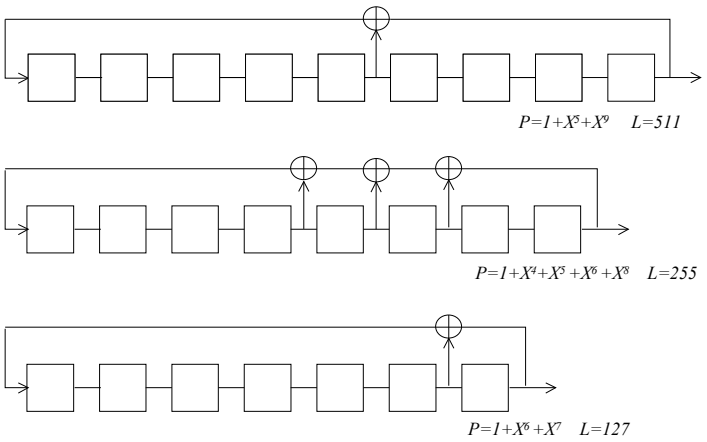


FIG. 5.2: Synthèse de la séquence émettrice

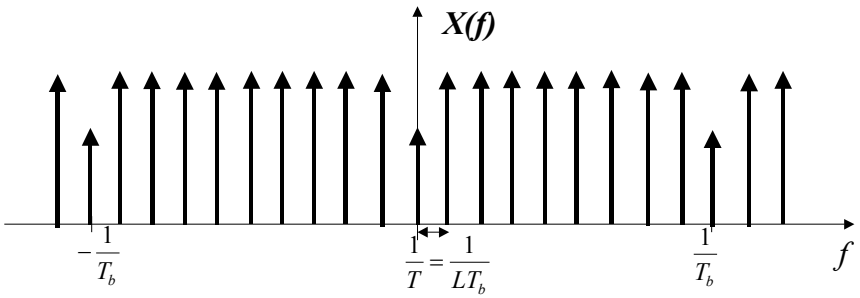


FIG. 5.3: Spectre du signal au sortir du registre et avant mise en forme

de réception en cas de sur-exposition et permet d'utiliser le quantificateur analogique-numérique dans sa zone de fonctionnement optimale. La dynamique de CAG avoisine les 50 dB, les atténuateurs variant de 12 dB à 60 dB. Ainsi, la puissance du signal d'entrée peut aller de -80 à -12 dBm.

Le signal reçu est échantillonné puis quantifié sur 8 bits à un rythme de 25, 50, ou 100 MHz. Préalablement, il aura été filtré pour éviter tout repliement de spectre. Pendant la mesure, les données - valeur de CAG et surtout échantillons du signal - sont enregistrées dans une mémoire rapide de 16 Moctets. Cette taille limite le nombre d'acquisitions successives qu'il est possible de faire. Après une série d'acquisistions, les données sont gravées sur un disque optique dont la capacité de stockage - 600 Moctets ou 2,5 Goctets selon le modèle - est beaucoup plus grande que celle d'une RAM, mais dont l'accès est en revanche bien plus lent.

Une acquisition sur une source de puissance étalon est réalisée au début de chaque fichier de mesures. Elle rendra compte d'une éventuelle fluctuation des caractéristiques de la chaîne de réception, et notamment de ses éléments actifs (préamplificateurs, amplificateurs) qui

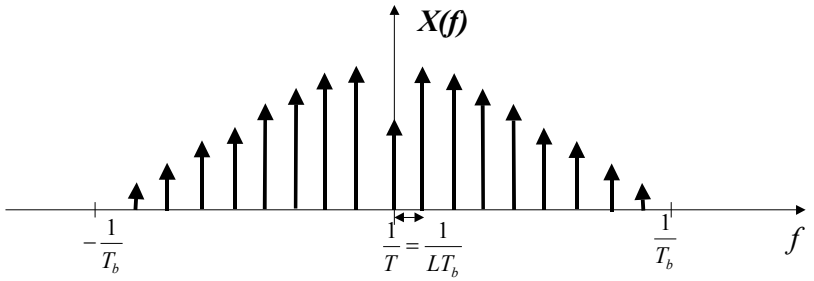


FIG. 5.4: Spectre du signal mis en forme et filtré

sont sensibles aux changements de température. Le cas échéant, ces variations pourront être compensées lors du post-traitement.

Des fichiers étalons sont également réalisés en début et en fin de campagne, en reliant l'émetteur au récepteur par un câble. Ils permettent de traiter la campagne de mesure par la méthode d'inversion, et d'étalonner grossièrement les signaux reçus en puissance. Ce premier étalonnage est ensuite affiné grâce aux relevés pratiqués sur la diode de bruit..

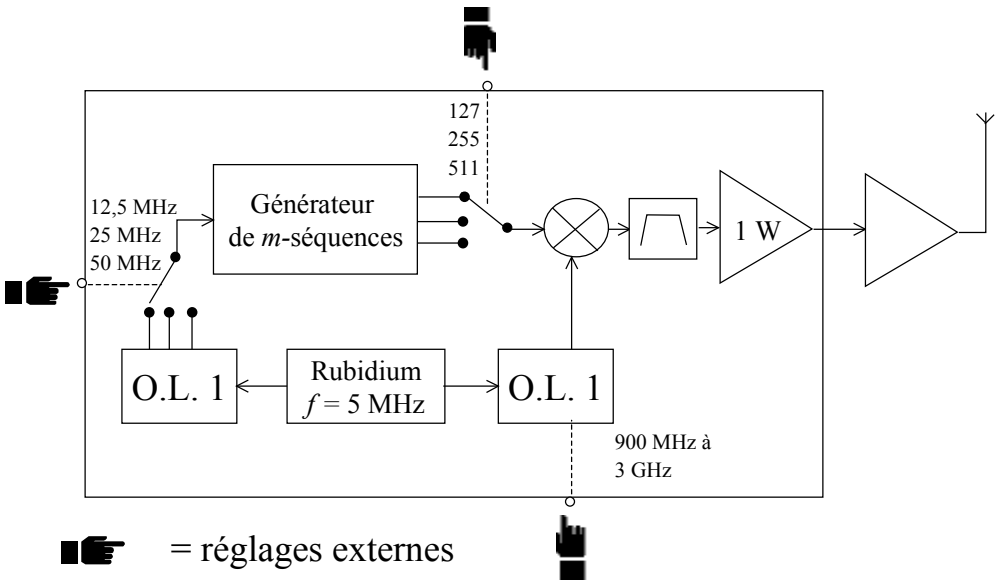


FIG. 5.5: Synoptique de l'émetteur

5.3 Expérimentations

Avant de réaliser les campagnes, nous avons effectué quelques expérimentations pour éprouver le protocole et le matériel de mesures en situation réelle.

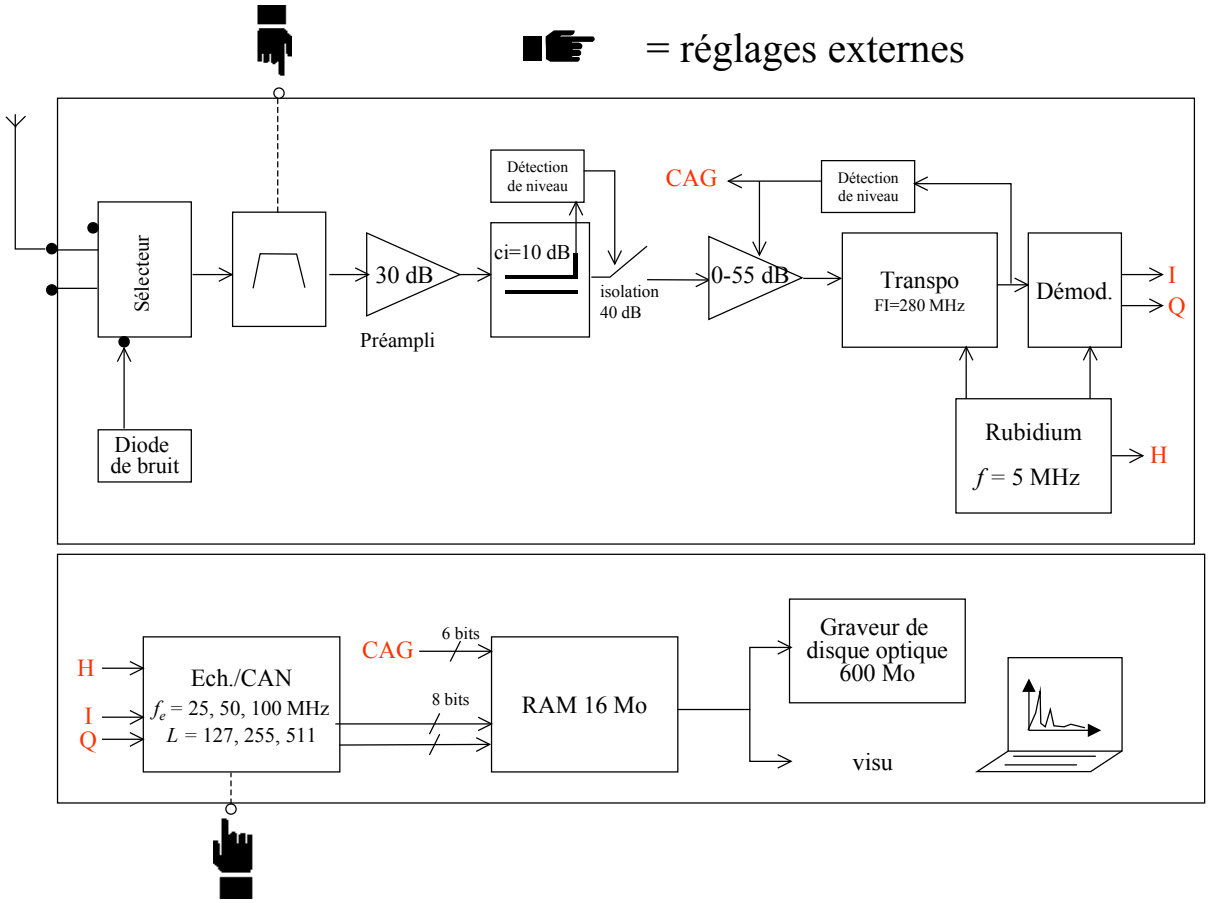


FIG. 5.6: Synoptique du récepteur

Ces expérimentations se sont déroulées sur les sites FTR&D de Belfort et d'Issy les Moulineaux dans la bande des 2 GHz et avec deux émetteurs. Les séquences choisies étaient de longueur 255 et le débit de $12,5$ Mbits, ce qui permettait d'observer les canaux sur des durées de $T = 20,4\ \mu s$.

Plutôt que de décaler le second émetteur de la fréquence $\Delta f = \frac{1}{2T} = 24,51$ KHz, nous avons décalé chacun des émetteurs de $\frac{\Delta f}{2} = \frac{1}{4T}$, le premier vers la gauche et le second vers la droite. Dans ces conditions, la durée (minimale) de chaque acquisition passait de $2T$ à $4T$.

Les fichiers câbles ont été réalisés en configuration "temps maître". Ils consistent en cent acquisitions consécutives de durée $4T$, espacées de 10 ms.

Les mesures ont été réalisés en configuration "distance maître". Pour respecter le théorème d'échantillonnage à la fréquence de $2,2$ GHz, il convenait d'espacer les acquisition de moins de 7 cm. Les capteurs du véhicule génèrant 100 impulsions à chaque tour de roue, la circonférence de la roue valant $1,7$ mètre, une acquisistion toutes les deux impulsions,

Signal bande de base	Résolution		Longueur et durée de la r.i. en µs		
Débit Mbit/s	Temporelle en ns	Spatiale en m	Code 511	Code 255	Code 127
50	40	12	10,22	5,1	2,54
25	80	24	20,44	10,2	5,08
12,5	160	48	40,88	20,4	10,16

FIG. 5.7: Réglages du sondeur

Environnement	Durée maximum généralement constatée de la R.I
Bâtiments	1,5 µs
Urbain	20 µs
Rural vallonné	40 µs

FIG. 5.8: Durées des R.I. selon l'environnement

à savoir tous les $3,4$ cm paraissait bien suffisante pour suivre lu canal le long du déplacement. Hélas, pour des raisons qui nous sont apparues en analysant les tests et que nous développerons ultérieurement, ce pas s'est avéré encore trop grand.

Lorsqu'une acquisition dure plus d'une période séquence, les échantillons sont habituellement moyennés avant d'être enregistrés. Ce moyennage élimine une partie du bruit. De plus, le réaliser pendant la mesure économise de la place mémoire. Chaque acquisiton s'étendait ici sur $4T$, mais il fallait bien entendu neutraliser l'option de moyennage, tant à l'étalonnage qu'en mesures. Sinon, les données n'auraient pas été exploitables.

Le sondeur possède un programme succinct de traitement des données. Cela lui permet habituellement d'afficher en temps réel quelques réponses impulsionnelles au cours de la mesure. L'algorithme de déconvolution travaille sur la base de séquences de périodes T, et non $4T$, comme il l'aurait fallu ici. Les acquisitions s'en trouvent tronquées. D'un point de vue spectral, cela a pour effet de mélanger les raies voisines. Nous avons donc logiquement visionné des réponses très grossières à l'écran. Même si elles constituaient une indication intéressante sur le bon fonctionnement de l'appareil, elle ne permettaient en aucun cas de juger de la qualité du signal reçu.

Nous avons traité les mesures selon la deuxième méthode d'inversion décrite au paragraphe 4.3.2, en annulant autoritairement une raie sur quatre en fonction de la voie à récupérer. D'un point de vue théorique, on s'attend à retrouver quatre répliques de la première réponse - déphasées sucessivement de 0, $-\frac{\pi}{2}$, $-\pi$ et $-\frac{3\pi}{2}$ - et quatre répliques de la seconde - déphasées de 0, $\frac{\pi}{2}$, π et $\frac{3\pi}{2}$. Il suffit ensuite de ne conserver que la première réplique.

Pour valider le protocole de mesures, nous avons d'abord placé les deux émetteurs au même endroit. Nous avons effectivement obtenu des réponses impulsionnelles identiques, à un décalage en temps près faute d'horloge commune aux deux voies, figure 5.9.

Nous avons ensuite déplacé le second émetteur puis mesuré quelques tronçons d'une cinquantaine de mètres, figure 5.10. La dynamique des réponses y est excellente. Reconnaissons néanmoins que le récepteur n'était pas bien loin des émetteurs - deux cents mètres tout au plus - et que les émetteurs étaient eux-mêmes assez proches l'un de l'autre. De ce fait les deux signaux émis parvenaient au récepteur avec des puissances comparables. Aucun ne souffrait donc plus que l'autre de la quantification analogique-numérique. Pour briser cette belle symétrie, nous avons artificiellement diminué la puissance délivrée par le second émetteur. Nous avons constaté que la chaîne de réception se comportait comme les simulations l'avaient prévu.

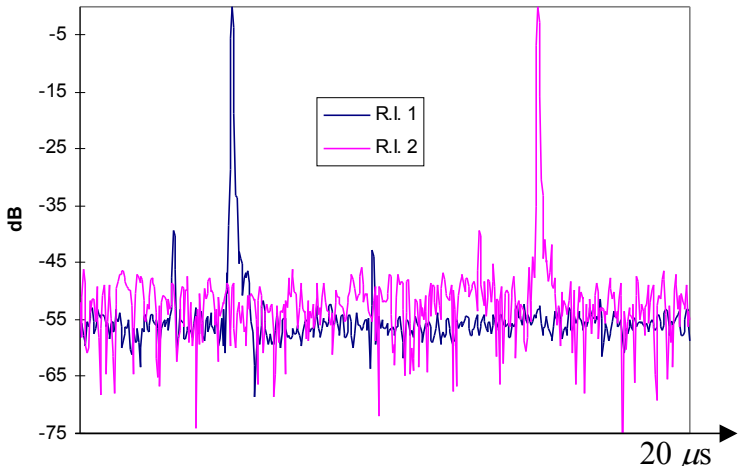


FIG. 5.9: Réponses reçues lorsque les émetteurs sont superposés

Ces vérifications étant faites, nous avons alors examiné plus en détails les réponses.

Tout d'abord, nous avons remarqué que la phase des échantillons d'une réponse sautait parfois de $\pm\frac{\pi}{2}$ sur la durée T. En l'absence de toute coordination entre les émetteurs et le récepteur, la fenêtre d'observation du signal peut en effet commencer au milieu d'une séquence - et donc au milieu d'une r.i. - et terminer quatre périodes plus loin au milieu d'une autre. La figure 5.11 illustre ce phénomène, des couleurs différentes ayant été utilisées pour rappeler les alternances de phases. En tronquant sur une durée T le signal déconvolué sur la durée $4T$, on observe la tête et la queue de réponses aux déphasages différents. Ce qui explique le saut de phase intempestif. Pour y remédier, nous avons découpé puis mis bout à bout les $\frac{T}{2}$ premiers instants avec les $\frac{T}{2}$ derniers de chaque acquisition traitée. Cette

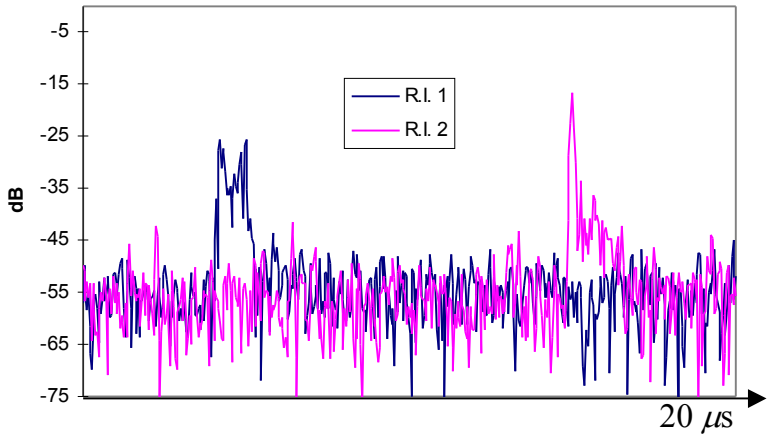


FIG. 5.10: Réponses réçues, cas général

manière de reconstituer les réponses est exacte tant que les retards n'excèdent pas $\frac{T}{2} = 10$ μs, hypothèse réaliste dans l'environnement étudié.

Nous nous sommes ensuite intéressés au Doppler d'un trajet - par exemple le plus puissant - le long d'un tronçon de mesure. Au lieu d'observer un traditionnel spectre en cornes, nous n'avons vu que du bruit. Pour comprendre cela, il faut revenir au mode de déclenchement des mesures. En distance maître, les acquisitions sont pilotées par la rotation de la roue. Elles sont de plus synchrones de l'horloge séquence du récepteur. Le temps séparant deux acquisitions successives est donc variable puisqu'il dépend de la vitesse du véhicule, mais il est toujours un multiple de T. Dans le fonctionnement habituel du sondeur, cela garantit que les réponses soient bien calées dans le temps les une par rapport aux autres. On peut ainsi suivre le glissement d'un pic au cours de la mesure, tracer son Doppler, etc. Pour nos expériences, il aurait fallu que l'écart entre deux acquisitions soit un multiple de $4T$. Sans quoi, l'indétermination de T sur l'instant de la mesure rajoute un déphasage de 0, $\frac{\pi}{2}$, π ou $\frac{3\pi}{2}$ entre deux acquisitions consécutives, figure 5.12. Ce réglage n'était de toutes façons pas prévu dans le sondeur utilisé à l'époque. Il a donc fallu réfléchir à un moyen de compenser cet aléas.

Si le pas spatial des acquisitions est suffisamment fin, les fluctuations naturelles de la phase entre deux points de mesure restent petites devant les sauts de phase parasites. Les sauts sont alors détectables, et peuvent ensuite être corrigés.

En mesures, la phase du signal varie d'au plus 2π radians sur la distance d'une longueur d'onde : $\lambda = 14$ cm. Elle varie donc d'au plus $\frac{2\pi}{3,4} \times 14 \simeq 1,34$ radians entre deux acquisitions espacées de $3,4$ cm. Cette variation est certes petite, mais pas suffisamment pour ditinguer les sauts de $\pm\frac{\pi}{2} \simeq \pm 1,57$ rad. de la phase de ses variations physiques. Pour les dispositifs à venir, nous avons donc décidé :

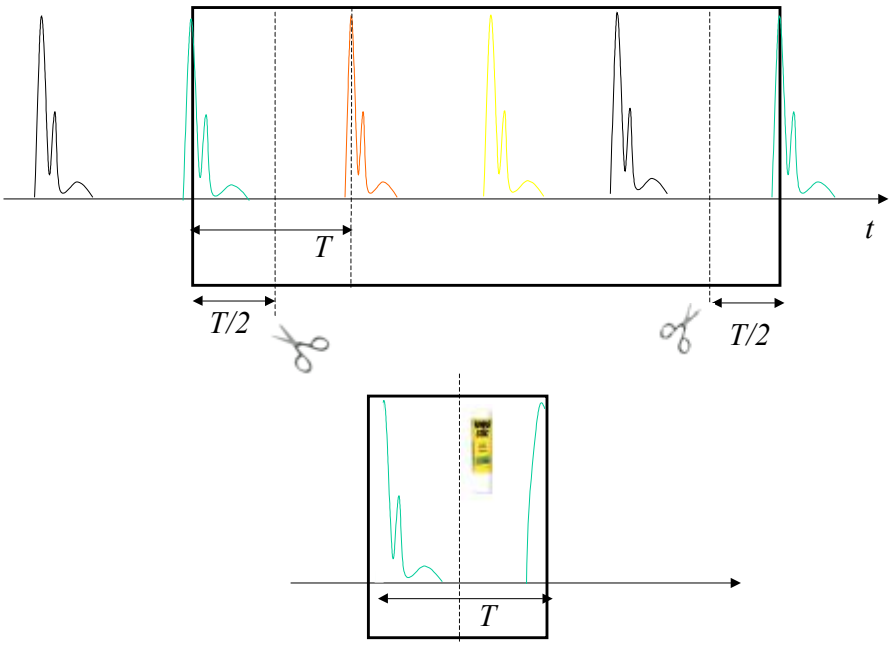


FIG. 5.11: Observation sur une durée de $4T$ et reconstitution de la R.I.

- d'abaisser le pas de mesures à sa valeur minimale, à savoir $1,7$ cm.

- de nous placer si possible dans la bande des 900 MHz plutôt que dans celle des 2,2 GHz, la longueur d'onde y étant plus longue.

- de décaler la fréquence d'émission d'un seul des deux émetteurs. Nous revenons ainsi à des durées d'observation de $2T$. L'indétermination de T sur l'instant de la mesure induit une indétermination de phase plus grande, π au lieu de $\frac{\pi}{2}$, et donc plus facilement décelable.

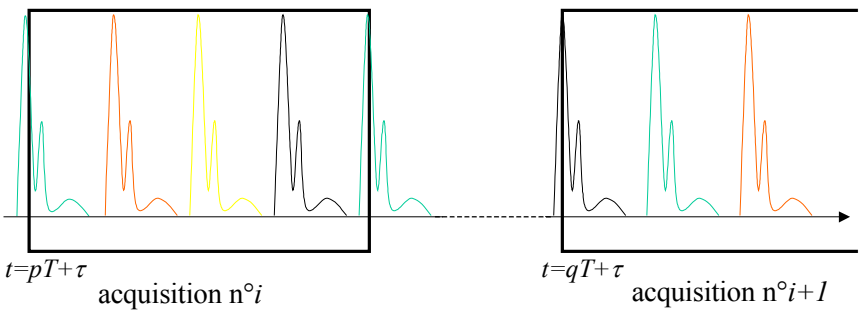


FIG. 5.12: Problèmes de calage entre acquisitions

5.4 Campagne de mesures large bande en macrodiversité

Après avoir expérimenté le protocole de mesures, il était temps de conclure cette étude par une campagne de mesures. Celle-ci s'est déroulée sur quinze jours à Mulhouse en situation de macrodiversité.

5.4.1 Choix des sites et des tronçons

Les deux sites d'émission « Henner » et « Arc » ont été utilisés la première semaine. Ils avaient déjà servi lors de la précédente campagne en macrodiversité bande étroite. Ces deux sites sont en bordure du centre ville, ce qui permet d'explorer une grande variété de quartiers. Un des deux émetteurs a été déplacé plus au centre ville en seconde semaine, le site « Henner » étant remplacé par le site « Globe », figure 5.13.

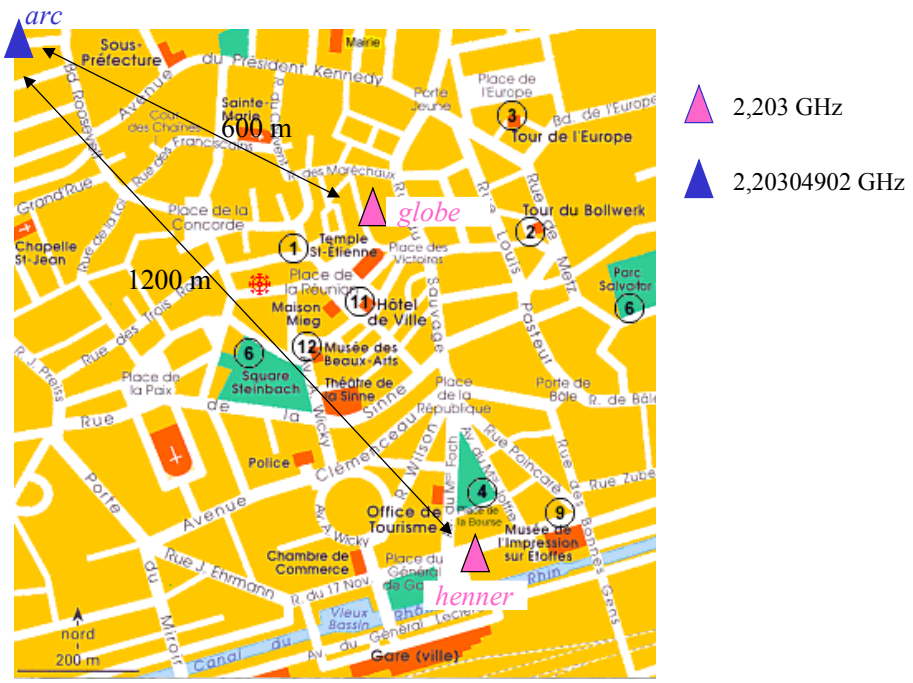


FIG. 5.13: Sites d'émission

Fort des expérimentations réalisées avant la campagne de mesures, nous avions projeté d'émettre dans la bande des 900 MHz : la longueur d'onde étant plus longue qu'à 2,2 GHz, les sauts de phase observés en 5.3 y sont plus facilement décelables. Connaissant le seuil de sensibilité du sondeur, un peu inférieur à -80 dBm, nous avons pu réaliser des prédictions Parcell afin de cerner les zones couvertes (champ reçu supérieur à -80 dBm sur les deux voies), et les zones intéressantes pour la macrodiversité (différentiel de puissance inférieur à

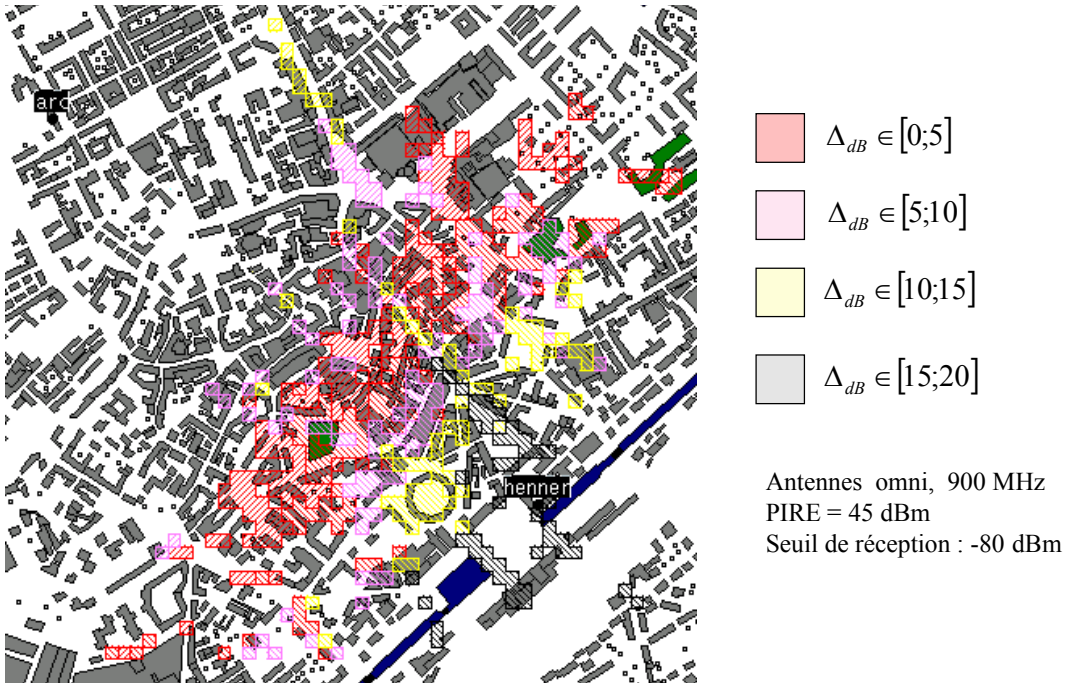


FIG. 5.14: Zone de mesures prédite par Parcell

10 dB par exemple). Des simulations Parcell ont permis de localiser les zones à explorer, ce qu'illustre la figure 5.14 obtenue avec des émetteurs omnidirectionnels et une PIRE de 45 dBm. Cette figure montre notamment que la surface à sonder est assez réduite.

Hélas, cette surface s'est encore réduite quand on nous a refusé l'autorisation d'émettre à 900 MHz. Nous nous sommes alors replié sur la bande des 2,2 GHz où l'affaiblissement en espace libre est plus prononcé, figure 5.15. Nous cumulions donc deux handicaps à travailler à 2,2 GHz : des sauts de phases moins visibles (à pas d'échantillonnage identiques) et une atténuation du signal plus forte.

Comme les amplificateurs fonctionnaient déjà à plein régime, nous avons augmenté la PIRE en remplaçant les antennes omnidirectionnelles par des antennes sectorielles. Ces antennes concentrent l'énergie dans une direction au détriment des autres : le gain est ici de 10 dB, figure 5.16. En les orientant dans une même direction, nous avons pu élargir la zone de mesures, figures 5.17 et 5.18.

Les caractéristiques générales des sites d'émission sont récapitulées dans le tableau 5.1.

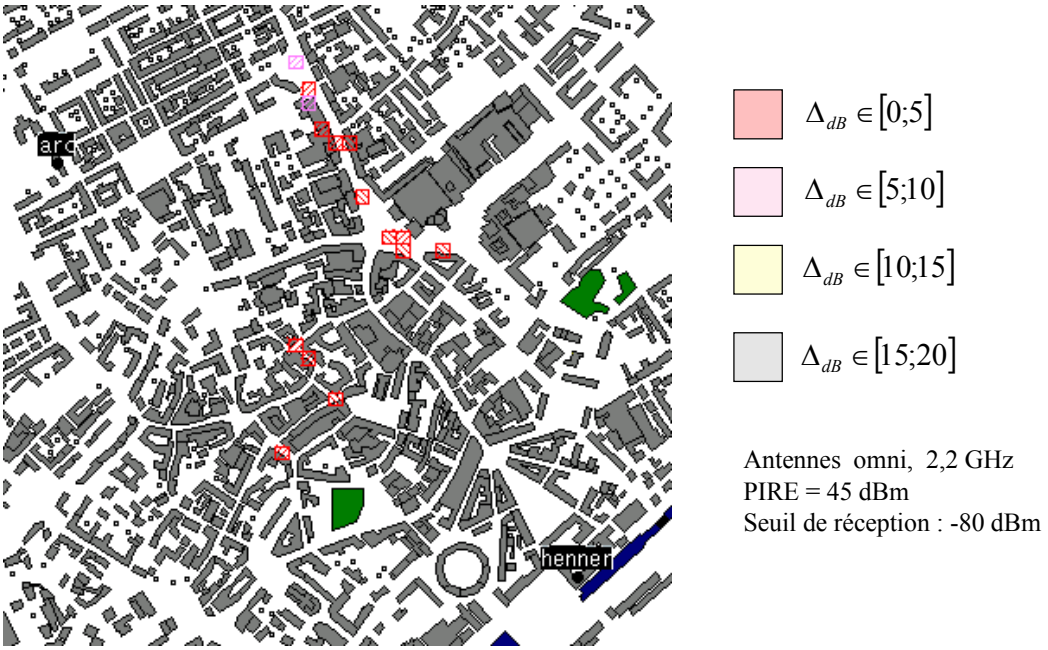


FIG. 5.15: Zone de mesures prédite par Parcell

5.4.2 Réglage du matériel, configuration du sondeur

Réglage de la PIRE

Pour assurer une qualité de réception équitable entre les deux liaisons, les signaux doivent parvenir au récepteur avec des puissances comparables. Sans quoi, le signal le plus faible soufre exagérément de l'opération de quantification, paragraphe 4.4.3 du chapitre 4. Nous avons donc ajusté les PIRE pendant les mesures, en garantissant bien sûr encore un seuil minimal de réception de -80 dBm.

Pour cela, il a fallu réaliser au préalable des mesures bande étroite sur les tronçons repérés d'après les simulations. Ces mesures ont été faites en début de campagne, à puissances d'émission *égales*. Pour obtenir un signal bande étroite, il a suffi de ne pas moduler les porteuses émises, cette option étant prévue dans l'organe émetteur du sondeur. Nous avons par contre dû remplacer le récepteur bande large par un récepteur bande étroite de type ESN, muni d'un filtre de résolution de 1 KHz. Un logiciel spécialement conçu pour l'occasion le pilotait de façon à :

- déclencher des mesures brutes sur une distance de 5 m et au pas de 15 cm, en allternant les acquisitions aux fréquences f_0 et $f_0 + \Delta f$ avec un temps de commutation de 10 ms.
- moyenner les mesures brutes sur chacune des deux voies, puis afficher le différentiel de puissance.

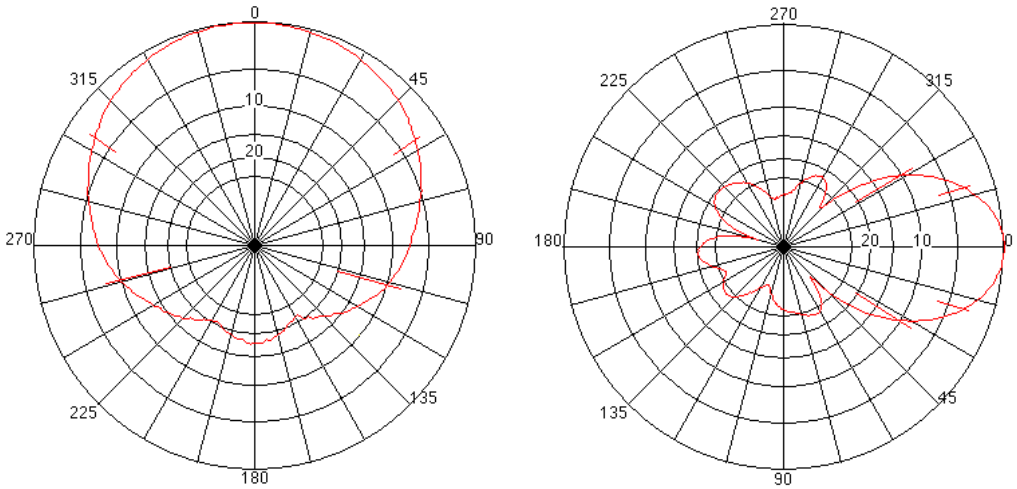


FIG. 5.16: Diagrammes horizontal et vertical des antennes émettrices

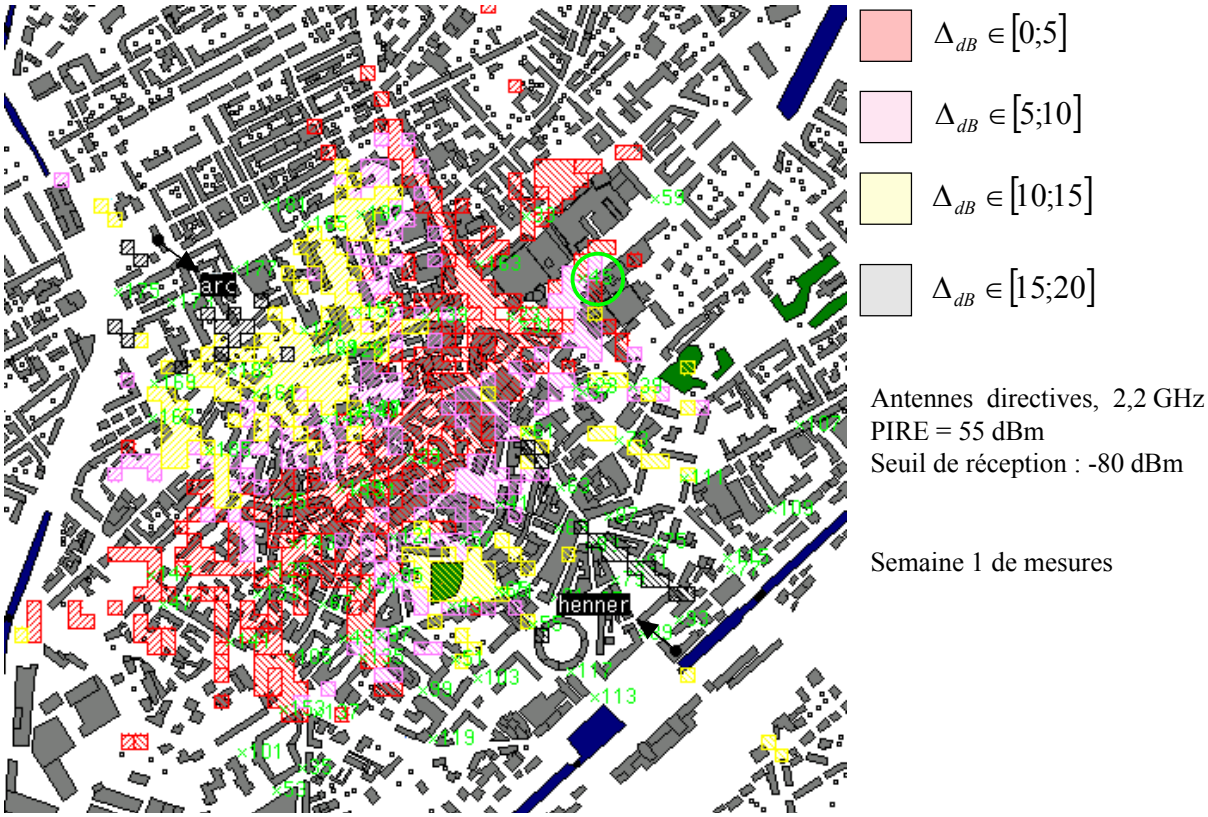


FIG. 5.17: Zone de mesures prédite et tronçons effectivement mesurés

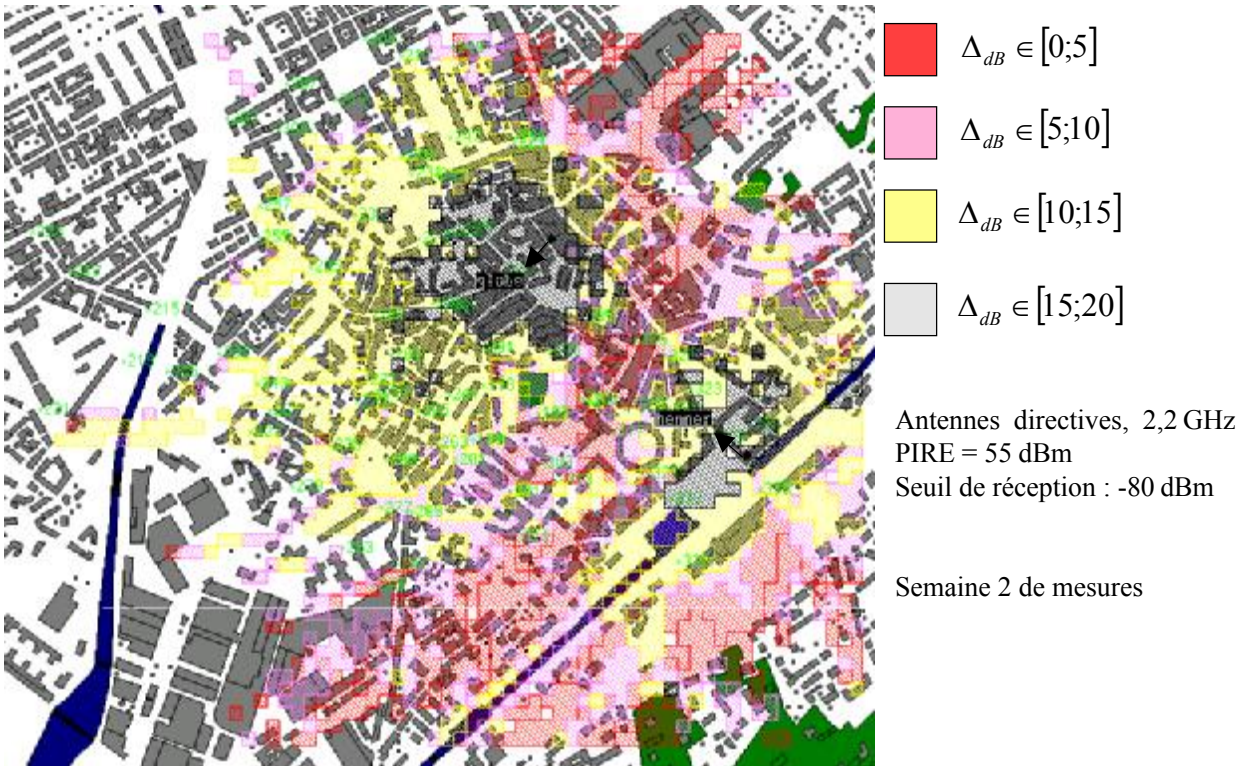


FIG. 5.18: Zone de mesures prédite et tronçons effectivement mesurés

	HENNER	ARC	GLOBE
position	long = 5, 562° lat = 53, 048°	long = 5, 549° lat = 53, 057°	long = 5, 557° lat = 53, 053°
fréquence	2,203 GHz	2,20304902 GHz	2,203 GHz
exploité en semaine	1	1 et 2	2
hauteur mât	9 m	12 m	12 m
hauteur antenne /sol	34 m	31,9 m	29 m
perte câble	6 dB	5,8 dB	6 dB
antenne	DAPA	DAPA	DAPA
azimut	308°	129° (sem 1) 270° (sem 2)	220°
gain d'antenne	10 dBi	10 dBi	10 dBi
PIRE	20-55 dBm	20-55 dBm	20-55 dBm

TAB. 5.1: Caractéristiques des sites d'émission

Les mesures commençaient au départ du tronçon à sonder. Par précaution, cette opération était réitérée en milieu de tronçon. Si les moyennes fluctuaient trop, le tronçon devait être remplacé par un autre.

Sur les tronçons repérés, les différences de puissance entre les deux voies sont allées de 0 à 35 dB. Ces écarts ont été notés puis répercutés sur les PIREs en bande large, en diminuant d'autant la puissance émise depuis la voie la plus audible et en gardant maximale la puissance émise depuis l'autre.

Configuration du sondeur

Les organes d'émission et de réception du sondeur ont été configurés de façon à sonder des réponses d'une durée maximale de $20,4\ \mu s$ sur une bande de $12,5$ MHz centrée en $f_0 = 2,203$ GHz. Les réglages ont été validés suite aux expérimentations décrites en 5.3. En particulier, seule la fréquence du second émetteur a été décalée. Les acquisitions auraient donc pu ne compter que deux périodes séquences. Nous les avons en fait étendues à quatre, de façon effectuer un moyennage des échantillons entre les deux premières séquences et les deux suivantes, et réduire ainsi le bruit.

Des fichiers câbles ont été réalisés en chaque début et fin de semaine, à l'installation et au démontage des émetteurs. En semaine, les émetteurs et le récepteur restaient alimentés la nuit. Cela limitait les variations de leurs caractéristiques.

Les configurations adoptées pour les câbles et pour les mesures sont détaillées dans le tableau 5.2. Le nombre de points de mesure et donc la longueur des tronçons est limité par la taille de RAM du sondeur. Avec une longueur de séquence $L_{seq} = 255$, $N_{seq} = 4$ séquences consécutives par point de mesure, $N_{ech} = 2$ échantillons par symbole pour respecter Shannon, $N_{voie} = 2$ pour les voies I et Q, une quantification sur $N_{octet} = 1$, chaque acquisition occupe :

$$L_{seq} \times N_{seq} \times N_{ech} \times N_{voie} \times N_{octet} = 4080 \text{ octets}$$

Une RAM de 16 Moctets en enregistre au plus 3900. Comme il faut préserver de la place pour mémoriser les valeurs de CAG, le nombre de points de mesure a été fixé à 3840. Au pas de 1,7 cm, cela donne des tronçons de longueur 65 mètres.

Procédure qualité

Comme pour des mesures bande étroite, plusieurs contrôles sont effectués au cours d'une campagne en bande large : une mesure du spectre ambiant est pratiquée lors de l'installation

Longueur/durée des séquences	255 / $20\mu s$
Nombre de séquences successives par acquisition	4
Moyennage des séquences	Aucun
Débit d'émission	12,5 Mbits/s
Largeur du filtre (émission/réception)	25 MHz
Fréquence d'échantillonnage	25 MHz
Nombre d'échantillons par symbole binaire	2
Fréquence d'émission	Selon site : f_0 ou $f_0 + \Delta f$ $f_0 = 2,203$ GHz $\Delta f = 24,51$ KHz
Fréquence de réception	f_0 en câbles et en mesures
Nombre d'acquisition	100 pour les *câbles* 3840 en *mesures*, soit des tronçons de 65 m
Distance séparant deux acquisitions	1,7 cm en *mesures*
Temps séparant deux acquisitions	10 ms pour les *câbles*

TAB. 5.2: Réglages du sondeur

des émetteurs ; un contrôle du ROS est réalisé après branchement de l'antenne émettrice ; un suivi des PIRE est assuré tout au long de la quinzaine, paragraphe 1.4.4 du chapitre 2.

Des mesures spécifiques sont aussi prévues pour compenser les défauts de la chaîne de transmission (offset sur les voies I et Q, déphasage pas tout à fait égal à $\frac{\pi}{2}$, gains distincts).

Synchronisation des émetteurs

Dans l'hypothèse où les mesures seraient utilisées pour étudier les sytèmes radiomobiles en macrodiversité et optimiser les algorithmes de traitement du signal correspondants, il nous a semblé utile de disposer d'une origine de temps commune sur les deux liaisons. Il n'était hélas pas possible de synchroniser simplement les deux émetteurs. Nous avons donc imaginé le procédé suivant :

• En début de journée, on mesure un tronçon en vue directe du premier émetteur. On fait de même à proximité du second. La réponse sur la première voie lors du premier tronçon est pratiquement réduite à un pic. Si l'émetteur 1 était synchronisé au récepteur, ce pic surgirait avec un retard τ_1 correspondant au temps (très court) mis par le rayon direct pour atteindre le récepteur. Ce temps est connu puisque les positions de l'émetteur et du récepteur le sont.

Le récepteur travaille avec la même période séquence que l'émetteur, mais n'a pas la

même origine de temps. Le pic attendu surgit donc n'importe où, par exemple à l'instant relatif Δ_1. Nous prendrons naturellement comme référence de temps pour la voie 1 la position de ce pic, diminuée du retard τ_1 (modulo T). Ce qui revient à translater vers la gauche toutes les réponses en voie 1 de la quantité $\Delta_1 - \tau_1$, figure 5.19. Le même principe est appliqué à la voie 2 pour recaler les séquences.

- Les horloges des émetteurs ou du récepteur peuvent glisser pendant une journée complète de mesures. Pour compenser cet effet, nous avons réalisé ces mesures étalon à plusieurs moments : matinée, fin de matinée, début d'après-midi, fin d'après-midi.

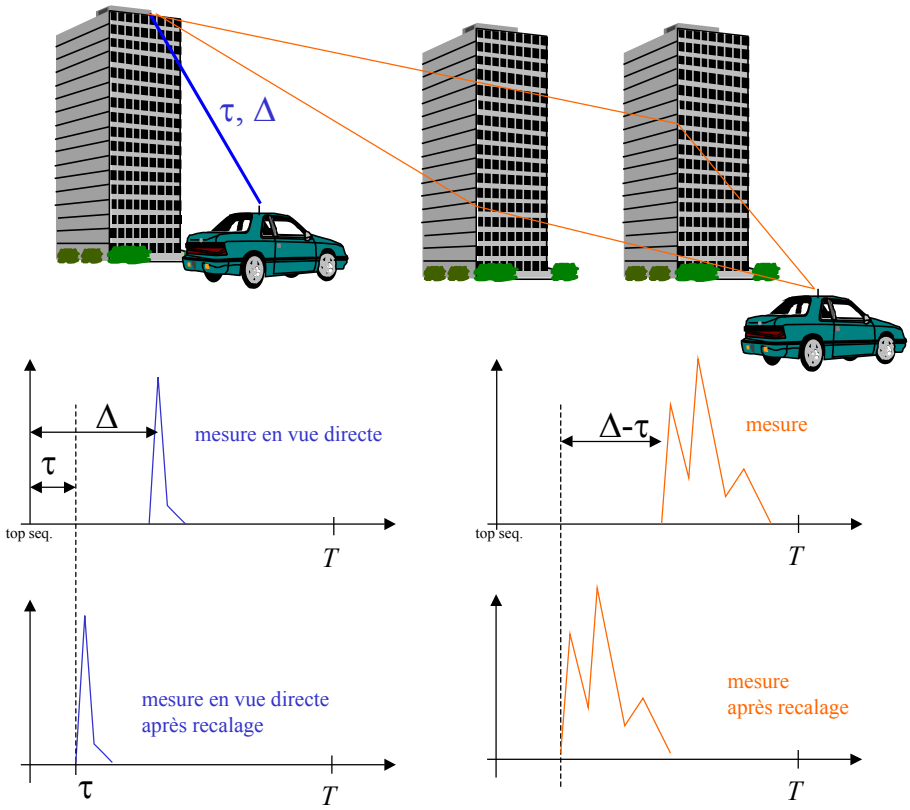


FIG. 5.19: Recalage temporel des réponses

5.4.3 Traitement des mesures

Contrôle des mesures

Avant de déconvoluer les signaux mesurés, nous avons procédé à quelques vérifications d'usage.

Nous avons d'abord examiné le comportement du module de CAG pendant l'enregistrement des fichiers câbles et pendant les mesures. Les fichiers câbles sont réalisés en connectant

directement l'émetteur au récepteur. Un atténuateur reste néanmoins intercalé entre les deux organes, si bien que la puissance parvenant au récepteur est de l'ordre de −55 dBm. La valeur de CAG devrait donc être faible, voire minimale. Elle devrait aussi démontrer une bonne stabilité, ce qui s'est vérifié sur les enregistrements, figure 5.20. En mesures, la CAG fluctue de 15 à 62 dB. Plus la puissance reçue est grande et plus la valeur de CAG est faible, et inversement. Nous avons pu constater en observant quelques tronçons que la CAG variait librement au cours des déplacements, figure 5.21.

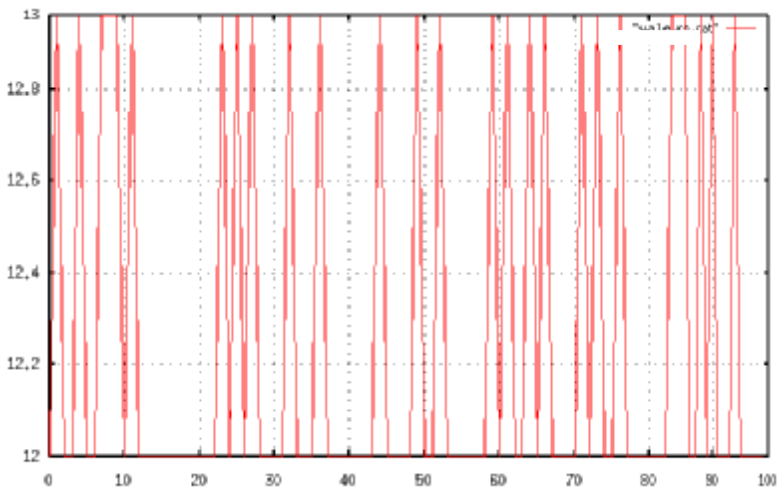


FIG. 5.20: CAG (en dB) des 100 acquisitions d'un l'étalonnage

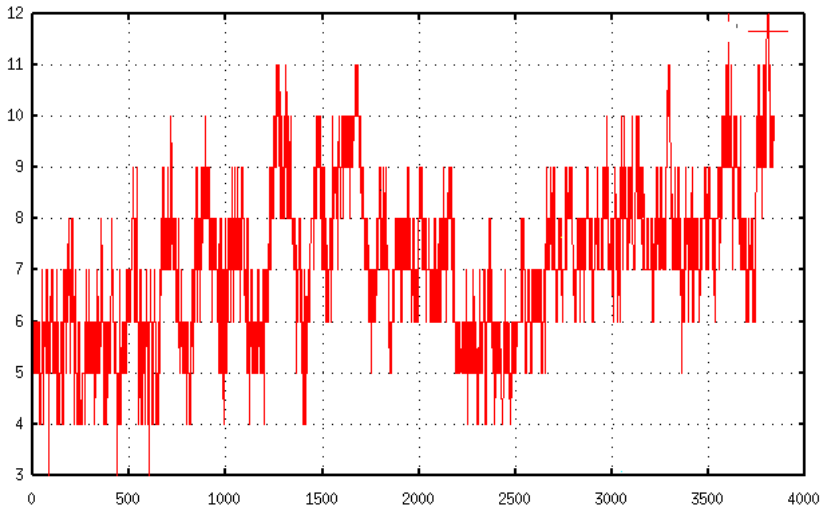


FIG. 5.21: CAG (en dB) des 3840 acquisitions d'une tronçon de mesures

Pendant la mesure du fichier câble du premier émetteur, le second reste éteint. Si le sondeur est bien réglé et que l'équipement est en bon état, le signal observé possède un

spectre de raies aux fréquences multiples de $\frac{1}{2T}$. Même en tenant compte de petits défauts inhérents au matériel et à l'étape de quantification, ce sont les raies paires qui doivent porter la majeure partie de la puissance, section 4.4. Inversement, l'observation du fichier câble du second émetteur devait laisser apparaître un spectre de raies, impaires pour l'essentiel. Ce qui fut effectivement le cas, figure 5.22.

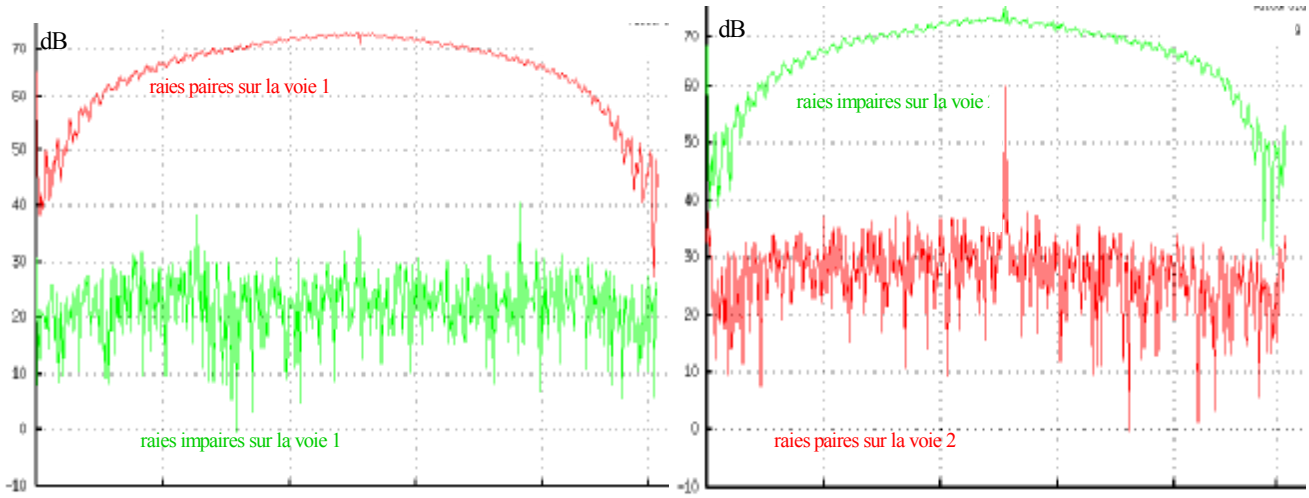


FIG. 5.22: Spectres des signaux reçus lors des fichiers cables

Calcul des RI

Comme les acquisitions s'étendaient sur quatre périodes, au lieu des deux qui auraient toutefois suffit, nous avons d'abord moyenné les deux premiers blocs d'échantillons de chaque mesure avec les deux suivants, pour n'en garder finalement que deux. Nous leurs avons ensuite appliqué la méthode d'inversion au moyen des fichiers câbles réalisés en début de campagne. Cette technique fournit deux répliques exactes des réponses en voie 1, et deux répliques de signes opposés en voie 2. Nous avons reconstitué les réponses de la seconde voie selon le découpage expliqué en 5.3. Mais une indétermination de signe subsistait encore, dûe à l'indétermination de T sur l'instant de l'acquisition. Nous l'avons soulevée en observant les sauts de phase d'une réponse à l'autre.

Avec un pas de mesure de $1,7$ cm et une longueur d'onde de $\lambda = 14$ cm, la phase varie naturellement d'au plus $0,67$ radians entre deux acquisitions. Cette variation est négligeable devant les sauts de π, qui sont du même coup décelables et donc corrigibles. Nous aurions pu suivre un trajet - le plus puissant de préférence - observer sa phase d'une acquisition à l'autre et prendre une décision en conséquence pour l'ensemble de la réponse. Mais cela supposait de déterminer le trajet en question, lequel peut très bien s'évanouir au fil de la mesure. Ce qui

oblige alors à en changer. Face à tant d'inconnues, nous avons préféré exploiter l'intégralité de la réponse en optant pour la démarche suivante :

Notons $h_k(t)$ la $k-$ème réponse mesurée, $h_{k+1}(t)$ la $k+1-$ème.

- On calcule $\int_T h_k(t)\,\overline{h_{k+1}}(t)\,dt$. En l'absence de saut de phase, on a :

$$\int_T h_k(t)\,\overline{h_{k+1}}(t)\,dt \simeq \int_T |h_k(t)|^2\,dt$$

tandis que dans le cas contraire :

$$\int_T h_k(t)\,\overline{h_{k+1}}(t)\,dt \simeq -\int_T |h_k(t)|^2\,dt$$

- Si la partie réelle de ce nombre est positive, on considère donc qu'il n'y a pas eu saut de phase. On laisse la réponse h_{k+1} intacte. Sinon, on considère qu'il y a eu saut de phase de π. On prévoit de multiplier h_{k+1} par -1 avant enregistrement définitif.

Comme on l'imagine bien, les corrections surviennent aléatoirement puisque les sauts de phase le sont, figure 5.23. La méthode est vraisemblablement efficace puisque les spectres Doppler, totalement bruités en l'absence de correction, nous apparaissent soudain plus familiers, figure 5.24.

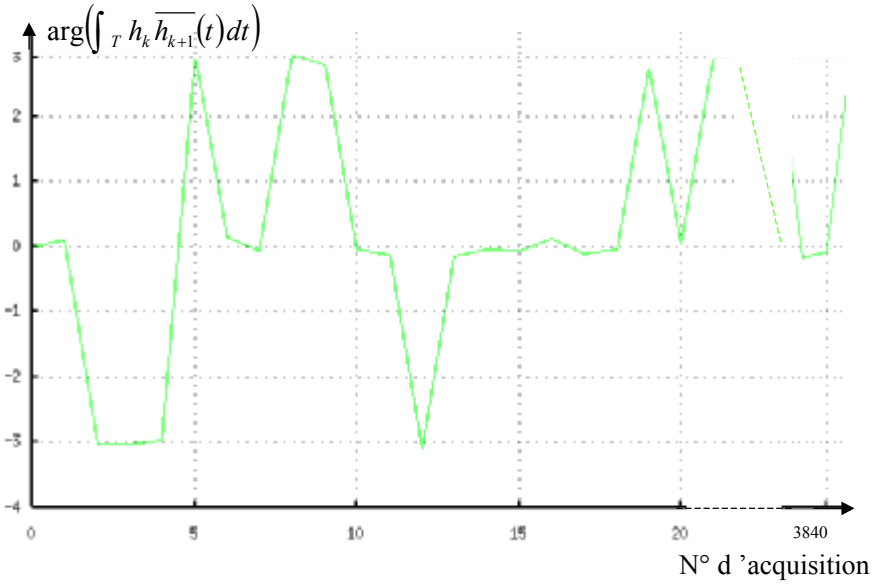


FIG. 5.23: Sauts de phase d'une acquisition à l'autre

Synchronisation des émetteurs

Les précautions prises pour retrouver les temps absolus ont tout juste suffi, les horloges ayant glissé plus qu'on s'y attendait.

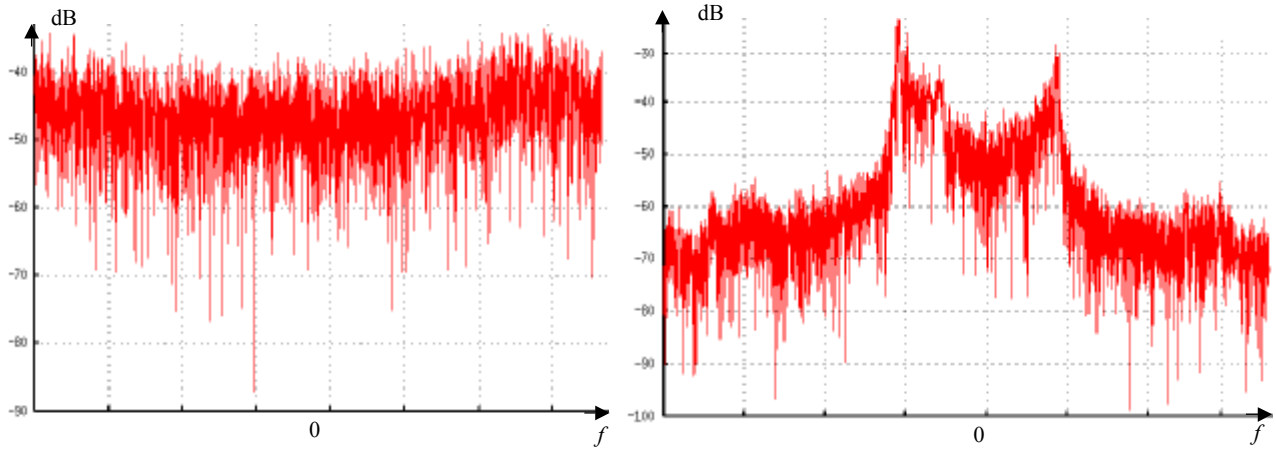


FIG. 5.24: Spectres Doppler du retard le plus puissant le long d'un tronçon avant/après correction de phase

Rappelons que des tronçons en visibilité directe - dits tronçons étalons - étaient mesurés régulièrement (matin, midi et soir), et qu'ils devaient fournir une référence de temps, au moins pendant quelques heures, figure 5.19. Encore fallait-il que les horloges ne dérivent pas trop entre deux tronçons étalons consécutifs.

Pour vérifier cette hypothèse, nous avons suivi sur chaque voie la position du pic principal, diminuée (modulo 510) de la position, virtuelle, du trajet direct. Bien que le pic principal ne représente pas toujours un trajet direct, cette différence est en moyenne constante en l'absence de dérive. En présence de dérive, cette différence suit en moyenne une loi affine. Sur la figure 5.25, seule la différence observée sur la première acquisition de chaque tronçon est représentée, celle-ci variant en effet (et heureusement !) très peu pendant la durée d'un tronçon de mesures. Nous avons parfois constaté des sauts de quelques 510 unités, figure 5.25. Ils s'interprètent raisonnablement comme un effet de l'arithmétique modulo 510, et ont été traités comme tels. Une fois rajustés, nous avons déterminé les droites de régression approchant au mieux les constellations de points obtenues. Leurs pentes font apparaître des dérives maximales de 50 graduations (soit 2 μs, il y a deux échantillons par bits pour un débit de 12,5 Mbits/s) en 50 minutes, soit une stabilité de $6,6.10^{-10}$ des équipements au lieu des 10^{-10} escomptés.

Ces dérives ont alors été intégrées au recalage temporel des réponses.

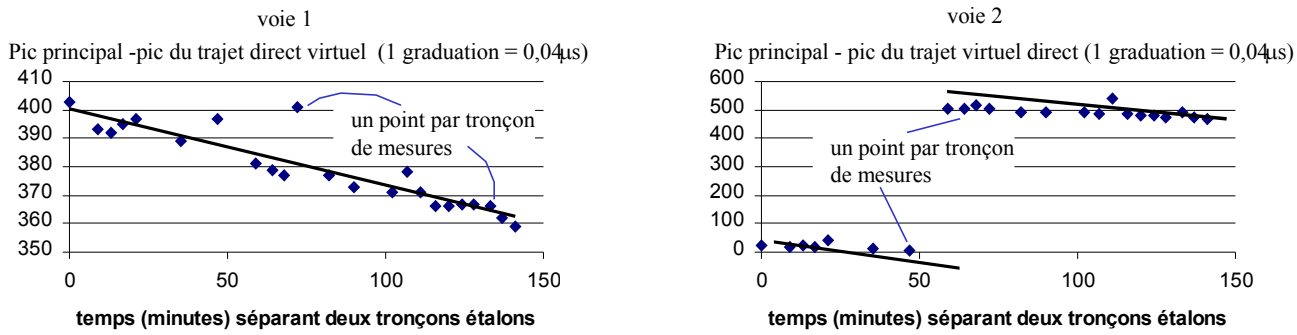


FIG. 5.25: Dérive des horloges sur une matinée de mesures

Etalonnage en puissance des mesures

Pour être vraiment complet, il nous restait à retrouver les puissances reçues sur chacune des deux voies de sorte que pour chaque acquisition, les quantités :

$$\frac{1}{T}\int_T |h_1|^2(t)\,dt \quad \text{et} \quad \frac{1}{T}\int_T |h_2|^2(t)\,dt$$

renvoient les puissances en réception des voies 1 et 2. Expliquons comment cela a été réalisé par exemple sur la voie 1, dans les grandes lignes d'abord, puis en revenant sur quelques détails par la suite.

Lorsque les fichiers câbles de la voie 1 sont enregistrés à un instant t_0, on connaît précisément la puissance P_{t_0} (en dB) entrant dans le sondeur, typiquement -55 dBm. On connaît aussi l'affaiblissement de CAG (en dB), cag_{t_0}, que le sondeur lui oppose. La méthode d'inversion décrite ci-avant appliquée au câble au moyen de lui-même nous donne une réponse proche d'un dirac. Ce n'en est pas tout à fait un car nous utilisons une fenêtre de lissage de type Hanning. Soit $(h_{k,t_0})_{1\leqslant k\leqslant 255}$ les échantillons numériques de cette réponse, dont les parties réelles et imaginaires sont compris entre -128 et 128. Donner un sens à cette échelle, c'est trouver le coefficient pondérateur α tel que :

$$\left(\alpha^2 \sum_k |h_{k,t_0}|^2\right)_{dB} = P_{t_0} - cag_{t_0} \tag{5.1}$$

soit :

$$20\log\alpha = P_{t_0} - cag_{t_0} - 10\log\sum_k |h_{k,t_0}|^2 \tag{5.2}$$

Soit maintenant une mesure réalisée à l'instant t. On recherche la puissance P_t reçue. On connaît la valeur cag_t de CAG à l'instant t ainsi que les échantillons numériques

$(h_{k,t})_{1\leqslant k\leqslant 255}$de la réponse. Si les équipements n'ont pas trop varié entre les instants t_0 et t, on peut considérer que le coefficient α d'étalonnage déterminé à l'instant t_0 reste valable. Si bien que :

$$\begin{aligned}(P_t)_{dB} &= \left(\alpha^2 \sum_k |h_{k,t}|^2\right)_{dB} + cag_t \\ &= P_{t_0} - cag_{t_0} + cag_t - 10\log\sum_k |h_{k,t_0}|^2 + 10\log\sum_k |h_{k,t}|^2\end{aligned} \tag{5.3}$$

Cette formule n'est toutefois qu'approximative. Les caractéristiques des amplificateurs varient en effet, avec la température notamment. Cela se répercute sur le facteur d'échelle α, que nous noterons donc plutôt α_{t_0} dans 5.1 et 5.2, et α_t dans 5.3. Pour cette raison une acquisistion est réalisée sur la diode de bruit avant chaque fichier câble et avant chaque tronçon de mesures. La puissance de la diode étant très stable, les enregistrements obtenus permettent de détecter et de compenser d'éventuelles fluctuations du coefficient α.

Soit (b_{k,t_0}) les échantillons numériques issus du fichier câble quand la diode est en fonction, $(b_{k,t})$ ceux issus des mesures. Notons $cag_b_{t_0}$ et cag_b_t les valeurs de CAG correspondantes. La puissance P_b délivrée par la diode n'est pas connue mais elle est constante. Nous avons :

$$\left(\alpha_{t_0}^2 \sum_k |b_{k,t_0}|^2\right)_{dB} = P_b - cag_b_{t_0} \text{ et } \left(\alpha_t^2 \sum_k |b_{k,t}|^2\right)_{dB} = P_b - cag_b_t$$

dont on tire :

$$\begin{aligned}20\log\alpha_t &= 20\log\alpha_{t_0} - cag_b_t + cag_b_{t_0} \\ &\quad -10\log\left(\sum_k |b_{k,t}|^2\right) + 10\log\left(\sum_k |b_{k,t_0}|^2\right)\end{aligned}$$

La formule exacte de la puissance à l'instant t est donc :

$$\begin{aligned}(P_t)_{dB} &= P_{t_0} - cag_{t_0} + cag_t - 10\log\sum_k |h_{k,t_0}|^2 + 10\log\sum_k |h_{k,t}|^2 \\ &\quad -cag_b_t + cag_b_{t_0} - 10\log\left(\sum_k |b_{k,t}|^2\right) + 10\log\left(\sum_k |b_{k,t_0}|^2\right)\end{aligned}$$

La réponse $(h_{k,t})$ est ensuite pondérée du coefficient approprié de telle sorte que

$$10\log\sum_k |h_{k,t}|^2 = (P_t)_{dB}$$

On peut dès lors suivre l'affaiblissement de propagation le long d'un tronçon, figure 5.26. Les variations de la puissance instantanée sont beaucoup plus douces en large bande qu'en bande étroite, figure 1.14. L'excursion de puissance due aux fluctuations rapides y est de

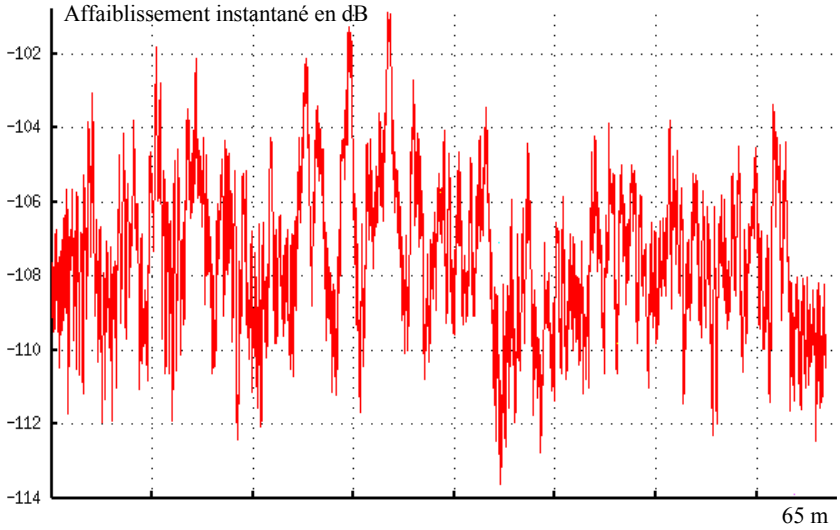


FIG. 5.26: Affaiblissement instantané mesuré sur une voie le long d'un tronçon

l'ordre de 10 dB, contre près de 30 dB en bande étroite. Et pour cause, l'observation du signal sur une bande de fréquences plus large que la bande de cohérence du canal, tableau 5.3, atténue l'effet des évanouissements sélectifs. Le gain obtenu n'est rien d'autre qu'un gain de diversité (de fréquences, ici).

5.5 Exploitation des mesures

5.5.1 Mise au format RACE

Les mesures large bande ont d'abord été converties au format RACE, qui est un format européen d'enregistrement des réponses impulsionnelles. Cela permet d'échanger les mesures ou les programmes d'analyse des mesures avec d'autres partenaires européens. Cela permet également d'utiliser les mesures pour effectuer des simulations réalistes de transmissions radiomobiles, en l'occurence en mode de macrodiversité.

Les fichiers RACE sont structurés en blocs, selon le modèle suivant :

• Bloc "General" : lieu des mesures, maître d'oeuvre des mesures, type de cellules.

• Bloc "Mobile Route" : description sommaire de l'environnement sondé, vitesse du mobile.

• Bloc "Measurement characteristics" : informe si il y a eu diversité (à la station ou au mobile) et le cas échéant, indique le noms des fichiers des autres voies. Le bloc indique aussi si il est possible de réaliser des spectres Doppler.

• Bloc "Station de base" : position de la station de bases, et des autres stations s'il y a diversité d'émission. Hauteur, type/polarisation/directions/gain/diagrammes horizontal et

vertical de l'antenne. Description du voisinage de l'antenne d'émission.

• Bloc "Mobile Station" : description du véhicule, position de l'antenne sur le véhicule (et des autres antennes si il y a eu diversité au mobile), type/polarisation/directions/gain/diagrammes horizontal et vertical de l'antenne.

• Bloc "Models Parameters" : description de l'environnement autour du mobile (largeur des rues, hauteur des batiments, etc.).

• Bloc "Sounder Configuration" : bande sondée, puissance émise, longueur des séquences, pas spatial des mesures.

• Bloc "Back to Back" : echantillons complexes du fichier câble utilisé pour déconvoluer les mesures.

• Bloc "Impulse Response" : temps relatif ou absolu, nombre de réponses, rythme d'échantillonnage, liste des positions du mobile au cours du tronçon de mesures, facteurs de normalisation à appliquer aux réponses pour retrouver la puissance reçue ou l'affaiblissement de propagation, échantillons complexes des réponses. Ce bloc est, de loin, le plus volumineux.

Nous avons renseigné les fichiers RACE en précisant notamment qu'il y avait diversité à la station de base (bloc "Mobile Station"), que les calculs de spectres Doppler sont possibles (bloc "Measurement characteristics"), que l'échelle des temps est absolue (bloc "Impulse Response").

5.5.2 Calculs de paramètres Large Bande

Plusieurs paramètres représentatifs de la sélectivité fréquentielle du canal sont extraits des mesures. On les appelle classiquement les paramètres large bande. Nous rappelons dans ce paragraphe leurs définitions ainsi que les méthodes pour les calculer. Nous examinerons ultérieurement leurs propriétés statistiques.

Définitions théoriques

Soit $h(t,\tau)$, ou plus simplement $h(t)$, la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation à l'instant τ.

Avant de définir les paramètres large bande proprement dits, nous avons besoin de quelques notations. On définit le *profil de puissance instantanée* et l'*énergie instantanée* de la réponse par :

$$P(t) = |h(t)|^2 \quad \text{et} \quad E = \int P(t)\,dt = \int |h(t)|^2\,dt$$

On définit ensuite le *retard moyen* comme la moyenne des retards en excès pondérés par leur "puissance" :

$$t_m = \frac{1}{E} \int t \left|h\left(t\right)\right|^2 dt$$

On peut maintenant introduire la *dispersion des retards* ou *delay spread,* noté DS, écart type des retards en excès pondérés par leur "puissance" :

$$DS = \sqrt{\frac{1}{E} \int \left(t - t_m\right)^2 \left|h\left(t\right)\right|^2 dt}$$

L'*intervalle des retards à* x dB ou *delay interval à* x dB, noté I_x, est l'intervalle entre l'instant où le profil de puissance $P\left(t\right)$ franchit pour la première fois son maximum retranché de x dB, et l'instant où il le franchit pour la dernière fois, figure 5.27. Ce paramètre permet de caractériser la forme du profil de puissance du canal. Il fournit la largeur du pic principal ($x < 6\ dB$) et détecte des trajets "lointains" et leur niveau de puissance associé ($x > 6$ dB).

La *fenêtre des retards à* $y\%$ ou *delay window à* $y\%$, notée W_y, est la largeur de la fenêtre centrée contenant $y\%$ de l'énergie E de la réponse, figure 5.27. Si t_1 et t_2 désignent le début et la fin de cette fenêtre, nous avons donc :

$$\int_{-\infty}^{t_1} \left|h\left(t\right)\right|^2 dt = \int_{t_2}^{+\infty} \left|h\left(t\right)\right|^2 dt = \left(1 - \frac{y}{100}\right) E \quad \text{et} \quad \int_{t_1}^{t_2} \left|h\left(t\right)\right|^2 = \frac{y}{100} E$$

La *bande de corrélation à* $z\%$, notée B_z. Soit $H\left(f\right)$ la transformée de Fourier de la réponse $h\left(t\right)$. On peut définir la fonction d'autocorrélation fréquentielle par :

$$C\left(\upsilon\right) = \int \overline{H\left(f\right)}.H\left(f - \upsilon\right) df$$

On a donc aussi :

$$\begin{aligned} C\left(\upsilon\right) &= \int \overline{h\left(t\right)}.\left(h\left(t\right).e^{-i2\pi\upsilon t}\right) dt \\ &= \int p\left(t\right).e^{-i2\pi\upsilon t} dt \end{aligned}$$

La largeur de la bande de corrélation à $z\%$ est l'écart fréquentiel assurant une décorrélation de H à $z\%$. C'est donc la fréquence pour laquelle $C\left(\upsilon\right)$ vaut $z\%$ de $C\left(0\right)$, figure 5.27. Elle est de l'ordre de l'inverse de la dispersion des retards.

Calculs pratiques

En pratique, le signal traité n'est pas continu, mais représenté par une suite d'échantillons. On ne peut donc pas calculer les intégrales de façon exacte. On peut néanmoins les approcher

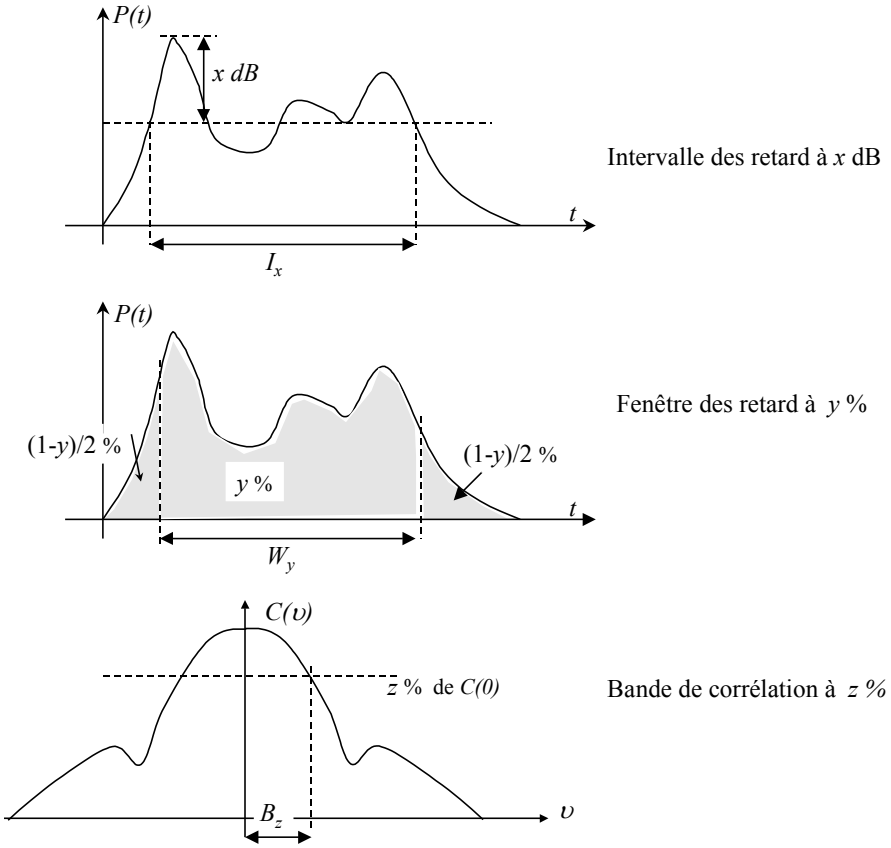


FIG. 5.27: Définition des paramètres large bande

numériquement, à l'aide de méthodes de type rectangles ou trapèzes. On remplace ainsi des intégrales par des sommes.

Ces sommes sont en réalité finies. Elles commencent/finissent au premier/dernier échantillon dépassant le seuil de bruit. Expliquons donc comment le niveau de bruit et la dynamique d'une réponse ont été calculés.

Une fenêtre de durée $\frac{T}{4}$ glisse le long de la réponse mesurée. A chaque arrêt, on détermine l'amplitude maximale de la réponse sur la portion de durée $\frac{T}{4}$. Le minimum de tous ces maxima est ce que nous appellerons le niveau de bruit. La dynamique de la réponse est ensuite le rapport du maximum absolu d'amplitude et du niveau de bruit.

Cette méthode suppose que la période T soit supérieure à la durée d'étalement des retards d'au moins $\frac{T}{4}$, et idéalement double de cette même durée. Avec une période T d'une vingtaine de micro secondes, cette condition est pleinement satisfaite en environnement urbain.

	DS (μs)	I_6 (μs)	I_{15} (μs)	W_{75} (μs)	W_{90} (μs)	B_{50} (MHz)
$\overline{x_1}$	0,4	0,4	1,3	0,5	0,9	4,7
σ_1	0,3	0,4	1,1	0,3	0,3	3,4
$\overline{x_2}$	0,8	0,6	3,3	0,6	1	1,7
σ_2	0,6	0,2	4,5	0,1	0,7	0,7
α	$\leqslant 0,2$	$\leqslant 0,1$	$\leqslant 0,1$	$\leqslant 0,1$	$\leqslant 0,1$	$\leqslant 0,1$

TAB. 5.3: Statistiques des paramètres large bande sur une portion de 20 m

5.5.3 Résultats statistiques

Pour chaque point de mesure de chaque tronçon, nous avons calculé la dynamique des deux réponses, puis leurs paramètres large bande DS, I_6, I_{15}, W_{75}, W_{90}, B_{50}. Nous avons ensuite découpé les tronçons de mesures en portions d'une vingtaine de mètres puis effectué des statistiques sur chacune de ces portions.

Sur une portion de 20 mètres, l'environnement de propagation change peu. Cette distance est en revanche très grande devant l'échelle des variations rapides du canal, ce qui rend donc pertinentes les statistiques.

Par précaution, nous n'avons tenu compte que des points où les dynamiques des deux voies dépassaient 20 dB. Selon les portions mesurées, cela nous a conduit à éliminer entre 0 et 25% des points (le plus souvent moins de 5%).

Nous avons d'abord traité indépendamment les deux voies, puis nous nous sommes penchés sur les intercorrélations de leurs paramètres large bande. A titre d'exemple, le tableau 5.3 donne les résultats relatifs à une portion du tronçon n°45, figure 5.17. On observe une décorrélation complète des paramètres de sélectivité. Ce phénomène constaté sur le tronçon n°45 se retrouve sur tous les autres tronçons, y compris ceux susceptibles de présenter de fortes corrélations sur leurs masques.

Chapitre 6

Amélioration de la séquence sondeur

6.1 Introduction

Après avoir exploré une méthode pour sonder plusieurs canaux simultanément, nous avons réfléchi à un moyen de mieux sonder, en cherchant notamment à optimiser la séquence émise par le sondeur.

Un sondeur à compression d'impulsions fonctionne grâce à l'émission répétitive d'un signal. L'identification du canal est réalisée en réception en comparant le spectre du signal reçu à celui du signal émis, par exemple à l'aide d'une inversion de Wiener. Cette méthode est d'autant plus efficace que :

• la séquence émise est à enveloppe contante, de manière à utiliser l'amplificateur d'émission avec un rendement maximal tout en résistant aux non linéarités qu'il pourrait générer.

• le spectre du signal émis est plat et concentré dans la bande à sonder, spectre dit rectangulaire, de manière à ce que toute l'énergie émise serve à l'analyse du canal avec la même précision sur toute la bande, et de façon à ne pas perturber les autres communications se déroulant sur les canaux adjacents.

Quitte à utiliser les amplificateurs avec un rendement moindre, il est toujours possible de les faire fonctionner dans une plage linéaire. On peut alors être moins exigeant sur l'enveloppe de la séquence émise et améliorer ses propriétés spectrales. Une autre stratégie consiste à émettre un signal dont l'enveloppe est rigoureusement constante. Les amplificateurs peuvent être utilisés à plein régime. Le spectre du signal alors émis n'est généralement pas rectangulaire et toute la bande n'est pas analysée avec la même finesse mais la déconvolution reste correcte car la puissance émise est grande.

L'idéal est de déterminer des séquences dont l'enveloppe et le spectre soient simultanément optimisées, [Boyd, 1986] [Fannin *et al*, 1994] [Felhauer *et al*, août 1993]
[Felhauer *et al*, mars 1993] [Narahashi *et al*, 1997] [Ouderaa, 1988] [Van den Bos, 1987].

6.2 Quelques séquences au banc d'essai

6.2.1 Les $m-$séquences

A l'origine, les séquences utilisées dans le sondeur étaient des $m-$séquences, suites de ± 1 mis en forme par des impulsions rectangulaires. Le signal résultant est d'enveloppe constante, mais son spectre est loin d'être rectangulaire : il s'annule en $\pm\frac{1}{T}$, paragraphe 5.2 et figure 5.4. Pire, la nécessité de limiter le spectre pour ne pas importuner les utilisateurs voisins déforme hélas radicalement l'enveloppe du signal émis, laquelle n'est alors plus constante avant amplification.

6.2.2 Les séquences vobulées

Ce sont des séquences dont la fréquence instantanée varie linéairement sur la plage $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$ (en bande de base) pendant une période T, [Le Chevalier, 1982][Darricau, 1981]. Leur expression temporelle sur la période $[0;T]$ est de la forme, figure 6.1 :

$$s\left(t\right)=\exp\left(j2\pi\int_{0}^{t}\left(-\tfrac{B}{2}+\tfrac{B\tau}{T}\right)d\tau\right)$$

Leur enveloppe est par conséquent constante. En revanche, leur spectre n'est pas tout à fait rectangulaire. Il subit des ondulations sur la bande $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$, d'autant plus marquées qu'on s'approche des bords. En dehors de la bande $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$, le spectre décroît d'autant plus vite que le produit BT est grand, [Chin *et al*, 1959].

Malheureusement, dans les conditions usuelles d'utilisation du sondeur - par exemple $B=6$ MHz et $T=20\mu s$ - les pentes du spectre ne sont pas suffisamment raides, figure 6.2. En atteste la distorsion dont souffre l'enveloppe après filtrage, figure 6.3. Ici encore, il n'est plus envisageable d'utiliser l'amplificateur de sortie au meilleur de ses possibilités. La traversée d'un limiteur, destinée à simuler une sévère linéarité d'amplification, entraîne en effet une forte dégradation du spectre, figure 6.2.

On pourrait reprocher à ces séquences un second inconvénient.

Avant chaque acquisition, une fraction du signal est prélevée pendant une courte durée afin d'en estimer la puissance et de programmer les atténuateurs de la boucle de CAG en conséquence, paragraphe 5.2. Lorsqu'on reçoit sur un réseau d'antennes - configuration de type microdiversité - cette opération est effectuée en série sur les différents capteurs, avant que les acquisitions ne s'enchaînent. Comme le mobile se déplace, il est préférable de réduire la phase d'évaluation des CAG, surtout si cette étape doit être répétée autant de fois qu'il y a d'antennes en réception, soit jusqu'à une dizaine !

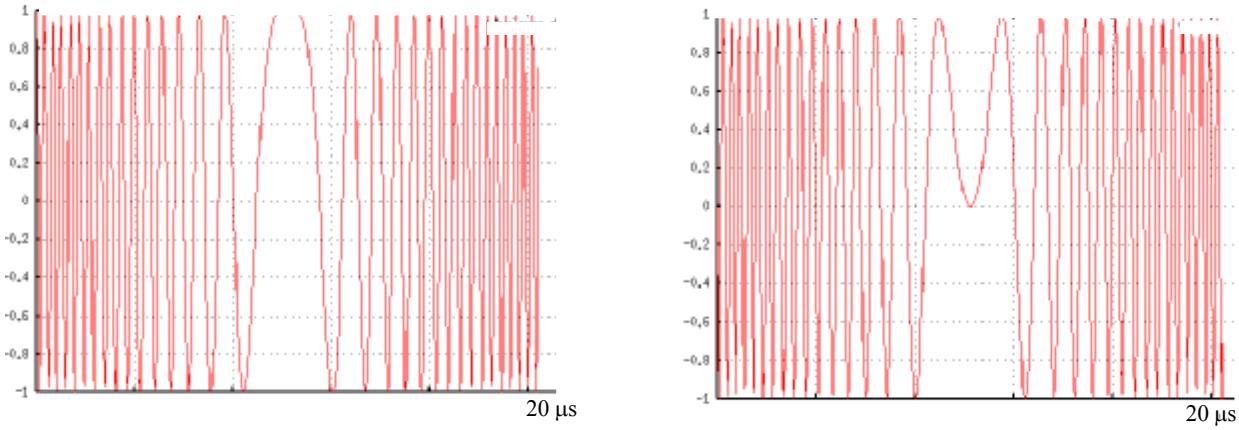


FIG. 6.1: Parties réelle et imaginaire d'un signal vobulé

La bande de cohérence du canal radiomobile en milieu urbain est de l'ordre de 1 MHz, tableau 5.3. Sur les 6 MHz de bande sondée, il se peut qu'un évanouissement en affecte profondément par exemple le quart, c'est à dire 1,5 MHz. Mais comme le spectre du canal est balayé linéairement par la séquence, cet affaiblissement se répercute en temps et touche le quart de la durée période. La figure 6.5 montre qu'elle en affecte même davantage. Si l'estimation de puissance venait à se produire sur cette durée, la valeur de CAG retournée serait inmanquablement faussée.

6.2.3 Les séquences à spectre parfaitement rectangulaire

Plutôt que de partir de signaux à enveloppe constante, tels les $m-$séquences ou les signaux vobulés, une alternative consiste à partir de signaux dont le spectre est déjà rectangulaire. Ces signaux se composent d'une multiplicité de porteuses pures, espacées de la résolution spectrale attendue, à savoir $\frac{1}{T}$:

$$s(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \exp\left(j2\pi\tfrac{k}{T}t + \varphi_k\right) \quad \text{avec} \quad \tfrac{N}{T} = B$$

Le gabarit spectral de ce signal étant idéal, il n'est nul besoin de le filtrer. Son enveloppe n'est en revanche pas parfaite. On peut néanmoins tenter de l'optimiser en choisissant les phases φ_k. Pari ambitieux puisqu'on ne connaît pas à ce jour de solution analytique à ce problème, [Popovic, 1991]. On peut toujours mener des recherches exhaustives, mais qui sont vite limitées par le nombre N de porteuses, [Felhauer *et al*, août 1993] [Felhauer *et al*, mars 1993]. A défaut, on peut aussi remplacer le problème d'optimisation de départ par un problème plus facile à traiter, tel la simplification de certains termes apparaissant dans le développement de $|s(t)|^2$. On aboutit alors à une dépendance quadratique de

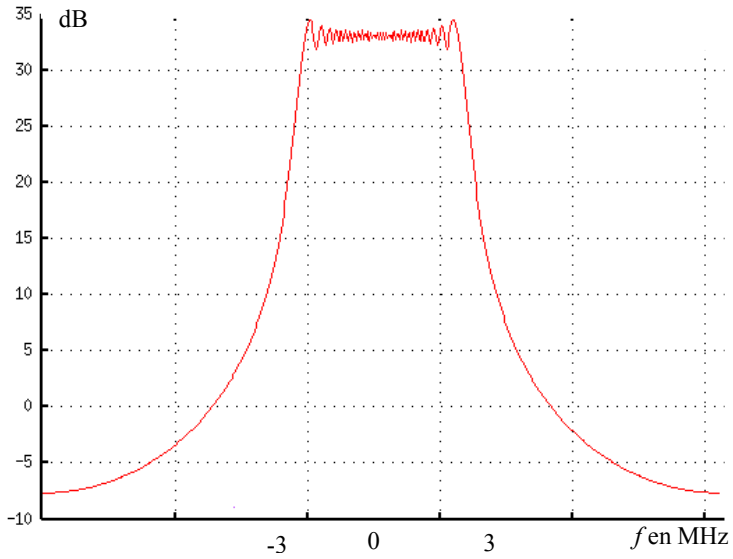


FIG. 6.2: Spectre d'un signal vobulé, $B = 6\ MHz$, $T = 20\ \mu s$

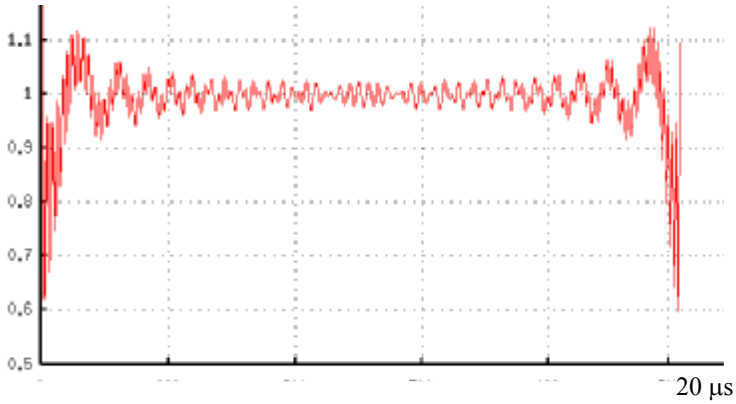


FIG. 6.3: Enveloppe du signal vobulé après filtrage de la bande $\left[-\frac{B}{2}; \frac{B}{2}\right]$

φ_k en fonction de k, [Schroeder, 1970] [Narahashi *et al*, 1997] [Newman, 1965]. Par exemple, Schroeder [Schroeder, 1970][Fannin *et al*, 1994] obtient la formule, :

$$\varphi_k = \frac{\pi k^2}{N}, \quad -\frac{N}{2} \leqslant k \leqslant \frac{N}{2}$$

L'enveloppe du signal associé n'est cependant pas constante, figure 6.6.

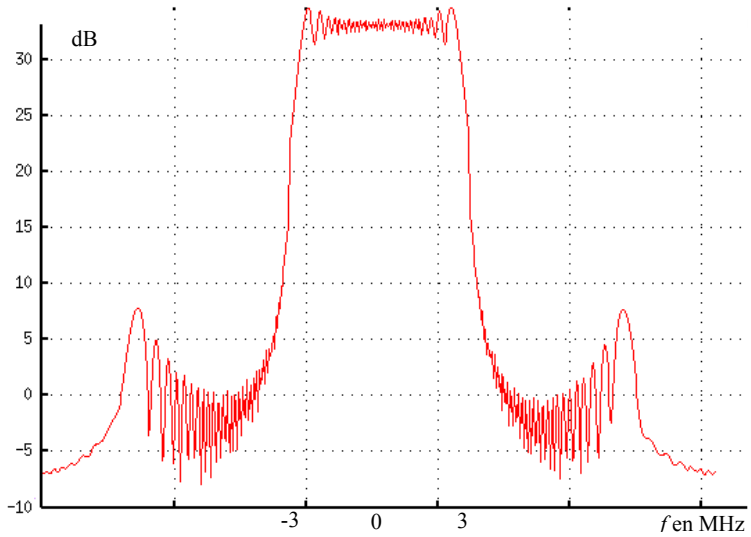


FIG. 6.4: Spectre d'un signal vobulé et filtré après traversée d'un limiteur

6.3 Un algorithme de recherche de bonnes séquences

6.3.1 Principe

Le problème mathématique posé étant inextricable, nous l'avons approché sous un angle plus pragmatique. Puisqu'il s'agit d'optimiser un signal à la fois dans l'espace des temps et des fréquences, et que l'on ne peut pas agir efficacement sur les deux espaces en même temps, nous proposons de passer alternativement de l'un à l'autre en y apportant des retouches, et ce jusqu'à obtenir satisfaction.

Bien sûr, le signal choisi pour initialiser l'algorithme ainsi que la nature des corrections apportées en temps ou en fréquence influenceront la bonne convergence de ce processus. Les contraintes temporelles ou spectrales exercées sur le signal devront être bien dosées : trop lâches, elles ne nous conduiraient nulle part, trop sévères elles risquent d'être contradictoires.

La rapidité de convergence ne revêt quant à elle qu'un intérêt secondaire. Une fois trouvés, les bons signaux seraient prêts à l'emploi, et c'est bien là l'essentiel.

Une partie des résultats exposés ci-après a été publiée en congrès, [Zayana *et al*, 1997].

6.3.2 Mise en oeuvre

Le signal à optimiser est observé en bande de base sur sa période T. Pour le mémoriser et le manipuler sur un ordinateur, il est nécessaire de l'échantillonner. Sachant qu'il doit (idéalement) occuper la bande $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$, il convient de l'échantillonner à la fréquence B, voire



FIG. 6.5: Enveloppe d'un signal vobulé après évanouissement des freq. centrales sur 1/4 de la bande

$2B$ par précaution. Enfin, les propriétés de l'enveloppe du signal discrétisé ne doivent pas trop s'éloigner de celles du signal continu. Pour cette raison, nous choisissons de l'échantillonner à la fréquence $4B$.

Une fois optimisé, le signal échantillonné pourra être émis tel que, après conversion numérique/analogique et filtrage toutefois, et avant transposition et amplification, figure 6.7. Les progrès de l'électronique aidant, on dispose maintenant de mémoires et de convertisseurs suffisamment rapides pour qu'un tel procédé soit envisageable. Cela n'était pas le cas il y a une dizaine d'année, ce qui explique que les $m-$séquences - très faciles à générer - aient été choisies à l'époque de la conception du sondeur FTR&D, [Thiriet *et al*, 1995].

La trace du lobe principal d'un sinus cardinal que l'on observe sur le spectre final est due aux impulsions rectangulaires de mise en forme au sortir du convertisseur, figure 6.7. Bien que plat au départ sur la bande $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$, le spectre ne le reste donc plus. Nous expliquerons comment compenser ce phénomène au paragraphe 6.5.

Détaillons maintenant l'action de l'algorithme à l'occasion de chaque passage en temps ou en fréquences.

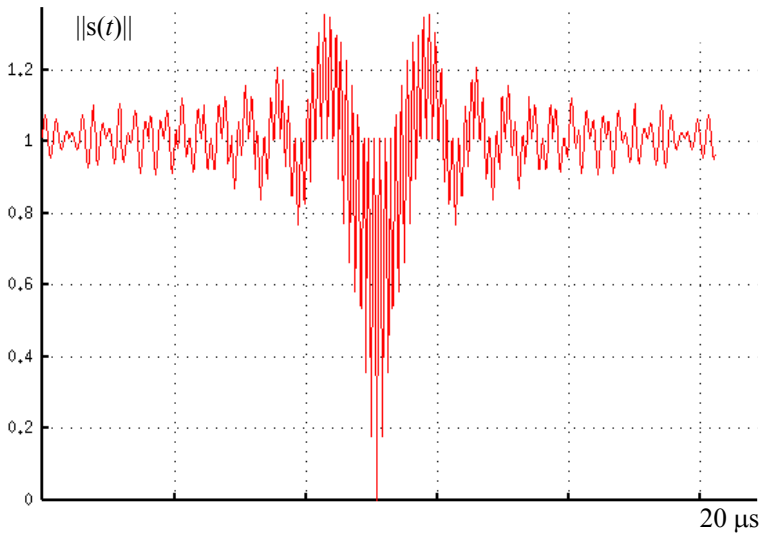


FIG. 6.6: Enveloppe d'un signal de Schroeder

Intervention en temps

Notons $(s_k)_{1\leqslant k\leqslant N}$ les échantillons du signal sur la période T, tous espacés de $\frac{1}{4B}$. On égalise l'enveloppe en procédant comme suit :

i. Calculer le module moyen $\langle|s|\rangle$ des échantillons :

$$\langle|s|\rangle = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}|s_k|$$

ii. Approcher la séquence (s_k) de celle de module constant $\langle|s|\rangle$ la plus voisine :

$$\forall k,\quad s_k \leftarrow \frac{s_k}{|s_k|}\langle|s|\rangle + \alpha\left(s_k - \frac{s_k}{|s_k|}\langle|s|\rangle\right)$$

où $\alpha < 1$, figure 6.8.

Intervention en fréquence

Notons $(S_k)_{-\frac{N}{2}\leqslant k\leqslant\frac{N}{2}}$ la transformée de Fourier discrète de la séquence $(s_k)_{1\leqslant k\leqslant N}$. Nous appellerons spectre de la séquence le carré du module de sa transformée. Ce spectre est étroitement lié à celui du signal analogique qui sera finalement émis, paragraphe 4.5.1.

On remodèle le spectre de la séquence $(s_k)_{1\leqslant k\leqslant N}$ en délimitant trois plages de fréquences sur lesquelles intervenir : la bande $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$ qui est la bande à sonder, une zone franche bilatérale d'une largeur Δf de part et d'autres de cette bande, et la zone hors bande, figure 6.8.

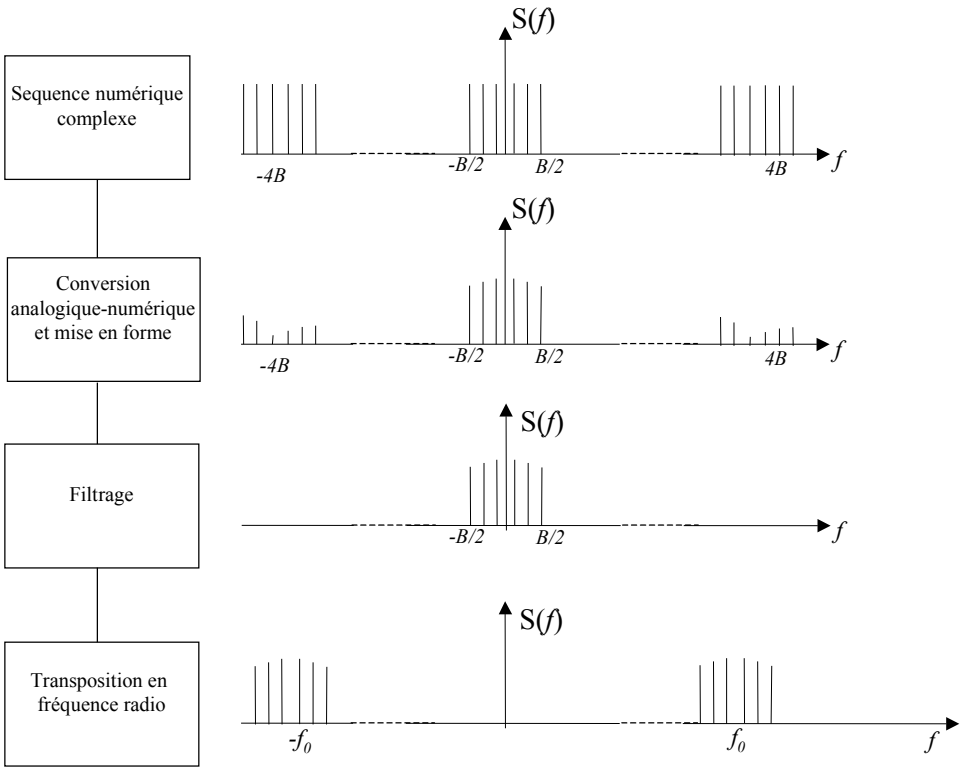


FIG. 6.7: Synthèse du signal d'émission

Sur la bande $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$ **i.** Calculer la moyenne des modules $\langle|S|\rangle$ des échantillons :

$$\langle|S|\rangle = \frac{1}{N}\sum_{k=-\frac{p}{2}}^{\frac{p}{2}} |S_k| \quad \text{où} \quad \frac{p}{T} = B$$

ii. Egaliser S en bande :

$$\forall k \in \left[-\tfrac{p}{2};\tfrac{p}{2}\right], \quad S_k \leftarrow \frac{S_k}{|S_k|}\langle|S|\rangle + \beta\left(S_k - \frac{S_k}{|S_k|}\langle|S|\rangle\right)$$

où β est un coefficient coercitif : $\beta < 1$.

Sur la zone franche Ne rien faire

Hors bande Si S_k est inférieur d'une certaine marge m (exprimée en dB) à la moyenne des modules $\langle|S|\rangle$ en bande, ne rien faire. Sinon, comprimer S_k d'un facteur γ :

$$S_k \leftarrow \gamma S_k, \quad \text{avec } \gamma < 1$$

Nous avons fixé cette marge m à 50 dB. Obtenir des séquences théoriques dont les niveaux en bande et hors bande diffèrent de plus de 50 dB présente peu d'intérêt en pratique, ce que nous nous justifions ci-après.

La nécessaire quantification de la séquence avant sa mémorisation dans un ordinateur apporte en un effet un bruit qui vient inévitablement altérer le spectre de notre signal. Par exemple, une quantification des deux voies sur 8 bits hisse le rapport du signal au bruit de quantification à 48 dB, paragraphe 4.4.3. Voyons comment cela se traduit en fréquence. Le spectre de la séquence est concentré sur la bande $\left[-\frac{B}{2};\frac{B}{2}\right]$ tandis que celui du bruit de quantification est équiréparti sur toute la bande $[-2B;2B]$. Notons $\langle|B|\rangle$ le module moyen de sa transformée de Fourier discrète. Nous avons :

$$10\log\left(p.\langle|S|\rangle^2\right) = 10\log\left(N.\langle|B|\rangle^2\right) + 48 \text{ dB} \quad \text{avec} \quad N = 4p$$

et donc :

$$20\log\left(\frac{\langle|S|\rangle}{\langle|B|\rangle}\right) = 48 + 10\log(4) = 54 \text{ dB}$$

Ce qui explique notre choix sur la valeur de m.

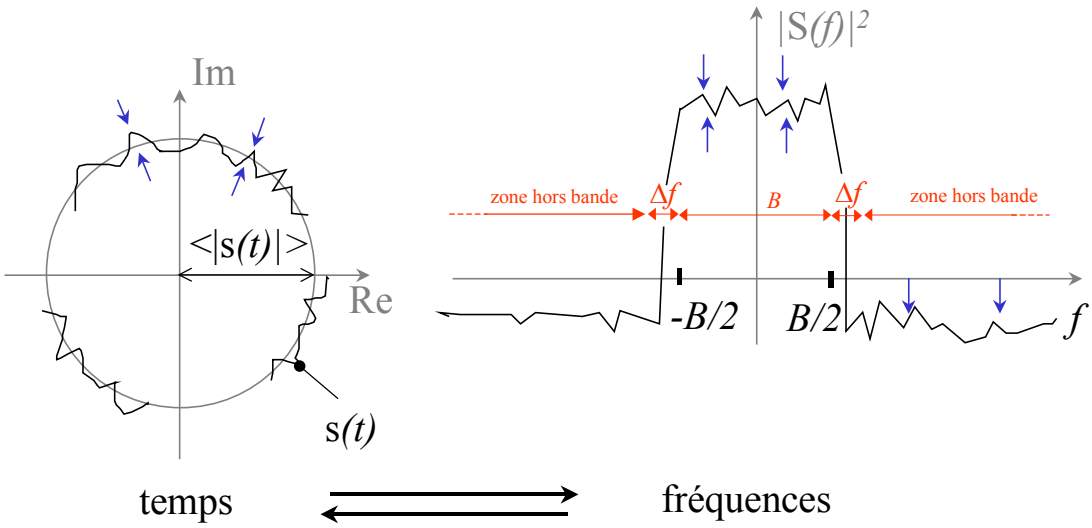


FIG. 6.8: Algorithme de recherche de bonnes séquences. Dualité temps/fréquence

6.3.3 Choix d'une séquence initiale

L'algorithme est initialisé à partir d'une séquence. Le choix d'une séquence vobulée n'est pas le plus approprié. Comme nous l'avons vu en 6.2.2, le spectre de ces séquences ne décroît pas très vite en dehors de la bande à sonder. Les retouches spectrales à pratiquer auraient donc de graves répercussions en temps, ce qui n'est pas pour assurer une bonne convergence du processus itératif. Nous avons donc préféré partir de séquences à spectre déjà rectangulaire, comme celles de Schroeder, lesquelles ont l'avantage d'avoir aussi été pensées en fonction de critères temporels 6.2.3.

6.4 Résultats

6.4.1 Mesure de la qualité de l'enveloppe

Pour apprécier la qualité de l'enveloppe de la séquence, nous nous appuierons sur le facteur de crête à crête $p2p$ ou *peak-to-peak factor*, et le facteur de crête à la moyenne $p2a$ ou *peak-to-average factor [Boyd, 1986] :*

$$p2p = \frac{\max(|s_k|)}{\min(|s_k|)} \quad \text{et} \quad p2a = \frac{\max(|s_k|)}{\langle |s_k| \rangle}$$

Pour rester conforme à ce qui se pratique dans la littérature, ces indicateurs seront plutôt exprimés en dB, à savoir :

$$(p2p)_{dB} = 20\log(p2p) \quad \text{et} \quad (p2a)_{dB} = 20\log(p2a)$$

D'autres facteurs de crête sont aussi utilisés [Schroeder, 1970][Van den Bos, 1987], mais nous nous contentrerons de ces deux là.

6.4.2 L'algorithme appliqué aux séquences de Schroeder

Nous sommes partis de la séquence représentée en 6.6, destinée à sonder des réponses de 20 μs (21,3 μs précisément) sur une bande de 6 MHz. A un rythme quadruple de celui de Nyquist, le signal est donc représenté par $N = 512$ échantillons.

Nous avons expérimenté toutes sortes de valeurs sur les paramètres α, β, γ et Δf. Il semble que :

- Le coefficient α relatif à l'enveloppe doit être assez influent, sans quoi on ne peut maintenir l'enveloppe dans un bon gabarit. Nous avons choisi $\alpha = 1$.
- Le coefficient β relatif au spectre en bande n'a pas besoin d'être très influent, probablement car le signal d'origine présente déjà de bonnes propriétés spectrales. Si il l'est trop, les performances réalisées sur l'enveloppe restent modestes. Nous avons choisi $\beta = 0,05$.
- La marge Δf que nous pensions aménager pour laisser un peu de lest à l'algorithme n'est pas très utile. Elle est même nuisible puisque des lobes secondaires importants en profitent pour s'y immiscer. Nous avons choisi $\Delta f = 0$.
- Le coefficient γ hors bande doit être influent pour garantir le saut de 50 dB entre les densités de spectre. Nous avons choisi $\gamma = 0,05$.

Les valeurs adoptées réalisent un bon compromis. A l'initialisation, les facteurs de crêtes $p2p$ et $p2a$ valent respectivement 294 et 2,6 dB. Après une centaine d'itérations, leurs valeurs se stabilisent respectivement 0,6 et 0,3 dB. La courbe 6.9 permet d'apprécier la convergence du processus. Noter que le facteur $p2p$ s'annule une fois sur deux, à l'image de la contrainte

très forte qui est appliquée au signal à chaque passage en temps. Le spectre obtenu est aussi conforme aux objectifs fixés, figure 6.10.

La quantification sur 8 bits des voies I et Q, le filtrage passe bas, puis la traversée d'un limiteur ne perturbent pas fondamentalement la séquence optimisée, comme l'atteste le nouveau spectre obtenu en bout de chaîne, figure 6.11 à comparer à 6.4.

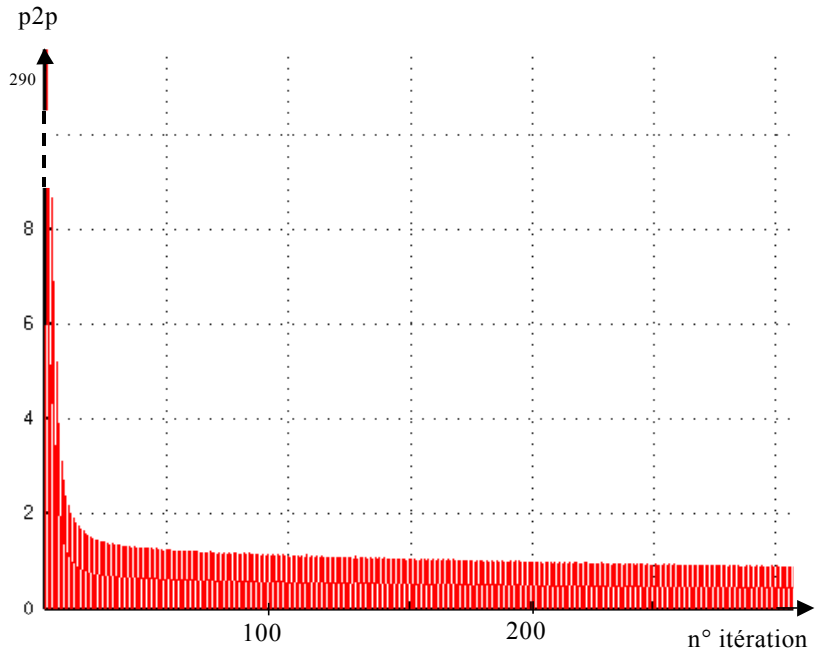


FIG. 6.9: Convergence du processus itératif

Tout écart d'un des paramètres α, β, Δf ou γ par rapport aux valeurs préconisées accrédite les tendances qui se sont dessinées pendant les essais.

Si on relâche la contrainte sur l'enveloppe en choisissant par exemple $\alpha = 0,2$ et en maintenant les autres paramètres à l'identique, le spectre obtenu après 500 itérations reste satisfaisant, mais pas l'enveloppe. Ainsi, $p2p = 2,1$ dB et $p2a = 0,6$ dB.

Si on renforce la contrainte en bande en prenant par exemple $\beta = 0,9$ sans toucher aux autres coefficients, le spectre en bande devient particulièrement plat, figure 6.12, mais au détriment de l'enveloppe. Ainsi, $p2p = 3,8$ dB et $p2a = 1,4$ dB.

Si on laisse le moindre interstice entre les zones en bande et hors bande, par exemple $\Delta f = 750$ KHz, avec la louable intention donner plus de jeu à l'algorithme, on y perd tant sur le spectre, figure 6.13, que sur l'enveloppe. Ainsi, $p2p = 0,9$ dB et $p2a = 0,5$ dB.

Si on relâche la contrainte hors bande en prenant par exemple $\gamma = 0,5$, le spectre se dégrade, figure 6.14, au bénéfice de l'enveloppe. Ainsi, $p2p = 0,5$ et $p2a = 0,15$.

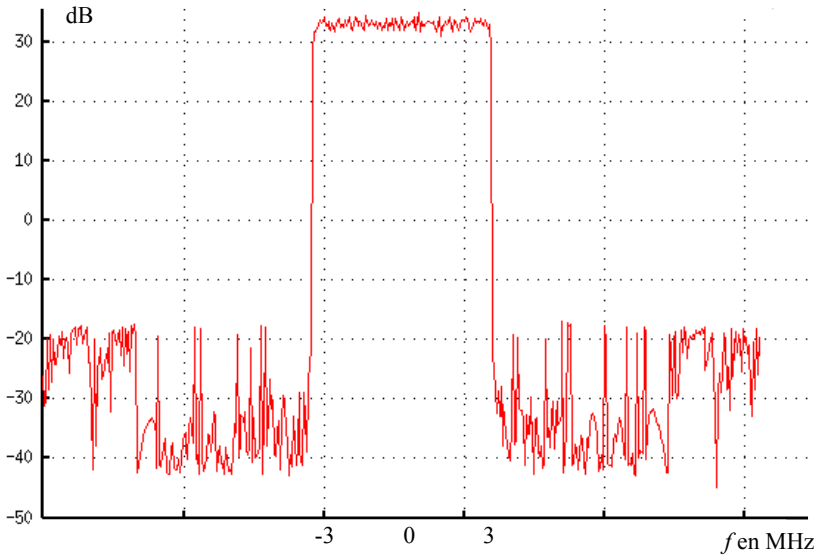


FIG. 6.10: Spectre de la séq. de Schroeder après convergence de l'algorithme

Les valeurs de α, β, Δf et γ finalement adoptées dans la configuration décrite au début de ce paragraphe restent tout aussi efficace lorsqu'on modifie la durée de la séquence, la largeur de la bande sondée ou encore le facteur de suréchantillonnage. Quand la bande à sonder vaut $B = 25$ MHz, l'algorithme converge tout aussi rapidement vers une séquence de spectre bien rectangulaire, et d'enveloppe aux bonnes propriétés : $p2p = 1$ dB et $p2a = 0,5$ dB.

6.4.3 L'algorithme appliqué à des séquences aléatoires

Les séquences de Schroeder présentent un défaut commun avec les signaux vobulés, en moins flagrant toutefois : leur spectre est balayé au fur et à mesure que la séquence se déroule en temps. Pour s'en convaincre, il suffit d'observer leur enveloppe qui se plie et se déplie elle aussi à la manière d'un accordéon, figure 6.6. Cette caractéristique peut nuire, sous certaines conditions, à un bon fonctionnement de la boucle de CAG, paragraphe 6.2.2. Malheureusement, il semble qu'elle se transmette en partie au cours de l'algorithme de retouche de la séquence. Ainsi, un évanouissement du canal affectant 1,5 MHz de la bande entraîne une dégradation significative de toute une portion l'enveloppe de la séquence réçue, figure 6.15.

Plutôt que d'initialiser l'algorithme à partir d'une séquence multisinusoïdale de type Schroeder, dont les phases φ_k des porteuses dépendent de k et donc du temps, paragraphe 6.2.3, nous avons préféré une séquence toujours multisinusoïdale mais dont les phases φ_k soient aléatoires.

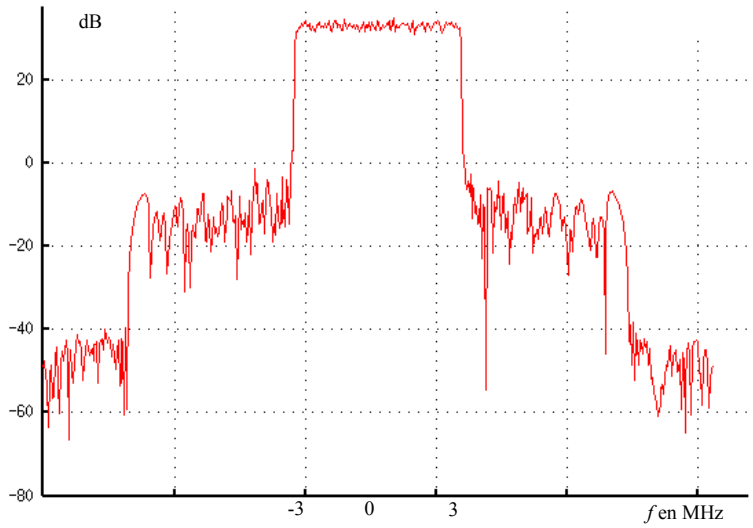


FIG. 6.11: Spectre après quantification, filtrage, et passage par un limiteur

Une telle séquence de départ étant très quelconque du point de vue de l'enveloppe tout du moins, le processus itératif n'a pas convergé aussi bien que précédemment, même en reconsidérant les valeurs des paramètres α, β, γ ou Δf de l'algorithme.

Avec les mêmes valeurs, nous obtenons des facteurs moins bons : $p2p = 1,5$ dB et $p2a = 0,7$ ainsi qu'un spectre cambré en bande, figure 6.16. On peut améliorer le spectre au prix d'une détérioration de l'enveloppe en tonifiant l'action en bande. Avec $\alpha = 1$, $\beta = 0,18$ et $\gamma = 0.02$, nous obtenons $p2p = 2,8$, $p2a = 1,25$ et le spectre figure 6.17.

Les facteurs de crêtes de ces séquences, et par exemple de la seconde, étant moins bons qu'en 6.4.2, on ne s'étonnera pas de leur moins bon comportement à la traversée d'un limiteur, figure 6.18. On vérifie en revanche leur meilleure résistante aux évanouissements du canal, lesquels ne se traduisent plus par l'effondrement du niveau reçu sur toute une portion du signal temporel, figure 6.19.

6.5 Quelques considérations pratiques

6.5.1 Prédistorsion du signal

Comme nous l'avons déjà souligné en 6.3.2, le spectre de la séquence est multiplié par un sinus cardinal (au carré) lors de la mise en forme du signal par des impulsions rectangulaires. On remédie facilement à cet inconvénient en prédistordant numériquement le spectre de la séquence en sens inverse, figure 6.20. Le reste de la chaîne d'émission reste identique au

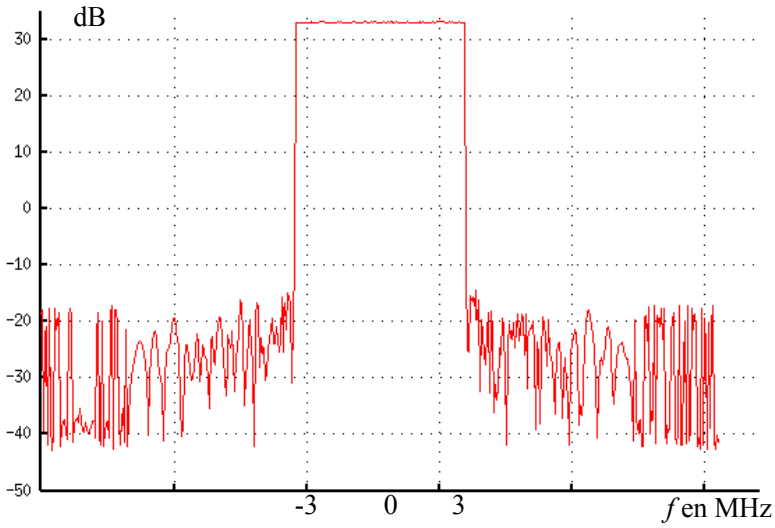


FIG. 6.12: Choix d'un coefficient plus influent en bande

schéma 6.7. Un spectre bien rectangulaire est rétabli après conversion numérique-analogique. Le signal retrouve aussi sa bonne enveloppe avant amplification.

Dans le même esprit, on aurait également pu envisager de prédistordre le signal afin de compenser les non linéarités d'amplifications. Ce qui nous épargnait alors la recherche de séquences à enveloppe constante. Pour fonctionner, cette méthode nécessite néanmoins une connaissance parfaite des caractéristiques d'amplification. Une fois mise en place, il devient impossible d'échanger un amplificateur pour un autre en cours de campagne. Cela est ennuyeux en cas de panne.

6.5.2 Passage en fréquence intermédiaire

Il n'est pas possible de trouver des séquences *réelles* à enveloppe constante et au spectre rectangulaire. Une séquence réelle d'enveloppe constante ne peut en effet prendre que deux valeurs, opposées l'une de l'autre. Au mieux, c'est une $m-$séquence. Son spectre est plat (ou presque) avant mise en forme du signal, figure 5.3. Il ne l'est plus après. L'empreinte du sinus cardinal est même très profonde sur les bords, figure 5.4. Elle ne peut donc pas être entièrement compensée en prédistordant la séquence comme en 6.5.1.

C'est pourquoi il est préférable de travailler avec des séquences complexes, comme en 6.3. En contrepartie, ces séquences sont sensibles à toute dissymétrie entre les voies I et Q du modulateur, 4.4.3. Il est alors plus prudent d'effectuer numériquement la transposition de la bande de base vers la fréquence intermédiaire.

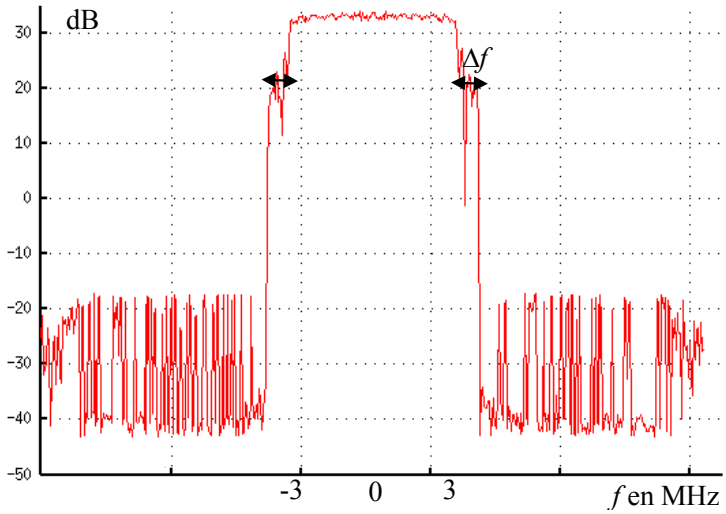


FIG. 6.13: Insertion d'une zone franche Δf

Une fréquence intermédiaire $f_i = B$, c'est à dire le quart de la fréquence d'échantillonnage du signal d'émission en bande de base, est un choix astucieux. L'opération de transposition se réduit à des multiplications par des $1, -1$ et 0 des échantillons réels ou imaginaires de départ. Attention, l'effet du bloqueur numérique-analogique ne se fait plus tout à fait ressentir de la même façon. La distorsion à prévoir est donc légèrement différente. La chaîne d'émission, récapitulée en figure 6.21, est à comparer aux schémas précédents 6.7 et 6.20.

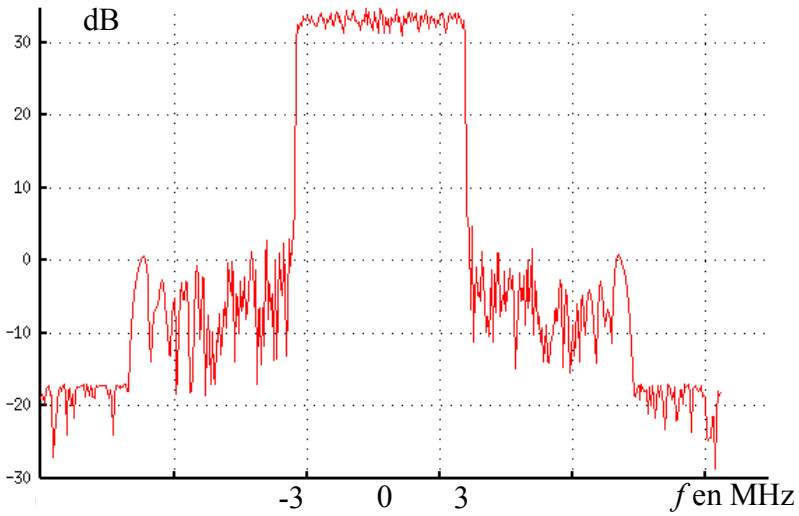


FIG. 6.14: Allègement de la contrainte hors bande

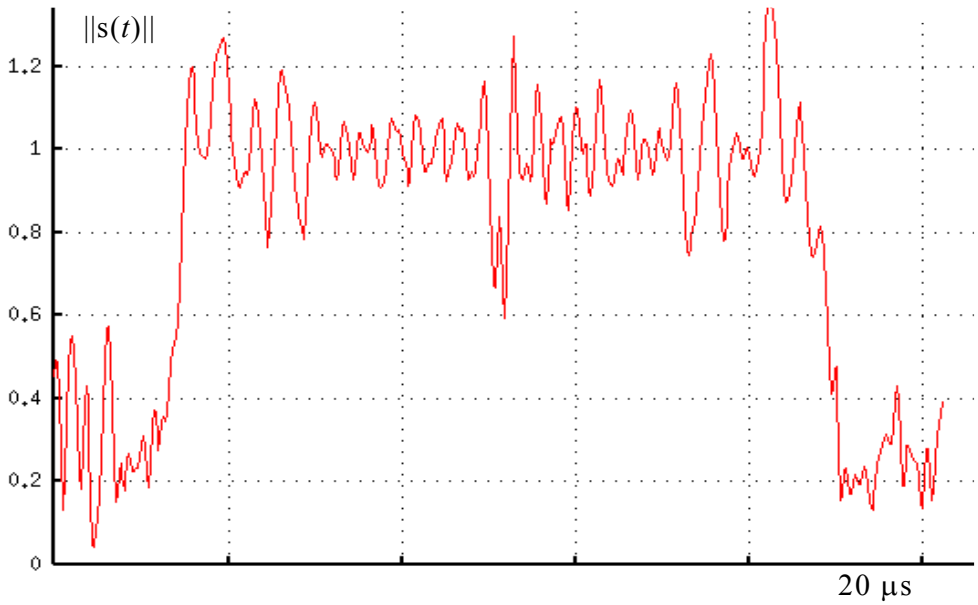


FIG. 6.15: Enveloppe de la séq. de Schroeder optimisée après évanouissement d'1/4 de la bande

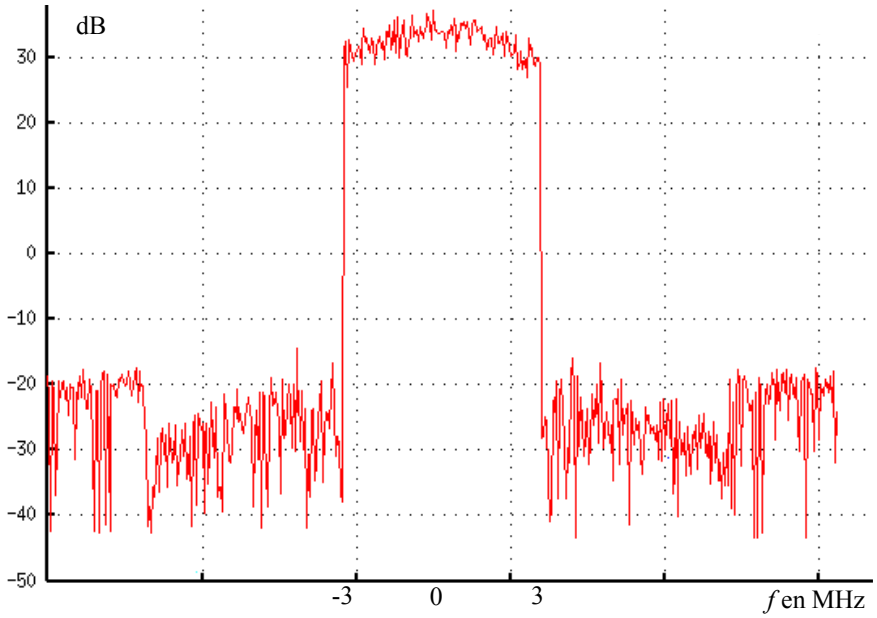


FIG. 6.16: Spectre d'une séq. multisin. à phases aléatoires après cvg. de l'algorithme

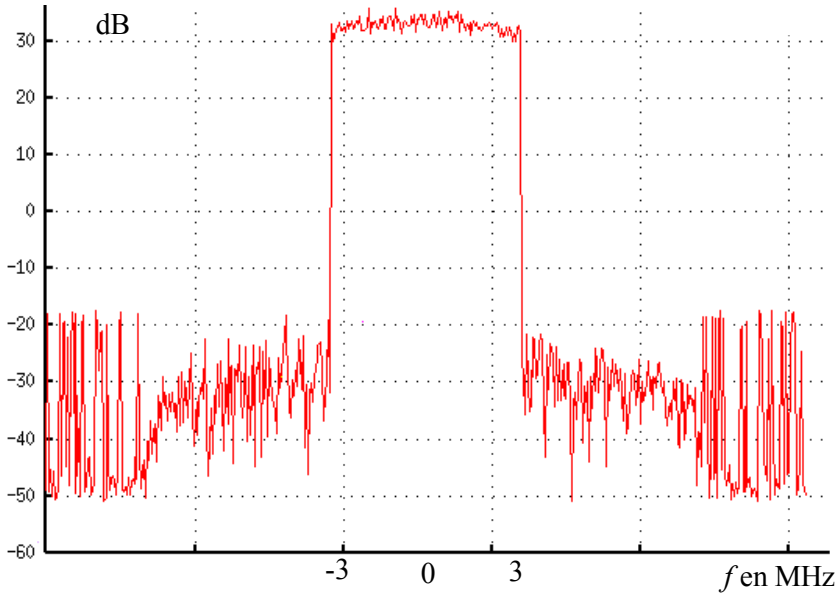


FIG. 6.17: Spectre d'une séq. multisin. à phases aléatoires après cvg. de l'algorithme

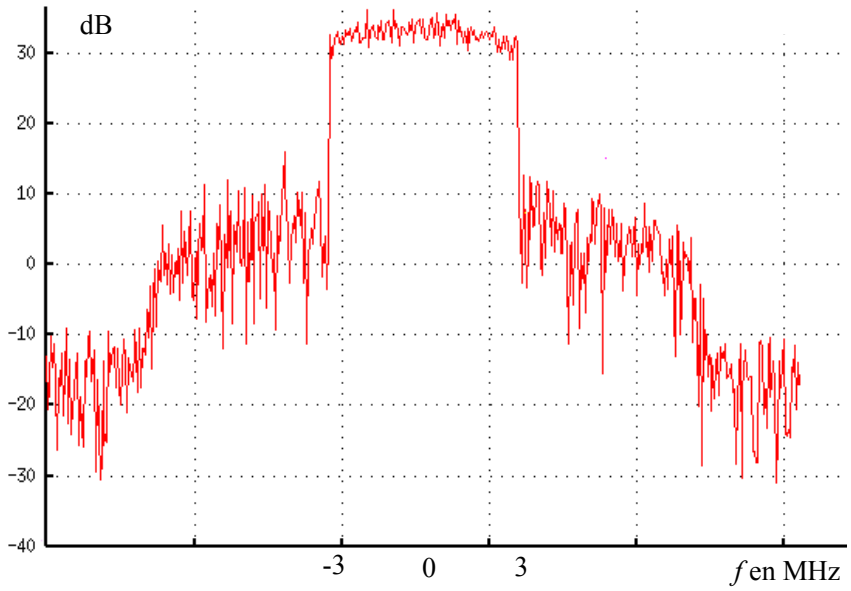


FIG. 6.18: Spectre après passage de la séquence par un limiteur

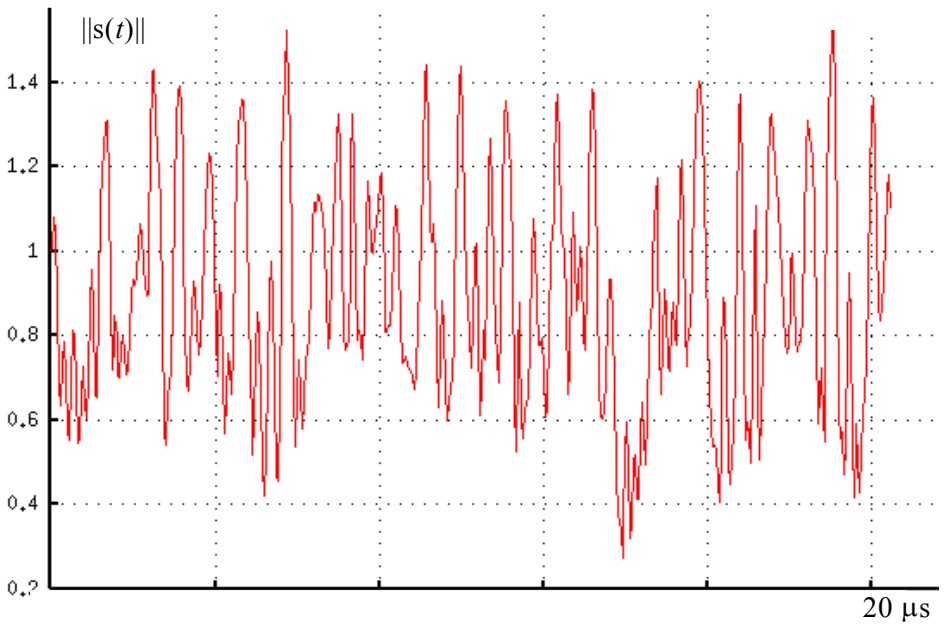


FIG. 6.19: Enveloppe de la séq. optimisée après évanouissement d'1/4 de la bande

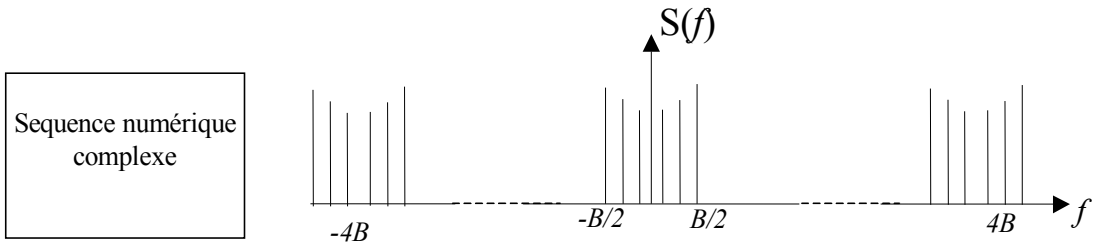


FIG. 6.20: Prédistorsion linéaire de la séquence en vu de sa mise en forme

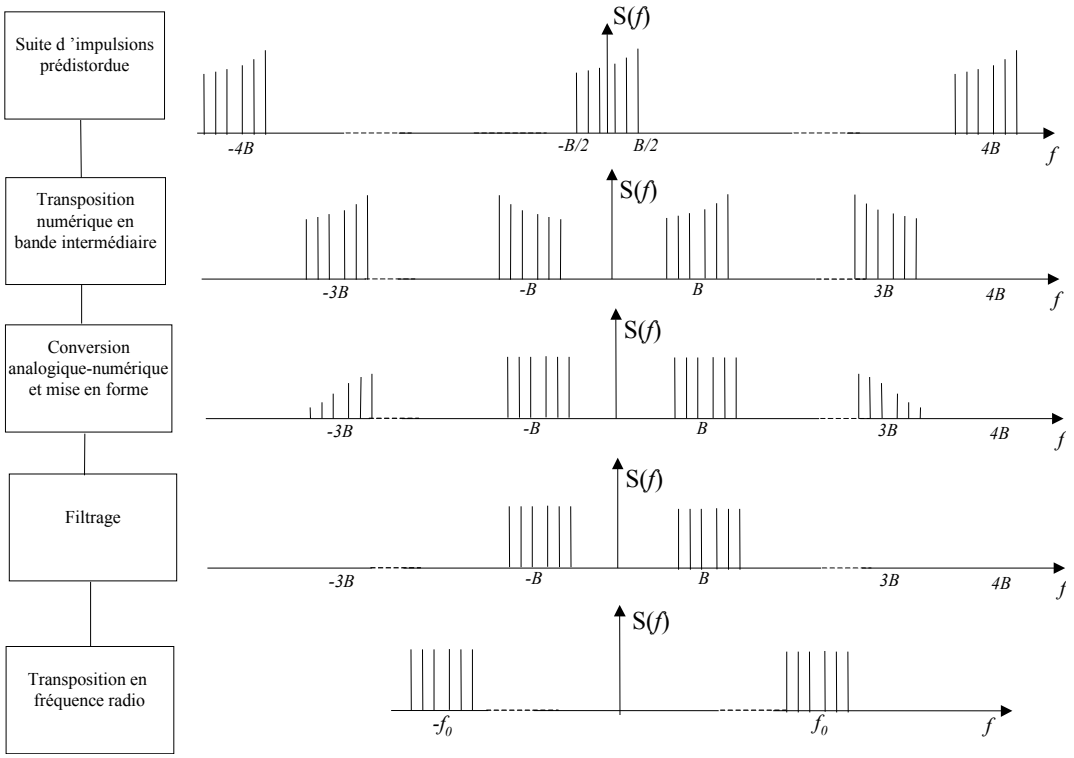


FIG. 6.21: Synthèse du signal d'émission

Conclusion et perspectives

Le travail effectué au cours de cette thèse a pu déboucher sur des réalisations concrètes dans le domaine des communications radiomobiles.

Les protocoles de mesure décrits aux chapitres **1** et **4** ont été expérimentés et utilisés avec succès.

Les mesures bande étroite ont servi à élaborer une modélisation complète des masques, qui est désormais intégrée dans des logiciels de simulation système utilisés par FTR&D, [Mendribil *et al*, 1998]. Le modèle permet ainsi d'apprécier plus justement le gain apporté par la macrodiversité dans un réseau radiomobile. Il permet aussi de prévoir plus précisément l'ampleur des interférences inter cellulaires.

La méthode de mesure large bande a été brevetée, [Zayana-Duponteil, 1998]. Elle est maintenant proposée dans le programme du sondeur FTR&D, [Conrat], ce qui en facilite encore plus la mise en oeuvre.

Les mesures large bande ont été converties à un format d'échange européen défini dans le cadre du projet Race, [Race, 1994]. Elles sont aujourd'hui à la disposition des différents partenaires du projet.

Enfin, les bonnes séquences de sondage obtenues par l'algorithme présenté au chapitre **6** sont maintenant utilisées dans le sondeur FTR&D, [Conrat].

Même si de nombreuses bandes radio ont déjà été mesurées, le sondage de canal reste un sujet d'actualité de par l'émergence des nouvelles techniques de transmission antennaires. Leurs performances sont en effet étroitement liées aux caractéristiques du canal d'une part, et aux capacités du système à identifier ces dites caractéristiques d'autre part.

Dans ce contexte, le dispositif d'estimation de canal prend une grande importance. En général, les systèmes de transmission utilisent des signaux d'information dédiés, émis entre les blocs d'information. Moyennant quelques adaptations, le travail réalisé en sondage de canal trouve donc ici un champ potentiel d'application.

Par exemple, il peut arriver que le système ait besoin d'un jeu de signaux pour estimer

plusieurs canaux simultanément. C'est le cas dans les sytèmes de type MIMO. Evidemment, ces signaux doivent interférer le moins possible l'un sur l'autre.

La méthode de sondage développée aux chapitres **4** et **5** peut apporter une solution à ce problème. Cette méthode permettait de sonder sur une durée T p canaux en parallèle grâce à l'émission répétitive de p séquences bien choisies et de durée pT.

La méthode ne se transpose pas directement à l'estimation de canal : contrairement au sondage, les signaux d'estimation ne sont en effet pas répétés en boucle. Afin de créer une illusion de périodicité en réception, il convient d'ajouter un temps de garde d'une durée T à la fin des signaux d'estimation selon le même principe qu'en COFDM, [Alard-Lassale, 1987]. En répétant entre les instants pT et $(p+1)\,T$ ce qui est émis au début des signaux d'estimation, on s'assure de leur orthogonalité en réception sur la plage $[T;(p+1)\,T]$. La figure 6.22 représente les signaux d'estimation émis dans le cas de deux émetteurs, à comparer à la figure 4.2.

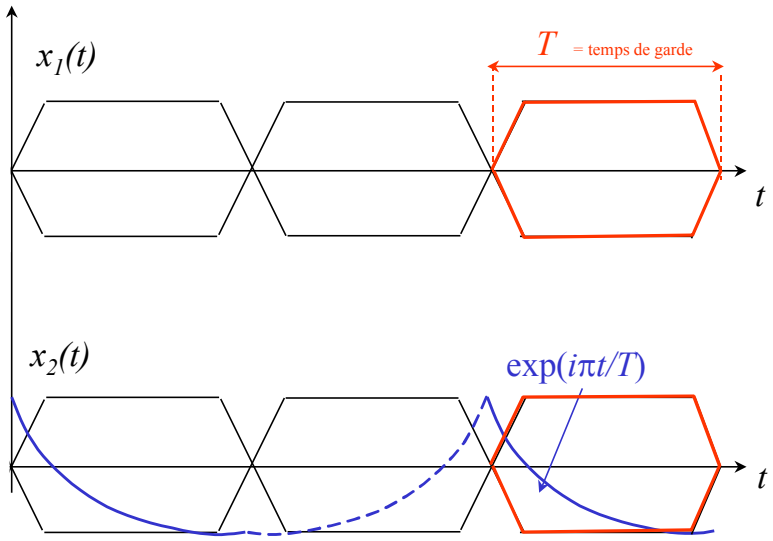


FIG. 6.22: Estimation simultanée de deux canaux

Bibliographie

[Alard-Lassale, 1987] M. Alard, R. Lassalle, « Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers », EBU Review-technical n°224, août 1987.

[Barbot, 1995] J.P. Barbot, thèse de doctorat, université d'Orsay, 1995.

[Bernhardt, 1987] R. C. Bernhardt, « Macroscopic Diversity in Frequency Reuse Radio Systems », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, June 1987.

[Bic *et al, 1986*] J.C.Bic, D.Duponteil, J.C.Imbeaux, « Elements de Communication Numériques », collection technique et scientifique des télécommunications, Dunod, 1986.

[Blanc *et al, 1997*] P. Blanc, P. Mendribil, A.G. Acx, E. Murray, U. Dropmann, « Description du logiciel de simulations de systèmes radiomobiles G-STB », Note technique FT.CNET/DMR/ACM/97.002/PB, janvier 1997.

[Boithias, 1986] L. Boithias, Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre, Dunod, 1986.

[Bourdeilles, 1997] J. F. Bourdeilles, « Modélisation de la propagation pour l'ingénierie radio des systèmes de communication avec les mobiles », Société des Electriciens et des Electroniciens, Rennes, France, Octobre 1997.

[Boyd, 1986] S. Boyd, « Multitone signals with low crest factor », IEEE transactions on circuits and systems, vol CAS-33, n°10, octobre 1986

[Ciarlet, 1990] P.G. Ciarlet, « Introduction à l'Analyse Matricielle et à l'Optimisation », Masson, 1990

[Chin *et al*, 1959] J.E. Chin, C.E. Cook, « The mathematics of pulse compression », SER, octobre 1959

[Conrat] J.M. Conrat, divers documents internes sur le sondeur AMERICC, FTR&D, site de Belfort.

[cost231] Cost 231 Final Report, « Antennas and antenna diversity », §4

[cost402] Cost 4.02 Manuel utilisateur (RCNCOST402MU).

[Darricau, 1981] J. Darricau, « Physique et théorie du radar », tome 2, Sodipe, 1981

[Dupraz, 1983] J. Dupraz, « Probabilités, signaux, bruits », collection scientifique et technique des télécommunications, Eyrolles, 1983

[Fannin *et al*, 1994] A.Molina, P.Fannin, « Optimum Channel Sounding Waveform Generation », Euro Cost, 1994.

[Felhauer *et al*, août 1993] T.Felhauer, P.Baier, W.König, W.Mohr, « Optimized Wideband System for Unbiased Mobile Radio Channel Sounding with Periodic Spread Spectrum Signals », IEICE Trans. Comm., vol. E76-B, août 1993.

[Felhauer *et al*, mars 1993] T.Felhauer, P.Baier, W.König, W.Mohr, « Optimum Spread Spectrum Signals for Wideband Channel Sounding », Electronic Letters, vol. 29, n°6, mars 1993.

[Girard *et al*, 1966] G.Girard, A.Lentin, « Géométrie, Mécanique », Cours Maillard, Hachette 1966.

[Golomb, 1982] Golomb, « Shift register sequences », Agean Park Press 1982.

[Grigat *et al*, 1994] M.Grigat, G.Kadel, « Measurement of wideband micro and macro diversity characteristics of the radio channel », Proc. of VTC, Stockholm, 1994.

[Gudmudson, 1991] M. Gudmudson, « Correlation Model for Shadow fading in Mobile Radio Systems », Electronics Letters, vol.27, No 23,, November 7, 1991.

[Guillet, 1996] V. Guillet, thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 1997.

[Harris, 1978] F.J. Harris, « On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform », Proceedings of the IEEE, vol 66, n°1, janvier 1978.

[Holma, 2000] H. Holma, A. Toskala, « UMTS, les réseaux mobiles de troisième génération », Eyrolles, 2000.

[Kadel, 1993] G.Kadel, « Simulation of the DECT System Using Wideband Channel Data Measured in Two Diversity Branches », International Conference on Universal Personal Communications, Ottawa 1993.

[Kammerer, 1993] J. Kammerer, « Mathématiques fondamentales », cours de l'ENST, 1993.

[Le Chevalier, 1982] F. Le Chevalier, « Principe de traitement des signaux radar et sonar », collection technique et scientifique des télécommunications, Masson, 1982.

[Levy, 1994] A. Levy, « Etude du canal de propagation radioélectrique avec les mobiles : mesure, modélisation et impact sur la qualité des communications numériques », Thèse d'habilitation, Université de Versailles Saint-Quentin, Jan 1994.

[Mendribil *et al*, 1998] Rapport de stage FTR&D dirigé par P. Mendribil, 1998.

[Mogensen *et al*, 1998] P. Mogensen, T. Klingenbrunn « Correlation of shadow fading », PIMRC'98.

[Narahashi *et al*, 1997] S. Narahashi, T. Nojima « A new phasing scheme for multitone signal systems to reduce peak-to-average power ratio », Electronics and communications in Japan, part I, vol. 80, n°1, 1997.

[Newman, 1965] D.J. Newman, « An $\mathcal{L}^1$ extremal problem for polynomials », Procedure of american math. society, vol 16, décembre 1965.

[Ouderaa, 1988] E. Van der Ouderaa, J.Schoukens, and J.Renneboog « Peak Factor Minimization of Input and Output Signals of Linear Systems », IEEE Trans. Instrum. Meas. , vol 37, n°2, juin 1988.

[Pajusco, 1997] P. Pajusco, «Diversité à la station de base à 1,8 GHz en petites cellules urbaines et macro cellules rurales » (Projet Rameau), Note technique NT/DMR/URR/5044, Mars 1997

[Pajusco, 1995] P. Pajusco, « Présentation des bibliothèques permettant l'extraction et la manipulation des réponses impulsionnelles du sondeur large bande CNET », Rapport technique FTR&D BEL/POH/URR/33, 1995

[Parson, 1992] D. Parson, « The mobile Radio Propagation Channel », Pentech Press, 1992

[Pollini, 1996] G. Pollini, « Trends in Handover Design », IEEE Communications Magazine, March 1996

[Popovic, 1991] B. M. Popovic, « Synthesis of power efficient multitone signals signals with flat amplitude spectrum », IEEE transcations on communications, vol 39, n°7, juillet 1991.

[Prado, 1993] J. Prado, « Techniques numériques en traitement du signal », cours de l'ENST, 1993.

[Race, 1994] Race II ATDMA, final report.

[Saunders *et al*, 1998] S.R. Saunders, C. Tzaras, B.G. Evans, « A physical-statistical propagation model for diversity in mobile satellite PCN », VTC'98.

[Schroeder, 1970] R. Schroeder, « Synthesis of low peak factor signals and binary sequences with low autocorrelation », IEEE transactions on information theory (corresp.), vol IT-16, janvier 1970.

[Schwartz, 1965] L. Schwartz, « Méthodes mathématiques pour les sciences physiques », édition Hermann, 1965

[Siaud, 1995] I. Siaud, « Caractérisation large bande des fichiers de mesure RACE en extérieur pour lutilisation du modèle de canal enregistré (bloc COSSAP « C.E.P.D ») » (Projet Rameau), Note technique NT/BEL/POH/URR/4527, Septembre 1995.

[Struber, 1996] G.L. Stüber , « Principles of Mobile Communication », Kluwer Academic Publishers, 1996

[Thiriet *et al*, 1995] J.Y. Thiriet, P. Pajusco, B. Guisnet, A. Levy, M. Labasse, J.P. Vinson, « Développement d'un sondeur de canal large bande pour l'étude de la propagation radioélectrique avec les mobiles entre 1 et 3 GHz », Note technique FTR&D NT/BEL/POH/URR/4336, mai 1995.

[tgpp] Third Generation Partnership Project (3GPP), Technical specifications, 1999.

[Van den Bos, 1987] A. Van den Bos, « A new method for synthesis of low peak factor signals », IEEE transactions on acoustic speech and signal processing, vol ASSP-35, n°1, janvier 1987.

[Vallet, 1995] R. Vallet, « Etude des canaux sélectifs, notions de diversité », cours polycopié de troisième année à l'ENST, 1995.

[Wiart *et al*, 1994] J.Wiart, Ph Metton, G.Benoit Guyod, « Etude statistique de la dépendance en distance de la propagation en cellules urbaines », Note technique CNET NT/PAB/RGF/RCN/3758, Avril 94.

[Zayana, 1997] K. Zayana « Premiers résultats de simulation et de mesure sur l'intercorrélation des masques », Rapport technique RP/CNET/5239, décembre 1997.

[Zayana-Duponteil, 1998] K. Zayana, D. Duponteil, « Procédé de mesure simultanée des caractéristiques de propagation d'une pluralité de canaux radioélectriques », brevet n° 98 10577, août 1998.

[Zayana *et al*, 1999] K. Zayana, D. Duponteil, « Mesures simultanées des réponses impulsionnelles en macrodiversité », GRETSI'99, Vannes.

[Zayana *et al*, 1997] K. Zayana, J-M Conrat, J-Y Thiriet, « Recherche de bonnes séquences pour l'estimation du canal radiomobile », GRETSI'97,8 Grenoble.

[Zayana *et al*, 1998] K. Zayana, B. Guisnet, « Measurements and modelisation of shadowing cross-correlations between two base stations », ICUPC'98, Florence.