

100 850

50376
2000
79

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE
(Lille-1)

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : **ELECTRONIQUE**

par

Samuel BETRENCOURT



**CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION EN
TUNNEL ROUTIER ET FERROVIAIRE. APPLICATIONS.**

Rapporteurs

Gérard CHASSAY, Professeur, INSA de Rennes

Paul DELOGNE, Professeur, Université de Louvain La Neuve (B)

Direction de la thèse

Pierre DEGAUQUE, Professeur, Université de Lille

Martine LIENARD, Maître de conférences, Université de Lille

Membres pressentis pour le jury

Victor ANTUNES, Ingénieur Bouygues Télécom, Responsable du Groupe Projets Spéciaux

Jean-Marc CAPRON, Enseignant - Chercheur ISEN

Luis CORREIA, Professeur, Université Technique de Lisbonne (P)

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I : DESCRIPTION DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DU CANAL DE TRANSMISSION

| | |
|--|-----------|
| Introduction | 8 |
| I.1 : Fonctions de Bello | 9 |
| <i>I.1.1 : Réponse impulsionnelle complexe du canal $h(t, \tau)$.....</i> | <i>10</i> |
| <i>I.1.2 : Fonction de transfert dépendante du temps $H(f, t)$.....</i> | <i>10</i> |
| <i>I.1.3 : Fonction de dispersion $S(\tau, \nu)$: retard-étalement Doppler</i> | <i>11</i> |
| <i>I.1.4 : Fonction d'étalement Doppler en sortie : $D(f, \nu)$</i> | <i>11</i> |
| I.2 : Hypothèses sur la stationnarité du canal. Rappel de quelques propriétés..... | 14 |
| <i>I.2.1 : Processus stationnaire au sens strict</i> | <i>14</i> |
| <i>I.2.2 : Processus stationnaire au sens large.....</i> | <i>15</i> |
| I.3 : Fonctions de corrélation caractérisant le canal | 15 |
| <i>I.3.1 : Stationnarité dans le domaine du temps t</i> | <i>15</i> |
| <i>I.3.2 : Stationnarité dans le domaine des fréquences f</i> | <i>17</i> |
| <i>I.3.3 : Canal stationnaire au sens large et diffuseurs non corrélés (« WSSUS »).....</i> | <i>18</i> |
| I.4 : Etalement des retards et des fréquences Doppler | 19 |
| <i>I.4.1 : Etalement des retards.....</i> | <i>19</i> |
| <i>I.4.2 : Etalement du spectre Doppler</i> | <i>22</i> |
| <i>I.4.3 : Bande de cohérence et étalement des retards</i> | <i>23</i> |
| <i>I.4.4 : Etalement Doppler et temps de cohérence du canal.....</i> | <i>27</i> |
| I.5 : Fonctions de distribution statistiques usuelles | 30 |
| <i>I.5.1 : Analyse en bande étroite : variations de l'amplitude du signal</i> | <i>30</i> |
| <i>I.5.2 : Modèles de spectre Doppler</i> | <i>32</i> |
| I.6 : Discrétisation des réponses temporelles | 34 |
| I.7 : Conclusion | 35 |
| Bibliographie du chapitre I..... | 36 |

Chapitre II : PROPAGATION EN TUNNEL ROUTIER. APPROCHE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE

| | |
|--|-----------|
| Introduction | 38 |
| II.1 : Propagation en tunnel vide | 38 |
| <i>II.1.1 : Principe de la modélisation théorique.....</i> | <i>38</i> |
| <i>II.1.2 : Analyse en bande étroite</i> | <i>41</i> |

| | |
|--|-----------|
| II.1.3 : Analyse en large bande dans le domaine fréquentiel | 51 |
| II.1.4 : Analyse large bande : réponse impulsionnelle du canal | 55 |
| II.1.5 : Analyse large bande : Spectre Doppler, direction d'arrivée des rayons | 63 |
| II.2 : Expérimentation en tunnel vide : comparaison théorie-expérience | 63 |
| II.2.1 : Configuration du dispositif expérimental | 63 |
| II.2.2 : Analyse en bande étroite | 66 |
| II.3 : Expérimentation en présence d'un trafic routier important | 70 |
| II.3.1 : Analyse en bande étroite | 70 |
| II.3.2 : Analyse en large bande | 76 |
| II.4 : Synthèse des résultats . Conclusion..... | 78 |
| Bibliographie du chapitre II..... | 82 |

Chapitre III : CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION EN TUNNEL FERROVIAIRE EN VUE DE L'OPTIMISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION DE DONNEES

| | |
|---|------------|
| Introduction | 84 |
| III.1 : Description du site d'essais | 84 |
| III.2 : Analyse bande étroite..... | 85 |
| III.2.1 : Limitation du modèle théorique | 86 |
| III.2.2 : Variation du champ pour une distance constante émetteur-récepteur | 90 |
| III.2.3 : Etude en tunnel ferroviaire | 91 |
| III.3 : Atténuations supplémentaires | 97 |
| III.4 : Synthèse des résultats de mesure en bande étroite | 99 |
| III.5 : Analyse large bande..... | 100 |
| III.6 : Choix des paramètres du système..... | 101 |
| Conclusion..... | 105 |

Chapitre IV : REALISATION D'UN SYSTEME A ETALEMENT DE SPECTRE POUR DES TRANSMISSIONS DE DONNEES EN TUNNEL

| | |
|--|------------|
| Introduction | 106 |
| IV.1 : Description générale du synoptique | 106 |

| | |
|--|------------|
| IV.2 : L'émetteur | 108 |
| <i>IV.2.1 : Le module numérique</i> | <i>108</i> |
| <i>IV.2.2 : Le module analogique</i> | <i>108</i> |
| IV.3 : Le récepteur..... | 115 |
| <i>IV.3.1 : Le module analogique</i> | <i>115</i> |
| <i>IV.3.2 : Le module numérique</i> | <i>122</i> |
| IV.4 : Résultat des tests préliminaires | 135 |
| Conclusion..... | 136 |
| Bibliographie du Chapitre IV | 136 |
| CONCLUSION GENERALE | 137 |

ANNEXES

| | |
|---|------------|
| Annexe 1: Fonction du microprocesseur DS87C520 | 141 |
| Annexe 2: Caractéristiques des codes pseudo aléatoires..... | 143 |
| Annexe 3: Calcul de la puissance d'une sinusoïde modulée par une séquence binaire pseudo aléatoire | 144 |
| Annexe 4: Description du module contrôle automatique de gain (CAG) | 146 |

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

On assiste actuellement à une véritable explosion des télécommunications mobiles, que ce soit pour transmettre la parole ou, plus généralement, des données et ceci avec un débit souhaité de plus en plus important. De nombreuses études, tant théoriques qu'expérimentales ont donc été menées dans le cadre de l'implantation des réseaux GSM (Global System for Mobile Communication), DECT (Digital European Cordless Telecommunication) et de l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication Service). Les travaux ont été menés initialement pour déterminer la couverture radioélectrique en milieu urbain ou suburbain (« outdoor ») afin d'optimiser l'implantation des stations de base et également pour déterminer la fiabilité de la liaison en termes de taux d'erreurs. Compte tenu du nombre important de trajets multiples possibles entre l'émetteur et le récepteur, la combinaison, en amplitude et en phase, des champs électromagnétiques associés à chacun de ces trajets, donne naissance à des fluctuations importantes du signal. En particulier, des évanouissements locaux connus sous l'appellation anglo-saxonne de « fadings », vont apparaître avec une probabilité et une amplitude qu'il est important de déterminer statistiquement pour dimensionner les systèmes d'émission et de réception. On effectue dans ce cas une analyse en bande étroite qui consiste à émettre une porteuse pure et à mesurer la puissance du signal reçu en fonction de la position du mobile. Ces évanouissements du signal pouvant apparaître avec une pseudo périodicité de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, le pas d'échantillonnage spatial doit être suffisamment faible pour que les mesures puissent rendre compte des phénomènes de la façon la plus fiable possible.

L'autre conséquence de ces trajets multiples est directement reliée à la différence de marche entre les rayons. En effet, le signal reçu est composé des répliques successives du signal émis, décalées dans le temps puisque correspondant au retard de propagation de chacun des rayons. Il est donc important de caractériser l'ensemble de ces phénomènes grâce à une analyse en large bande.

Ces différents aspects de la propagation que nous venons d'évoquer, restent évidemment pertinents lors de l'étude de la propagation à l'intérieur des bâtiments (propagation « indoor ») et qui ont été traités notamment soit pour les applications du téléphone mobile soit pour l'élaboration de réseaux locaux sans fils WLAN (Wireless Local Area Network) ou de la boucle locale radio.

Dans ce contexte, force est de constater que la couverture des tunnels n'a pas été considérée, dans un premier temps, comme étant une priorité majeure. Dans le cadre de la téléphonie cellulaire GSM, cet aspect a été pris en compte progressivement compte tenu notamment de l'engouement du public pour le téléphone portable et de façon corollaire, de son souhait de pouvoir communiquer, à tort ou à raison, à tout moment et en tout lieu. Compte tenu de l'atténuation importante des signaux lors de la propagation en tunnel, notamment aux fréquences les plus basses, c'est à dire 900 MHz pour les applications nous concernant, des solutions par câbles rayonnants ont été proposées et choisies pour assurer la couverture dans des configurations délicates telles que des tunnels présentant de nombreux virages. L'avènement des futurs réseaux de communication UMTS travaillant à une fréquence d'environ 2.1 GHz et avec des débits pouvant atteindre 1 Mb/s, conjugué à l'utilisation d'antennes adaptatives pour augmenter soit le débit, soit le nombre d'utilisateurs, a provoqué un regain d'intérêt pour la caractérisation du canal de propagation en tunnel routier. Une partie de ce travail de thèse y a donc été consacrée et a été menée aussi bien d'un point de vue théorique qu'expérimental.

Un autre volet de la propagation en tunnel concerne les transmissions de données en tunnel ferroviaire. En effet, pour des besoins de contrôle-commande ou de sécurité dans les rames par exemple, il est indispensable d'assurer des transmissions soit « train – sol », c'est à dire entre une antenne implantée sur une motrice et une antenne fixe placée dans le tunnel, soit entre deux trains qui se suivent et qui peuvent donc échanger des informations relatives à leur position absolue, à leur vitesse et accélération respective. Il s'agit dans ce cas de bâtir un réseau propre de télécommunications qui doit évidemment satisfaire les conditions d'agrément en termes de fréquence porteuse, d'occupation spectrale et de puissance émise mais pour lequel les techniques de modulation et, de façon générale de traitement de signal, peuvent être choisies pour réaliser au mieux la fonction souhaitée. La deuxième partie de notre travail consistera donc en une caractérisation de la propagation en tunnel ferroviaire et à son application pour la conception et la réalisation d'un système de transmissions de données entre deux trains. Cette étude a été menée essentiellement dans le cadre du lien fixe TransManche, la principale contrainte du cahier des charges étant liée à la portée importante souhaitée dans cet environnement confiné, de l'ordre de 5 km. Nous allons donc présenter successivement les différents aspects de cette étude.

Le premier chapitre introductif est consacré au rappel des notions nécessaires à la caractérisation d'un canal de transmission. En effet, bien que ces notions soient largement utilisées, il nous est apparu important de bien préciser d'une part leurs définitions qui peuvent quelquefois être diverses, donc mener à des interprétations différentes des résultats, et d'autre part, l'incidence de la sensibilité ou de la dynamique des appareils de mesure sur la méthodologie et le traitement des données. Après un bref aperçu mathématique des fonctions introduites par Bello permettant de définir globalement la réponse spatio-temporelle du canal, nous illustrons sur un modèle canonique de propagation à deux rayons, les divers concepts introduits puis nous décrivons successivement les méthodes utilisées pour les analyses en bande étroite et en large bande.

Dans l'analyse en bande étroite tout d'abord, nous montrons comment nous avons quantifié l'écart entre la distribution statistique de l'amplitude du signal reçu fluctuant rapidement dans une région donnée de l'espace et celle d'une loi connue, comme celle de Rayleigh, caractérisant la propagation en présence de nombreux réflecteurs distribués aléatoirement autour du point de réception. Afin de donner un exemple d'application, nous nous sommes placés dans un environnement « indoor » pour lequel le nombre de multi-chemins était important.

Une des notions les plus usitées pour caractériser le canal en large bande est sa réponse impulsionnelle et notamment l'étalement des retards. Dans ce cas, il est nécessaire d'introduire une dynamique d'observation correspondant à l'atténuation maximum du signal par rapport à sa valeur crête. Le choix de ce seuil dépend de la sensibilité ou plus exactement de la robustesse des systèmes de télécommunications à l'effet des trajets multiples, mais d'un pur point de vue de métrologie, les caractéristiques de l'appareil de mesure de la réponse impulsionnelle, qui est un sondeur de canal, doivent également être prises en considération. Ce point sera également illustré sur des exemples.

Une autre approche possible consiste à mesurer directement la fonction de transfert complexe du canal en fonction de la fréquence et pour divers points de réception. Ceci permet d'introduire la notion de bande de cohérence qui est définie soit à partir de l'enveloppe de la fonction de transfert, soit à en introduisant un coefficient de corrélation d'enveloppe en calculant la corrélation de la fonction de transfert complexe. Compte tenu des relations de Fourier liant l'espace des temps à celui des fréquences, on peut s'attendre, à priori, à trouver une relation liant la bande de cohérence à l'étalement des retards. Cet aspect est largement abordé dans la littérature technique mais, malheureusement, pas toujours de façon synthétique, une des principales causes d'ambiguïté résidant dans les diverses définitions

possibles de la bande de cohérence. En reprenant les travaux récents publiés sur ce sujet, nous illustrons ce point en choisissant, comme précédemment, un modèle canonique de propagation à deux rayons. Enfin, les autres notions qui serviront dans la suite de l'étude telles que le temps de cohérence, la normalisation de la durée moyenne des évanouissements et le profil du spectre Doppler sont rappelées.

Le deuxième chapitre traite de la propagation en tunnel routier et nous nous intéresserons essentiellement à des fréquences porteuses situées autour de 2 GHz. Dans une première partie, le modèle théorique utilisé pour calculer le champ en tout point est présenté brièvement. Une première approche possible est la théorie modale qui présente évidemment l'avantage de mettre en évidence les caractéristiques propres à chaque mode et, notamment, son coefficient d'atténuation linéique. Cependant, compte tenu de la complexité mathématique pour déterminer le poids de chaque mode lié aux conditions d'excitation du tunnel, nous avons préféré utiliser la théorie des rayons. Les deux techniques courantes sont le lancer de rayons et le tracé de rayons, basé souvent sur la théorie des images, et quelquefois appelé lancer de rayons « à l'envers ». Comme nous nous intéressons non seulement à la couverture du tunnel, c'est à dire à la valeur moyenne du signal en fonction de la distance émetteur-récepteur, mais également à toutes les caractéristiques large bande du canal, il est apparu plus judicieux d'utiliser la théorie des images. Dans ce cas, afin de simplifier considérablement les calculs, la forme géométrique de la section droite du tunnel sera approximée à un rectangle et le tunnel sera supposé rectiligne sur toute sa longueur. Une simplification si drastique peut paraître surprenante mais il ne faut pas perdre de vue que, dans la pratique, non seulement la forme du tunnel mais tous les réflecteurs potentiels tels que les voitures, risquent de jouer un rôle important. L'objectif du modèle théorique est donc de disposer d'éléments de base pour la compréhension des phénomènes physiques et pour l'interprétation de l'analyse statistique des résultats de mesures.

A partir des résultats de la simulation en bande étroite, on élabore en général, un modèle de canal faisant apparaître d'une part, la ou les différentes atténuations moyennes par unité de longueur associées à des gammes de distance émetteur-récepteur (modèle à plusieurs pentes), et, d'autre part, la statistique des fluctuations du signal. La méthode d'analyse est relativement bien maîtrisée lorsqu'il s'agit d'étudier la propagation en milieu urbain puisqu'il est assez aisé de séparer la contribution des effets de masque, donnant naissance aux fluctuations lentes du signal, des fluctuations rapides locales à beaucoup plus petite échelle. Il en va tout autrement en tunnel et un des points les plus délicats, qui est largement détaillé

dans ce deuxième chapitre, concerne la façon de procéder pour étudier de façon statistique ces variations du signal.

Il est également important de connaître l'ordre de grandeur de la bande de cohérence et de l'étalement des retards auxquels on peut s'attendre dans un tunnel « vide ». Une étude paramétrique est donc effectuée et les résultats numériques sont interprétés. En introduisant de plus, certaines simplifications supplémentaires dans le modèle, comme par exemple une distance émetteur-récepteur grande vis à vis de la largeur du tunnel, des formules analytiques simples ont été obtenues pour déterminer le facteur de décroissance temporelle du module de la réponse impulsionnelle du canal. Enfin, les relations entre bande de cohérence et étalement des retards sont illustrées ainsi que l'étalement des angles d'arrivée des rayons qui ont été calculés à partir de la réponse impulsionnelle complexe.

Les résultats issus des campagnes de mesures effectuées dans le tunnel de Saint Cloud, en région parisienne, font l'objet de la deuxième partie de ce chapitre. Ce tunnel a été choisi pour diverses raisons : Il est rectiligne sur une grande longueur, donc bien adapté à une confrontation théorie expérience, il est large, ce qui favorise l'étalement des retards et enfin les conditions de trafic routier varient considérablement en fonction des heures de la journée. Les expérimentations ont été menées en plusieurs phases de manière à mettre en évidence le rôle éventuel de la densité de véhicules présents dans le tunnel, sur l'atténuation moyenne du signal et sur la statistique des évanouissements et de l'étalement des retards. De nombreuses mesures ont donc été effectuées à l'aide d'un véhicule instrumenté, circulant dans le tunnel à diverses heures de la journée. Dans une deuxième étape, le véhicule a été immobilisé sur la bande d'arrêt d'urgence et les variations temporelles de la puissance reçue ont permis d'étudier le temps de cohérence lié à la non stationnarité du canal et les statistiques portant sur l'évolution de la réponse impulsionnelle. Une comparaison est effectuée avec les résultats théoriques supposant un spectre Doppler « classique » ou « plat ». Enfin une synthèse de l'ensemble des résultats est présentée.

Comme nous l'avons signalé en début de cette introduction, une autre application potentielle de ce type de mesures a trait à la conception et à la réalisation d'un système de transmission en tunnel ferroviaire. L'étude a été menée dans le cadre du lien fixe TransManche, l'objectif étant d'assurer une télécommunication entre deux trains qui se suivent. Comme il s'agit d'une liaison dédiée sur un site propre, aucune caractéristique du système n'est imposée. La seule contrainte, qui constitue d'ailleurs la difficulté majeure, est que cette liaison puisse être assurée pour des distances entre trains de l'ordre de 5 km. En

effet, compte tenu de la géométrie du tunnel qui est loin d'être rectiligne, on peut s'attendre à une atténuation très importante du signal. Les travaux, décrits dans le troisième chapitre, constituent donc un prolongement de l'étude menée en tunnel routier, puisqu'ils portent sur la caractérisation du canal de propagation en milieu ferroviaire.

De nombreux points d'interrogation se posent en effet avant d'établir le cahier des charges techniques du système. On peut citer à titre d'exemple : Quelle est l'influence des dimensions transverses du tunnel sur l'atténuation moyenne et la présence de larges virages, de quelques kilomètres de rayon de courbure joue-t-elle un rôle important ? Ces virages engendrent-ils un élargissement de la réponse impulsionnelle ? Le gain absolu d'antennes directives a-t-il encore une signification lorsque ces antennes sont placées en tunnel ? Quel est le bruit moyen engendré par les motrices de traction et par le rayonnement des caténaires ?...

Pour répondre à ces diverses questions, il nous est apparu difficile de ne se baser que sur le modèle de propagation dont nous avons esquissé les principes généraux et ses limites dans un paragraphe précédent. Les résultats expérimentaux ont donc servi de base à cette étude, même si une confrontation avec les prévisions théoriques a été effectuée, afin précisément de mettre en exergue les points délicats d'une modélisation.

Le lien fixe TransManche présente la particularité d'être constitué de trois tunnels, deux tunnels ferroviaires et un tunnel de service, d'une cinquantaine de kilomètres de long, et parallèles entre eux sur pratiquement toute leur longueur. Le tunnel de service a une section transversale bien inférieure à celle des deux autres tunnels, mais présente l'avantage, du point de vue mise en œuvre des campagnes de mesures, d'être relativement accessible. Il est également possible d'instrumenter une ou plusieurs voitures et de caractériser ainsi de grandes longueurs de tunnel. Cette configuration a ainsi permis d'avoir une idée beaucoup plus précise de ce que devaient être les conditions de propagation sur de grandes distances en tunnel courbe avant d'aborder les mesures en tunnel ferroviaire, menées lors des phases d'entretien et de maintenance.

Plutôt que de présenter les principales conclusions en suivant la démarche chronologique évoquée, nous avons préféré regrouper d'une part les mesures en bande étroite et, d'autre part, en large bande, afin de comparer, dans des sections du tunnel de géométrie longitudinale identique, rectiligne puis courbe, les résultats obtenus soit par la modélisation théorique, soit expérimentalement en tunnel de service et en tunnel ferroviaire. Compte tenu du compromis qui devra être fait à l'issue de l'étude entre coût et performances du système, nous nous sommes fixés, a priori, une gamme de fréquences possibles pour la porteuse

comprise entre 2.45 GHz et 10 GHz. Afin de limiter la durée des essais, seules les émissions correspondant à ces deux fréquences extrêmes ont été étudiées.

En tunnel ferroviaire, le seul test réalisable était de disposer d'une antenne fixe d'émission et d'étudier donc les fluctuations du signal en fonction de la position du mobile. Par contre, en tunnel de service, deux voitures ont pu être équipées, ayant respectivement à leur bord les dispositifs d'émission et de réception, et ont été déplacées en maintenant constante la distance les séparant. L'objectif était ainsi d'étudier les variations de la puissance reçue en fonction de la position longitudinale des véhicules, les variations provenant soit des changements de la surface de section droite dégagée (présence ou non de conduits de ventilation), soit, et surtout, des virages, la distance séparant les antennes des parties courbes étant continûment variable. En conclusion de ce troisième chapitre, les principales caractéristiques du système à élaborer, y compris donc le débit utile, sont présentées. Signalons simplement qu'une modulation DPSK associée à une technique d'étalement de spectre a été retenue, la fréquence porteuse choisie pour le prototype étant de 2.45 GHz.

Le dernier chapitre est donc consacré à la conception et à la réalisation de ce système de télécommunication. Compte tenu de la portée importante souhaitée dans cet environnement confiné, un effort important a porté sur la partie analogique afin de ne pas dégrader le rapport signal sur bruit et d'éviter au maximum une distorsion des signaux lors de leur traitement. Après avoir décrit le concept de base de chaque sous-ensemble électronique, les performances mesurées et notamment le contenu spectral du signal après chaque traitement sont présentées. Les diverses options choisies pour le traitement numérique du signal sont également justifiées brièvement, les diverses annexes décrivant plus en détail les parties « électroniques ». Ce dernier chapitre est conclu par la présentation de résultats préliminaires de tests de la liaison en laboratoire, des campagnes de mesures en tunnel n'ayant pu encore avoir lieu.

CHAPITRE I

Chapitre 1 : DEFINITION DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DU CANAL DE TRANSMISSION

Introduction

Un canal de transmission se comportant comme un quadripôle, diverses fonctions sont introduites permettant de relier les signaux d'entrée (signaux émis) et de sortie (signaux reçus) grâce à des fonctions de transfert et ce, soit dans le domaine fréquentiel soit dans le domaine temporel. Dans le cas général d'un canal où les réflexions multiples sur des obstacles sont présentes mais dont les caractéristiques statistiques sont absolument quelconques, toutes ces fonctions de transfert seront dépendantes du temps absolu t d'observation. Cette dépendance traduira soit le mouvement de l'antenne de réception, soit celui des obstacles produisant les réflexions ou les diffractions, soit ces deux aspects simultanément. Bello [Bello,63] a montré que deux ensembles de quatre fonctions caractérisent complètement le canal. Comme ces deux ensembles se déduisent l'un de l'autre par dualité, un seul est habituellement décrit et nous allons rappeler brièvement ses définitions et ses fonctions associées, dites de Bello. La plupart des canaux présentent cependant certaines propriétés statistiques, notamment de stationnarité, qui permettent de simplifier l'espace de définition des fonctions de Bello et d'en déduire des propriétés intéressantes de leur fonction d'autocorrélation. Nous essaierons, dans ce cas également, de mettre en évidence les points les plus fondamentaux, en renvoyant aux références bibliographiques pour une approche détaillée.

Ces diverses fonctions serviront à introduire les paramètres caractéristiques usuels d'un canal de transmission comme la bande de cohérence et l'étalement des retards. Bien que ces notions soient largement répandues, il nous a paru utile d'en rappeler les principales définitions et leurs domaines d'applications et de les illustrer par quelques exemples.

I.1 Fonctions de Bello

Dans la suite de ce chapitre, la variable t est associée au temps absolu, la variable τ au retard par rapport à une référence de temps, f à la fréquence du signal et ν au décalage de fréquence dû à l'effet Doppler et qui sera appelé par la suite fréquence Doppler ou décalage Doppler.

1.1.1 Réponse impulsionnelle complexe du canal $h(t, \tau)$

Soit $e(t)$ le signal d'entrée et $s(t)$ le signal à la sortie du canal. Les quantités $e(t)$ et $s(t)$ sont reliées par la relation

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_r(t, \tau) e(t - \tau) d\tau. \quad (1.1)$$

Cette fonction h_r peut donc être interprétée comme étant la réponse du canal au temps t à une impulsion injectée à l'entrée τ secondes auparavant. On sera cependant souvent amené à mesurer la réponse du canal à une impulsion modulée autour de la fréquence porteuse f_c et dont la bande passante utile reste bien inférieure à f_c . Il sera donc beaucoup plus commode de translater tous les signaux vers les basses fréquences en introduisant la notion d'enveloppe complexe. Dans ce cas, on pourra poser :

$$s(t) = R_e[z(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (1.2)$$

$$e(t) = R_e[u(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (1.3)$$

$u(t)$ et $z(t)$ étant respectivement les enveloppes complexes des signaux d'entrée et de sortie, $R_e[\]$ désignant la partie réelle de $[\]$. De façon similaire, on introduit la réponse impulsionnelle complexe $h(t, \tau)$ du canal, les signaux complexes d'entrée et de sortie étant reliés par l'intégrale de convolution suivante :

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) u(t - \tau) d\tau \quad (1.4)$$

Dans la terminologie anglo-saxonne, $h(t, \tau)$ est appelée "input delay spread function". Le terme "input" a été introduit pour bien mettre en évidence que le retard τ est associé au port d'entrée du canal.

Cette fonction complexe $h(t, \tau)$ peut être directement déduite des mesures effectuées dans le domaine temporel par un sondeur de canal large bande.

I.1.2 Fonction de transfert dépendante du temps $H(f, t)$

Cette fonction $H(f,t)$ correspond à l'enveloppe complexe du signal reçu lorsque le canal est excité, à un instant t , par une sinusoïde pure de fréquence variable f . Si on appelle $U(f)$ la transformée de Fourier de l'enveloppe complexe du signal d'entrée $u(t)$, le signal de sortie $z(t)$ est donné par :

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f,t)U(f)\exp(j2\pi ft)df \quad (1.5)$$

Les fonctions h et H sont donc elles-mêmes reliées par transformée de Fourier :

$$h(t,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f,t)\exp(j2\pi f\tau)df. \quad (1.6)$$

Il faut également noter que $H(f,t)$ est mesurable à l'aide d'un analyseur de réseau si une liaison filaire peut être réalisée entre les antennes d'émission et de réception.

I.1.3 Fonction de dispersion $S(\tau, \nu)$: retard-étalement Doppler

Pour un retard donné τ , cette fonction donne des informations sur le décalage Doppler associé ν donc, si le mobile se déplace dans un canal stationnaire, sur la direction d'arrivée des rayons. Cette fonction est définie par :

$$z(t) = \int \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau,\nu)u(t-\tau)\exp(j2\pi\nu t)d\nu d\tau \quad (1.7)$$

En exprimant $z(t)$ successivement en fonction de $S(\tau,\nu)$ et de $h(t,\tau)$, on montre facilement que S et h vérifient la relation

$$h(t,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau,\nu)\exp(j2\pi\nu t)d\nu \quad (1.8)$$

$h(t,\tau)$ et $S(\tau,\nu)$ sont donc reliés par transformée de Fourier par rapport aux variables ν et t , la variable commune étant le retard τ . On peut s'étonner à première vue qu'une transformée de Fourier par rapport au temps t mène à l'espace des décalages Doppler et non au domaine

fréquentiel f . Ceci est du au fait qu'un changement des caractéristiques du canal en fonction du temps t provoque un effet Doppler tandis qu'au contraire, c'est la réponse impulsionnelle du canal à un instant déterminé et en fonction du retard τ qui détermine son spectre.

Cette fonction S présente donc l'avantage de mettre clairement en évidence les caractéristiques de dispersion du canal en termes de retard et de décalage Doppler. Elle est cependant rarement utilisée pour calculer le signal de sortie connaissant le signal d'entrée, puisque cela nécessite le calcul d'une intégrale double.

I.1.4 Fonction d'étalement Doppler en sortie: $D(f, \nu)$

Si $Z(f)$ et $U(f)$ désignent, comme précédemment, les transformées de Fourier dans le domaine fréquentiel des enveloppes complexes des signaux de sortie $z(t)$ et d'entrée $u(t)$ la fonction $D(f, \nu)$ est définie par :

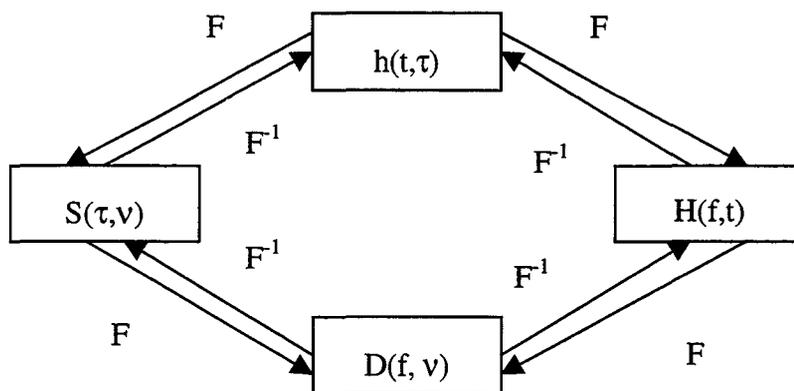
$$Z(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(f-\nu)D(f-\nu, \nu)d\nu \quad (1.9)$$

La fonction D caractérise le canal dans le domaine $f-\nu$ et correspond donc à la réponse spectrale du canal associée à une fréquence décalée de ν Hertz par rapport à la fréquence injectée f . Le décalage Doppler est celui observé à la sortie du canal, ce qui justifie l'appellation de cette fonction. Il faut enfin noter que $H(f, t)$ et $S(\tau, \nu)$ sont reliées à $D(f, \nu)$ par transformée de Fourier.

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} D(f, \nu)\exp(j2\pi\nu t)d\nu \quad (1.10)$$

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} D(f, \nu)\exp(j2\pi f \tau)df \quad (1.11)$$

Ces diverses relations de Fourier entre les quatre fonctions de Bello sont représentées de façon synthétique et usuelle de la façon suivante.



Un exemple basé sur le modèle à deux rayons permet d'illustrer ces différentes fonctions. La configuration géométrique est représentée sur la figure I-1. Le récepteur est situé initialement à une distance de 12 m de l'émetteur et un plan métallique parfaitement réflecteur est placé à une distance transversale de 16 m du rayon direct. L'angle que font les rayons direct et réfléchi est donc d'environ 110° . Les diverses fonctions définies dans les paragraphes précédents sont également représentées sur la figure I-1. Afin de s'affranchir de la vitesse du mobile, la réponse impulsionnelle h est définie dans l'espace distance-retard, de même la fonction de transfert H dans l'espace fréquence-distance. L'analyse est effectuée sur une bande passante de 150 MHz centrée sur 2.42 GHz. Pour tracer ces différentes courbes, on a supposé que le récepteur se déplace sur une distance de 2 m soit 16λ . On peut noter, par exemple, sur la cartographie couleur de $h(d, \tau)$ les temps de propagation des deux impulsions arrivant respectivement aux instants 40 ns et 120 ns. Si on envisage maintenant la fonction de dispersion S qui relie habituellement le retard τ de l'impulsion à la fréquence Doppler associée, le fait de s'affranchir du facteur vitesse mène à la valeur de l'angle d'arrivée Θ du rayon réfléchi par rapport à l'axe de déplacement du mobile. On peut noter sur la représentation de S , donnée également sur la Figure I-1, les directions d'arrivée du rayon direct et celle du rayon réfléchi qui sont respectivement de 180° et 110° .

Remarque :

Le canal étant variable dans le temps, une description statistique complète nécessite le calcul des densités de probabilité associées aux quatre fonctions de Bello précédentes et dans

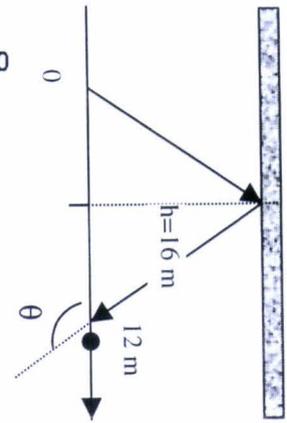
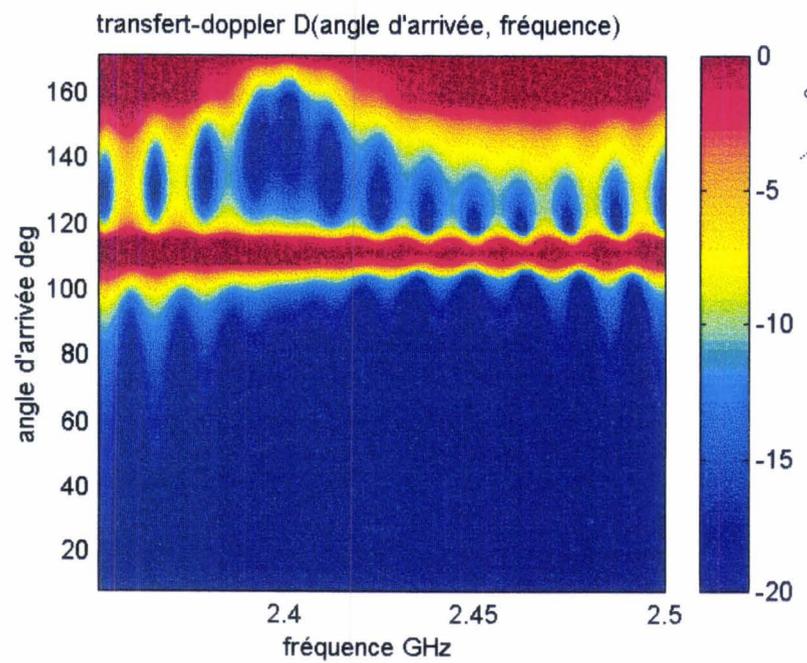
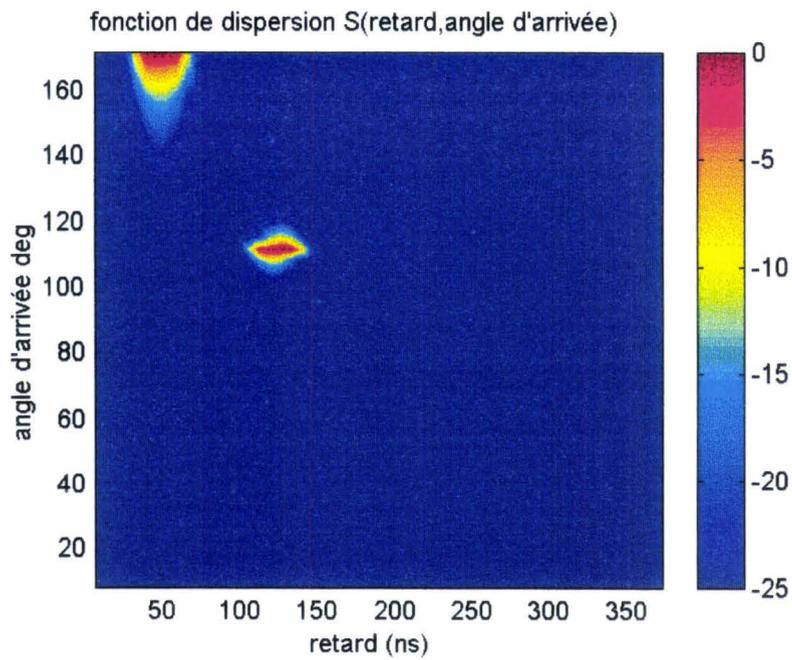
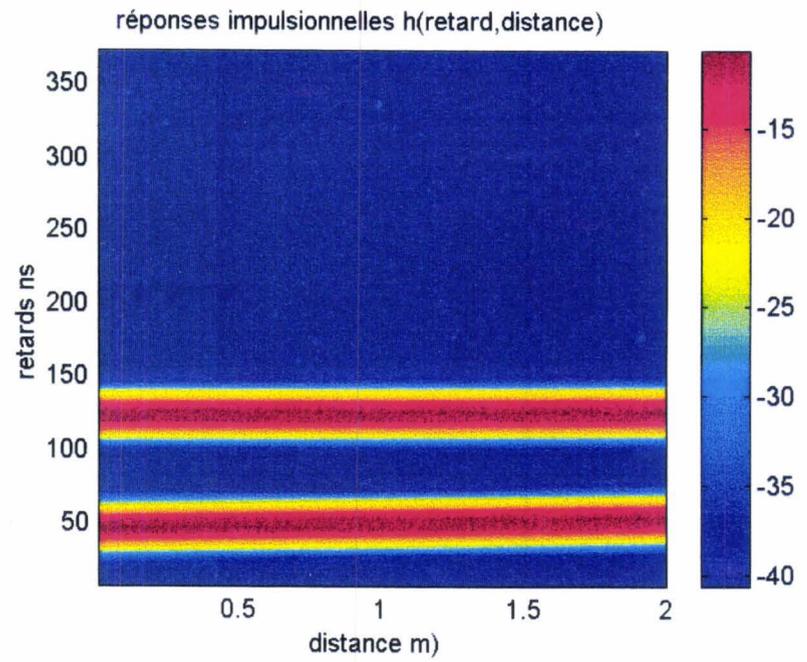
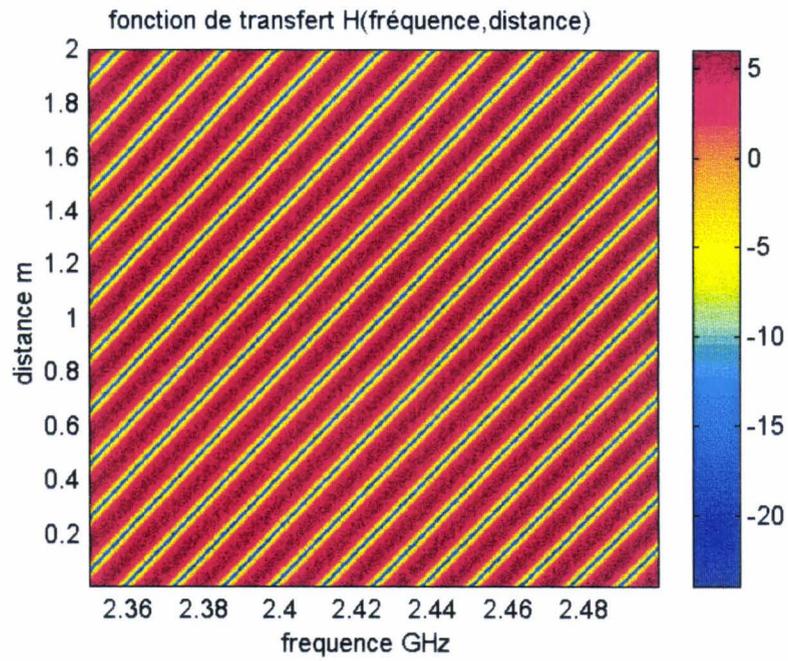


Figure I.1

un espace multidimensionnel (temps, retard, fréquence, Doppler) ce qui n'est pas une tâche aisée.

Une approche certes moins exhaustive mais beaucoup plus pratique, consistera à déterminer les fonctions de corrélation des fonctions de Bello et à en déduire des paramètres caractéristiques du canal. De plus, des hypothèses simplificatrices supplémentaires seront introduites en faisant certaines hypothèses sur le canal telles que sa stationnarité.

I.2 Hypothèses sur la stationnarité du canal. Rappel de quelques propriétés

I.2.1 Processus stationnaire au sens strict

Beaucoup de processus aléatoires présentent comme propriété d'avoir des caractéristiques statistiques invariantes dans le temps. Si on envisage par exemple un processus aléatoire $X(t)$, les variables aléatoires obtenues en observant le processus aux temps t_1, t_2, \dots seront notées $X(t_1), X(t_2), \dots$

La fonction de distribution jointe F de cet ensemble est donc $F_{X(t_1), \dots, X(t_k)}(x_1, \dots, x_k)$. Supposons maintenant que tous les instants d'observation soient décalés de la même quantité Δt . On obtiendra une nouvelle fonction de distribution jointe $F_{X(t_i + \Delta t)}$. Le processus aléatoire est dit stationnaire au sens strict si les deux fonctions de distribution jointes définies précédemment sont égales, donc si la distribution jointe ne dépend pas du choix de l'origine des temps.

On en déduit que la fonction de distribution du 1^{er} ordre et que la valeur moyenne d'un processus stationnaire sont indépendantes du temps :

$\mu_x(t) = E[X(t)] = \mu_x$ quelque soit t et où E désigne l'espérance mathématique.

De même, la fonction de distribution du deuxième ordre et les fonctions d'autocorrélation R_x et d'autocovariance C_x ne dépendent que de l'intervalle de temps Δt .

$$R_x(t_1, t_2) = R_x(t_2 - t_1) \quad (1.12)$$

$$C_x(t_1, t_2) = E[(X(t_1) - \mu_x)(X(t_2) - \mu_x)] \quad (1.13)$$

D'où :

$$C_x(t_1, t_2) = R_x(t_2 - t_1) - \mu_x^2 \quad (1.14)$$

I.2.2 Processus stationnaire au sens large

Dans la plupart des cas pratiques, il sera difficile de vérifier si un canal est stationnaire au sens strict. Par contre, on peut déterminer plus facilement la valeur moyenne et la fonction d'autocorrélation d'une observable associée à ce canal.

Si ces deux quantités vérifient les conditions précédentes, on dira que le canal est stationnaire au sens large. On conçoit donc que cette approche ne puisse être utilisée que pour l'étude des variations rapides du signal pouvant se produire dans une zone très limitée de l'espace ou du temps, afin que la valeur moyenne puisse être indépendante du temps. Ces aspects seront illustrés lors des applications qui seront décrites dans les autres chapitres.

I.3 Fonctions de corrélation caractérisant le canal

I.3.1. Stationnarité dans le domaine du temps t

Désignons de façon générale par R l'opération de corrélation. Si celle-ci porte sur la fonction $h(t, \tau)$, elle sera notée R_h et se calcule de la façon suivante :

$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) = E[h^*(t_1, \tau_1)h(t_2, \tau_2)] \quad (1.15)$$

Le complexe conjugué, noté $*$, intervient dans cette expression puisque la fonction h est une fonction complexe.

Si, comme nous le supposons dans toute la suite, le canal est stationnaire au sens large dans le domaine du temps (« Wide Sense Stationary WSS »), R_h ne dépendra que de l'intervalle de temps $\Delta t = t_2 - t_1$. On posera donc :

$$R_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2) = E[h^*(t, \tau_1)h(t + \Delta t, \tau_2)] \quad (1.16)$$

le choix de l'instant t étant dans ce cas arbitraire.

On peut étudier les conséquences de l'hypothèse de stationnarité du canal dans le domaine temporel sur les distributions statistiques dans le domaine des fréquences Doppler qui en est l'espace dual comme nous l'avons signalé précédemment.

Compte tenu des relations de Fourier liant $h(t,\tau)$ et la fonction retard-étalement Doppler $S(\tau,v)$ on montre facilement que leurs fonctions de corrélation vérifient l'équation suivante :

$$R_S(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = \int \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) \exp(j2\pi(\nu_1 t_1 - \nu_2 t_2)) dt_1 dt_2 \quad (1.17)$$

En introduisant l'hypothèse de stationnarité sur R_h , on obtient :

$$R_S(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi t_1(\nu_1 - \nu_2)) dt_1 \\ \dots \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2) \exp(-j2\pi \nu_2 \Delta t) d(\Delta t) \quad (1.18)$$

On remarque que le premier terme correspond à la fonction de Dirac $\delta(\nu_1 - \nu_2)$. Cela signifie donc que des signaux arrivant avec des décalages Doppler différents ne sont pas corrélés. La deuxième intégrale étant une transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation R_h , elle correspond, d'après le théorème de Wiener-Khinchine, à la densité spectrale de puissance "croisée" de $h(t, \tau_1)$ et $h(t, \tau_2)$ notée $P_s(\tau_1, \tau_2, \nu_2)$

Par la suite, la fonction R_S sera donc notée pour ce canal

$$R_S(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = P_s(\tau_1, \tau_2, \nu_2) \delta(\nu_2 - \nu_1) \quad (1.19)$$

On pourrait montrer de même que la fonction de corrélation correspondant à l'étalement Doppler en sortie s'écrit

$$R_D(f_1, f_2, \nu_1, \nu_2) = P_D(f_1, f_2, \nu_2) \delta(\nu_2 - \nu_1) \quad (1.20)$$

où P_D est une densité spectrale de puissance "croisée".

I.3.2 Stationnarité dans le domaine des fréquences f

Les simplifications qui ont été faites précédemment étaient basées sur la stationnarité dans l'espace des temps et ne peuvent pas directement s'appliquer à la fonction $H(f,t)$. On est donc amené à faire une hypothèse supplémentaire qui est celle de "diffractions non corrélées" ou "Uncorrelated Scattering : U.S." Si un canal vérifie cette condition, par définition les signaux arrivant avec des retards différents ne sont pas corrélés.

On avait vu précédemment qu'un canal stationnaire dans le temps entraînait une décorrélation dans l'espace des décalages Doppler. Par dualité, un canal présentant une décorrélation dans l'espace des retards sera stationnaire au sens large dans le domaine des fréquences.

On aurait donc pu dire également que l'hypothèse qui vient d'être faite, traduit un canal dont les caractéristiques du second ordre sont invariantes si l'on effectue une translation de fréquence, tout au moins à l'intérieur de la bande passante qui nous intéresse. Cependant, l'usage veut qu'un tel canal soit appelé "U.S.", ce choix étant basé sur le fait que toutes les caractéristiques sont précisées dans le domaine temporel.

Dans ce cas, les fonctions de corrélation de $D(f,\nu)$ et $H(f,t)$ associées à deux fréquences f_1 et f_2 ne vont plus dépendre que de l'intervalle de fréquence $f_2 - f_1 = \Delta f$.

On aura donc : $R_H(f_1, f_2, t_1, t_2) = R_H(\Delta f, t_1, t_2)$

De même : $R_D(f_1, f_2, \nu_1, \nu_2) = R_D(\Delta f, \nu_1, \nu_2)$ (1.21)

Enfin, la double transformée de Fourier qui relie de façon générale $R_S(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2)$

et $R_D(f_1, f_2, \nu_1, \nu_2)$ mène, compte tenu de l'hypothèse de stationnarité en fréquence, à :

$$R_S(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi f_1(\tau_1 - \tau_2)) df_1 \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta f, \nu_1, \nu_2) \exp(-j2\pi \tau_2 \Delta f) d(\Delta f) \quad (1.22)$$

On remarque bien qu'il n'y a de corrélation que si $\tau_1 = \tau_2$ donc que la stationnarité en fréquence correspond à une non-corrélation entre les signaux arrivant avec des retards différents. On posera donc :

$$R_S(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = P_S(\tau_1, \nu_1, \nu_2) \delta(\tau_2 - \tau_1) \quad (1.23)$$

On pourrait montrer de même que :

$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) = P_h(t_1, t_2, \tau_2) \delta(\tau_2 - \tau_1) \quad (1.24)$$

I.3.3. Canal stationnaire au sens large et diffuseurs non corrélés ("WSSUS")

Dans les deux paragraphes précédents, on a utilisé successivement l'hypothèse de stationnarité (WSS) et de non-corrélation (US). On peut combiner ces deux hypothèses pour la plupart des canaux radio mobiles et arriver ainsi au canal dit WSSUS. Ceci revient donc à supposer que le canal est stationnaire dans le domaine des temps et des fréquences.

Dans ce cas, les fonctions de corrélation ne dépendront plus que des écarts en temps Δt ou en fréquence Δf et s'écriront :

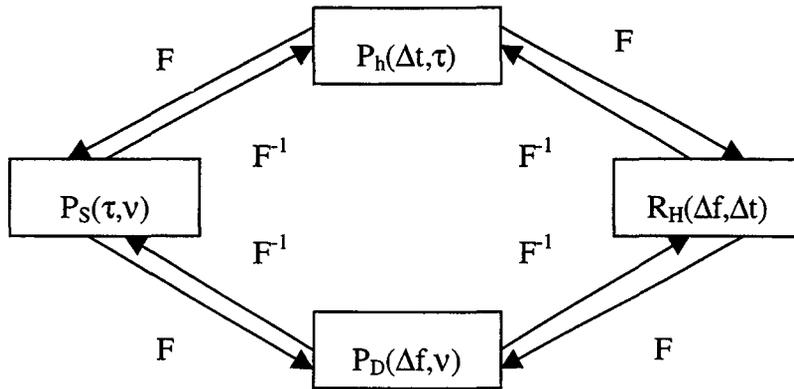
$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) = P_h(\Delta t, \tau_2) \delta(\tau_2 - \tau_1) \quad (1.25)$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = P_S(\tau_1, \nu_1) \delta(\tau_2 - \tau_1) \delta(\nu_2 - \nu_1) \quad (1.26)$$

$$R_D(f_1, f_2, \nu_1, \nu_2) = P_D(\Delta f, \nu_1) \delta(\nu_1 - \nu_2) \quad (1.27)$$

$$R_H(f_1, f_2, t_1, t_2) = R_H(\Delta f, \Delta t) \quad (1.28)$$

Dans les différentes expressions des fonctions P, les variables τ_1, τ_2 et ν_1 seront simplement notées par la suite τ et ν , compte tenu du produit de ces fonctions par la fonction de Dirac. Le nombre de variables dans les quatre fonctions de corrélation a donc été réduit de 4 à 2. La connaissance des trois densités spectrales de puissance croisées P_h, P_S et P_D suffisent pour déterminer immédiatement les trois fonctions de corrélation correspondantes. C'est la raison pour laquelle ces fonctions P seront quand même appelées "fonctions de corrélation" bien que ce ne soit pas correct au sens strict. Les correspondances par transformée de Fourier de ces diverses quantités sont indiquées ci-après pour le canal WSSUS.



I.4 Etalement des retards et des fréquences Doppler

I.4.1 Etalement des retards

On a vu que la fonction de corrélation de la réponse impulsionnelle du canal est :

$$R_h(t, t+\Delta t, \tau_1, \tau_2) = P_h(\Delta t, \tau_2) \delta(\tau_2 - \tau_1) \quad (1.29)$$

et a été notée $P_h(\Delta t, \tau)$.

Δt correspond donc à l'intervalle de temps entre deux mesures ou à un déplacement du mobile pendant le temps Δt . Si $\Delta t = 0$, on écrira simplement $P_h(\tau)$ qui prend une signification particulière puisque :

$$P_h(\tau) = P_h(0, \tau) = E[h^*(0, \tau)h(0, \tau)] = E[|h(0, \tau)|^2] \quad (1.30)$$

Cette notation, largement utilisée, peut quelque fois paraître ambiguë puisque le temps t ne figure pas directement. Pour bien interpréter l'équation ci-dessus, il aurait été préférable d'écrire :

$$P_h(\tau) = P_h(t, \Delta t = 0, \tau) = E[|h(t, \Delta t = 0, \tau)|^2] \quad (1.31)$$

$P_h(\tau)$ correspond donc à la densité moyenne de puissance en fonction du retard τ . Il est appelé dans la littérature anglo-saxonne : "delay power spectrum" ou "multipath intensity profile".

La densité de puissance a donc été moyennée en fonction du temps ou, si on envisage N mesures successives associées à un mobile se déplaçant, elle correspond à une valeur moyenne dans une zone donnée :

$$P_h(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N P_{h_n}(\tau) \quad (1.32)$$

$P_h(\tau)$ est donc aussi appelé "average delay profile" ([Gibson,96]). Il est intéressant d'introduire deux moments statistiques pour caractériser de façon simple le canal. C'est le retard moyen τ_m et l'étalement des retards ("rms delay spread") σ_τ ([Saunders,99], [Haykin,94]).

τ_m est défini comme étant le moment central du 1^{er} ordre de $P_h(\tau)$.

$$\tau_m = \frac{\int_0^{\infty} \tau \cdot P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (1.33)$$

L'étalement des retards correspondant au moment central du 2^{ème} ordre

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\int_0^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 \cdot P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (1.34)$$

Pratiquement, seule une partie de $P_h(\tau)$ est représentative des multi-chemins et il faut éviter dans le calcul de σ_τ d'intégrer la partie ne correspondant qu'au bruit ([Rossi, 99]). On doit donc se définir un seuil P_0 minimum en dessous duquel on impose $P_h(\tau)$ nul. Ce seuil est associé au bruit du système de mesures et d'acquisition numérique. A titre d'exemple sur la figure I-2 est tracée la réponse impulsionnelle mesurée en bâtiment et les valeurs de τ_m et σ_τ calculées pour différents seuils sont résumées dans le tableau ci-après ([Liénard, 99]).

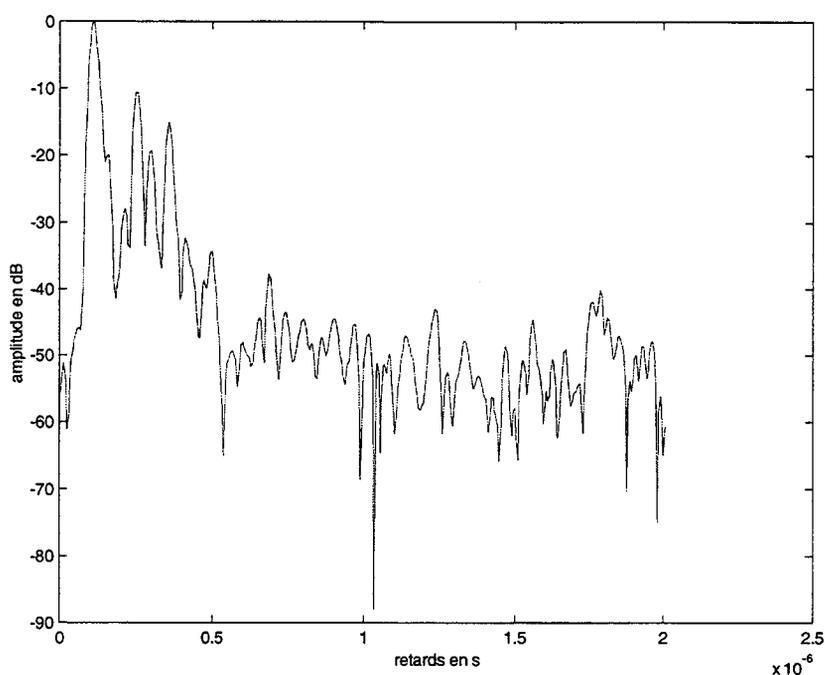


Figure I-2 :Réponse impulsionnelle en bâtiment

| Seuil P_0 en dB | -10 | -15 | -20 | -40 | -50 |
|--------------------|------|------|------|-----|-----|
| τ_m (ns) | 10.5 | 48.3 | 87.6 | 112 | 151 |
| σ_τ (ns) | 5.3 | 57.5 | 88 | 104 | 193 |

Tableau I.1 : Rôle du seuil sur les valeurs calculées des caractéristiques d'étalement

Ces résultats font apparaître une forte dépendance entre le facteur d'étalement des retards et le seuil choisi. Compte tenu de l'allure de la réponse impulsionnelle représentée figure I-2, on remarque que le niveau de bruit doit vraisemblablement se situer à environ 45 dB en dessous de la valeur maximum du signal. Si on choisit un seuil de -50 dB, l'augmentation du facteur d'étalement n'a plus de justification physique. Les caractéristiques du canal ne pourront être calculées qu'en accord avec les performances du système de mesures. Il faut également souligner que le choix d'un seuil très faible tend à augmenter le poids des retards importants, même de faible amplitude. Le choix du seuil devra donc aussi être adapté à la sensibilité du système de communication aux trajets multiples et, dans cette optique, le retard maximum pour une atténuation donnée est aussi une donnée importante.

1.4.2 Étalement du spectre Doppler

On a vu que les fonctions de corrélation $R_H(\Delta f, \Delta t)$ et $P_D(\Delta f, \nu)$ sont reliées par transformée de Fourier. Envisageons le cas particulier où $\Delta f = 0$, ce qui correspond donc pratiquement à l'émission d'une fréquence sinusoïdale pure. Dans ce cas :

$$P_D(0, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(0, \Delta t) \exp(-j2\pi\nu\Delta t) d(\Delta t) \quad (1.35)$$

Afin de simplifier les notations, on pose :

$$P_D(\nu) = P_D(0, \nu)$$

qui correspond à la densité spectrale de puissance Doppler associée aux décalages en fréquence du signal dus au mouvement des antennes ou des objets en leurs voisinages. Pour mesurer $R_H(\Delta f = 0, \Delta t)$ il suffit d'émettre une fréquence pure ($\Delta f = 0$) et de déterminer la fonction d'autocorrélation du signal reçu en fonction du temps. La densité spectrale de puissance Doppler en est déduite par transformée de Fourier de cette fonction d'autocorrélation. Une autre façon de procéder est basée sur les propriétés des transformées de Fourier et des fonctions d'autocorrélation.

En effet :

$$P_D(f, f+\Delta f, \nu) = E [|D(f, \nu)|^2] \text{ si } \Delta f = 0. \quad (1.36)$$

Or
$$D(f, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, t) \exp(-j2\pi\nu t) dt \quad (1.37)$$

Pour calculer $P_D(\nu)$ on peut donc aussi enregistrer la variation de la fonction de transfert complexe du canal en fonction du temps $H(f, t)$ lorsqu'on émet une fréquence pure, prendre sa transformée de Fourier puis son module au carré, le moyennage sur un grand nombre de mesures donnant accès à $P_D(\nu)$.

On caractérise également l'étalement Doppler par la valeur moyenne ν_m et l'écart type σ_ν . Si le récepteur est immobile dans un environnement où les réflecteurs en mouvement sont

distribués spatialement de façon complètement aléatoire, la valeur moyenne du décalage Doppler sera nulle. Sinon, le facteur d'étalement Doppler σ_v sera donné de façon générale par :

$$\sigma_v^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (v - v_m)^2 P_D(v) dv}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_D(v) dv} \quad (1.38)$$

I.4.3 Bande de cohérence et étalement des retards

Il existe diverses définitions de la bande de cohérence, ce qui mène quelquefois à des confusions si on souhaite relier la valeur de cette bande à d'autres caractéristiques du canal telles que l'étalement des retards σ_τ ([Pahlavan, 95], [Saunders, 99]). Nous avons donc trouvé utile de rappeler brièvement les deux définitions les plus usuelles ainsi que leur relation avec σ_τ .

a) Bande de cohérence définie à partir de la fonction de corrélation $R_H(\Delta f, \Delta t)$.

Le canal est caractérisé dans le domaine fréquentiel par sa fonction de transfert complexe $H(f,t)$ et par la fonction de corrélation associée $R_H(\Delta f, \Delta t)$. La fonction $H(f,t)$ pouvant être considérée comme étant le résultat de la réalisation d'un processus aléatoire, on introduit un coefficient de corrélation d'enveloppe $\rho_e(\Delta f, \Delta t)$ de la façon suivante ([Kim, 96], [Fleury, 96]):

$$\rho_e(\Delta f, \Delta t) = \frac{|R_H(\Delta f, \Delta t) - E|H|^*|E|H||}{|E|H|^*|E|H||} \quad (1.39)$$

Ce coefficient est souvent normalisé de la façon suivante :

$$\rho_{en}(\Delta f, \Delta t) = \rho_e(\Delta f, \Delta t) / \rho_e(0,0) \quad (1.40)$$

La bande de cohérence B_{CE} est la valeur de Δf pour laquelle le coefficient d'enveloppe calculé pour $\Delta t = 0$, donc $\rho_{en}(\Delta f, 0)$, prend une valeur c ($c < 1$). Si cette valeur c prédéterminée est faible, cette bande correspond donc à l'écart en fréquence tel que les amplitudes des deux composantes fréquentielles deviennent décorréliées.

Il existe de nombreux choix possibles pour c puisque ce coefficient va traduire la valeur de B_{CE} à partir de laquelle les performances du système, occupant une bande de fréquences B_P , seront fortement affectées par la déformation du signal. La sensibilité du système à cette distortion dépend entre autres des techniques de modulation et de démodulation employées. On trouve donc couramment des choix de c égaux à 0.9, 0.75, 0.5 et même, pour des systèmes robustes 0.4.

Nous avons vu précédemment que la fonction de corrélation $R_H(\Delta f, \Delta t)$ était reliée à la densité spectrale de puissance $P_h(\Delta t, \tau)$ par une relation de Fourier. R_H et P_h ont été caractérisées respectivement par la bande de cohérence B_{CE} et l'étalement des retards σ_τ . Cependant, compte tenu des relations d'incertitude entre les transformées de Fourier, il n'est pas possible de trouver de relation liant B_{CE} et σ_τ car celle ci dépend de la fonction du transfert du canal.

Fleury, [Fleury,96], a montré d'une façon générale que B_{CE} et σ_τ doivent vérifier l'inégalité suivante

$$B_{CE} \geq \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \text{Arccos } c \quad (1.41)$$

Si on choisit comme valeur particulière de c la valeur 0.75, cette inégalité devient :

$$B_{CE} \geq \frac{0.72}{2\pi\sigma_\tau} \quad (1.42)$$

Fleury a montré également que cette inégalité ne se transforme en égalité que si la réponse impulsionnelle du canal ne comporte que deux raies d'égale amplitude, donc de la forme $\delta(t-\tau_1) + \delta(t-\tau_2)$, σ_τ étant dans ce cas égal à $(\tau_2 - \tau_1)/2$.

Ceci est illustré sur la figure I-3 où la fonction $B_{CE}=f(\sigma_\tau)$, correspondant à l'égalité de l'équation (1.42), est tracée. Pour différentes valeurs de retard entre les rayons, la bande de cohérence et l'étalement des retards ont été calculés. Les points situés sur la courbe correspondent au modèle à deux rayons de même amplitude (*) tandis que les points notés (o) ont été obtenus en supposant que les rayons ont des amplitudes différentes, valant respectivement 1 et 0.5. On remarque que, dans ce dernier cas, tous les points sont bien situés au dessus de la courbe limite.

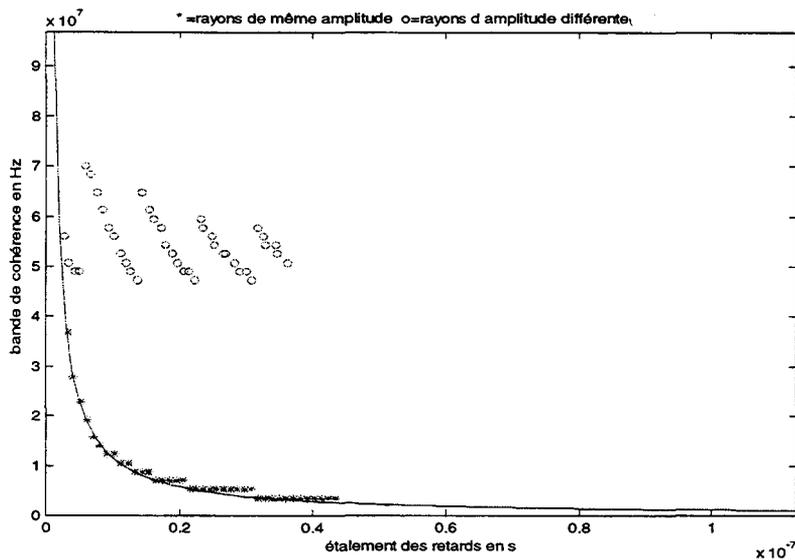


Figure I-3 : Bande de cohérence en fonction de l'étalement des retards
 o : rayons d'amplitude respective 1 et 0.5 / * : rayons d'amplitude égale

b) Bande de cohérence définie à partir de l'enveloppe de la fonction de transfert $H(f,t)$

Une autre possibilité pour introduire une bande de cohérence dans le domaine fréquentiel est de partir de l'enveloppe, donc du module, de la fonction de transfert du canal $|H(f, t)|$. Un coefficient de corrélation ρ_c est ainsi défini par

$$\rho_c(\Delta f) = E\{H(f + \Delta f)H^*(f)\} \quad (1.43)$$

le coefficient normalisé ρ étant donné par ([Lee,82],[Saunders,99])

$$\rho = \rho_c(\Delta f) / \rho_c(0) \quad (1.44)$$

On peut introduire comme précédemment, une bande de cohérence, notée B_c , comme étant la valeur de Δf telle que le coefficient normalisé devienne égal à une valeur c . Compte tenu de cette définition, divers auteurs ont essayé de trouver une relation entre la bande de cohérence B_c et l'étalement des retards. Pour cela, il faut se donner à priori une fonction de transfert et

une des hypothèses les plus fréquentes est de supposer que, dans le domaine temporel, chaque signal reçu a une amplitude unité et que la probabilité $p(\tau)$ de recevoir un signal avec un

retard τ est :

$$p(\tau) = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \exp(-\tau/\sigma_\tau) \quad (1.45)$$

où σ_τ est l'étalement des retards. On peut évidemment se demander si un tel modèle est réaliste puisqu'on a supposé que tous les rayons, arrivant avec des retards différents, ont une amplitude identique. On peut également prendre comme hypothèse, une décroissance par exemple exponentielle, de l'amplitude des signaux en fonction du retard. Néanmoins les résultats obtenus avec cette hypothèse de distribution des retards mènent souvent à des résultats théoriques "proches" des résultats expérimentaux. On montre que dans ce cas, [Jakes,94], le facteur de corrélation ρ est relié à l'étalement des retards par la relation :

$$\rho(\Delta f, 0) = \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f)^2 \sigma_\tau^2} \quad (1.46)$$

Si on définit la bande de cohérence B_C pour un coefficient $c = 0.5$ ou $c = 0.75$, la relation précédente reliant B_C et σ_τ devient :

$$B_C = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \text{ pour } c = 0.5 \text{ et } B_C = \frac{0.6}{2\pi\sigma_\tau} \text{ pour } c = 0.75 \quad (1.47)$$

A titre d'exemple, la figure I-4 représente le coefficient de corrélation d'enveloppe en fonction de la séparation en fréquence Δf pour le modèle à deux rayons décrit précédemment et correspondant à $\sigma_\tau = 40$ ns. On en déduit une bande de cohérence de 4 MHz pour un coefficient de 0.75, la formule (1.47) menant à $B_C = 2.4$ MHz.

Remarque : Il faut noter que la relation d'incertitude de Fleury, définie par l'équation (1.42) ne peut plus s'appliquer directement. En effet, les deux quantités B_C et σ_τ ne sont plus associées à des fonctions reliées par des transformées de Fourier. Si on souhaitait obtenir une relation d'incertitude identique à celle introduite précédemment, il faudrait calculer la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation du module de l'enveloppe complexe

du signal (qui ne correspond plus dans ce cas à la densité spectrale de puissance) et calculer la racine carrée du moment central du 2^{ème} ordre pour en déduire un coefficient S_τ (qui ne correspond pas non plus à l'étalement des retards). Ce coefficient S_τ et B_C vérifieraient la relation d'incertitude.

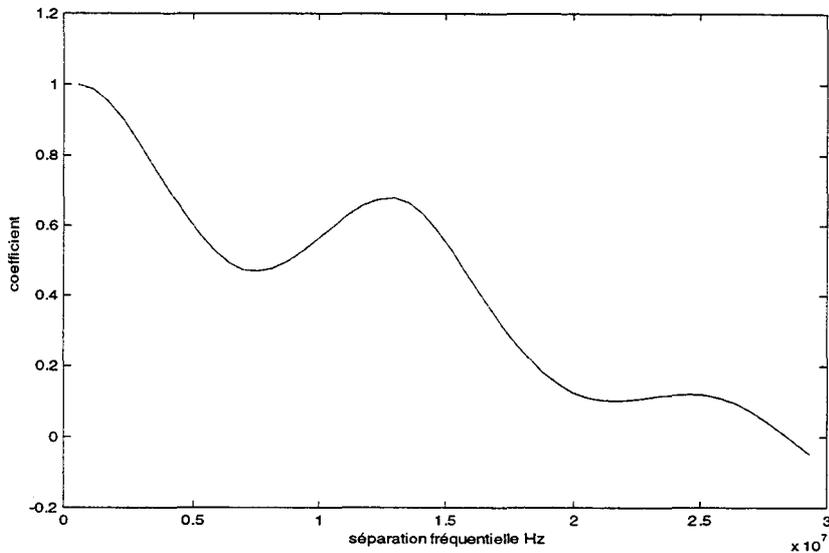


Figure I-4 : coefficient de corrélation fréquentielle

I.4.4 Etalement Doppler et temps de cohérence du canal

On avait introduit précédemment la fonction densité spectrale de puissance Doppler $P_D(\nu)$. On définira l'étalement du spectre Doppler ν_{rms} comme étant le moment central d'ordre 2 associé à la fonction P_D ("r.m.s. Doppler spread"). Il est donc défini d'une façon tout à fait similaire à l'étalement des retards ([Anderson, 98]). Cependant, pour un système de transmission, on préfère quelquefois définir l'étalement Doppler de façon absolue, c'est à dire l'écart maximum de fréquences que l'on peut observer, l'amplitude minimum des raies étant située par exemple 30 dB ou 40 dB en dessous du niveau maximum.

Cet étalement Doppler traduit dans le domaine temporel, la non stationnarité du canal en fonction du temps. En particulier, une distortion du signal émis sera due à cet effet si les caractéristiques du canal se modifient dans un intervalle de temps T_C inférieur à la durée d'un bit. Cette durée T_C est appelée le temps de cohérence du canal et est définie de façon similaire à la bande de cohérence. En effet, on a introduit un coefficient de corrélation d'enveloppe

associée à la fonction de transfert du canal : $\rho(\Delta f, \Delta t)$. Le temps de cohérence correspondra à la valeur de Δt , pour $\Delta f = 0$, telle que ρ prenne une valeur particulière égale à c .

T_C est donc défini par :

$$\rho(0, T_C) = c$$

où c est choisi habituellement égal à 0.7

Il n'est pas non plus possible de trouver une relation liant l'étalement maximum Doppler v_{\max} et T_C mais si on suppose un canal dont les caractéristiques sont décrites par l'équation (1.45), on montre que v_{\max} et T_C vérifient l'équation :

$$T_C \approx \frac{1}{2\pi v_{\max}} \quad (1.48)$$

Une application numérique fait apparaître immédiatement que si les débits sont supérieurs à quelques kb/s, le canal pourra souvent être considéré comme non dispersif en fonction du temps.

L'étalement Doppler (ou le temps de cohérence) donnant une indication sur la rapidité d'apparition des évanouissements dans le canal, sa connaissance sera utile pour la spécification de certaines caractéristiques techniques du récepteur telles que le contrôle automatique de gain et la récupération de phase.

Compte tenu des relations liant la densité de puissance de spectre Doppler et la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal, il est possible d'établir des relations liant les caractéristiques des évanouissements du signal dans le domaine fréquentiel et l'étalement Doppler maximum v_{\max} .

Si on envisage un intervalle de temps tel que A_{rms} soit l'amplitude quadratique moyenne du signal reçu et A une amplitude seuil que l'on se fixe, il est intéressant de connaître le nombre moyen N d'évanouissements par seconde, correspondant à une atténuation du signal d'un facteur $a_n = A/A_{\text{rms}}$. Si l'amplitude du signal en bande étroite suit une distribution de Rayleigh, on montre que $N(a_n)$ est donné par :

$$N(a_n) = \sqrt{2\pi} v_{\max} a_n \exp(-a_n^2) \quad (1.49)$$

De même la durée moyenne d'un évanouissement de profondeur supérieure ou égale à a_n est :

$$\tau(a_n) = \frac{\exp(a_n^2) - 1}{a_n v_{\max} \sqrt{2\pi}} \quad (1.50)$$

Afin de s'affranchir de la valeur de v_{\max} , les fonctions précédentes sont souvent normalisées et on introduit donc les fonctions $N(a_n) \cdot v_{\max}$ et $\tau(a_n)/v_{\max}$ qui sont tracées respectivement sur les figures I-5 et I-6.

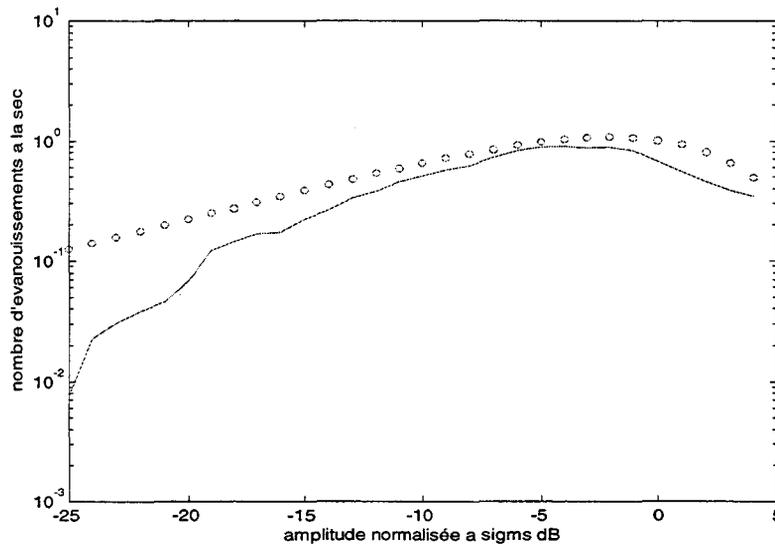


Figure I-5 : Nombre normalisé d'évanouissements par seconde : o théorie / - expérience

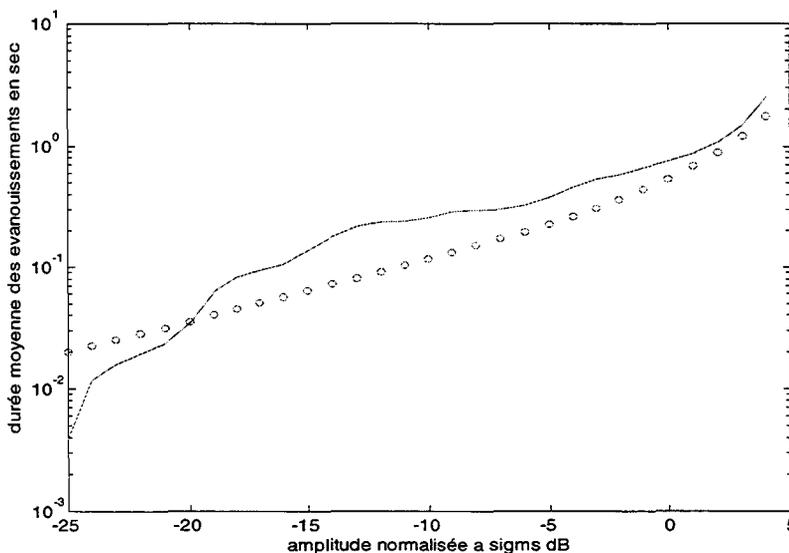


Figure I-6 : durée moyenne normalisée des évanouissements : o théorie/ - expérience

Afin de pouvoir comparer ces courbes théoriques à des résultats expérimentaux, nous avons choisi un environnement en bâtiment, la présence de multi-trajets étant très importante et la distribution des signaux reçus suivant une loi de Rayleigh ([Liénard,99]). Les courbes issues des valeurs expérimentales déduites de ces mesures ont été également reportées, en trait plein, sur les Figures I-5 et I-6. On note un bon accord théorie- expérience.

I.5 Fonctions de distribution statistiques usuelles

I.5.1 Analyse en bande étroite : variation de l'amplitude du signal

D'une manière générale, les phénomènes de propagation se traduisent par une atténuation de la puissance reçue proportionnelle à la distance émetteur (TX)-récepteur (RX) à laquelle s'ajoute des évanouissements lents et rapides du signal. Les variations lentes sont les conséquences des effets de masques tels que les bâtiments si on considère, par exemple, des propagations en milieu urbain . Ces variations dépendent de la variable temps ou de la variable distance. Les variations rapides, dues aux trajets multiples, sont observables sur des distances ou intervalles de temps très courts, de l'ordre de quelques longueurs d'onde. Ces fluctuations rapides sont à l'origine des distorsions importantes subies par le signal. Afin d'illustrer ces phénomènes, un exemple d'enregistrement des variations de l'amplitude du champ en fonction de la distance est donnée Figure I.7 pour des applications WLAN à 2.45 GHz à l'intérieur de bâtiments ([Liénard,99]).

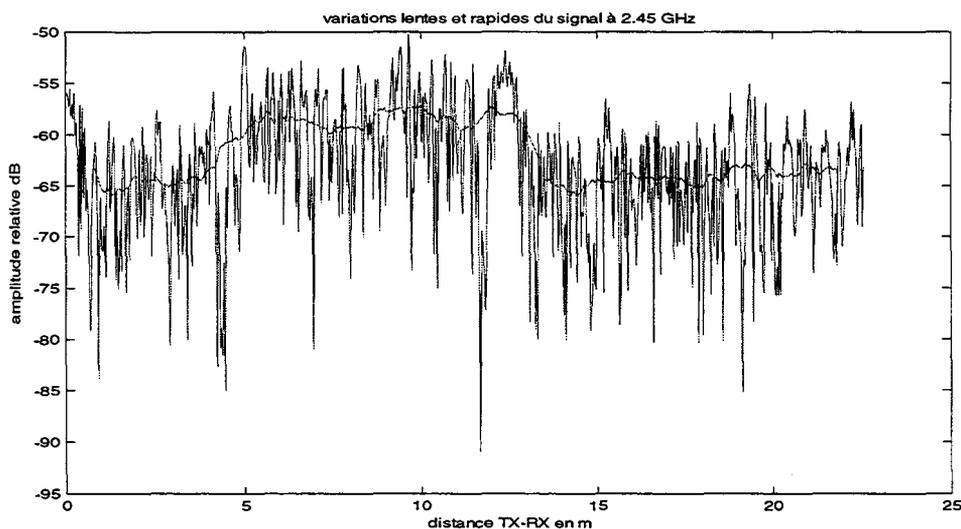


Figure I-7 : Variation de l'amplitude du champ en fonction de la distance . Mise en évidence des évanouissements lents et rapides du signal

La courbe met nettement en évidence la superposition des évanouissements lents et rapides du signal. Les variations lentes sont extraites des enregistrements à partir d'une moyenne glissante effectuée sur une distance correspondante, dans le cas présent à 5λ . Le choix de cet intervalle de moyennage est plus ou moins subjectif dans le sens où en site urbain, il est comparable à la largeur des immeubles et sa valeur est choisie entre 40λ et 100λ , tandis qu'en bâtiment, les effets de masque se produisent sur une distance beaucoup plus courte. Quant aux fluctuations rapides du signal, leurs amplitudes sont calculées autour de la moyenne glissante. En présence de trajets multiples et en l'absence de rayon direct, la distribution de Rayleigh est souvent utilisée pour approximer la distribution d'amplitude du signal et sa fonction de densité de probabilité $p(r)$ se met sous la forme

$$p(r) = \frac{r \exp(-r^2 / 2\sigma^2)}{\sigma^2} \quad (1.51)$$

La moyenne m_r et l'écart-type σ_r de l'enveloppe $r(t)$ sont reliés au paramètre σ de l'équation (1.51) par les relations suivantes :

$$m(r) = \sigma\sqrt{\pi/2} \quad (1.52)$$

$$\sigma_r = \sigma\sqrt{2 - \pi/2} \quad (1.53)$$

Le paramètre σ a été calculé de telle façon que les valeurs moyennes sur $r(t)$ déduites de la distribution réelle du champ ou de la distribution de Rayleigh soient identiques et normalisées à 1V/m. Dans ce cas, l'équation (1.52) mène à $\sigma = 0.63$ notée σ_m . La valeur de σ aurait pu être déduite de l'écart-type du signal σ_r à partir de la formule (1.52) et sera noté dans ce cas σ_s . La différence pouvant exister entre σ_s et σ_m , donc l'écart de leur quotient par rapport à la valeur 1, permet de donner une appréciation quantitative du bon accord entre la distribution de Rayleigh et la distribution calculée. La courbe de la Figure I-8 présente les variations du rapport σ_s / σ_m de l'enregistrement précédent en fonction de l'intervalle de moyennage exprimé en nombre de longueur d'onde. On peut noter que la convergence vers $\sigma_s / \sigma_m = 1$ est rapidement atteinte à partir de $L \# 5\lambda$.

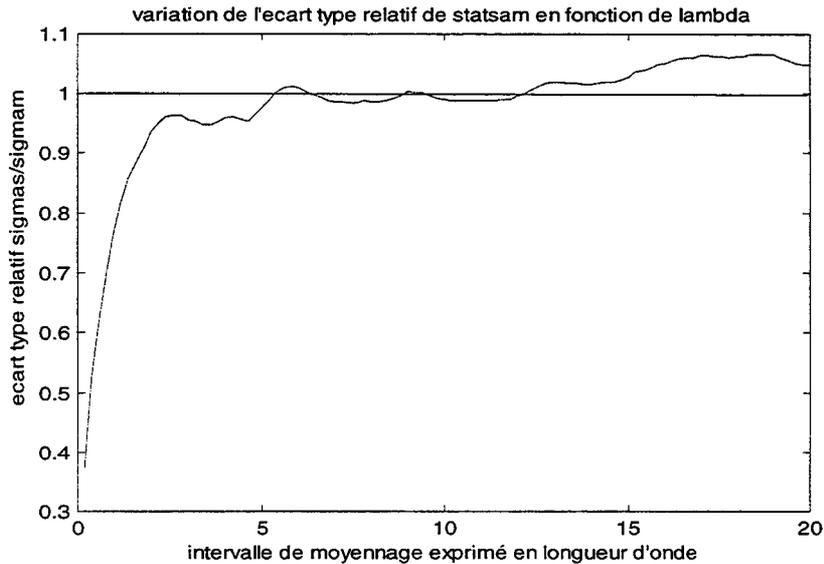


Figure I-8 : Variations du rapport σ_s / σ_m en fonction de la distance exprimée en longueur d'onde

Notons qu'en présence du rayon direct, la distribution suit la loi de Rice-Nagakami dont l'expression de la densité de probabilité est la suivante :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right) \quad (1.54)$$

On voit apparaître la puissance associée au rayon direct, $a^2/2$, et celle σ^2 associée à la composante aléatoire. Le facteur de Rice est d'ailleurs défini comme étant le rapport de ces deux quantités. D'autres lois de distribution, telles que celles de Weibull, Nakagami-m et Suzuki, ont également été proposées ([Pahlavan,95]).

1.5.2 Modèles de spectre Doppler

a) Modèle de spectre dit "classique"

Dans ce modèle ([Clarke,68]) on suppose qu'un très grand nombre d'obstacles sont distribués aléatoirement autour de l'antenne de réception et que tous les rayons ont une amplitude identique. Ils se distinguent donc les uns des autres par leurs angles d'arrivée et leurs phases supposées également statistiquement indépendantes.

Comme il a été montré précédemment, l'addition vectorielle dans le domaine fréquentiel de tels signaux mène, en l'absence de chemin direct, à une distribution de Rayleigh pour l'amplitude du signal complexe résultant ou de Rice si l'émetteur et le récepteur sont en visibilité.

Si on envisage la densité spectrale de puissance Doppler $P_D(v)$, la puissance reçue sur une bande dv sera $P_D(v)dv$. Cette puissance correspond à des rayons arrivant sur le récepteur dans un intervalle angulaire $d\theta$ autour de l'angle θ que fait la direction d'arrivée du rayon avec celle de déplacement du mobile. Si on appelle $Z(\theta)$ la densité de puissance arrivant sous θ , la puissance reçue dans une ouverture angulaire $d\theta$ sera $Z(\theta)d\theta$. On obtient donc :

$$P_D(v)dv = Z(\theta)d\theta \quad (1.55)$$

Cependant, si on change θ en $-\theta$, le décalage Doppler sera le même. Il faut donc modifier l'équation précédente de la façon suivante :

$$P_D(v)dv = Z(\theta)d\theta + Z(-\theta)d\theta \quad (1.56)$$

Si comme nous l'avons supposé dans ce paragraphe, les rayons sont équirépartis dans un plan horizontal, la densité de puissance $Z(\theta)$ est telle que :

$$Z_\theta = 1/2\pi \quad (1.57)$$

En normalisant la puissance totale reçue à l'unité on obtient donc :

$$P_D(v) = \frac{1}{\pi} \frac{d\theta}{dv} \quad (1.58)$$

Or si v est la vitesse du mobile et f_c la fréquence porteuse, le décalage Doppler maximum est $v_{\max} = vf_c/C$, C étant la vitesse de la lumière. Pour un angle θ quelconque, le décalage Doppler est $v = v_{\max}\cos\theta$. En exprimant $d\theta/dv$ en fonction de v et v_{\max} , $P_D(v)$ s'écrit :

$$P_D(v) = \frac{1}{\pi v_{\max} \sqrt{1 - (v/v_{\max})^2}} \quad (1.59)$$

De façon usuelle, on appellera donc "spectre Doppler Classique" une telle distribution de la densité spectrale de puissance $P_D(v)$ mais également, par extension, le canal dont les caractéristiques, décrites précédemment ont permis d'arriver à cette expression. Il faut noter que l'antenne de réception a été supposée omnidirectionnelle dans le plan horizontal et, si ce n'est pas le cas, il faut introduire dans les expressions précédentes, son gain dans la direction θ .

La fonction $P_D(v)$ présentant deux pics pour les valeurs de $v = v_{\max}$, on s'attend à ce que les composantes fréquentielles associées $\cos(\omega + v_{\max})t$ et $\cos(\omega - v_{\max})t$ jouent un rôle non négligeable dans l'amplitude totale du signal. Cette sommation mène une valeur nulle lorsque $\cos v_{\max}t = 0$ c'est à dire dans le domaine spatial pour une distance parcourue de $\lambda/2$.

Il faut enfin noter que cette distribution semble être assez bien adaptée à la propagation en milieu urbain mais risque d'être incorrecte pour l'étude de la propagation en milieu confiné dans lequel il existera souvent des directions d'arrivée très privilégiées.

b) Modèle de spectre dit "plat"

On suppose dans ce cas que la densité spectrale de puissance Doppler est uniforme pour $|v| < v_{\max}$, donc

$$P_D(v) = 1/2v_{\max} \quad |v| < v_{\max} \quad (1.60)$$

Cette distribution semble appropriée pour caractériser un environnement "indoor" en présence de nombreuses personnes se déplaçant de façon aléatoire.

I.6 Discretisation des réponses temporelles

Imaginons que la caractérisation du canal soit faite à l'aide d'un système de mesures ayant une bande passante infinie, donc une résolution temporelle aussi faible que souhaitée. Dans ce cas le système mettra clairement en évidence l'ensemble des trajets possibles entre l'émetteur et le récepteur et la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ se présentera sous la forme d'une suite de raies, chacune d'elle ayant une amplitude déterminée. Si le récepteur se déplace dans une petite zone, on peut s'attendre à ce que les réflecteurs ou diffuseurs contribuant au champ

reçu soient invariants et la réponse impulsionnelle sera donc elle aussi invariante dans cette zone.

En pratique l'appareillage ayant une bande passante limitée, il ne pourra pas distinguer, dans le domaine temporel, des rayons séparés par des retards $\Delta\tau$ inférieurs à sa résolution. Ces divers rayons vont se combiner et compte tenu de leurs phases vont produire, sur cette largeur temporelle $\Delta\tau$, un signal dont l'amplitude va varier rapidement lorsque le mobile se déplace. On sera donc amené à discrétiser l'axe des retards τ en intervalles de temps appelés « bins » dans la littérature anglo-saxonne et à affecter à chaque « bin » une raie (« tap »), ayant une puissance moyenne donnée.

L'optimisation de la largeur de chaque bin, donc de la finesse de discrétisation, dépend soit de la résolution du sondeur de canal si on souhaite caractériser la canal de façon absolue, soit de la durée des bits du système de transmission numérique quand on souhaite calculer les performances du système dans son environnement. Si on admet qu'un tap caractérise la combinaison d'un grand nombre de rayons, arrivant avec des retards relatifs les uns par rapport aux autres inférieurs à la largeur d'un bin, on peut s'attendre à une loi de distribution des amplitudes de type Rice ou Rayleigh. Comme cela correspond à l'hypothèse de rayons arrivant de toutes les directions de l'espace avec une amplitude identique et une phase quelconque, on a vu que le Doppler associé est dit "classique". Par extension on dira souvent que cette distribution d'amplitude de chaque tap correspond à un "Doppler classique".

I.7 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, les divers éléments théoriques qui serviront dans la suite de l'étude pour caractériser le canal de transmission ainsi que quelques exemples d'applications ayant trait soit à une configuration canonique simple, soit à des résultats de mesures faites à l'intérieur de bâtiments.

Bibliographie du Chapitre 1

- [Anderson,98], Anderson, J.B., Digital transmission engineering, *IEEE Press*, 1998
- [Bello,63], Bello, P.A., Characterization of randomly time invariant linear channels, *IEEE Trans.*, CS-11,vol 4, pp 360-393, 1963
- [Clarke,68], Clarke, R.H., A statistical theory of mobile radio reception, *Bell System Tech.J.*, vol.47, pp 957-1000, 1968
- [Fleury,96], Fleury, J.P., An uncertainty relation for WSS processes and its application to WSSUS systems, *IEEE Trans. on Com.*, vol 44, pp 1632-1634, 1996
- [Gibson,96], Gibson, J.D., The mobile communications handbook, *IEEE Press*, 1996
- [Haykin,94], Haykin, S., Communication systems, *J. Wiley Ed.*, 1994
- [Jakes,94], Jakes, W.C., Microwave Mobile Communication, *IEEE Press*, 1994
- [Kim,96], Kim, S.C., Bertoni, H.L. and Stern, M., Pulse propagation characteristics at 2 GHz inside buildings, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol 45, n 3, pp 579-592, 1996
- [Lee,82], Lee, W.C.Y., Mobile communications engineering, Mc Graw Hill, 1982
- [Liénard,99], Liénard, M., Betrencourt S., Degauque,P., Narrow band and wide band analysis of indoor propagation at 2.45 GHz, Personal and mobile communication symp., Paris, Proc. pp. 114-118, 9-11 Mars 1999
- [Pahlavan,95], Pahlavan, K., Levesque, A.H., Wireless information networks, *J. Wiley Ed.*, 1995

- [Rossi,99], Rossi,J.P., Influence of measurement conditions on the evaluation of some radio channel parameters, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol 48, n 4, pp 1304-1316, 1999
- [Saunders,99], Saunders, S.R., Antennas and propagation for wireless communication systems, *J. Wiley Ed.*, 1999
- [Steele,99], Steele, R. and Hanzo,L., Mobile Radio Communications, J. Wiley and Sons, Ed., 1999

CHAPITRE II

Chapitre 2 : PROPAGATION EN TUNNEL ROUTIER. APPROCHE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE. INFLUENCE DU TRAFIC

Introduction

Nous nous intéressons dans ce chapitre à la propagation dans un tunnel routier, l'antenne d'émission (ou de réémission) étant placée au sein même du tunnel. Par contre nous n'aborderons pas les aspects du couplage entre l'intérieur et l'extérieur du tunnel qui ont été traités, en analyse bande étroite, par M. Liénard [*Liénard,93*] and Ph. Mariage [*Mariage,94*]. La première partie décrit les résultats obtenus à l'aide d'un modèle numérique simple de la propagation dans un tunnel rectiligne et qui est basé sur la théorie des rayons. De nombreuses campagnes de mesures ont été effectuées dans le tunnel de Saint Cloud en région parisienne, ce qui permettra ensuite de confronter les prévisions théoriques de caractéristiques du canal aux résultats expérimentaux. On s'attachera également à mettre en évidence l'influence éventuelle de la densité du trafic sur l'atténuation du signal et sur l'étalement des retards.

II-1 Propagation en tunnel vide

II.1.1 Principe de la modélisation théorique

Pour modéliser la propagation en tunnel, la théorie des images est souvent utilisée. En effet, les dimensions transversales du tunnel étant bien supérieures à la longueur d'onde, on peut assimiler la propagation des ondes à celle des rayons se réfléchissant sur les parois. Les caractéristiques électriques de celles-ci ont été choisies égales à $\epsilon_r = 1$, une étude paramétrique ayant montré que les valeurs choisies ne sont pas critiques et qu'elles permettent de représenter de façon adéquate la réflexion sur les murs pour des ondes ayant une fréquence de l'ordre du GHz.

Cette théorie des images bien que simple dans son principe, suppose néanmoins que l'on puisse déterminer, si possible facilement, l'ensemble des trajets possibles reliant l'antenne d'émission à celle de réception et ceci ne pose évidemment aucune difficulté si la section est rectangulaire et le tunnel rectiligne. Par contre, si la voûte du tunnel présente une arche ou même s'il existe un ou plusieurs virages, les positions des images de l'émetteur par rapport aux murs et qui contribuent au champ total, vont dépendre de la position du récepteur. La

détermination des points de réflexion suppose la résolution d'équations non linéaires ce qui entraîne des temps calcul importants. Une solution qui a été proposée dans la littérature consiste à discrétiser la courbe du tunnel par des segments de droite pour un problème à deux dimensions ([Baranowski, 00]), ou les faces du tunnel, à trois dimensions, par des surfaces planes triangulaires ([Chen, 96]). Cependant cette dernière approche est très lourde à mettre en œuvre et, au vu des résultats publiés, elle ne semble pouvoir s'appliquer que pour des distances émetteur-récepteur ne dépassant pas 100 m, voire quelques centaines de mètres.

Nous nous limiterons donc, dans l'étude théorique, au cas d'un tunnel rectiligne de section rectangulaire qui nous permettra de mettre en évidence les principales caractéristiques du canal et de faciliter l'interprétation des résultats expérimentaux. Dans un tel environnement, une autre approche possible se base sur la théorie modale, le tunnel jouant le rôle d'un guide d'ondes surdimensionné ([Delogne, 76, 91]). Comme les parois sont assimilées à un milieu diélectrique à pertes, les modes qui peuvent se propager sont les modes hybrides $EH_{mn}^{V,H}$, l'indice supérieur indiquant la direction de polarisation dominante du champ électrique soit verticale V, soit horizontale H. En écrivant les conditions aux limites sur chacune des parois prises individuellement, on montre que chaque mode décroît exponentiellement en fonction de la distance. Dans le cas d'une polarisation verticale, le coefficient de décroissance est donné par ([Mahmoud, 74],[Emslie,75])

$$\alpha_{mn} = \frac{m^2}{2} \frac{\lambda^2}{(2a)^3} \operatorname{Re} \left(\frac{\epsilon_r^*}{\sqrt{\epsilon_r^* - 1}} \right) + \frac{n^2}{2} \frac{\lambda^2}{(2b)^3} \operatorname{Re} \left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r^* - 1}} \right) \quad (2.1)$$

où 2a et 2b désignent respectivement la largeur et la hauteur du tunnel, ϵ_r^* étant la permittivité relative complexe des parois. Celle-ci peut s'exprimer en fonction d'une permittivité réelle et d'une conductivité équivalente, à une fréquence donnée par la relation :

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r + \sigma / j\omega\epsilon_0 \quad (2.2)$$

On remarque d'après la formule (2.1), que le coefficient d'atténuation sera plus faible lorsque la polarisation du champ électrique est essentiellement parallèle au plus grand côté du guide. Un tunnel ayant souvent une largeur beaucoup plus grande que la hauteur, une solution pour minimiser l'atténuation linéique serait d'émettre avec une polarisation horizontale. Cependant pour des considérations pratiques de mise en œuvre, nous ne retiendrons que la polarisation verticale, l'antenne mobile étant, dans la plupart des cas, un dipôle quart d'onde

placé au-dessus d'un plan métallique. A titre indicatif, le tableau 2.1 ci-après donne quelques exemples d'atténuation des modes hybrides, en dB/km, pour deux fréquences 2.4 GHz et 10 GHz et pour un tunnel dont les dimensions transverses sont de 4.5mx4m.

| | n=1 | n=2 | n=3 |
|------------|------------|------------|------------|
| m=1 | 4.6 dB | 17 dB | 38 dB |
| m=2 | 6 dB | 18 dB | 40 dB |
| m=3 | 8 dB | 21 dB | 42 dB |

F =2.4 GHz

| | n=1 | n=2 | n=3 |
|------------|------------|------------|------------|
| n=1 | 0.2 dB | 0.8 dB | 1.8 dB |
| n=2 | 0.3 dB | 0.9 dB | 1.9 dB |
| n=3 | 0.4 dB | 1 dB | 2 dB |

F =10 GHz

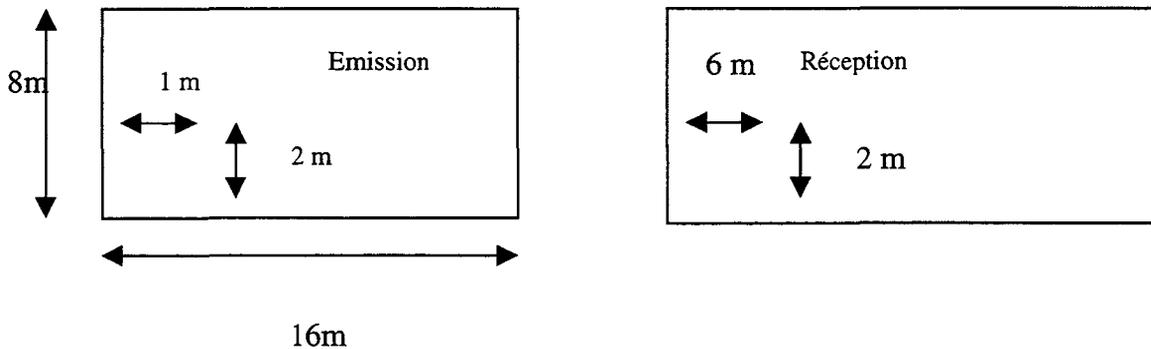
Tableau 2.1 : atténuation des modes hybrides EH_{mn} sur 1 km.

On remarque tout d'abord que le mode fondamental présente une atténuation négligeable, de l'ordre 0.2 dB/km à 10 GHz, mais qui reste faible à 2.4 GHz. De plus, à 10 GHz les modes d'ordre supérieur se propageront eux aussi avec une faible atténuation. On peut donc s'attendre pratiquement à de nombreux battements entre ces modes, donnant naissance à des fluctuations importantes du signal, même pour de grandes distances émetteur-récepteur. Par contre, à 2.4 GHz, ces variations très rapides de l'amplitude du champ ne se manifesteront que près de l'émetteur. La transposition au tunnel de l'analyse bande étroite faite en milieu urbain est donc délicate, la statistique des évanouissements dans une zone donnée risquant de ne pas être la même en fonction de la distance entre cette zone et l'antenne d'émission. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point dans un prochain paragraphe. On remarquera également la variation importante du facteur d'atténuation lorsque la fréquence varie de 2.4 GHz à 10 GHz. Lorsque les atténuations deviennent très faibles, la sensibilité des résultats de mesure à l'environnement réel donc à la rugosité des parois, aux obstacles et aux courbures du tunnel deviendra très importante.

Dans la suite de l'étude, nous préférons cependant utiliser la théorie des rayons qui permet de tenir compte très facilement du diagramme de rayonnement des antennes, une approche modale nécessitant l'introduction de conditions aux limites traduisant les conditions d'excitation du tunnel dans le plan des antennes.

II.1.2 Analyse en bande étroite

Le tunnel routier dans lequel de nombreuses expérimentations ont été effectuées est celui de St Cloud, dans la banlieue parisienne, et a une hauteur de 8m et une largeur de 16m. Dans la simulation qui a été faite, les antennes d'émission et de réception, dont le rayonnement est assimilé à celui d'un dipôle vertical, occupent une position transverse telle qu'indiquée sur la figure ci-dessous :



La courbe (a) de la figure II-1 représente la variation de l'amplitude du signal reçu en fonction de la distance émetteur-récepteur, la fréquence d'émission étant de 2.1 GHz. Comme nous nous intéressons dans ce chapitre aux fluctuations du champ et non à la valeur de celui-ci, l'échelle de variation du niveau du signal est exprimée en dB par rapport à une référence arbitraire.

A titre indicatif nous avons également reporté sur la figure II-1, courbe (b), la contribution du rayon direct.

On remarque tout d'abord des fluctuations importantes et très rapides du signal au voisinage de l'antenne d'émission. Dans une approche modale cela s'explique comme nous l'avons signalé précédemment, par des battements entre de nombreux modes et, dans une approche basée sur la théorie des rayons, par l'interférence entre des rayons ayant subi des réflexions multiples même avec un angle d'incidence élevé sur les parois. Par contre, lorsque la distance

augmente, les rayons subissant un grand nombre de réflexions seront fortement atténués et seuls ceux arrivant sous incidence rasante sur les parois contribueront de façon significative au champ total.

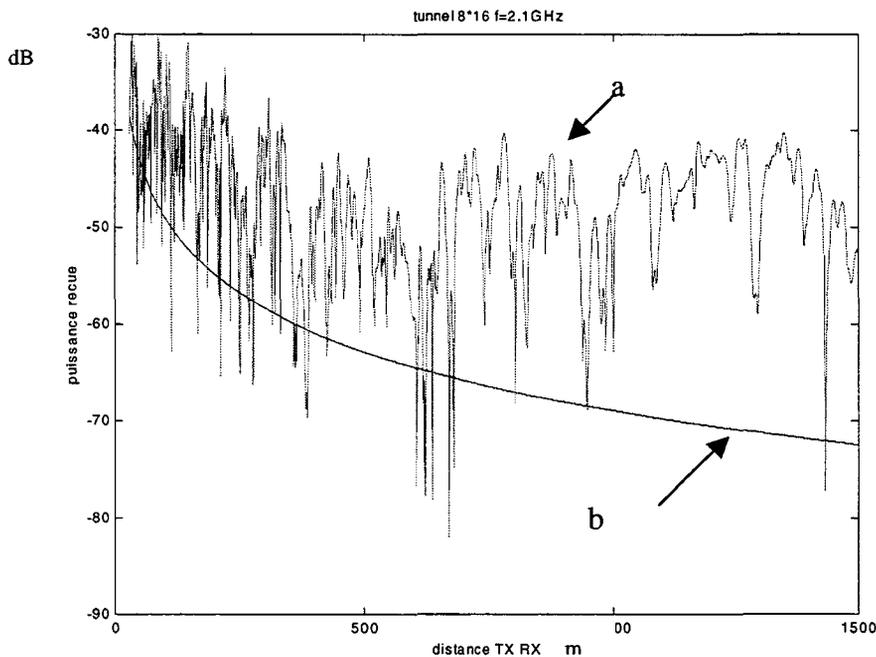


Figure II-1 : Variation de l'amplitude du champ en fonction de la distance émetteur-récepteur

Si on envisage le cas asymptotique pour lequel le champ au centre du tunnel serait dû aux deux modes hybrides EH_{11} et EH_{13} , leur mise en opposition de phase, entraînant un évanouissement du signal, ne se produirait qu'avec une périodicité spatiale de l'ordre du kilomètre.

En dépit des remarques précédentes, l'allure de la courbe (a) de la figure II-1 n'est pas sans rappeler celle liée à la propagation milieu urbain puisqu'on distingue des variations lentes ("long term fadings") et des variations rapides ("short term fadings") de l'amplitude du champ reçu. Dans une première étape, on peut donc essayer d'aborder le traitement statistique en appliquant la démarche usuelle faite pour le milieu urbain.

Il faudrait évidemment se poser la question de la signification physique des évanouissements "lents et "rapides" puisque ces derniers ne présentent pas de pseudo-périodicité, a fortiori égale à une demi-longueur d'onde, caractéristique d'un spectre Doppler "classique" et traduisant la combinaison des rayons issus de réflecteurs distribués aléatoirement. Cependant, même si les causes physiques entraînant les évanouissements ne

sont pas du tout les mêmes en milieu urbain qu'en tunnel (pas d'effet de masque dans la configuration envisagée par exemple), on peut essayer néanmoins de vérifier si la distribution des fluctuations du champ ne suit pas les lois de distribution usuelles ([Proakis, 95], [Lee,82, 94]). En effet, la connaissance de ces fonctions de distribution est importante puisqu'elles doivent ensuite être introduites dans le simulateur de canal pour prévoir les performances de la liaison en terme de taux d'erreurs.

La première difficulté à laquelle on se heurte pour effectuer ces études statistiques est la décroissance rapide du signal. On est donc amené à diviser la distance totale d'investigation en divers intervalles ou zones de telle sorte qu'au sein de chacune de ces zones la valeur moyenne du champ présente une décroissance exponentielle (donc linéaire en dB) en fonction de la distance. Une étude paramétrique a donc été effectuée pour diverses fréquences et diverses dimensions transversales du tunnel.

Il apparaît que pour les tunnels routiers, un modèle à deux pentes correspondant à une distance x émetteur-récepteur successivement inférieure puis supérieure à une distance critique x_c , est bien adapté. La valeur de cette distance x_c caractérisant donc un point d'inflexion dans les courbes de décroissance dépend des conditions d'excitation du tunnel, donc essentiellement du diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission et des dimensions transverses du tunnel par rapport à la longueur d'onde. Cependant les études paramétriques montrent que dans la gamme des 2 GHz, cette distance x_c reste de l'ordre de grandeur de 200 m à 300 m.

Dans l'exemple de la figure II-1, la valeur de x_c est de 300 m et on sera donc amené à envisager successivement les intervalles suivants :

- Voisinage de l'émetteur : $30 \text{ m} < x < 300 \text{ m}$
- Loin de l'émetteur : $300 \text{ m} < x < 1500 \text{ m}$.

Dans le cas particulier d'un tunnel rectiligne de plusieurs kilomètres de long et dont la largeur est inférieure ou de l'ordre de 8 m, il faudrait introduire un modèle à 3 pentes, le deuxième point caractéristique de changement de pente étant situé à une distance d'environ 1 km. Comme il est rare de trouver une telle configuration, nous nous limiterons à une étude statistique sur une distance maximum de 1500 m.

En calculant l'équation des deux droites de régression associées à la variation du champ tracée sur la figure II-1, on trouve que l'atténuation moyenne est de 5 dB/100m près de l'émetteur et devient négligeable (inférieure à 1 dB/100m) sur le deuxième intervalle. L'étude statistique des fluctuations « rapides » peut donc être effectuée soit en s'affranchissant de l'effet d'atténuation dans le premier intervalle, donc en "redressant" le signal par rapport à sa droite de régression, soit en étudiant les variations d'amplitude autour d'une moyenne glissante dont la longueur reste à définir. Avant d'envisager successivement ces deux approches, nous allons faire quelques remarques concernant une possible interprétation des résultats.

Tout d'abord, compte tenu de la géométrie simple du tunnel qui fige toutes les positions des sources images, on remarque sur la Figure II-1 que le rayon direct (courbe b) ne joue pas un rôle prépondérant par rapport aux autres. Il n'est donc pas utile de s'attarder sur une possible distribution de type Rice. Le champ total est du à la somme d'un grand nombre de rayons dont les amplitudes E_i et les phases ϕ_i dépendent de la distance x_i entre l'image considérée et le point de réception. Si le récepteur se déplace sur une distance beaucoup plus petite que x_i , on peut s'attendre à ce que les amplitudes des divers rayons restent inchangées. Par contre, dans une zone proche de l'émetteur, la moindre variation de position du récepteur va provoquer une variation importante de la phase associée à chaque rayon, donnant ainsi naissance à des fluctuations rapides du signal. A grande distance de l'émetteur, au contraire, tous les rayons tendent à devenir parallèles entre eux et les changements relatifs de phase se produiront sur une plus grande échelle. En d'autres termes, on peut s'attendre à observer une distribution de Rayleigh sur de courtes distances au voisinage de l'émetteur, tandis qu'à grande distance, cette statistique ne pourra éventuellement être observée que sur des intervalles d'acquisition de plus en plus grands.

a) Etude statistique au voisinage de l'émetteur

La distribution cumulative de probabilité des évanouissements a d'abord été déterminée à partir des fluctuations du champ autour de la droite de régression. La figure II-2 montre ainsi une comparaison entre la courbe associée à la distribution de Rayleigh (courbe lisse) et celle issue de l'analyse des résultats. On note un très bon accord entre ces deux courbes.

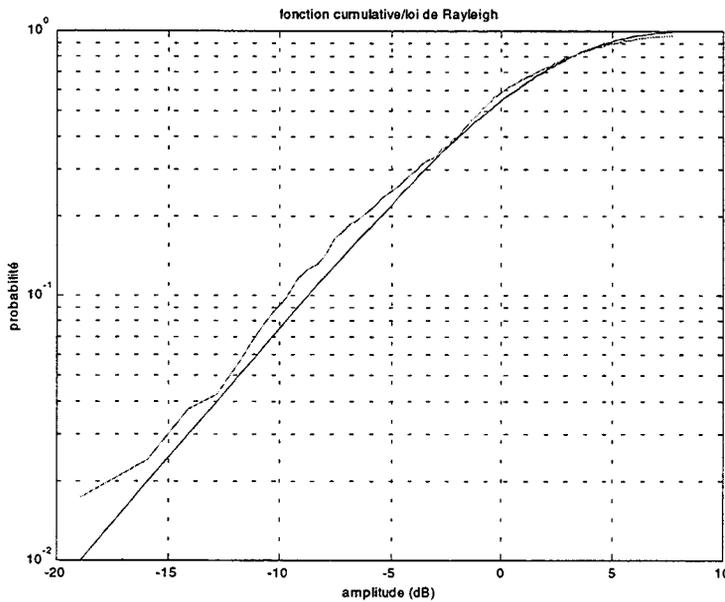


Figure II-2 : Fonction cumulative de la distribution d'amplitude de 30 m à 300 m de l'émetteur. Comparaison avec la distribution de Rayleigh

Une autre possibilité consiste à étudier les évanouissements du signal autour de la moyenne glissante. Afin de mettre en évidence l'influence de la largeur de l'intervalle d'observation ou de moyennage, il est commode d'introduire un paramètre caractérisant l'écart de la distribution calculée par rapport à celle de Rayleigh. Nous avons vu au paragraphe I.5.1 du chapitre précédent qu'il suffisait de calculer de deux façons différentes le paramètre σ intervenant dans la formule (1.51) et notés respectivement σ_s et σ_m . L'écart par rapport à la valeur 1 du rapport de ces deux nombres permet d'apprécier quantitativement l'accord de la distribution réelle avec celle de Rayleigh.

La courbe de la Figure II-3 représente l'évolution de ce rapport en fonction de la longueur D du tronçon choisi pour effectuer la moyenne glissante. Cette longueur a été normalisée en longueur d'onde. On remarque un écart notable à la loi de Rayleigh tant que la moyenne glissante est faite sur un intervalle inférieur à 60λ , un bon accord étant obtenu pour 80λ à 100λ soit une longueur de 12 m à 15 m. Au delà de cette valeur, il y a de nouveau divergence.

Cependant, il faut noter que si la moyenne glissante est effectuée sur un tronçon $50\lambda < D < 140\lambda$, le rapport σ_s/σ_m n'évolue qu'entre 0.8 et 1.2 ce qui ne se traduit que par un faible écart entre la loi de Rayleigh et la distribution calculée. La courbe de la Figure II-4

représente ainsi la fonction cumulative de distribution calculée à partir d'une moyenne glissante sur 100λ et montre le bon accord avec la loi de Rayleigh.

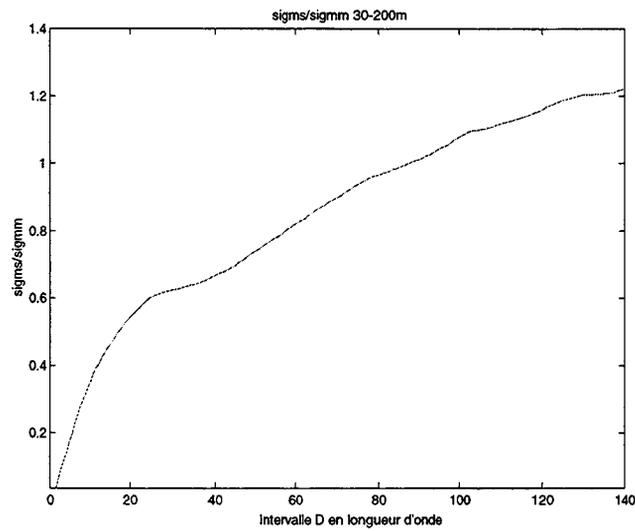


Figure II-3 : Evolution du rapport σ_s/σ_m en fonction de la longueur D du tronçon, exprimée en longueur d'onde, sur lequel est calculé la moyenne glissante.

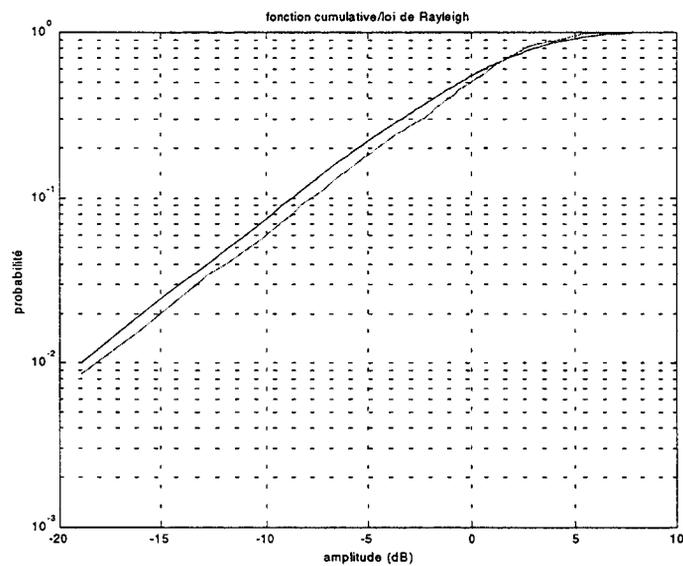


Figure II-4 : Fonction cumulative de distribution calculée de 30 à 300 m de l'émetteur. La courbe supérieure est celle associée à la loi de Rayleigh.

b) Etude statistique loin de l'émetteur

Nous avons vu qu'entre 300 m et 1500 m, l'atténuation du signal est négligeable et l'étude sera donc menée en fonction de la largeur de l'intervalle sur lequel porte la statistique et sur l'influence de la longueur du tronçon servant à effectuer la moyenne glissante.

La courbe de la Figure II-5 montre la variation du rapport σ_s/σ_m en prenant en compte l'ensemble de la zone 300 m – 1500 m pour étudier la distribution statistique, mais en effectuant une moyenne glissante sur une longueur de tronçon D variant de 15 m à 220 m soit de 100λ à 1500λ .

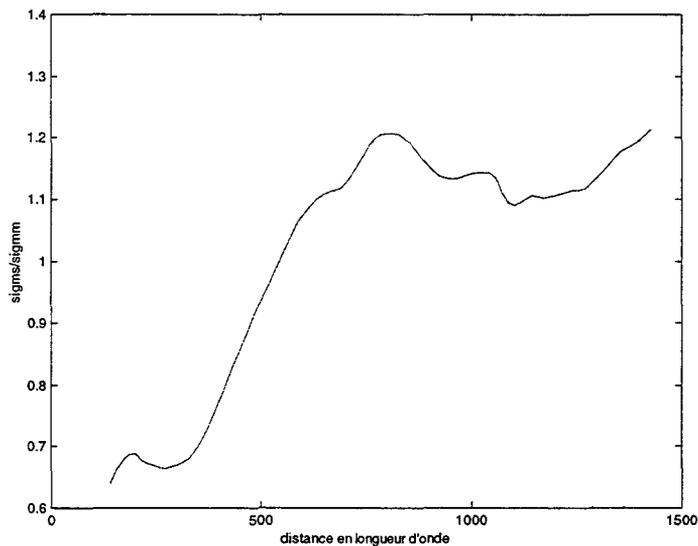


Figure II-5 : Evolution du rapport σ_s/σ_m en zone lointaine de 300 à 1500 m, en fonction de la longueur du tronçon de moyennage

On constate que la courbe est monotone croissante et ne tend vers l'unité lorsque cette longueur D devient supérieure à 75 m, soit 500λ . Cette valeur est à comparer avec les 100λ qui étaient nécessaires dans la zone proche de l'émetteur. Si on s'intéresse au cas extrême des fluctuations du signal autour de la valeur moyenne calculée sur tout l'intervalle, on note que la distribution cumulative suit encore une loi de Rayleigh.

Les Figures II-6a et II-6b montrent l'influence de la position ou de la longueur de l'intervalle sur lequel est effectué l'étude statistique. La courbe de la figure II-6a a été obtenue en considérant un intervalle de longueur fixe égale à 300 m, en calculant les fluctuations du champ autour de sa valeur moyenne, mais en faisant glisser progressivement cet intervalle de 300 m jusqu'à une distance de 1000 m de l'émetteur. On remarque la fonction de distribution

s'écarte d'autant plus de la loi de Rayleigh que la zone de calcul s'éloigne de l'émetteur. Une autre façon d'appréhender ce comportement est de tracer la variation de σ_s/σ_m en fonction de la longueur de l'intervalle. La courbe de la figure II-6 b montre ainsi que la distribution converge vers une loi de Rayleigh si on prend en compte des intervalles de plus en plus grands.

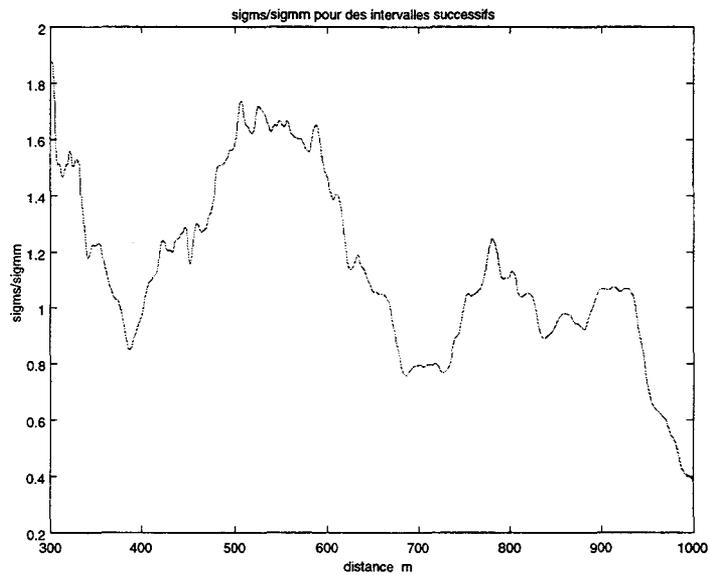


Figure II-6 a : Evolution du rapport σ_s / σ_m calculé sur un intervalle de 300m en fonction de la distance émetteur-récepteur

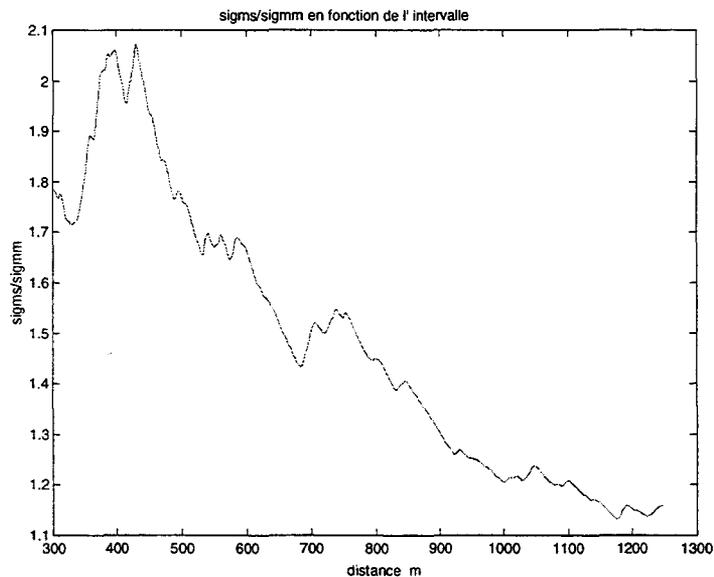


Figure II-6 b : Evolution du rapport σ_s / σ_m sur des intervalles croissants $300 \text{ m} < D < 1200 \text{ m}$

L'interprétation de ces divers résultats peut être faite à partir de la théorie modale ou de celle des rayons. Comme nous l'avons signalé, les écarts de phase entre les rayons produisant des fluctuations du signal se produiront sur une échelle d'autant plus grande que le récepteur s'éloignera de l'émetteur. Il faut donc être extrêmement prudent dans l'utilisation de cette distribution statistique de Rayleigh. En effet, si on considère par exemple cette zone située entre 300 m et 1500 m environ de l'émetteur, c'est l'ensemble complet des amplitudes successives du signal qui suit la loi de Rayleigh. Supposons que l'on introduise une telle distribution dans un simulateur de liaison pour calculer le taux d'erreurs dans un canal non sélectif en fréquence. Le résultat obtenu ne sera valable que pour le taux d'erreurs moyen sur tout l'intervalle et non localement. De plus toutes les autres caractéristiques liées habituellement à une distribution de Rayleigh telles que la durée moyenne des évanouissements et leur probabilité d'apparition seront fonction de la distance émetteur-récepteur et il sera plus intéressant d'un point de vue système de les définir sur des zones successives de quelques centaines de mètres plutôt que globalement sur l'ensemble du trajet.

A titre d'exemple, considérons successivement les deux intervalles définis précédemment: 30 m – 300 m et 300 m – 1500 m. On peut s'intéresser à la durée moyenne des évanouissements et au nombre d'apparitions par seconde d'un évanouissement supérieur à une valeur donnée (« Level crossing rate »). Lorsque le canal est caractérisé par un « spectre Doppler classique », les expressions algébriques des deux paramètres précédents sont données par les formules (1.49) et (1.50). Afin de s'affranchir de la vitesse des véhicules, ces quantités ont été normalisées par rapport à la fréquence Doppler maximum v_{\max} de la façon suivante : le nombre d'apparitions par seconde $N(a_n)$ a été divisé par v_{\max} tandis que la durée $\tau(a_n)$ a été multipliée par cette même quantité. Les courbes notées a, b et c des figures II-7 et II-8 représentent respectivement la variation théorique qui suppose un spectre de Doppler classique, la variation calculée dans la zone proche de l'émetteur et enfin celle en zone lointaine. Compte tenu de l'atténuation rapide du signal au voisinage de l'émetteur, les fluctuations ont été calculées autour de la droite de régression. Loin de l'émetteur, cette droite coïncide, comme nous l'avons vu, avec la valeur moyenne du signal. On remarque sur ces figures une différence notable tant sur la durée des évanouissements que sur leur probabilité d'apparition. En effet, comme nous l'avons déjà signalé, la distribution de Rayleigh n'est obtenue en tunnel que sur une grande échelle, donc si l'étude statistique est effectuée sur des distances de plus en plus importantes au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'émetteur. Il en résulte une faible probabilité d'apparitions d'évanouissements très rapprochés mais ceux-ci

auront une largeur beaucoup plus grande que celle prévue pour un spectre Doppler classique. Cet effet est évidemment très marqué en zone lointaine (courbe c).

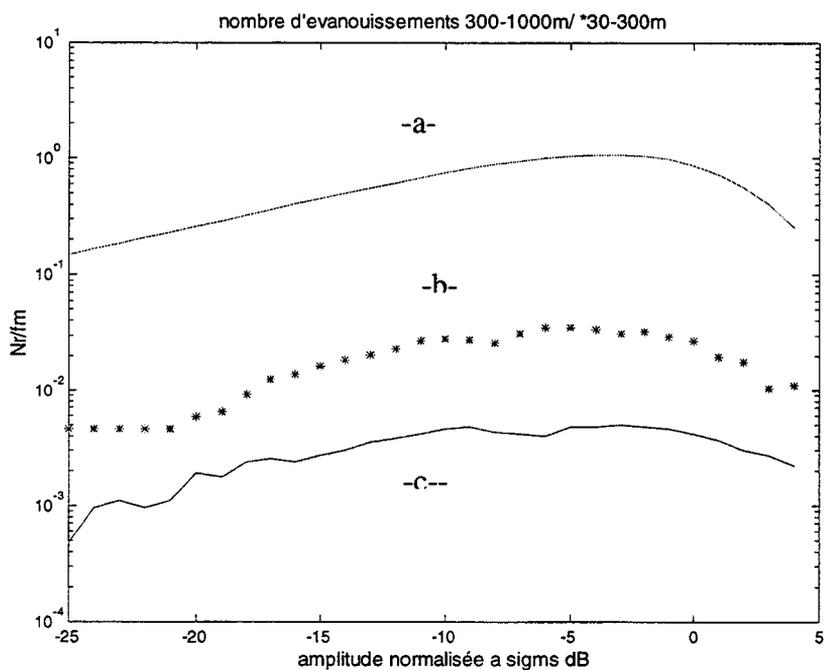


Figure II-7: Variation de $N(a_n)/v_{max}$:-a- Courbe théorique pour un Doppler classique, -b- Calcul dans la zone proche, $d < 300m$: * , -c- Calcul dans la zone lointaine, $d > 300m$:--

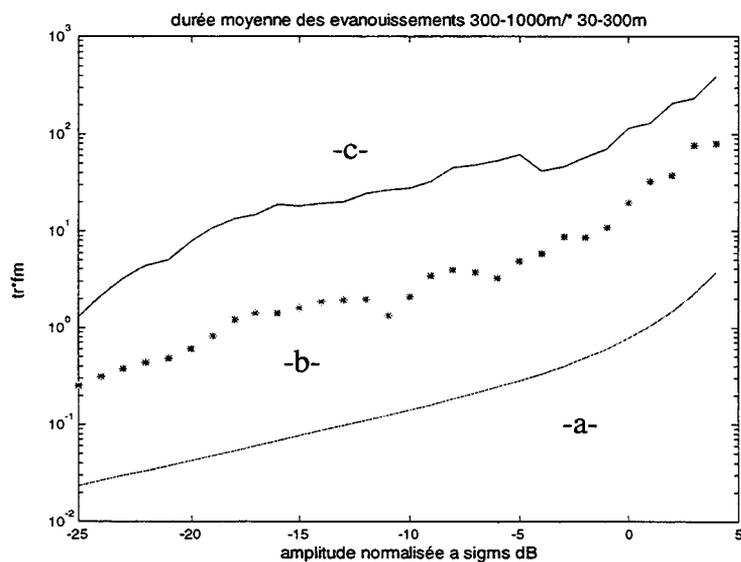


Figure II-8 : Variation de $\tau(a_n)*v_{max}$:-a- Courbe théorique pour un Doppler classique, -b- Calcul dans la zone proche, $d < 300m$: * , -c- Calcul dans la zone lointaine, $d > 300m$:--

En conclusion de cette analyse, il ne faut pas non plus perdre de vue que le modèle théorique suppose un tunnel rectiligne et vide. En présence d'une densité de trafic importante, la présence des véhicules, roulant souvent à des allures différentes, risque évidemment de modifier la distribution statistique du champ comme nous le verrons à la fin de ce chapitre.

II.1.3 Analyse en large bande dans le domaine fréquentiel

- **Fonction de transfert**

Compte tenu de l'addition constructive ou destructive des rayons arrivant au point de réception, l'amplitude du champ reçu en un point donné dépendra également fortement de la fréquence et il est donc important de calculer la fonction de transfert du canal. La figure II-9 représente la variation de cette fonction de transfert entre 1.75 GHz et 2.45 GHz et calculée pour une distance à l'émetteur variant entre 30 m et 500 m. L'amplitude du champ, exprimée en dB par rapport à une référence arbitraire, est représentée à l'aide d'un code de couleur.

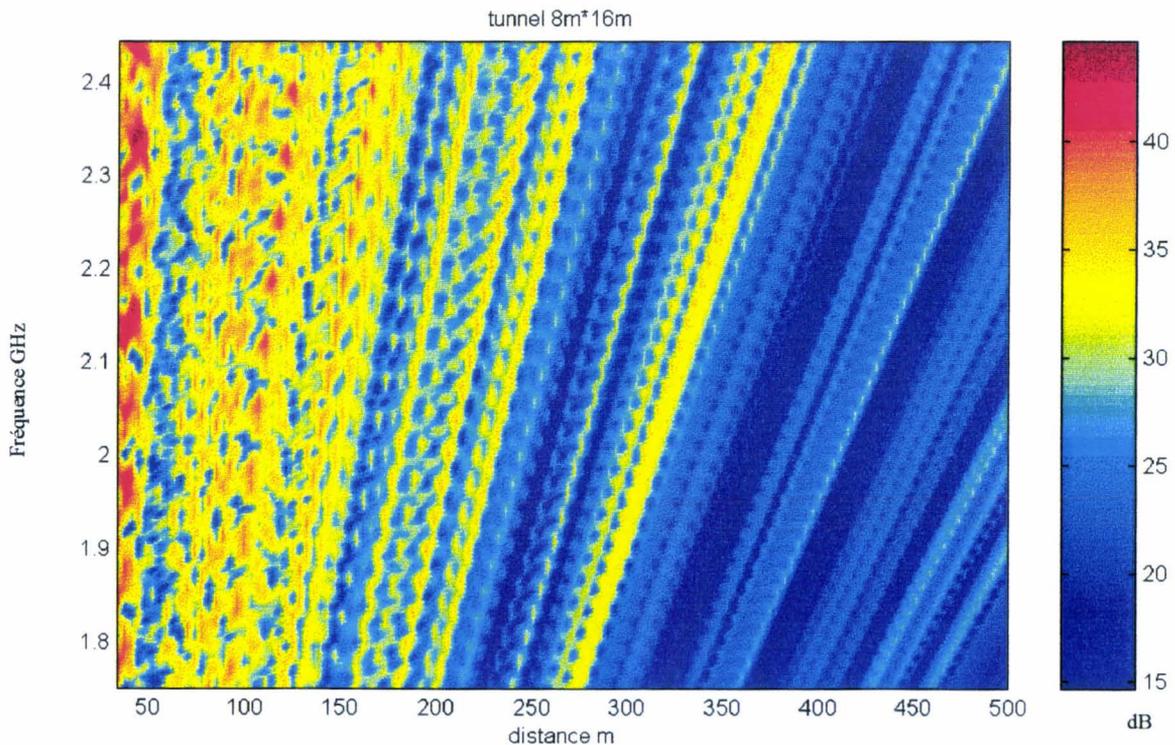


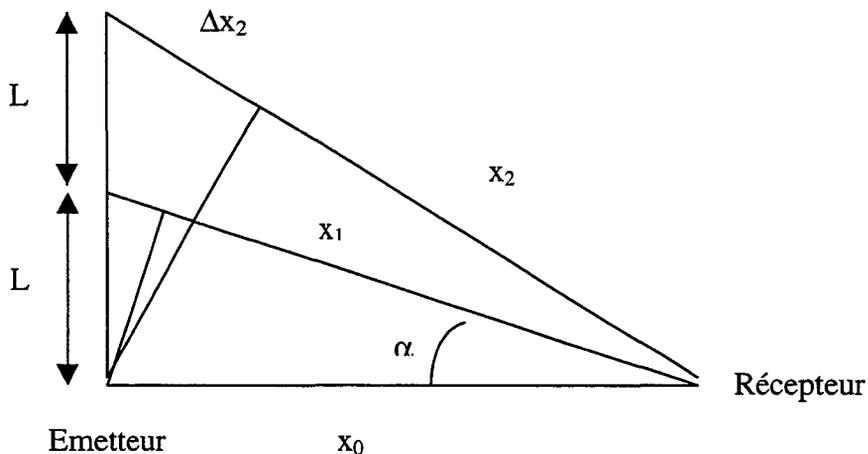
Figure II-9 : Fonction de transfert théorique en tunnel en fonction de la distance

On note, pour une distance donnée, la succession de maximum et de minimum du champ. Un aspect plus remarquable réside dans le fait qu'à partir d'une distance de 200 m environ, cette succession caractérisant le comportement du champ reste la même, mais avec un décalage progressif dans le domaine des fréquences lorsque le récepteur s'éloigne de l'émetteur. Cela est caractérisé par les lignes obliques de couleur qui apparaissent sur les figures. On note également que ce décalage fréquentiel en fonction de la distance est d'autant moins important que la distance émetteur-récepteur est grande. Pratiquement, lorsque le récepteur va se déplacer dans le tunnel, s'il se produit une atténuation significative d'une bande de fréquences, celle-ci durera donc plus longtemps lorsque le récepteur s'éloigne de l'émetteur.

Afin de tenter de justifier ce résultat, supposons pour simplifier les calculs que les antennes d'émission et de réception soient situées au centre du tunnel, de largeur L . Si on envisage tout d'abord le champ rayonné par la ligne horizontale d'images sources passant par l'émetteur, la contribution des images s'écrit :

$$E_{t1} = E_0(x_0) \exp(-jkx_0) \{1 + R(x_1) \exp(-jk\Delta x_1) + R(x_2) \exp(-jk\Delta x_2) + \dots\} \quad (2.3)$$

$E_0(x_0)$ est l'amplitude du champ direct, $R(x_i)$ le coefficient de réflexion associé au rayon ayant parcouru la distance x_i et le nombre d'ondes k est défini par $k = 2\pi/\lambda$. La variation d'amplitude du champ due à la décroissance en fonction de la distance a été négligée car on se place à une distance émetteur - récepteur grande vis à vis des dimensions transversales du tunnel. Comme le montre la figure ci-après, les Δx_i correspondent aux diverses différences de marche.



Si la distance émetteur-récepteur est beaucoup plus grande que mL où m est le nombre d'images nécessaires pour obtenir la convergence de la série précédente, on peut faire l'approximation suivante :

$$\sin \alpha = \frac{\Delta x_1}{L} \cong \text{tg} \alpha = \frac{L}{x_0} \quad (2.4)$$

$$\text{D'où : } \Delta x_1 = \frac{L^2}{x_0} \quad (2.5)$$

$$\text{De même : } \Delta x_2 = \frac{L^2}{x_0} 2^2; \quad \Delta x_3 = \frac{L^2}{x_0} 3^2 \dots \quad (2.6)$$

Le champ total rayonné par cette série d'images devient ainsi :

$$E_{t1} = E_0(x_0) \exp(-jx_0) \left\{ 1 + R(x_1) \exp\left(-jk \frac{L^2}{x_0}\right) + R(x_2) \exp\left(-jk \frac{L^2 2^2}{x_0}\right) + \dots \right\} \quad (2.7)$$

Si le récepteur se déplace le long de l'axe des x d'une petite quantité Δx_0 , on peut estimer que les angles d'incidence des rayons sur les parois ne seront pas sensiblement modifiés. On retrouvera donc la même amplitude du champ si la fréquence est décalée de telle façon que :

$$\frac{k}{x_0} = \frac{k + \Delta k}{x_0 + \Delta x}, \text{ soit } k \Delta x = x_0 \Delta k \quad (2.8)$$

Les courbes équiampitudes seront donc caractérisées dans l'espace (k,x) par des faisceaux de

droites telles que $k/x = \text{cte}$ soit $\frac{2\pi}{\lambda x} = \text{cte}$ ou $\frac{f}{x} = \text{cte}$.

Nous verrons dans le prochain paragraphe que, compte tenu de la configuration étudiée (distance émetteur-récepteur grande par rapport à la dimension transversale du tunnel), la contribution essentielle au champ total provient de cette ligne horizontale de sources passant par le dipôle et de quelques lignes horizontales situées de part et d'autre de la ligne précédente. Le même raisonnement que précédemment pourrait être fait pour ces autres lignes. Enfin si l'antenne n'est plus centrée, une image se dédoublera en deux images correspondant aux réflexions sur les parois droites et gauches. Dans ce cas, la série complète d'images pourra être considérée comme la somme de deux séries d'images décalées l'une par

rapport à l'autre d'une distance caractérisant la position du récepteur et de l'émetteur. On voit donc que, compte tenu des approximations qui ont été faites, la fonction de transfert présentera l'allure trouvée sur la Figure II-9.

- Bande de cohérence

En calculant la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert, on en déduit la bande de cohérence du canal qui dépendra bien entendu des dimensions transverses du tunnel et de la distance émetteur-récepteur. Dans le premier chapitre, nous avons vu que la bande de cohérence B_c peut être définie de plusieurs façons à partir de la fonction de transfert complexe $H(f)$ du canal. Dans les exemples qui seront donnés par la suite, B_c sera calculé à partir du module de $H(f)$, comme pour l'interprétation des mesures, et pour un coefficient de 0.7.

Les courbes des figures II-10 et II-11 représentent ainsi la variation de la bande de cohérence en fonction de la largeur du tunnel, comprise entre 5 m et 20 m, et pour une distance émetteur-récepteur valant respectivement 30 m et 1000 m. On remarque notamment sur la figure II-11 d'importantes fluctuations de B_c puisque sa valeur est comprise entre 10 MHz et 100 MHz.

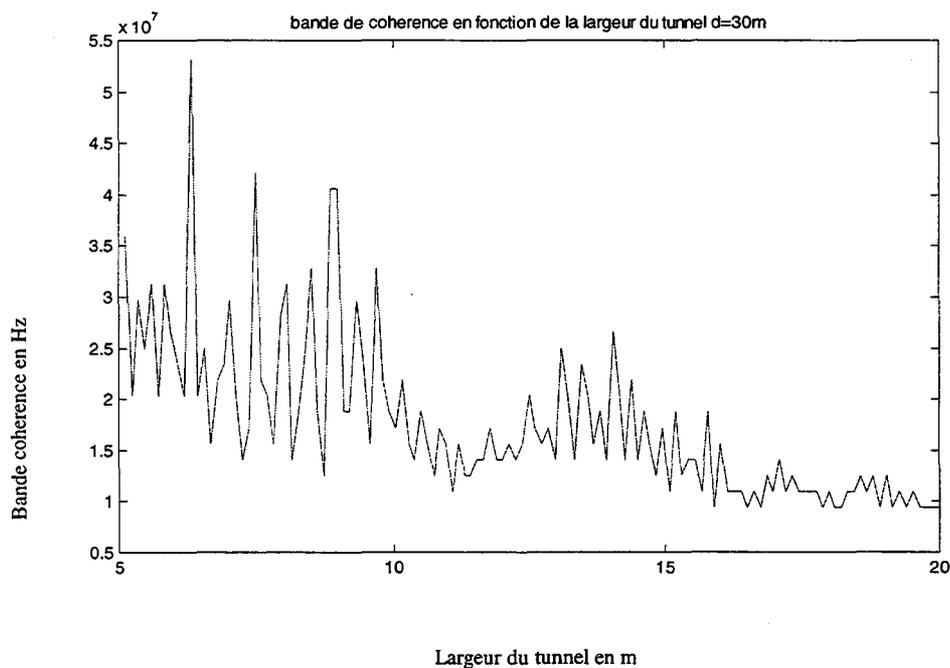


Figure II-10 : Variation de la bande de cohérence en fonction de la largeur du tunnel.
Distance émetteur-récepteur=30 m

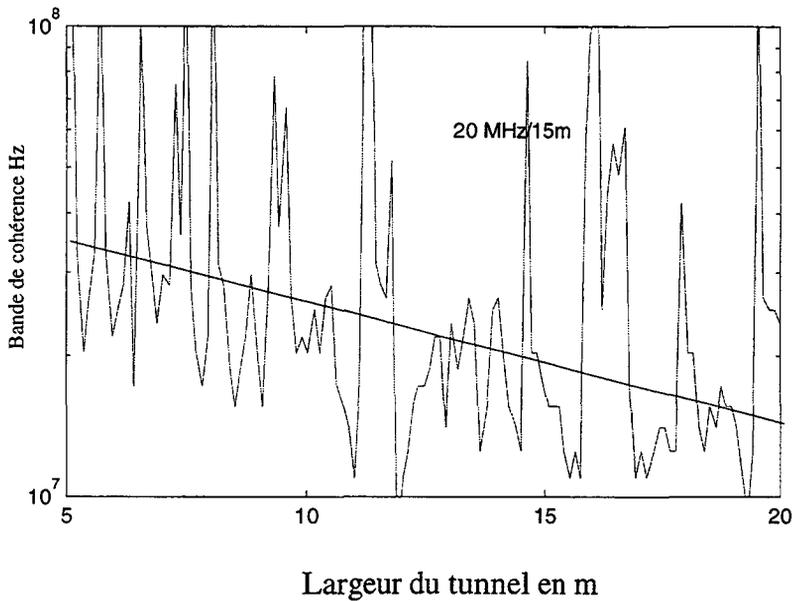


Figure II-11: Variation de la bande de cohérence en fonction de la largeur du tunnel.

Distance émetteur-récepteur=1000 m

Cependant, on peut noter, en traçant la droite de régression sur cet intervalle, que la bande de cohérence est une fonction décroissante de la largeur du tunnel. Une étude paramétrique montre que sa valeur moyenne dépend peu de la position du récepteur, tout au moins si celui-ci est situé à plus de 30 m de l'émetteur, et est de l'ordre de grandeur de 30 MHz pour les tunnels étroits, de 5 m à 10 m de large, et de 13 MHz pour les larges tunnels.

II.1.4 Analyse large bande : réponse impulsionnelle du canal.

Comme nous l'avons rappelé dans le chapitre introductif une caractéristique importante du canal est la pente associée à la décroissance d'amplitude des rayons arrivant avec des retards de plus en plus importants. Une façon simple de déterminer la pente de cette fonction $h(\tau)$ de façon théorique est d'étudier la réponse du canal à une impulsion de Dirac. Nous nous intéresserons ensuite à l'influence de la bande limitée des fréquences émises, afin de se rapprocher des conditions expérimentales décrites dans le dernier paragraphe.

a) Réponse à une impulsion de Dirac

La réponse du tunnel à une telle impulsion va correspondre à l'émission de tous les dipôles, images de l'émetteur par rapport aux parois. On peut donc s'attendre à ce que la réponse impulsionnelle ait l'allure d'un peigne de Dirac dont les raies sont toutes très proches les unes des autres, l'intervalle temporel entre ces raies correspondant à la différence de chemin parcouru par deux rayons voisins. De plus la décroissance de l'amplitude des raies est due en partie à l'accroissement de la distance entre le récepteur et chaque émetteur image mais essentiellement à l'augmentation du nombre de réflexions associée à des émetteurs images de plus en plus éloignés de l'axe du tunnel.

En utilisant le modèle théorique de la propagation en tunnel et pour les mêmes configurations que dans les paragraphes précédents, la Figure II-12 représente la réponse du canal à une impulsion de Dirac et calculée respectivement à une distance de 120 m pour le graphe du haut et de 1000 m pour celui du bas. On remarque des paquets d'impulsions séparés les uns des autres. A 120 m par exemple on observe une amplitude négligeable du champ associé à chaque rayon lorsque le retard par rapport à la première impulsion est compris entre 30 ns et 40 ns puis entre 55 ns et 60 ns ([Liénard, 99-a]).

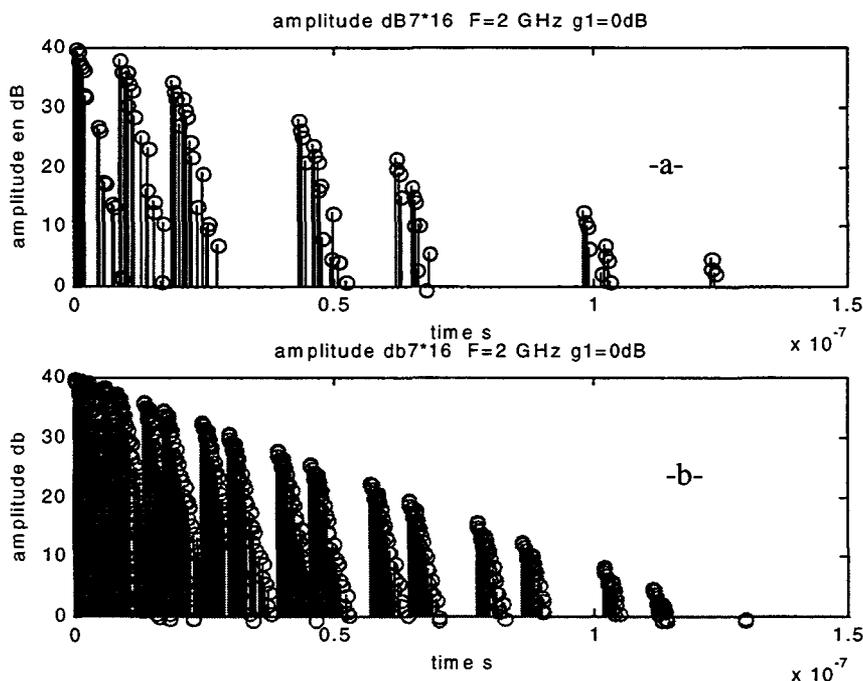


Figure II-12 : Réponse à une impulsion de Dirac en tunnel :Distance émetteur-récepteur =120m (-a-) /1000m (-b)

Pour interpréter ce résultat il suffit d'identifier les rayons jouant un rôle significatif et ceux dont l'amplitude est négligeable. On montre ainsi que les paquets de rayons fortement atténués correspondent à ceux qui se sont réfléchis sur les parois avec une polarisation associée au mode TM et des angles d'incidence voisin de celui de Brewster. La distribution des rayons de la réponse impulsionnelle est donc due essentiellement aux images se situant dans les plans horizontaux passant soit par l'émetteur, soit à faible distance de celui-ci.

On remarque de plus sur les courbes de la Figure II-12 que la pente traduisant la décroissance de l'amplitude des rayons reçus en fonction du retard est indépendante de la position du récepteur et est égale dans ce cas à 30 dB/100ns. Afin d'obtenir une formule analytique simple permettant de prédire la valeur de cette pente, il suffit de calculer les amplitudes et les retards successifs de chaque rayon situé dans le plan horizontal passant par l'émetteur. Si la distance émetteur-récepteur est beaucoup plus grande que la largeur L du tunnel, le coefficient de réflexion du mode TE peut être simplifié en utilisant le développement au premier ordre des fonctions $\sin \theta$ et $\cos \theta$ dans laquelle l'angle d'incidence θ entre le rayon et le plan de la paroi, est très faible. On obtient ainsi :

$$R_{TE}(m) \approx 1 - \frac{2m^2L}{x\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.9)$$

où m est l'ordre de la réflexion, x la distance émetteur-récepteur et ϵ_r la permittivité relative des parois. On a donc supposé que le mur se comporte comme un diélectrique parfait, sa conductivité apparente σ étant beaucoup plus petite que $\omega\epsilon_0\epsilon_r$ pour la gamme de fréquence envisagée. La formule (2.9) n'est évidemment valable que si l'incidence est rasante, donc tant que $m^2L/x \ll 1$. On peut ainsi relier l'amplitude du rayon ayant subi m réflexions et son retard par rapport au trajet direct, et en déduire la pente α_τ de la réponse impulsionnelle $h(\tau)$.

Si on exprime cette pente en dB/100ns on trouve ainsi :

$$\alpha_\tau = \frac{1043}{L\sqrt{\epsilon_r - 1}} \text{ dB} / 100\text{ns} \quad (2.10)$$

En faisant l'application numérique correspondant à la configuration qui a servi pour tracer les courbes de la Figure II-12, on aboutit à $\alpha_\tau = 32$ dB/100ns ce qui est bien en accord avec la pente observée sur cette figure.

La figure II-13 montre les résultats obtenus pour deux largeurs du tunnel différentes et valant respectivement 16 m et 8 m. On remarque bien que la pente de la réponse impulsionnelle est inversement proportionnelle à cette largeur comme l'indique d'ailleurs l'équation (2.10). D'un point de vue purement qualitatif, les diverses valeurs indiquées ci-dessus montrent également que dans un tunnel vide rectangulaire l'étalement des retards sera très faible.

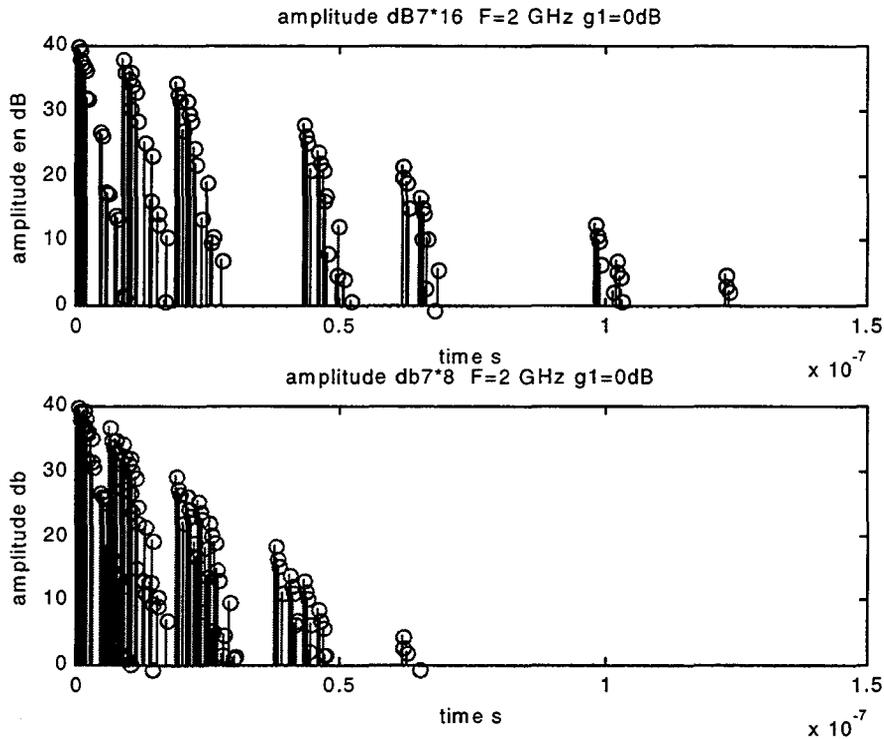


Figure II-13 : Réponse à une impulsion de Dirac. Largeur du tunnel 16 m (graphe supérieur) ou 8 m (graphe inférieur).

b) Réponse à une impulsion modulée

Comme nous le décrirons ultérieurement, la réponse impulsionnelle a été mesurée à l'aide d'une technique de corrélation basée sur la transmission d'une séquence pseudo-aléatoire modulant la fréquence porteuse. La bande passante du système est de 300 MHz correspondant à une largeur à mi-hauteur de 15 ns pour l'impulsion et une étude statistique a été menée pour une distance émetteur-récepteur variant entre 30 m et 500 m et pour le tunnel de 16 m sur 8 m décrit en début de ce chapitre. A titre d'exemple, des réponses typiques, issues du modèle théorique, sont montrées sur la Figure II-14. On remarque l'élargissement de l'impulsion initiale dû à la contribution des différents rayons retardés les uns par rapport aux autres et la distortion du signal due aux différences de marche entre ces rayons. On note de plus que l'allure de la réponse est fortement dépendante de la position du récepteur. A titre d'exemple,

si on se place à une distance de 370 m de l'émetteur, la première impulsion reçue a une très faible amplitude et est suivie de plusieurs impulsions ayant un retard maximum de 100 ns, tandis qu'à une distance légèrement inférieure (330 m), une seule impulsion apparaît, avec une amplitude 10 fois supérieure à la précédente.

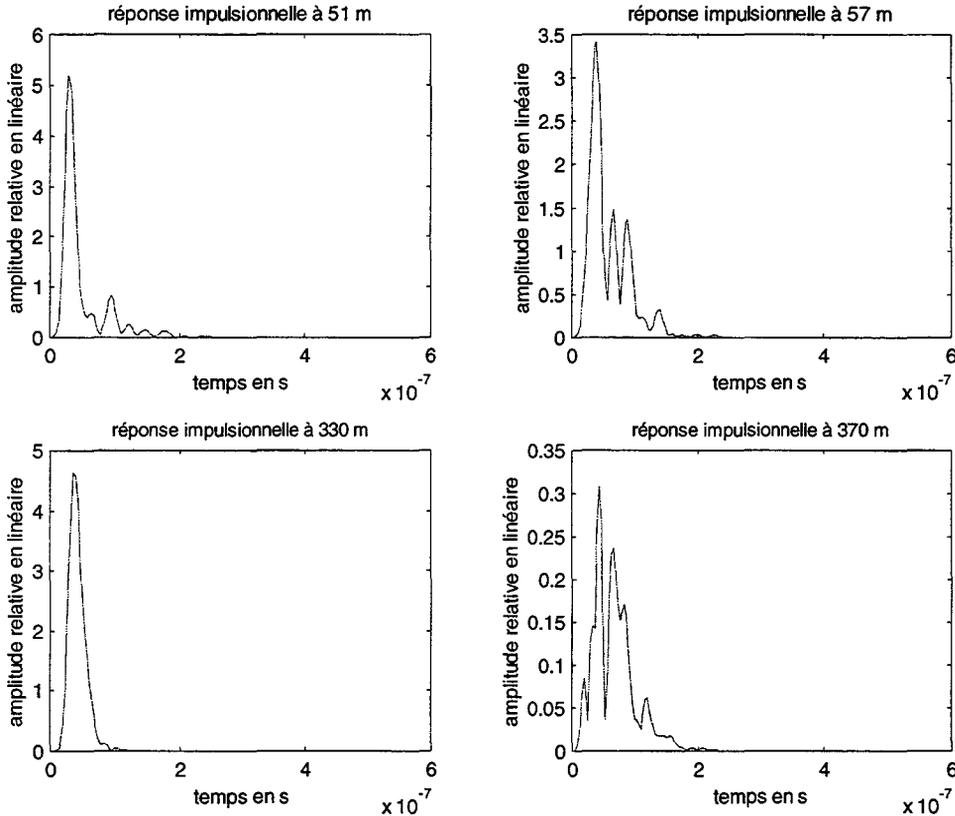


Figure II-14 : Réponses impulsionnelles théoriques en tunnel de 16 m x 8 m

Ce comportement est tout à fait caractéristique de la propagation multiple en tunnel puisque de nombreux trajets ayant de très faibles retards les uns par rapport aux autres, donc non séparables avec la bande passante du système simulé, peuvent pratiquement annuler la contribution du premier paquet d'impulsions reçus que nous avons décrit dans le paragraphe précédent. De manière à représenter de façon synthétique l'évolution de la réponse impulsionnelle du canal sur une grande distance, l'amplitude du signal reçu dans l'espace retard-distance a été représentée sur la Figure II-15 grâce à une échelle de couleurs associée à des variations exprimées en dB par rapport à une référence arbitraire. De manière à mieux faire apparaître la contributions des divers trajets, une bande passante de 700 MHz a été simulée. On voit nettement apparaître les paquets d'impulsions successifs, l'espace les séparant devenant d'autant plus faible que la distance augmente. Si on se base sur une première perception de ces courbes, on serait amené à penser que l'étalement des retard σ_τ est

une fonction continûment décroissante de la distance. Cependant σ_τ est calculé en normalisant l'amplitude du signal par rapport à sa valeur crête ce qui tend évidemment à renforcer les échos apparaissant sur la Figure II-15 pour de grandes distances émetteur-récepteur.

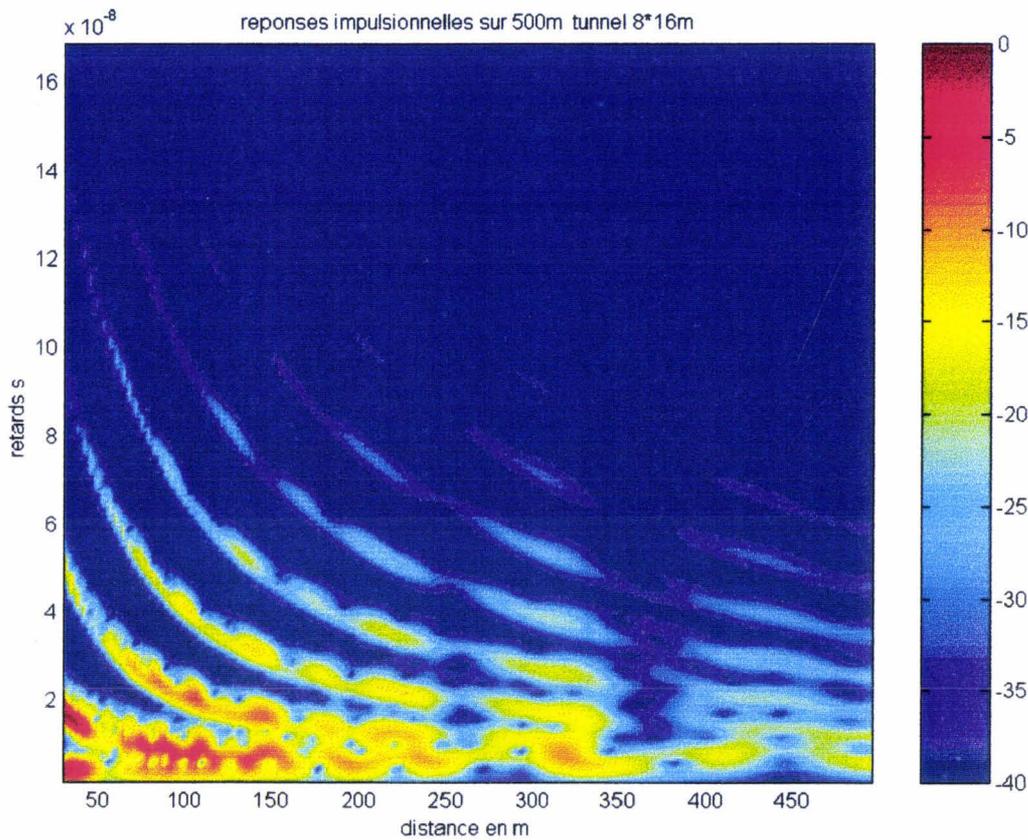


Figure II-15 : Réponse impulsionnelle théorique en fonction de la distance

Les courbes de la Figure II-16 montrent ainsi la variation de l'étalement des retards en fonction de la distance. Celui-ci a été calculé en considérant deux niveaux d'atténuation : -15 dB et -25 dB par rapport à l'amplitude maximum du signal, les évolutions correspondantes étant notées respectivement par le signe * et par un pointillé. On remarque qu'il n'existe qu'une faible différence sur la valeur calculée en fonction du choix de ce niveau, et que l'étalement des retards varie entre 5 ns et 28 ns en fonction de la position du récepteur, l'étalement moyen étant de 15 ns pour un seuil de -25dB. De plus on note qu'il n'y a pas de diminution sensible de la valeur moyenne de σ_τ lorsque le récepteur s'éloigne de l'émetteur.

Il nous a également paru intéressant de comparer la bande de cohérence B_c et l'inverse de l'étalement des retards σ_τ . On avait vu dans le chapitre précédent que B_c pouvait être

calculée soit à partir de la fonction de transfert complexe du canal, soit à partir de son enveloppe.

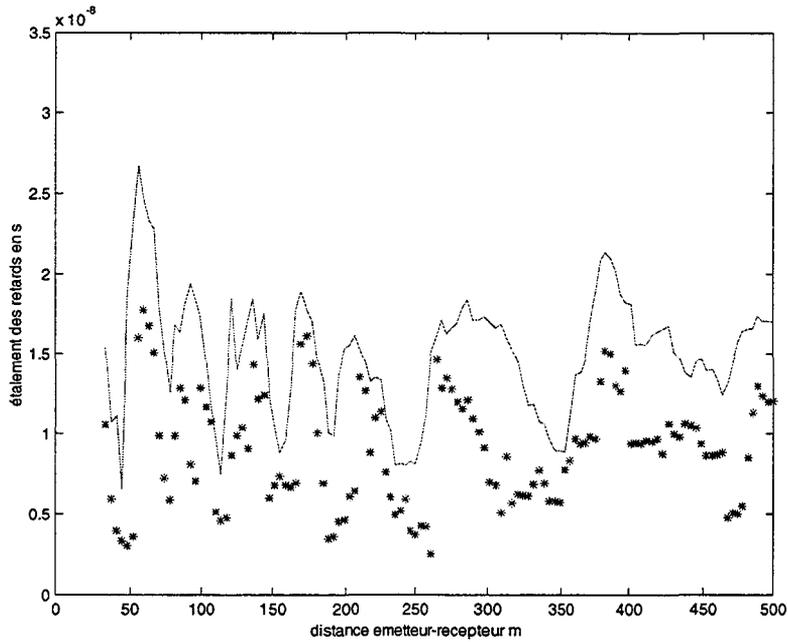


Figure II-16: Étalement des retards en fonction de la distance émetteur-récepteur:

* seuil de -15 dB --- seuil de -25 dB

Dans le premier cas, il est possible de relier B_c et σ_τ par l'équivalent d'une loi d'incertitude se traduisant par l'inégalité (1.41), ([Fleury,96]), tandis que pour le deuxième cas, le facteur de corrélation d'enveloppe ρ est relié à l'étalement des retards [Jakes,94] par la relation

$$\rho(\Delta f, 0) = \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f)^2 \sigma_\tau^2} \quad (2.11)$$

Si on définit la bande de cohérence B_c pour un coefficient $c = 0.7$ la relation précédente permet de relier B_c et σ_τ de la façon suivante :

$$B_c = \frac{0.65}{2\pi\sigma_\tau} \approx \frac{1}{10\sigma_\tau} \quad (2.12)$$

La courbe de la Figure II-17 correspond à la bande de cohérence calculée à partir de l'enveloppe de la fonction de transfert. Ce choix a simplement été dicté par le fait que les mesures effectuées en tunnel routier et qui seront décrites ultérieurement et comparées avec les résultats théoriques, ont été faites en utilisant un mesureur de champ en réception et qui ne

donne donc accès qu'à l'amplitude du signal. La valeur moyenne de B_C dans une zone donnée est de 12 MHz et est pratiquement indépendante de la distance entre cette zone et l'antenne d'émission.

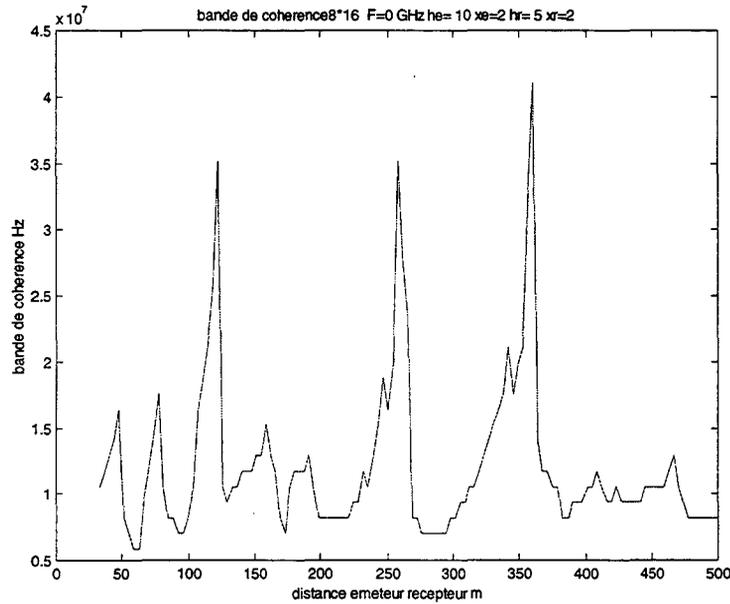


Figure II-17 : Bande de cohérence en fonction de la distance émetteur-récepteur

La Figure II-18 montre la distribution des points associés au couple : bande de cohérence - étalement des retards ainsi qu'une comparaison avec la formule théorique (2.12).

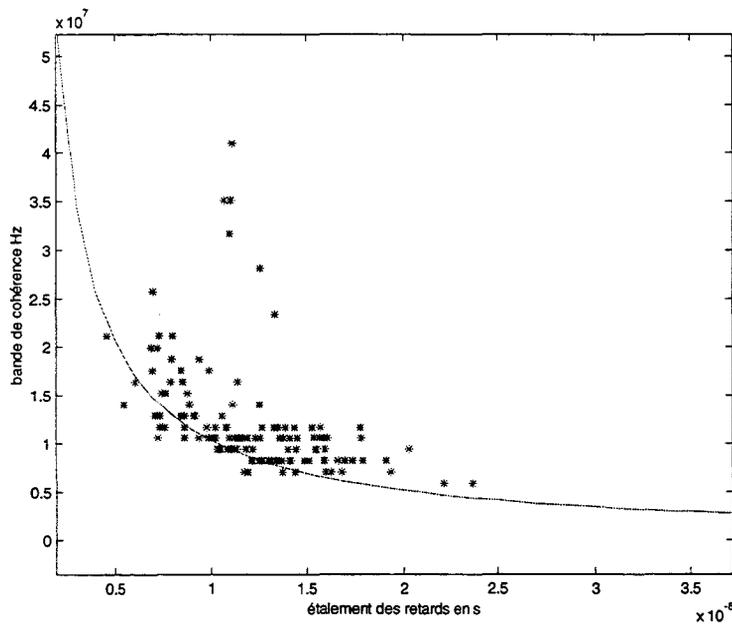


Figure II-18 : Bande de cohérence en fonction de l'étalement des retards. Comparaison avec la loi théorique $B_c = 1/(10\sigma)$

Un seuil de -20dB a été choisi pour le calcul de σ_τ . Bien que les hypothèses de base ayant permis d'aboutir à la formule (2.12) et rappelées dans le premier chapitre ne soient pas vérifiées pour la propagation dans un tunnel vide, on constate qu'il existe quand même un accord assez satisfaisant entre le nuage de points issus de la modélisation et la courbe déduite de cette équation (2.12).

II.1.5 Analyse large bande : Spectre Doppler, direction d'arrivée des rayons.

A partir des fichiers théoriques de la réponse impulsionnelle complexe du canal $h(t,\tau)$, la fonction retard – étalement Doppler $S(\tau,\nu)$ en est déduite par une transformée inverse de Fourier comme nous l'avons vu dans le paragraphe I.3. Deux exemples de résultats sont présentés sur les Figures II-19 et II-20. Afin de ne pas faire intervenir la vitesse du mobile, nous avons préféré faire figurer sur l'axe des abscisses la direction d'arrivée des rayons ou plus exactement, dans ce cas particulier d'un tunnel rectiligne, le cosinus de l'angle que fait un rayon quelconque avec l'axe du tunnel. L'axe des ordonnées correspond au retard, l'instant d'arrivée de la première impulsion étant choisi comme référence, l'amplitude relative des signaux successifs figurant grâce à une échelle de couleurs ([Liénard, 99-b-]). Deux distances émetteur-récepteur ont été successivement envisagées : 32 m et 330 m. Lorsque le récepteur est situé à très courte distance de l'émetteur, on note un étalement des directions d'arrivée, la majorité de l'énergie incidente se propageant sous un écart angulaire inférieur à 40 degrés par rapport à l'axe du tunnel et correspondant à un cosinus de 0.8. Par contre, si la distance augmente, les rayons contribuant de façon significative au signal arrivent de plus en plus suivant l'axe du tunnel comme le montre la Figure II-20.

II.2 Expérimentation en tunnel vide : comparaison théorie – expérience

II.2.1 Configuration du dispositif expérimental

De nombreuses campagnes de mesures ont été effectuées dans le tunnel de Saint Cloud, en région parisienne. Ce tunnel est composé de deux tubes associés chacun à un sens de circulation, chaque tube comportant 4 voies plus une bande d'arrêt d'urgence. Le tunnel a une longueur totale de 800 m et est pratiquement rectiligne sur 600 m. Sa coupe transversale n'est pas tout à fait rectangulaire car, bien que sa largeur soit importante (16 m environ), le toit a la forme d'une arche de grand rayon de courbure. L'antenne d'émission fixe est placée à l'entrée du tunnel à une hauteur de 2 m sur un trottoir longeant la paroi latérale d'un côté et la bande d'arrêt d'urgence de l'autre.

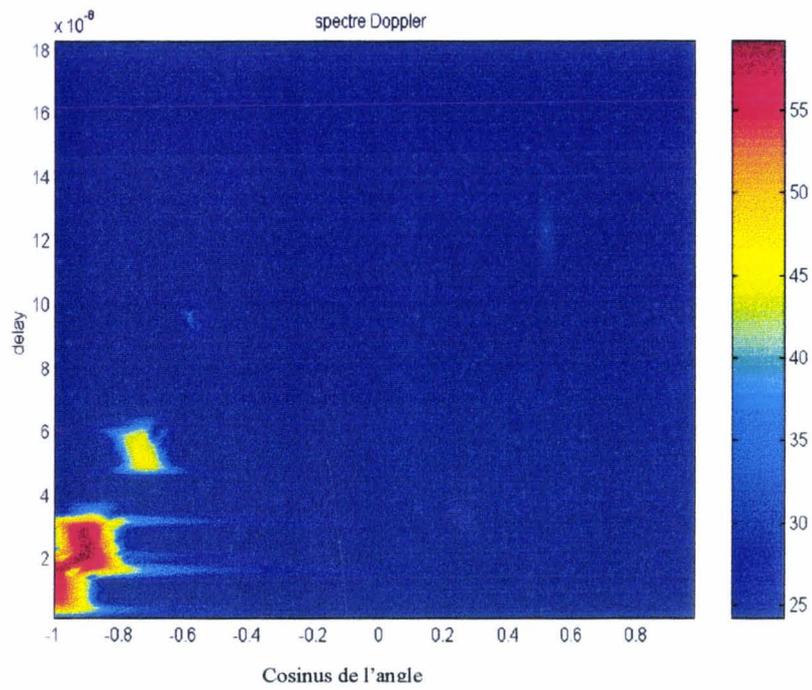


Figure II-19 : Spectre Doppler pour une distance émetteur-récepteur de 32 m.

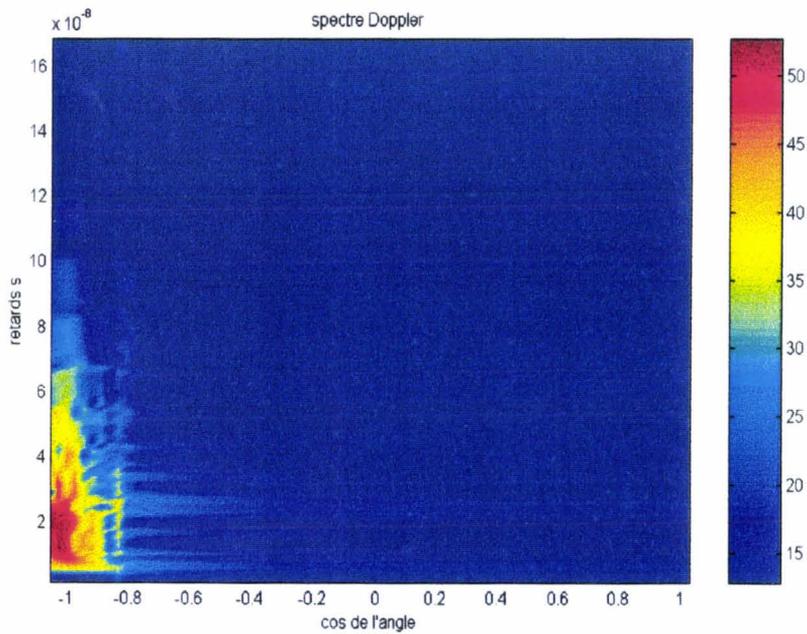


Figure II-20 : Spectre Doppler pour une distance émetteur-récepteur de 330 m.

Cette hauteur n'est pas suffisamment importante pour pouvoir s'affranchir des effets de masque lorsqu'un camion circule dans la file de droite de circulation. Cependant il ne nous a pas été possible ni d'installer une antenne provisoire au centre du tunnel et accroché au toit, ni d'augmenter la hauteur du pylône supportant l'antenne car il aurait été nécessaire dans ce cas de neutraliser une file de circulation pour implanter le mât (compte tenu de la forme en arche du tunnel). Il faudra donc tenir compte de cet aspect lors de l'interprétation des mesures effectuées en présence de trafic.

Afin de pouvoir comparer les résultats théoriques précédents aux valeurs relevées expérimentalement, une première campagne d'essais a eu lieu la nuit, entre 2h et 4h, la densité de circulation dans le sens Paris – Province étant très réduite dans ce créneau horaire. L'antenne de réception est une antenne conique avec plan de masse placée sur le toit du véhicule. Celui-ci est une camionnette équipée d'un dispositif fixé sur la roue envoyant des impulsions tous les 1cm et qui servent à déclencher le système d'acquisition. D'autres essais ont également été effectués en plaçant l'antenne sur une voiture berline classique afin de mettre éventuellement en évidence l'importance de la hauteur de l'antenne mobile, donc de son dégagement optique, lorsque le véhicule s'insère dans une file de circulation.

- ***Mesure en bande étroite***

La longueur d'onde étant environ de 15 cm, le pas de discrétisation de 1cm permettra d'étudier les fluctuations rapides du signal. Une autre contrainte importante est celle de la vitesse du mobile qui doit être suffisamment grande pour ne pas gêner le trafic. Il n'a donc pas été possible de se servir d'un analyseur de spectre en réception, son temps de réponse et de transfert des données étant trop important. Nous avons donc utilisé un système d'acquisition que le Laboratoire avait déjà mis au point et qui permet de numériser et de stocker des signaux à une cadence égale ou supérieure à 1 ms, les données étant ensuite transférées à bas débit sur un ordinateur portable. L'appareil de mesure de l'amplitude du signal est un mesureur de champ dont la sortie analogique est connectée au système d'acquisition. Sa bande passante est de 150 kHz ce qui permet d'avoir un temps de réponse bien inférieure à 1ms, donc compatible avec l'ensemble du dispositif.

La fréquence d'émission est de 2.1 GHz, la puissance de 1 W et seule la polarisation verticale a été utilisée. Signalons enfin que lors de l'étude des caractéristiques du canal en présence de trafic qui sera détaillée dans le paragraphe suivant, une autre configuration

géométrique consiste à laisser le véhicule immobile sur la bande d'arrêt d'urgence et à déclencher les enregistrements toute les millisecondes grâce à une horloge interne.

- ***Mesure en large bande***

La réponse impulsionnelle du canal a été mesurée en se basant sur le principe classique de corrélation. Le sondeur de canal réalisé au laboratoire [Baudet,98] permet de choisir différentes séquences pseudo aléatoires en fonction de l'étalement maximum des retards que l'on souhaite mettre en évidence et de la résolution temporelle désirée. Dans le cadre de cette application, on a vu que, théoriquement, l'étalement des retards en tunnel risque d'être très faible. Toutes les campagnes de mesures ont donc été faites en choisissant la largeur de bande la plus importante que puisse avoir le sondeur, soit 46,66 MHz et un degré de polynôme d'ordre 7 pour générer les séquences, ce qui mène à une résolution temporelle de 21 ns et à une profondeur d'investigation spatiale, associé au retard maximum entre les échos, de 800 m. Deux possibilités sont également offertes pour le traitement et l'acquisition des données: la première est la technique par glissement, très largement utilisée et présentée par exemple par [Cox,72]. Cependant, compte tenu des faibles écarts de fréquence d'horloge introduits entre l'émission et la réception, le temps de corrélation est relativement long. Si on désire enregistrer une réponse impulsionnelle tous les 1 cm avec un mobile en mouvement, celui-ci ne devra pas se déplacer à une vitesse supérieure à quelques km/h. Ceci n'est certes pas pénalisant si les mesures sont effectuées dans un environnement stationnaire et où il n'existe aucune contrainte sur la vitesse du mobile. Par contre, en tunnel routier ouvert au trafic ou en tunnel ferroviaire, des contraintes opérationnelles imposent une vitesse minimum qui est souvent de l'ordre de 30 km/h. Afin de gagner en rapidité, une autre solution qui a été choisie pour le sondeur de canal est d'effectuer en temps réel l'opération de corrélation à l'aide d'une série de quatre corrélateurs fonctionnant en parallèle mais décalés d'un quart de chip dans le domaine temporel. Dans ce cas, le temps de traitement et d'acquisition sur des mémoires rapides est de 0,35 ms par réponse impulsionnelle ce qui devient largement compatible avec la vitesse minimum de 30 km/h. Les détails techniques concernant ce sondeur figurent dans [Baudet,98].

II.2.2 Analyse en bande étroite

Divers passages successifs ont été faits avec le véhicule se déplaçant dans le tunnel « vide », la puissance reçue, exprimée en dBm, étant enregistrée tous les 1 cm sur une

longueur totale de 600 m. Un exemple est montré sur la Figure II-21, la courbe a) étant issue du modèle théorique et celle notée b) provenant des résultats de mesure.

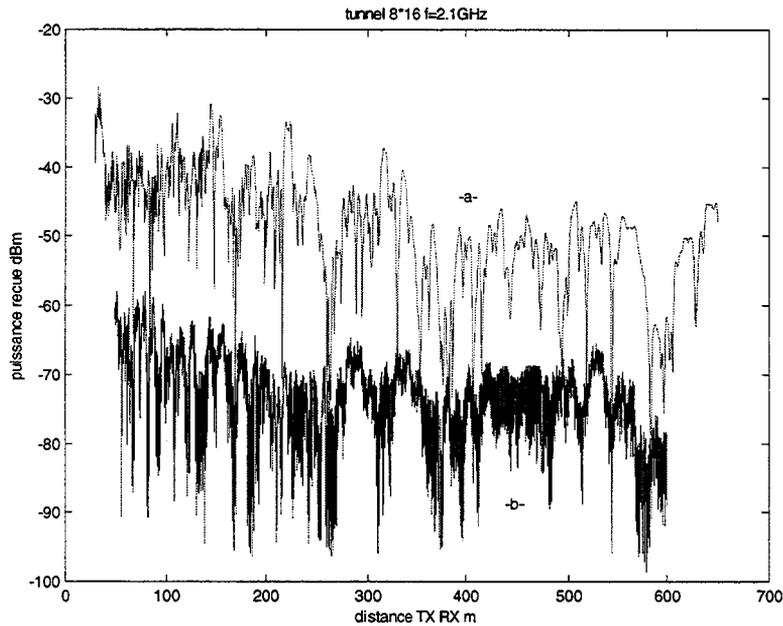


Figure II-21 : Variation de la puissance reçue en fonction de la distance émetteur-récepteur.

Comparaison théorie (a)/expérience (b)-20 dB

La courbe expérimentale a été décalée de 20 dB suivant l'axe vertical de manière à pouvoir mieux comparer visuellement l'allure des deux courbes. On remarque tout d'abord un accord satisfaisant entre théorie et expérience et notamment la bonne adéquation entre le modèle à deux pentes correspondant aux intervalles 30 m – 300 m et au delà de 300 m. En tunnel routier « vide » ayant une largeur de 16m, l'atténuation longitudinale du signal est très faible dans le deuxième intervalle et ne peut donc être déduite tant de la courbe théorique qu'expérimentale. Cependant on remarque sur la Figure II-21 que des fluctuations rapides plus importantes et plus proches les unes des autres apparaissent lors des mesures et qui peuvent être dues à la conjugaison de plusieurs facteurs tels que la forme en arche du tunnel, à la présence de divers obstacles le long des parois (faisceaux de câbles, dispositif d'éclairage, cabines de téléphone de secours, abris en décochement par rapport à l'axe routier..). On peut donc s'attendre à une distribution des rayons arrivant sur le récepteur plus aléatoire que celle prévue par la théorie des images en tunnel rectangulaire. Afin de mettre ce point en évidence, nous avons tout d'abord tracé l'évolution du rapport σ_s/σ_m permettant d'évaluer l'écart par rapport à une distribution de Rayleigh comme cela a été détaillé au paragraphe II.1.2.a. Pour tracer les courbes de la Figure II-22, l'étude statistique des fluctuations autour de la valeur

moyenne a été faite à partir d'une distance de 300 m de l'émetteur et en augmentant progressivement la largeur de l'intervalle sur lequel porte la statistique. La valeur extrême de 250 m indiquée en abscisse correspond donc à une étude faite sur une zone comprise entre 300 m et 550 m. Les diverses courbes notées globalement -b- ont été obtenues à partir de quatre enregistrements successifs du signal, tandis que la courbe -a- est issue du modèle théorique.

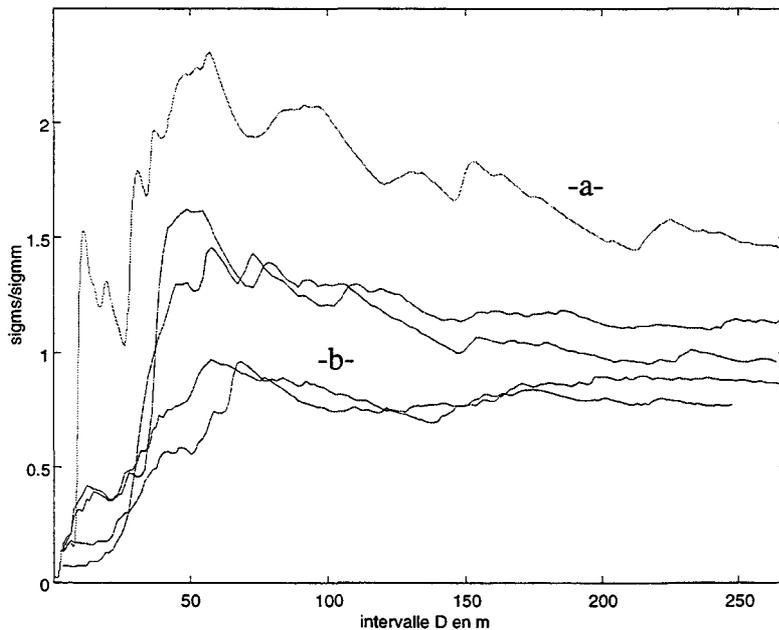


Figure II-22 : Evolution du rapport σ_s / σ_m sur un intervalle croissant.

Résultats : théoriques courbe (-a-) et expérimentaux courbe (-b-)

La comparaison de l'allure de ces courbes montre que la distribution de Rayleigh est atteinte plus rapidement, donc sur un intervalle plus court, dans les conditions expérimentales décrites précédemment que théoriquement. Ceci apparaît également sur les Figures II-23 et II-24 qui représentent le nombre d'évanouissement par seconde et la durée moyenne de ces évanouissements, chacun de ces deux termes étant normalisés par rapport à la fréquence Doppler maximum pour s'affranchir de la vitesse du mobile. La courbe en pointillés correspond comme précédemment à un fichier de mesures tandis que celle associée à des signes * est issue du modèle théorique. A titre de comparaison, la courbe en trait plein a été déterminée à partir des formules (1.49) et (1.50) supposant un spectre Doppler classique.

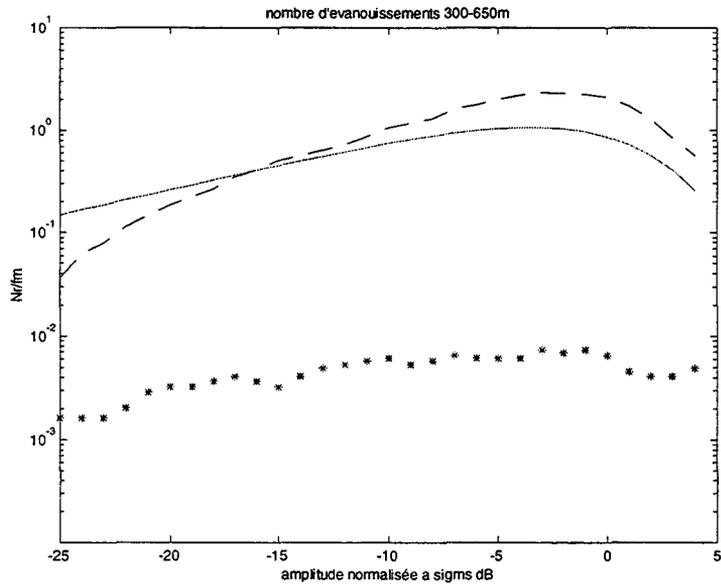


Figure II-23 : $N(a_n)/v_{\max}$ Comparaison courbe théorique (___) et résultats issus du modèle(*) ou de l'expérience(--)

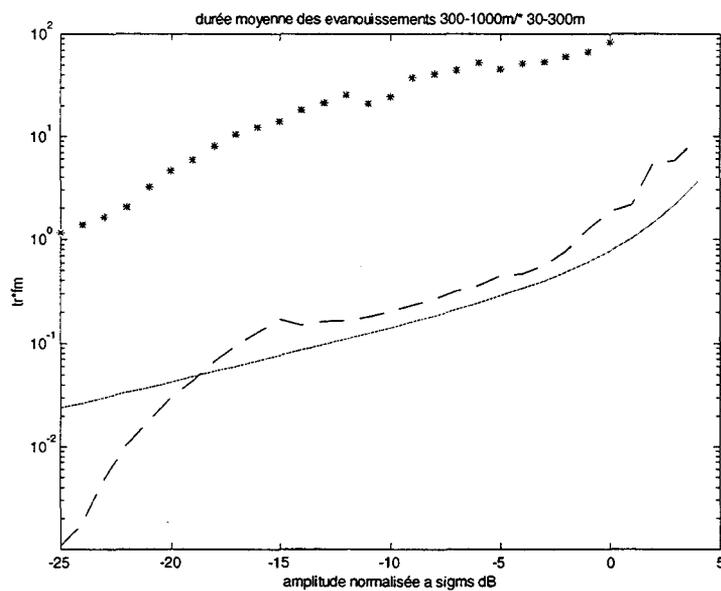


Figure II-24 : $\tau(a_n)*v_{\max}$ Comparaison courbe théorique (___) et résultats issus du modèle(*) ou de l'expérience(--)

Ces deux figures montrent que les résultats expérimentaux sont nettement moins écartés de la distribution associée au spectre Doppler classique que ceux issus de la modélisation. Une étude dans le domaine temporel a été également menée mais il ne nous a pas paru nécessaire de présenter les réponses impulsionnelles reçues. En effet, le signal ne

présente qu'une seule impulsion car le sondeur de canal a une résolution insuffisante pour mettre en évidence des retards de l'ordre de quelques dizaines de ns comme prévus par la théorie.

II.3 Expérimentation en présence d'un trafic routier important

II.3.1 Analyse en bande étroite

- ***Déplacement du mobile dans le tunnel***

Les mesures ont donc été effectuées en fin d'après-midi lorsque le trafic Paris vers Province est très dense. Le véhicule ayant à son bord les divers appareils d'enregistrement circule soit sur la voie la plus à droite de la chaussée, soit sur la voie centrale. Les conditions de circulation et d'environnement changent très rapidement, les antennes d'émission ou (et) de réception pouvant se trouver masquées pendant un temps très variable par un camion en leur voisinage immédiat. C'est la raison pour laquelle de nombreux passages ont été faits, en insérant le véhicule dans le flot de circulation. A titre d'exemple, la courbe b) de la Figure II-25 représente un enregistrement en présence de trafic, la courbe a) ayant été obtenue en tunnel « vide ». Un décalage de 30 dB de la courbe b) a été effectué pour une meilleure visualisation.

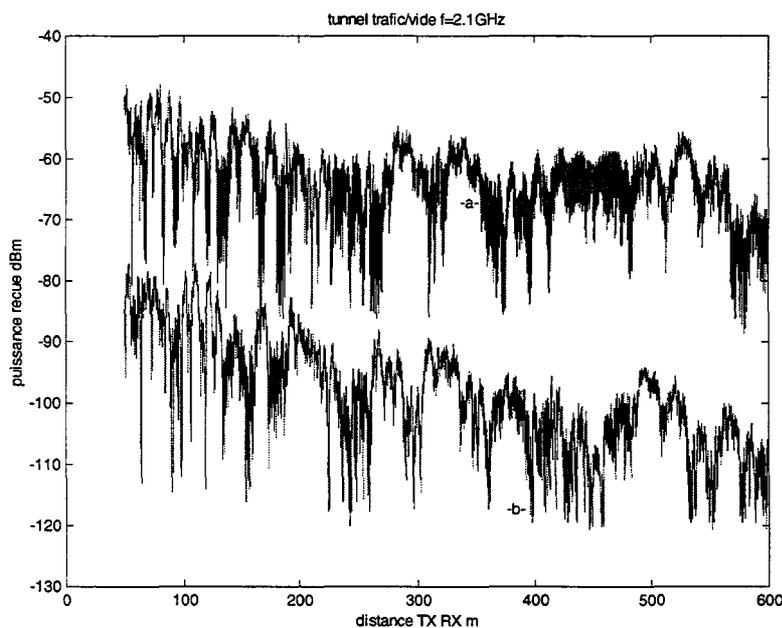


Figure II-25 : Variation de la puissance reçue en fonction de la distance émetteur-récepteur.

Comparaison tunnel vide (a) / en présence de trafic (b)-30 dB

Une étude statistique montre qu'en général, et comme on le voit d'ailleurs sur la courbe b), une forte densité de véhicules provoque une atténuation supplémentaire du champ. Il en résulte que pour une distance supérieure à 300 m, il n'y a quasiment pas de changement de pente de la valeur moyenne du signal et que donc pratiquement, un modèle à une seule pente convient. Si on s'intéresse par exemple à l'intervalle 300 m – 600 m, le tableau ci-après indique d'une part l'atténuation longitudinale moyenne calculée sur cet intervalle (notée pente dans le tableau) et, d'autre part, la puissance reçue (théorique ou mesurée) à une distance de 300 m de l'émetteur, la puissance d'émission étant normalisée à 1 W (Antennes résonnantes demi-onde).

| | Théorie | Résultats expérimentaux | |
|----------------------|-------------|-------------------------|-------------|
| | Tunnel vide | Tunnel vide | Avec trafic |
| Pente minimum | 0.8 dB/100m | 0.9 dB/100m | 1.5 dB/100m |
| Pente maximum | | 1 dB/100m | 3 dB/100m |
| Puissance max à 300m | - 48 dBm | - 51 dBm | - 49 dBm |
| Puissance min à 300m | | - 52 dBm | - 64 dBm |

Tableau 2.2

Pour les résultats expérimentaux, on a fait figurer les valeurs maximum et minimum relevées à partir de l'ensemble des fichiers de données. On remarque qu'en tunnel vide les niveaux de puissance moyenne et les atténuations linéiques, déduits de la théorie ou de l'expérience, sont très proches l'un de l'autre. En présence d'un flot de circulation important les valeurs trouvées varient dans de grandes proportions puisqu'elles sont, soit très voisines de celles correspondant au tunnel vide, soit présentent une atténuation supplémentaire de 12 dB pour la puissance reçue à 300 m et une atténuation longitudinale de 3 dB/100m au lieu de 1 dB/100m. Ces écarts peuvent s'expliquer par la présence quelquefois dense de camions dans le tunnel, d'effets de masque permanent lorsque le mobile suit, à une certaine distance un camion de hauteur importante...

Les courbes a) et b) de la Figure II-26 montrent l'évolution du rapport σ_s/σ_m obtenue à partir de fichiers de mesures en tunnel vide qui ont déjà été représentées sur la Figure II-22 mais qui servent ici d'élément de comparaison.

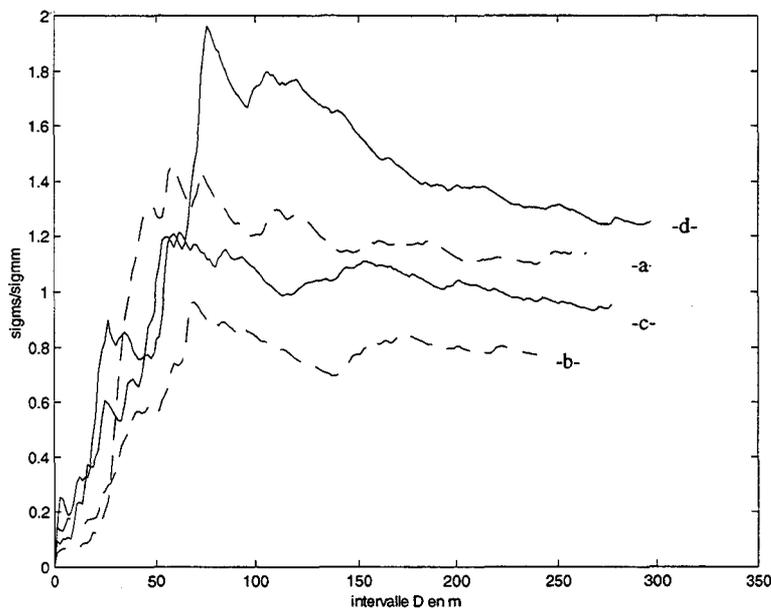


Figure II-26 : Evolution du rapport σ_s/σ_m sur un intervalle d'observation croissant.

Tunnel vide (--) / en trafic (—)

A partir des divers enregistrements en trafic, une étude statistique a été menée. On observe, en général, une variation ayant l'allure de la courbe c), c'est à dire tendant rapidement vers l'unité lorsque la largeur de l'intervalle d'observation sur lequel porte la statistique augmente. Par contre, dans certains cas particuliers, une courbe, telle que celle notée d), peut être obtenue. Pour cette configuration d'environnement du mobile dans le tunnel, l'écart de la distribution statistique des évanouissements par rapport à la loi de Rayleigh est plus importante en présence d'un trafic important qu'en tunnel vide. Il est très difficile de préciser les conditions dans lesquelles a été obtenue une telle courbe, la position relative des véhicules et notamment des camions par rapport aux antennes fixes et mobiles étant continûment variable pendant un enregistrement.

Enfin, les courbes des Figures II-27 et II-28 représentent respectivement les variations du nombre d'apparitions par seconde normalisée $N(a_n) / v_{\max}$ d'évanouissements supérieurs à l'amplitude indiquée en abscisse et la durée normalisée $\tau(a_n) * v_{\max}$ de ces évanouissements. Les deux courbes en trait continu correspondent à des mesures dans des conditions de trafic dense et nous avons rappelé, pour faciliter la comparaison, les résultats en tunnel vide (courbe

en pointillés), les signes ° donnant les valeurs théoriques issues des formules (1.49) et (1.50). On ne remarque pas de différence notable, sur les quelques courbes présentées, entre les statistiques de largeur et d'occurrence des évanouissements obtenues expérimentalement pour un tunnel vide ou un tunnel en trafic.

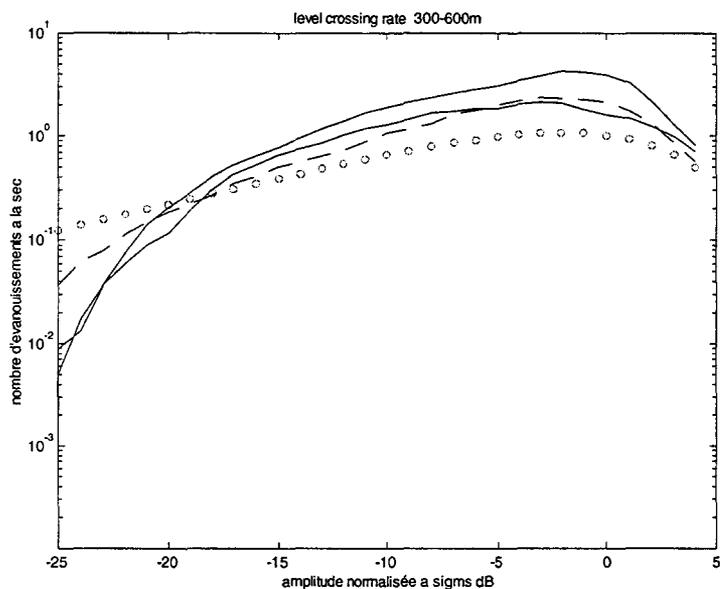


Figure II-27 : $N(a_n)/v_{max}$. Comparaison courbe théorique (o) et résultats en tunnel vide (--) ou en présence de trafic (___).

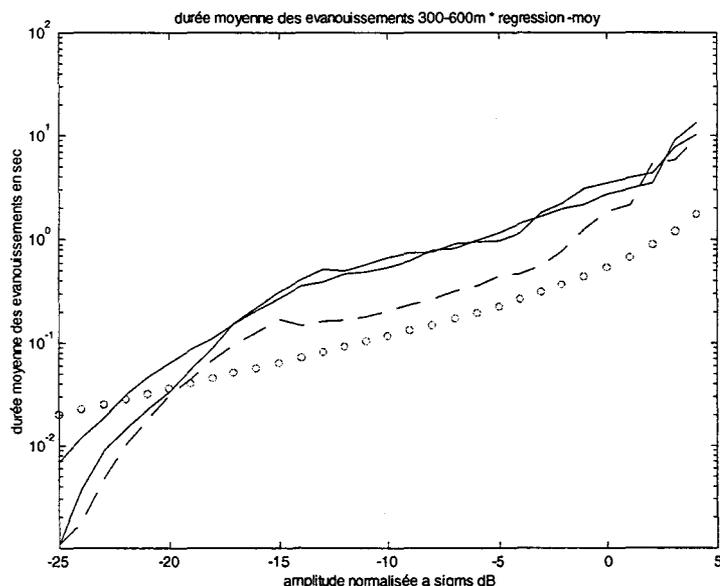


Figure II-28 : $\tau(a_n)*v_{max}$. Comparaison courbe théorique (o) et résultats en tunnel vide (--) ou en présence de trafic (___).

- **Véhicule immobile. Enregistrement dans le domaine temporel**

Lors de l'étude précédente, les diverses fluctuations de la puissance reçue étaient dues d'une part à la variation de la position du mobile dans le tunnel donc aux combinaisons diverses des rayons se réfléchissant sur les parois et d'autre part, aux réflexions et diffractions sur les véhicules, le phénomène réel étant d'ailleurs une combinaison de ces deux effets. Il est intéressant de mettre en évidence la non-stationnarité du canal en déclenchant des acquisitions toutes les millisecondes, le véhicule étant immobilisé à 300 m de l'émetteur sur la bande d'arrêt d'urgence. La Figure II-29 montre un exemple de variation du signal en fonction du temps. La première courbe visualise ces fluctuations pour une durée d'enregistrement de 25 secondes environ.

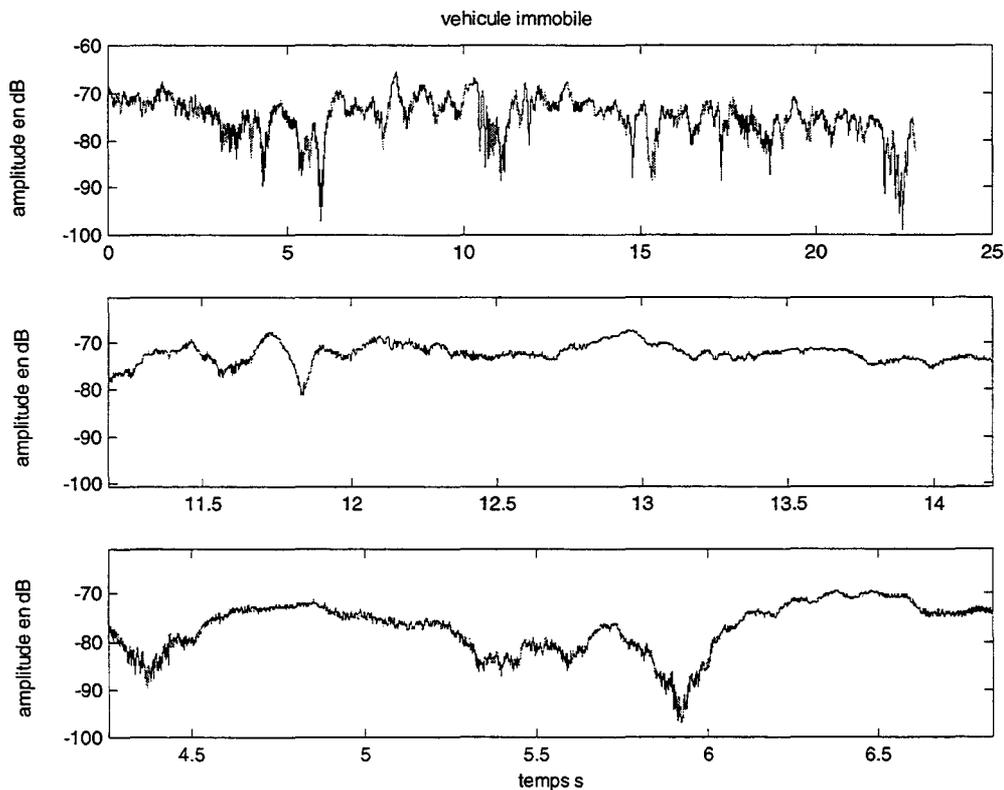


Figure II-29 :Position fixe : enregistrements en fonction du temps

On remarque évidemment la superposition de fluctuations rapides à des variations plus lentes traduisant des effets de masque importants comme des camions passant au voisinage de l'antenne soit d'émission soit de réception. Afin de mettre en évidence les variations rapides, un agrandissement a été effectué sur deux tronçons temporels : entre 11 s et 14 s puis entre 4 s

et 7 s. On ne remarque que des oscillations de très faible amplitude et on peut donc s'attendre à des temps de cohérence T_c importants. Les courbes a), b) et c) de la Figure II-30 représentent ainsi la variation de T_c , calculée à partir de la fonction d'autocorrélation et pour un coefficient de corrélation de 0.7, dans les trois cas respectifs suivants : tunnel vide (trafic très faible), trafic faible et trafic important. Ce temps de cohérence a été calculé en fonction de la largeur de la fenêtre temporelle d'observation qui varie de 1 s à 20 s.

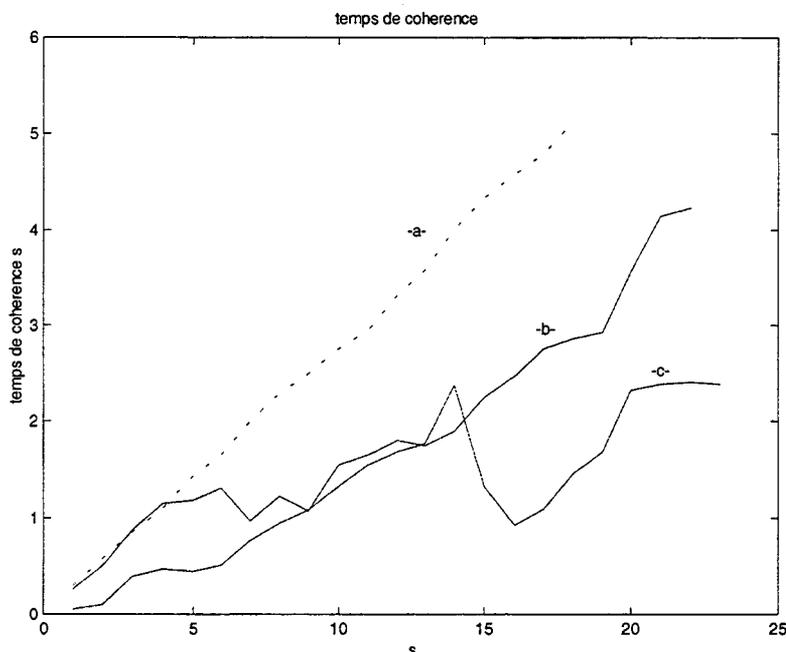


Figure II-30 : Evolution du temps de cohérence en fonction de la fenêtre temporelle

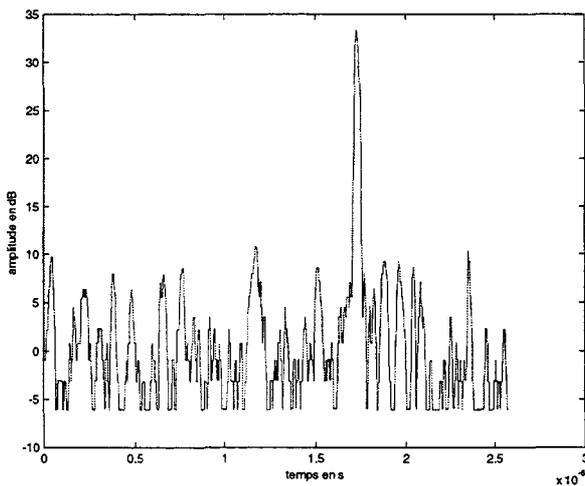
La courbe a), obtenue en tunnel vide, montre que le temps de cohérence varie proportionnellement avec la durée de l'observation. Ceci est logique puisque si le canal était parfaitement stationnaire, T_c tendrait vers l'infini pour une observation pendant un temps infiniment long. Lorsque la densité de voitures est très faible, on observe encore sur la courbe b) une augmentation de T_c avec la largeur de la fenêtre temporelle, tandis que pour le cas d'un trafic très important, le temps de cohérence reste à peu près constant, de l'ordre de 1 s à 2 s.

A titre indicatif, si on avait fait l'hypothèse d'un spectre Doppler classique présentant donc une densité spectrale de puissance maximum pour les valeurs $\pm v_{max}$ et correspondant donc aux directions d'arrivée suivant l'axe du tunnel, on aurait obtenu, d'après l'équation 1.48 une valeur de voisine de 2 ms, en supposant que les véhicules se déplacent à une vitesse moyenne de 30 km/h. Cet important écart peut s'expliquer par le rôle du tunnel dans la propagation et par la configuration de la campagne de mesures. Comme l'enregistrement s'effectue sur la bande d'arrêt d'urgence, tout véhicule situé sur l'axe ou au voisinage de l'axe

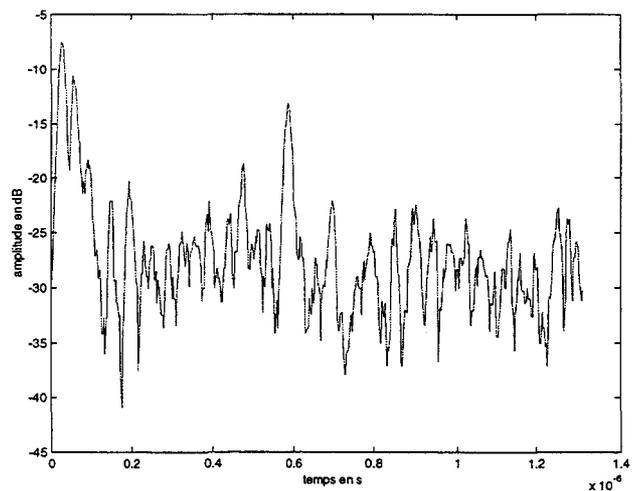
émetteur – récepteur joue le rôle d’un masque et très peu celui d’un réflecteur. De plus, l’effet de guide du tunnel dans son aspect déterministe joue encore un rôle important comme nous l’avons vu précédemment et notamment par l’analyse des courbes II-27, II-28 et II-29. Enfin, les rayons qui parviendront à l’antenne de réception en s’étant réfléchis sur un mobile mais en étant peu atténués sont ceux qui n’auront pas subi de réflexions multiples. Autrement dit, on peut s’attendre à ce que la contribution provenant des véhicules passant au voisinage de l’antenne de réception, donc vus sous un angle bien inférieur à 180° soit importante.

II.3.2 Analyse en large bande

Un ensemble de 2000 réponses impulsionnelles ont été enregistrées lors de plusieurs passages et ceci de façon aléatoire dans le temps. Sur cet ensemble, seuls 90 fichiers présentent des échos pouvant être clairement mis en évidence compte tenu de la résolution du sondeur. Quelques réponses caractéristiques sont tracées sur les Figures II-31 -a- et II-31-b-.



Enregistrement - a -

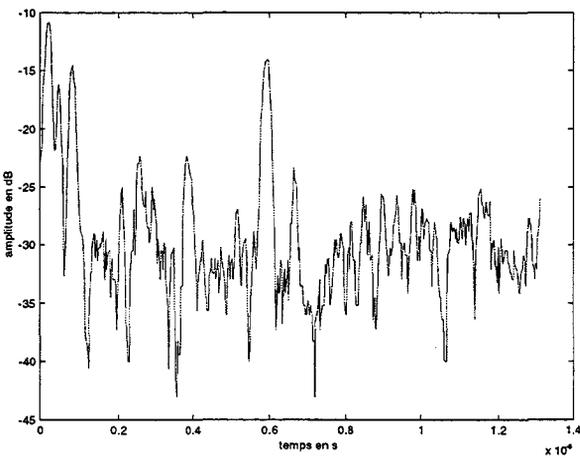


Enregistrement - b -

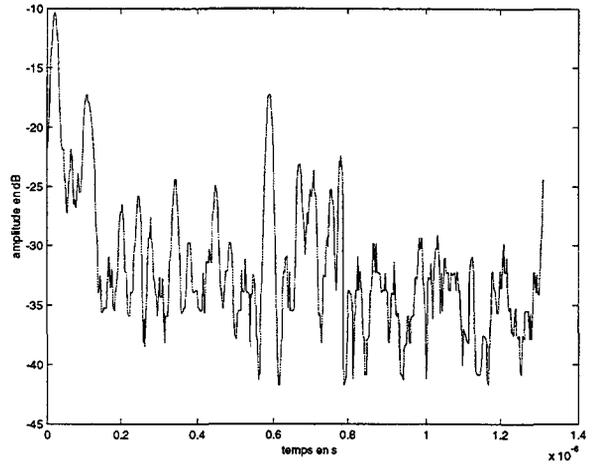
Figure II-31 -a - : Exemples d'enregistrements

L'enregistrement a) correspond à un exemple des cas pour lesquels l'impulsion initiale est peu déformée et où les échos qui apparaissent ont une amplitude crête inférieure de 25 dB à celle de l'impulsion initiale, c'est à dire voisine de la dynamique du sondeur. Par contre, sur la courbe notée b) de la Figure II-31-a- et celles notées c) et d) de la Figure II-31-b-, on remarque la présence d'échos multiples identifiables. Il faut cependant noter que dans un certain nombre de configurations pour lesquelles les échos ont une amplitude du même ordre

de grandeur que celle de la première impulsion incidente, le signal reçu est peu énergétique ce qui mène à une dégradation du rapport signal sur bruit.



Enregistrement - c -



Enregistrement - d -

Figure II-31 -b - : Exemples d'enregistrements

De manière à éviter la prise en compte de signaux non significatifs dans le calcul de l'étalement des retards, seul des seuils de -10dB et de -15dB par rapport à la première impulsion ont été envisagés. La Figure II-32 représente donc l'histogramme de l'étalement des retards calculés sur les 90 fichiers mentionnés précédemment.

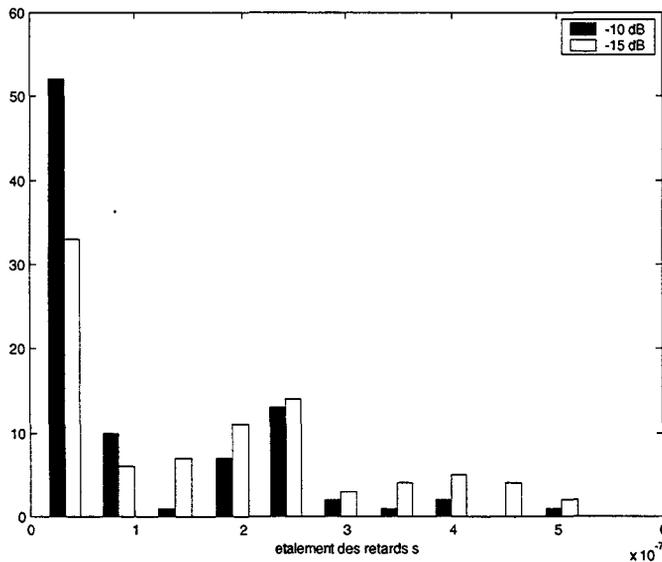


Figure II-32 : Histogramme de l'étalement des retards

Si on considère un seuil de -15dB, 40% des réponses présentent un étalement inférieur à 50 ns, 40% compris entre 50 ns et 250 ns et enfin 20% entre 250 ns et 500 ns.

II.4 Synthèse des résultats. Conclusion

Les études théoriques et expérimentales ont été menées dans le cas d'un tunnel de largeur importante, égale à environ 16m. Compte tenu de cette valeur, l'atténuation longitudinale risquait d'être faible, donc difficilement comparable à des prévisions théoriques pour des tunnels n'ayant pas une longueur suffisante pour apporter une atténuation notable du champ. Néanmoins cette configuration a été choisie car elle correspond au cas le plus critique en terme de bande de cohérence ou d'étalement des retards. En effet, d'une part la distance importante entre les parois verticales peut provoquer éventuellement des retards importants dus aux trajets multiples et, d'autre part, les diverses voies de circulation permettent un trafic dense de véhicules légers et de poids lourds pouvant également engendrer de nombreuses réflexions. Plutôt que de reprendre les résultats dans le même ordre que dans le corps de ce chapitre, nous avons préféré comparé les caractéristiques usuelles du canal de propagation déduites soit d'une modélisation de la propagation, soit des mesures en tunnel « vide » ou en présence d'un trafic important.

- **Analyse en bande étroite**

- 1) *Atténuation longitudinale*

Pour cette gamme de fréquences de l'ordre de 2 GHz et pour un tunnel de 16 m de large, l'étude théorique, basée sur l'hypothèse d'un tunnel rectiligne ayant une section rectangulaire, montre qu'un modèle à deux pentes est bien adapté pour traduire la variation linéaire (en dB) de la valeur moyenne du champ en fonction de la distance entre 30 m et 1500 m de l'émetteur. Le point de rupture de pente dépend des conditions d'excitation du tunnel donc, entre autres, des diagrammes de rayonnement des antennes. Pour la configuration envisagée, le gain des antennes ne joue pas un rôle trop critique et une étude paramétrique a montré que ce point de changement de pente était compris entre 200 m et 300 m. Pour des tunnels plus étroits, à deux voies de circulation par exemple, il faut s'attendre à un changement de pente à une distance plus proche de l'émetteur car les modes d'ordre supérieurs sont beaucoup plus rapidement atténués.

Dans la zone proche de l'émetteur, l'atténuation calculée est de 5 dB/100m puis devient inférieure à 1 dB/100m en zone lointaine.

Ce modèle à deux pentes et les valeurs qui viennent d'être indiquées sont en bon accord avec les résultats expérimentaux obtenus en tunnel « vide ». Si le trafic routier est très dense, un modèle à une pente, d'ailleurs plus importante, est mieux adapté. L'atténuation moyenne longitudinale devient dans ce cas égale à 2 à 3 dB/100m.

2) *Distribution statistique des évanouissements*

L'étude, d'après les résultats théoriques, a été menée successivement dans les deux zones définies précédemment et appelées respectivement proche et lointaine. Sur l'intervalle global de 300 m de la zone proche, la distribution des évanouissements autour d'une moyenne glissante de 100λ suit une loi de Rayleigh. Loin de l'émetteur, un accord avec une distribution de Rayleigh n'est obtenue que si la fonction de distribution est calculée à partir de l'ensemble des valeurs de l'amplitude du champ reçu sur tout l'intervalle, soit 1200 m. En d'autres termes, les fluctuations ne suivent pas localement une loi de Rayleigh car il y a une faible probabilité d'apparition d'évanouissements très rapprochés. Cela a été mis en évidence en déterminant les probabilités de durée et d'apparition de ces évanouissements qui s'écartent notablement des valeurs qui devraient être obtenues avec l'hypothèse d'un canal de Rayleigh « classique ».

Expérimentalement, les distributions statistiques en tunnel « vide » et en présence de trafic diffèrent peu. Dans les deux cas, on obtient des fluctuations plus rapides du signal et donc un accord avec une loi de Rayleigh sur des intervalles d'observation plus courts que ceux prévus par le modèle théorique de propagation. Il faut bien entendu rappeler qu'il existe une forte dispersion entre les enregistrements successifs effectués en présence d'un trafic dense, les effets de masque ou de réflexions dus à la présence de camions au voisinage du mobile de réception étant éminemment variables en fonction du temps. Il est donc difficile dans ce cas de définir de façon absolue la longueur de la moyenne glissante autour de laquelle la distribution statistique des amplitudes doit être calculée.

• **Analyse large bande**

1) *Domaine fréquentiel*

Les courbes de fonction de transfert théoriques font apparaître une translation des résultats dans l'espace fréquence-distance. Une atténuation profonde en un point de réception d'abscisse x se produisant à une fréquence donnée f se produira également en un point $x + \Delta x$

mais pour une fréquence décalée de Δf . En introduisant de nombreuses simplifications dans le modèle, nous avons pu trouver une relation simple liant Δx et Δf . La bande de cohérence B_c calculée à partir de la corrélation d'enveloppe, varie entre des valeurs extrêmes de 10 MHz et 100 MHz, la moyenne étant de 13 MHz. Pour des tunnels plus étroits, à deux voies, B_c devient égale à 30 MHz environ. Pour des considérations pratiques de mesures, la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel n'a pas été mesurée.

2) *Domaine temporel*

La réponse théorique à une impulsion de Dirac a d'abord été déterminée. Il apparaît des paquets d'impulsions, séparés les uns des autres, cette distribution pouvant être expliquée par l'effet associé à un angle d'incidence voisin de celui de Brewster pour un certain nombre de rayons. Nous avons donné une formule simple permettant de trouver la pente correspondant au profil des retards. Cette pente est inversement proportionnelle à la largeur du tunnel et approximativement, à la racine carrée de la permittivité des parois du tunnel. Une application numérique montre que cette pente est très importante puisqu'elle vaut 30 dB/100ns pour le tunnel envisagé.

L'étalement des retards σ_τ a ensuite été calculé, toujours à partir du modèle théorique de propagation, en supposant une modulation autour de 2 GHz. En choisissant un seuil important de -25 dB par rapport à l'impulsion principale, nous avons vu que σ_τ varie entre 5 ns et 30 ns environ, en fonction de la position du point de réception, sa valeur moyenne étant de 15 ns. Une comparaison a également été effectuée avec les formules publiées dans la littérature et reliant σ_τ et B_c .

Expérimentalement, les réponses impulsionnelles ont été enregistrées lorsque le véhicule est immobilisé sur la bande d'arrêt d'urgence. En tunnel « vide », la résolution de l'appareillage qui est de 21 ns n'a pas permis de mettre en évidence des échos multiples, et ceci est donc en accord avec les prévisions théoriques. En trafic dense, la probabilité d'apparitions d'échos importants restent faibles puisqu'ils ne sont apparus que sur 90 fichiers sur un ensemble de 2000 enregistrés. Bien entendu, ce pourcentage de 5% environ correspond à la probabilité de se situer dans un environnement et une distribution de voitures et de camions donnant naissance à ces échos. Sur un intervalle de temps court dans cette configuration particulière, la probabilité d'apparitions d'échos importants seraient évidemment élevée. Si on analyse donc uniquement ces 90 fichiers, on a vu que pour un seuil

de -15 dB, 40% des réponses présentent un étalement inférieur à 50 ns, 40% compris entre 50 ns et 250 ns et enfin 20% entre 250 ns et 500 ns.

3) *Direction d'arrivée des rayons*

L'étude, théorique uniquement, a montré que la dispersion angulaire diminuait très rapidement en fonction de la distance émetteur-récepteur et qu'au-delà de quelques centaines de mètres, elle devenait inférieure à 20°, même dans de large tunnel.

- **Temps de cohérence**

Lorsque l'antenne de réception est fixe, donc quand la non - stationnarité du canal n'est due qu'au mouvement des autres véhicules, les fluctuations du signal sont faibles, menant à un temps de cohérence de quelques secondes.

Les résultats résumés ci-dessus doivent cependant être considérés comme ceux issus d'une première étape et devraient être complétés ultérieurement grâce à des campagnes de mesures dans des tunnels ayant des formes géométriques et des gabarits différents. Une illustration en sera d'ailleurs donnée dans le chapitre suivant traitant de la propagation en tunnel ferroviaire.

Bibliographie du Chapitre 2

- [Baranowski,00], Baranowski, S., Agnaou, M., Degauque, P., Utilisation de la théorie des rayons pour étudier l'effet d'une courbure sur la propagation des ondes dans un tunnel sinueux, CIMASI 2000, Casablanca, Actes en cours de pub., 23-25 octobre 2000
- [Baudet,98], Baudet, J., Synthèse des travaux sur la cinémométrie Doppler, la caractérisation des canaux de transmissions hertziens et l'étude de la susceptibilité des composants, Mémoire de HDR, Lille, Nov. 1998
- [Chen,96], Chen, S.H. Jeng, S.K., SBR image approach for radio wave propagation in tunnels with and without traffic, *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol 45, n 3, pp 570-578, Aug 1996
- [Cox,72], Cox, D.C., Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol 20, n 5, pp 625-630, Sept.72
- [Delogne,76], Delogne, P., Basic mechanisms of tunnel propagation, *Radio Sci.*, vol 11, pp 295-303, 1976
- [Delogne,91], Delogne, P., E.M. Propagation in tunnels, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 39, pp 401-406, 1991
- [Emslie,75], Emslie, A.G., Lagace, R.L., Strong, P.F., Theory of the propagation of UHF radio waves in coal mine tunnels, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol 23, pp 192-205, 1975
- [Fleury,96], Fleury, J.P., An uncertainty relation for WSS processes and its application to WSSUS systems, *IEEE Trans. on Com.*, vol 44, pp 1632-1634, 1996
- [Jakes,94], Jakes, W.C., Microwave Mobile Communication, *IEEE Press*, 1994
- [Lee,82], Lee, W.C.Y., Mobile communications engineering, Mc Graw Hill, 1982
- [Lee,94], Lee, E.A., Messerschmitt, D.G., Digital communication, Kluwer acad. Pub., 1994

- [Liénard,93], Liénard, M., Télécommunications sol-véhicules en tunnel : Caractérisation du canal de transmission, Thèse de Doctorat, Lille, Jan. 1993
- [Liénard,99a], Liénard, M., Betrencourt, S., Degauque, P., Telecommunication in tunnel in the 2 GHz-10 GHz frequency band : Characteristics of the radio channel, *ACTS Symp. Mobile Summit*, Sorrento, It., Proc. pp 951-954, 7-10 June 1999
- [Liénard,99b], Liénard, M., Betrencourt, S., Degauque, P., Propagation of high frequency waves in tunnels : A review of recent research developments, URSI General Assembly, Toronto, 15-22 Aug. 1999.
- [Mahmoud,74], Mahmoud, S.F., Wait, J.R., Geometrical optical approach for electromagnetic wave propagation in rectangular mine tunnels, *Radio Sci.*, vol. 9, pp 1147-1158, 1974
- [Mariage,94], Mariage, Ph., Liénard, M., Degauque, P., Theoretical and experimental approach of the propagation of high frequency waves in tunnels, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, n° 1, pp 75-81, Jan. 1994
- [Proakis,95], Proakis, J.G., Digital communications, Mc Graw Hill Ed., 1995

CHAPITRE III

Chapitre 3 : CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION EN TUNNEL FERROVIAIRE EN VUE DE L'OPTIMISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION DE DONNEES

Introduction

Ce troisième chapitre présente une application directe des résultats des mesures issus de la caractérisation du canal de propagation pour définir et optimiser un système hyperfréquence de transmission de données entre deux trains se suivant dans un tunnel. Contrairement aux configurations décrites précédemment en tunnel routier, la portée de la liaison doit être importante, la distance séparant les trains étant de l'ordre de 4 km à 6 km. La faisabilité d'une telle approche dépend du bilan de puissance qui est lié au choix de la fréquence porteuse, du débit et du type de modulation envisagés pour le système. Différentes campagnes de mesures ont donc été entreprises afin de déterminer, à partir des résultats de l'analyse en bande étroite et en large bande, les caractéristiques du système à réaliser. Une synthèse des éléments essentiels clôturera ce chapitre.

III.1 Description du site d'essais

Les campagnes de mesures ont été successivement menées dans le tunnel de service et les deux tunnels ferroviaires du lien fixe transmanche. Une vue schématique du site est présentée Figure III-1. Les trois tunnels de longueur égale à 50 km sont parallèles entre eux excepté en deux points de jonction nommés "Cross-over", où les tunnels ferroviaires se rejoignent permettant ainsi le passage des navettes d'un tunnel à l'autre lors notamment des opérations de maintenance. Le tunnel de service et le tunnel ferroviaire ont des sections droites quasi-circulaires ayant pour rayons respectifs 4,8 m et 7,1 m.

Compte tenu de certaines contraintes techniques liées à la mise en œuvre de tests en tunnel ferroviaire, certains essais n'ont pu être réalisés qu'en tunnel de service. En effet les campagnes de mesures en tunnel ferroviaire restent très limitées, non seulement en nombre mais également en durée, car elle ne peuvent avoir lieu qu'en s'insérant entre les travaux de maintenance du tunnel entre 01h00 et 04h00 du matin, le week-end et uniquement lorsque le

planning le permet. De plus, les expérimentations n'étant pas prioritaires pour l'exploitation, elles peuvent être différées ou annulées.

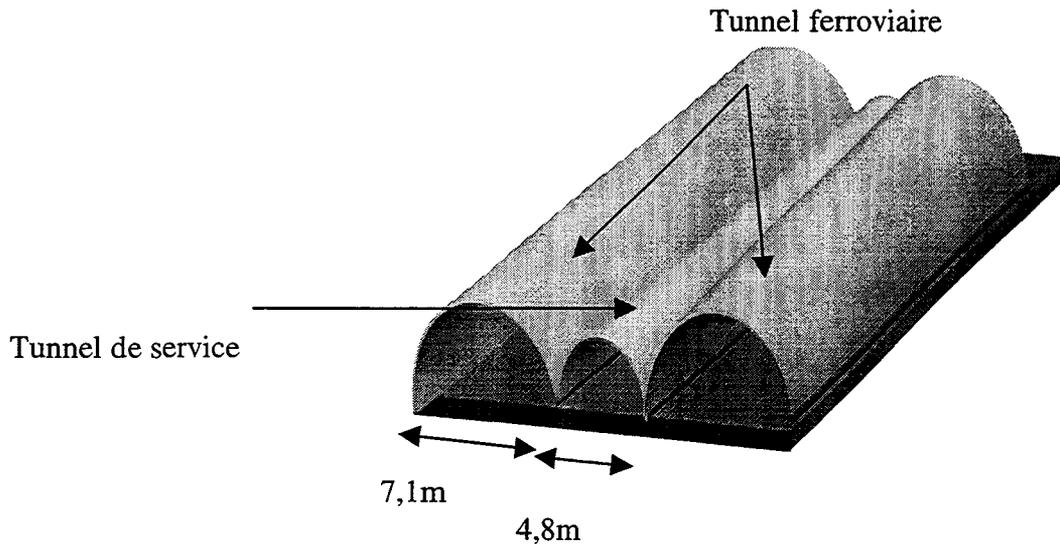


Figure III-1 : Description du site. Coupe transversale des trois tunnels

III.2 Analyse en bande étroite

L'étude a été menée de façon à mettre en évidence l'influence de la fréquence porteuse et des dimensions du tunnel sur l'atténuation moyenne du champ ainsi que sur ces fluctuations en fonction de la distance émetteur-récepteur. Cependant les études décrites dans le chapitre précédent ayant montré que l'atténuation longitudinale dans un tunnel rectiligne devenait faible à partir de quelques GHz, deux fréquences valant respectivement 2.45 GHz et 10 GHz ont été envisagées. Les antennes d'émission ou de réception utilisées lors des essais sont des cornets double-ridge de gain égal à 8.5 dBi à 2 GHz et de 11.7 dBi à 10 GHz. La puissance d'émission en sortie de l'amplificateur est de 1 W. Sur toutes les courbes qui vont être présentées dans ce chapitre, il est important de rappeler que les puissances indiquées ont été calculées en soustrayant les gains d'antennes des valeurs mesurées, soit donc en normalisant les résultats à 1 W émis et 0 dBi de gain d'antennes.

En tunnel de service, l'antenne d'émission est située à une hauteur de 1.5 m et à une distance de 1 m environ de la paroi latérale du tunnel, l'antenne de réception est placée à une hauteur de 1 m dans le coffre ouvert d'une voiture Peugeot 106 qui se déplace à une vitesse

moyenne de 20 km/h lors des essais d'enregistrements de la puissance reçue en fonction de la distance.

En tunnel ferroviaire, l'antenne d'émission est implantée au milieu de la voie à une hauteur de 1.5 m, la circulation des trains de travaux étant interrompue sur la longueur du tronçon affecté aux mesures. L'antenne de réception est positionnée derrière la vitre arrière non métallisée d'une motrice diesel se déplaçant également à une vitesse de 20 km/h.

Avant de décrire l'ensemble des résultats, il nous est apparu judicieux d'extraire de l'ensemble des fichiers de mesure, des données issues de deux configurations typiques de l'environnement et qui permettent de mettre en évidence les limites d'utilisation du modèle théorique.

III.2.1 Limitation du modèle théorique

- **Propagation dans une partie rectiligne du tunnel de service**

Le modèle numérique de propagation du champ en tunnel, décrit dans le précédent chapitre, suppose un tunnel parfaitement rectiligne de section transverse rectangulaire dont les parois sont caractérisées par leur permittivité complexe ϵ_r^* et leur conductivité σ et qui peut-être considéré comme un guide d'onde surdimensionné aux fréquences envisagées. Notons que les sections droites quasi-circulaires des tunnels ont été approximées dans le modèle par des sections transverses rectangulaires de même surface, soit 4.8 m * 3.9 m et 7.1 *6.9 m respectivement pour le tunnel de service et ferroviaire. A titre d'exemple, les courbes des Figures III-2 et III-3 représentent les variations de la puissance reçue en fonction de la distance émetteur-récepteur respectivement à 2.45 GHz et à 10 GHz . Une comparaison entre les résultats théoriques, représentés par les courbes -a- et expérimentaux, courbe -b-, montrent que si à 10 GHz les niveaux de puissance reçus ou prédits sont sensiblement identiques, il en va tout autrement à 2.45 GHz puisque l'atténuation linéique, qui devrait théoriquement être égale à 3.3 dB/km est, en réalité, de 20 dB/km. Cet écart important peut s'expliquer par le fait que dans la zone de mesures, la présence de nombreux tuyaux de ventilation réduit la surface effective de section droite du tunnel. En effet, sa hauteur maximum est de 3.9 m soit de l'ordre de 30λ à 2.45 GHz et 130λ à 10 GHz. Si pour une fréquence de 10 GHz, la hauteur du tunnel en présence des conduits reste de l'ordre de grandeur de 100λ entraînant une faible modification de l'atténuation linéique, il

n'en va pas de même à 2.45 GHz où le guide d'onde formé par le tunnel n'est plus largement surdimensionné. Dans ce cas, les divers obstacles jouent un rôle prépondérant dans la propagation mais dont les effets ne peuvent malheureusement pas être quantifiés théoriquement.

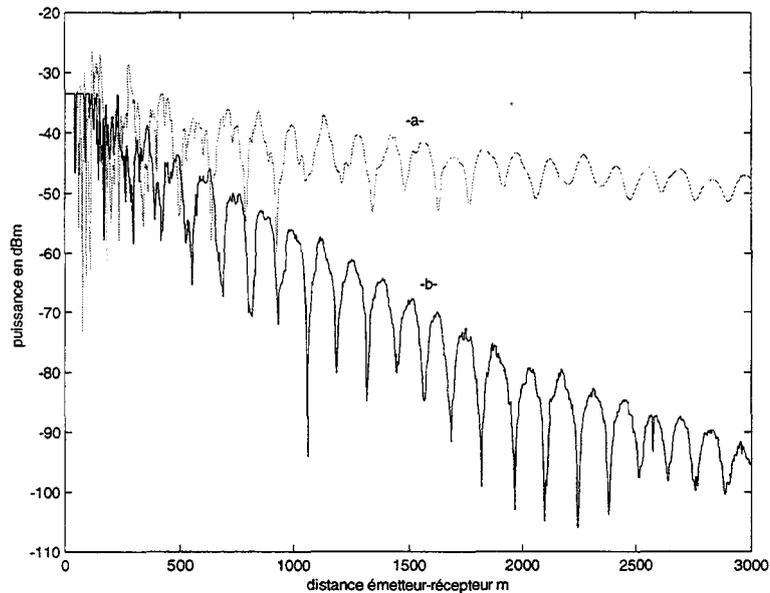


Figure III- 2: Puissance reçue en fonction de la distance.

Comparaison théorie (-a-) / expérience (-b-) en tunnel de service à 2.45 GHz

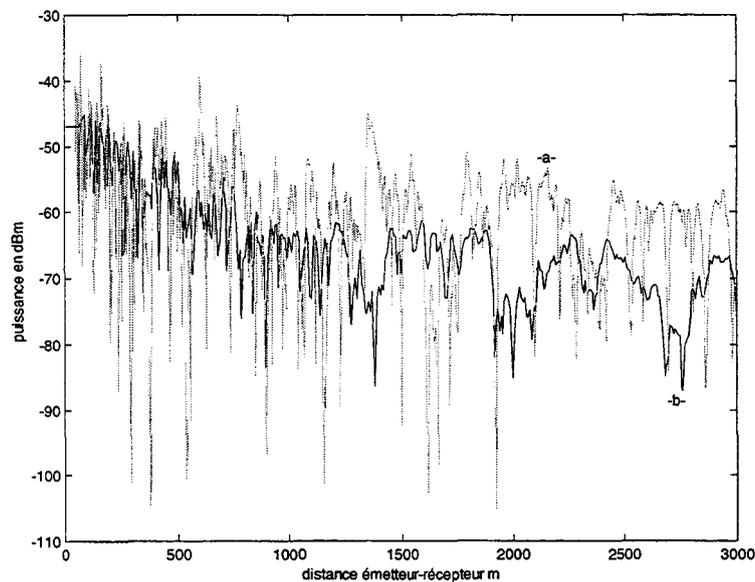


Figure III- 3 :Puissance reçue en fonction de la distance.

Comparaison théorie (-a-) / expérience (-b-) en tunnel de service à 10 GHz

Les pentes des droites de régression calculées entre 500m et 3 km ainsi que la puissance moyenne prédite et mesurée à 3 km sont résumées dans le tableau 3.1 ci-dessous.

| | | Pentes (500-3000m) | Puissance moyenne à 3 km |
|----------|------------|---------------------------|---------------------------------|
| 2.45 GHz | Théorie | 3.3 dB/km | -48 dBm |
| | Expérience | 20 dB/km | -95 dBm |
| 10 GHz | Théorie | 3 dB/km | -62 dBm |
| | Expérience | 6 dB/km | -70 dBm |

Tableau 3.1 Comparaison entre les valeurs théoriques et expérimentales de l'atténuation linéique et de la puissance reçue à 3 km en tunnel de service.

- **Propagation dans une partie courbe du tunnel ferroviaire**

Envisageons maintenant l'autre limitation du modèle théorique qui est liée à l'hypothèse d'un tunnel rectiligne. Afin de mettre uniquement en évidence l'influence de la courbure du tunnel, considérons le cas du tunnel ferroviaire de grande section et une fréquence de 10 GHz afin de satisfaire pleinement le critère lié au surdimensionnement du tunnel. Un tronçon, comportant une partie rectiligne de 2 km puis une succession de courbes et de lignes droites s'étendant sur 2.5 km, a donc été choisi dans le tunnel ferroviaire, les rayons de courbure étant très importants puisque leur valeur minimum est de 3 km. Le résultat de la simulation est donné par la courbe -a- de la Figure III-4 qui représente la puissance reçue, exprimée en dBm, sur une distance de 4.4 km à partir de 160 m de l'émetteur. La courbe continûment décroissante correspond à la contribution du rayon direct. La puissance moyenne théorique reçue à 4.5 km est de -70 dBm.

Les résultats expérimentaux ont également été reportés sur la Figure III-4 courbe -b-. On peut noter un excellent accord entre les deux courbes sur le tronçon rectiligne compris entre 160 m et 2 km, mais les résultats divergent au-delà de cette distance lorsque l'on perd toute visibilité directe. La puissance moyenne reçue entre 4 km et 4,5 km varie autour de -110 dBm, au lieu de -70 dBm théoriquement, ce qui correspond à une atténuation supplémentaire de 15 dB/km dès que le récepteur se situe dans la partie « courbe » du tunnel.

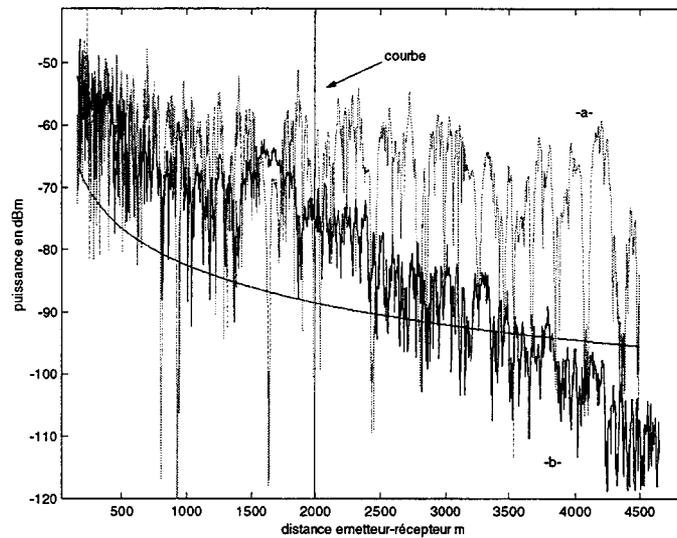


Figure III-4 : puissance reçue en fonction de la distance émetteur-récepteur en tunnel ferroviaire. Comparaison théorie (-a-)/expérience (-b-). $F=10$ GHz.

Le modèle de propagation en tunnel décrit précédemment aide donc à la compréhension et à l'interprétation des phénomènes, mais il reste cependant limité au tunnel parfaitement rectiligne et largement surdimensionné par rapport à la longueur d'onde. En effet des larges virages, même avec des rayons de courbure de quelques kilomètres, provoque sur une distance de 2 km, une atténuation supplémentaire de 40 dB par rapport aux prévisions théoriques basées sur un tunnel rectiligne. Pour des considérations pratiques liées aux campagnes de mesures, de nombreux essais ont été également effectués dans diverses zones du tunnel de service. Il apparaît que la géométrie du tunnel entre l'émetteur et le récepteur, tant suivant sa section droite que suivant son axe (rectiligne, courbe), sont des paramètres influençant fortement le bilan de liaison. En effet, si on envisage un simple virage séparant deux parties rectilignes, les rayons qui se propageront avec un faible coefficient d'atténuation linéique dans la deuxième partie rectiligne sont ceux qui arriveront sous incidence rasante sur les parois, donc qui présentent un angle d'incidence élevé dans la première partie rectiligne. Les variations du champ seront donc fortement dépendantes de la position des antennes par rapport aux courbes du tunnel. Plutôt que d'étudier de façon exhaustive l'influence soit de la distance séparant l'émetteur ou le récepteur du début d'une courbe soit de la forme de la courbe, nous avons préféré laisser fixe la distance émetteur – récepteur et déplacer l'ensemble du dispositif le long du tunnel de service.

III.2.2 Variation du champ pour une distance constante émetteur-récepteur

Deux voitures ont été équipées respectivement d'un dispositif d'émission et d'un dispositif de réception et les photos 1 et 2 donnent une idée précise de leur installation à bord. Envisageons tout d'abord la fréquence de 2.45 GHz. Un premier enregistrement de la puissance reçue en fonction de la position des voitures à l'intérieur du tunnel a été effectué dans le tunnel de service et dans le sens Angleterre vers France, sur environ 30 km. Une distance de 4 km entre les véhicules a été maintenue constante sur tout le parcours. La courbe représentative est tracée sur la Figure III-5 et on peut noter la grande dynamique de variations des signaux puisque la puissance moyenne reçue varie entre -100 dBm et -140 dBm.

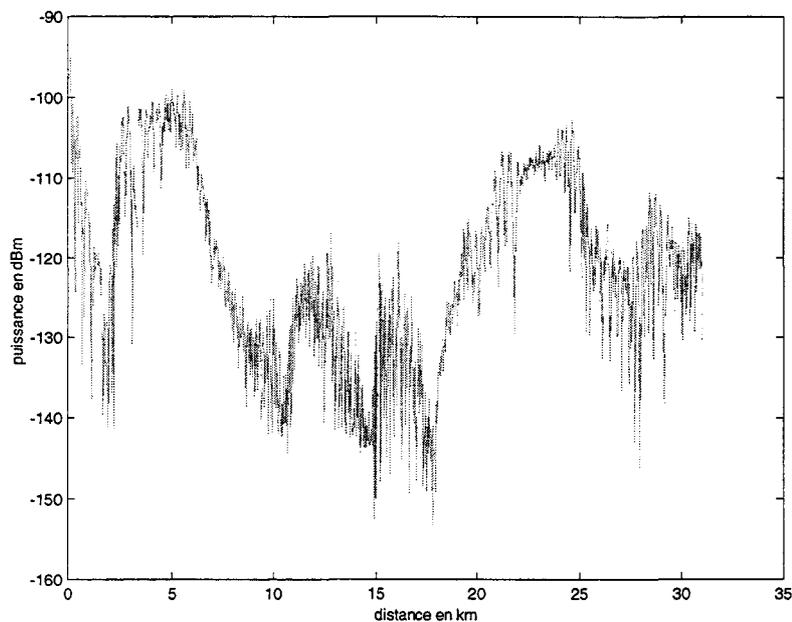


Figure III-5 : Variations de la puissance reçue en fonction de la position longitudinale des véhicules dans le tunnel de service.

F = 2.45 GHz. Distance entre l'émetteur et le récepteur : 4 km

Une autre série de mesures a été faite pour une fréquence de 10 GHz. Compte tenu du gain des antennes à cette fréquence et d'une moindre atténuation longitudinale, la distance entre les véhicules a pu être maintenue à une valeur plus importante que précédemment et qui est de 6 km. Les résultats sont présentés sur la Figure III-6. Aucune mesure n'a pu être effectuée entre l'abscisse 10 km et 16 km car lors des expérimentations, un chantier mobile était présent dans cette zone. La dynamique est d'environ 35 dB, la puissance reçue variant de -95 dBm à -130 dBm.

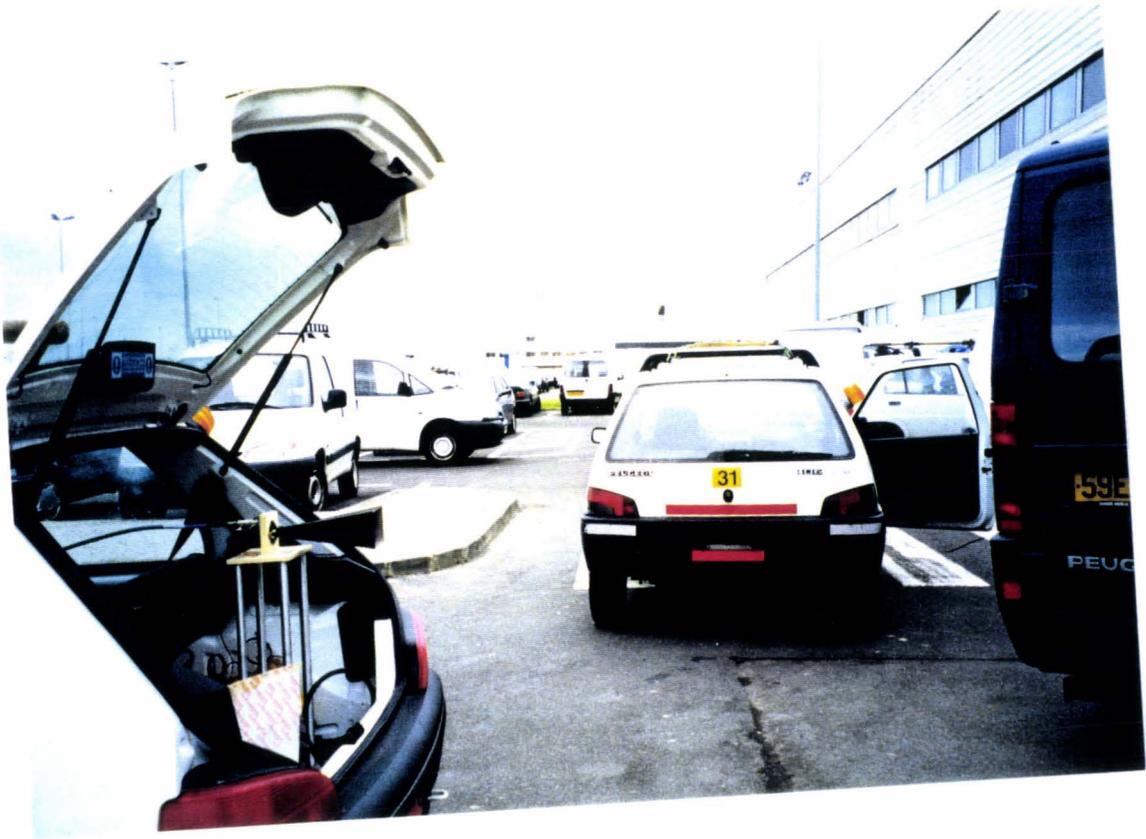


Photo 1



Photo 2

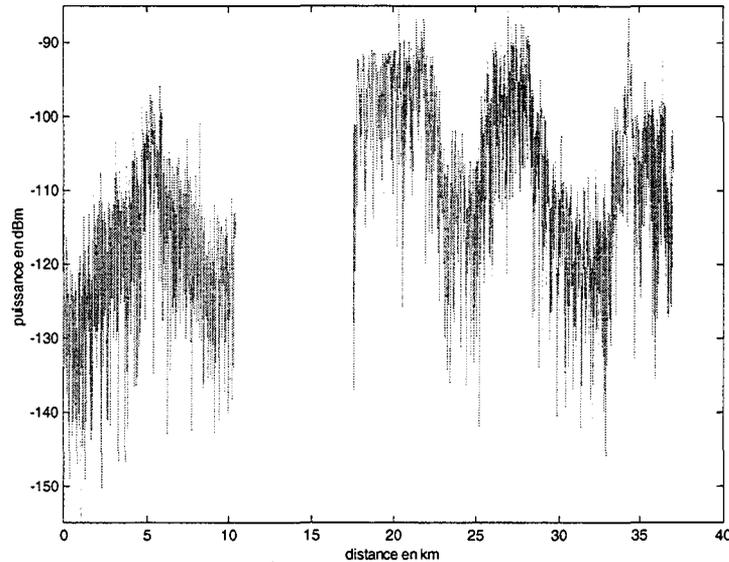


Figure III-6 : Variations de la puissance reçue en fonction de la position longitudinale des véhicules dans le tunnel de service.

F=10 GHz – Distance entre l'émetteur et le récepteur : 6 km

En dehors du changement de configuration dans le plan de section droite, la densité de tuyaux étant plus ou moins importante le long du parcours, ces écarts peuvent être dus à la présence des parties courbes du tunnel qui sont excitées de façon différente suivant qu'elles sont situées soit près de l'émetteur ou du récepteur soit dans une zone médiane, et ceci suivant la longueur des courbes et leur rayon de courbure.

III.2.3 Etude en tunnel ferroviaire

- **Confrontation entre les résultats issus du tunnel de service et du tunnel ferroviaire**

Certains essais, comme celui décrit précédemment, ne peuvent être entrepris dans le tunnel ferroviaire. C'est pourquoi avant de généraliser, au tunnel ferroviaire, les conclusions obtenues en tunnel de service, il est nécessaire de confronter certains résultats. Concernant le tunnel de service, la section située au voisinage du « cross over » a été choisie car elle correspond à la géométrie qui risque d'être la plus pénalisante, compte tenu de la longueur de la partie sinueuse. En tunnel ferroviaire, le tronçon dans lequel une première autorisation d'essais avait été donnée, comporte une ligne droite de 2 km puis une succession de courbes et de ligne droite sur une distance de 2.5 km. Les Figures III-7 et III-8 donnent les variations

de la puissance reçue en fonction de la distance émetteur-récepteur respectivement à 2.45 GHz et 10 GHz et pour les deux configurations qui viennent d'être décrites. Sur la Figure III-8, un décalage de 20 dB a été volontairement introduit pour la courbe -a- afin d'éviter le chevauchement des courbes -a- et b-. De plus, l'axe vertical en pointillés, correspondant à une abscisse de 2 km, indique le début de la partie courbe du tunnel ferroviaire.

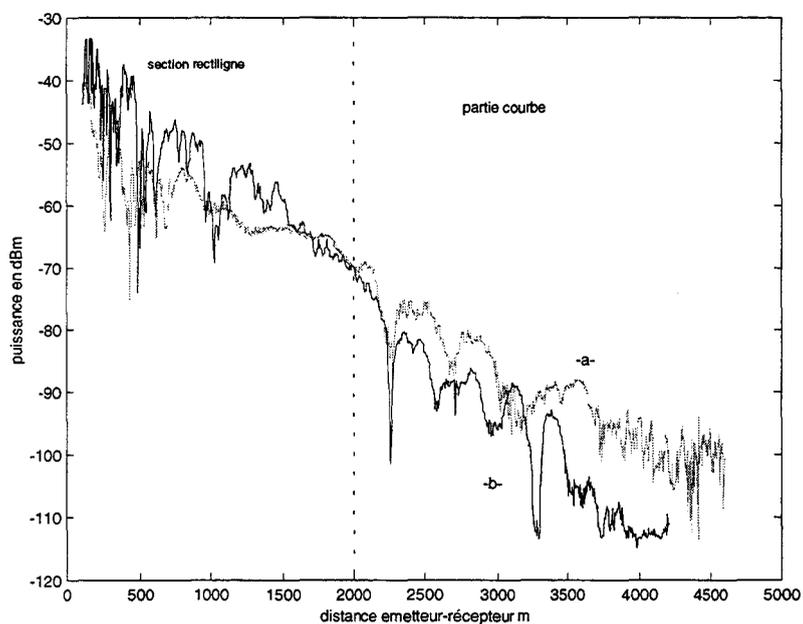


Figure III-7 : Puissance reçue en tunnel ferroviaire(-a-) et tunnel de service (-b-). F=2.45 GHz

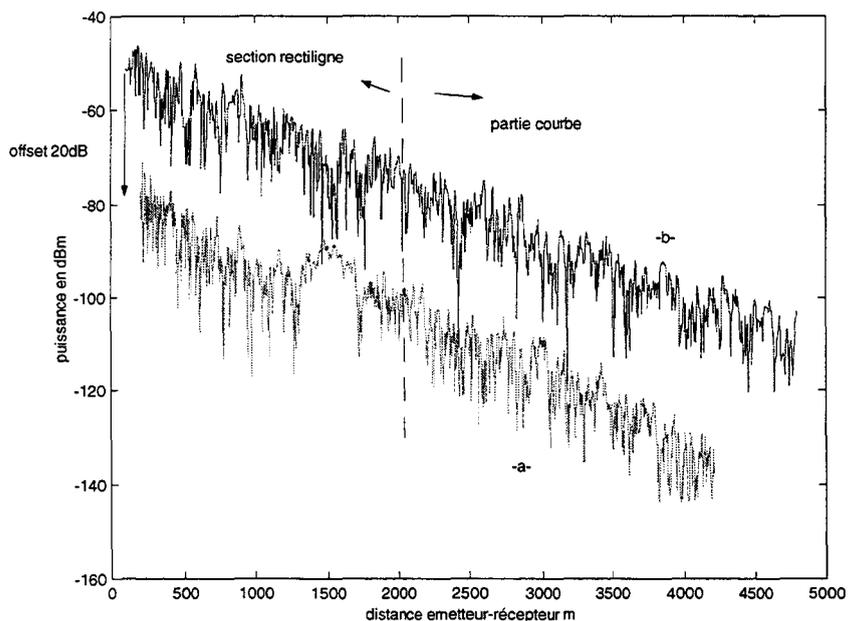


Figure III-8 : Puissance reçue en tunnel ferroviaire(-a-) et tunnel de service (-b-). F=10 GHz

Dans la partie rectiligne du tunnel ferroviaire, on remarque d'après l'allure des courbes -a- des deux figures, que le champ diminue rapidement, de l'ordre de 20 dB/km, jusqu'à une distance de 500 m de l'émetteur à 2.45 GHz ou de 1000 m à 10 GHz, puis l'atténuation devient très faible jusque 2000 m. La partie courbe du tunnel provoque ensuite une nouvelle décroissance rapide de la puissance reçue. On note également que dans les parties courbes communes aux deux tunnels, l'atténuation à 2.45 GHz dans le tunnel de service est plus importante confirmant l'influence prépondérante des dimensions transversales du tunnel lorsque celui-ci n'est pas largement surdimensionné en terme de longueur d'onde. A 10 GHz, par contre, les résultats obtenus dans les deux configurations sont très voisins.

- **Influence de la fréquence**

Des séries de mesures complémentaires ont été effectuées sur un autre tronçon du tunnel ferroviaire qui a été disponible ultérieurement. Le parcours peut être décrit brièvement comme formé par la succession d'une ligne droite sur 1 km, d'une courbe continue sur 2.2 km puis d'une ligne droite sur 1.4 km. . La Figure III-9 montre les résultats des enregistrements de la puissance reçue entre 2 km et 6.6 km pour une fréquence de 2.45 GHz, courbe -a-, et de 10 GHz , courbe -b-.

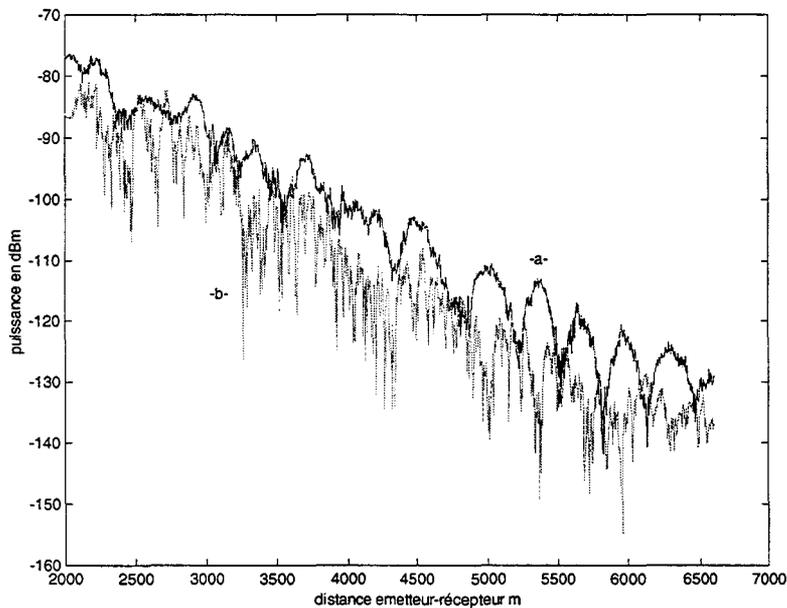


Figure III-9 : Puissance reçue en fonction de la distance émetteur – récepteur en tunnel ferroviaire. Influence de la fréquence. F=2.45 GHz (-a-) / F=10 GHz (-b-)

A 6 km la puissance moyenne du champ reçu est de -135 dBm à 10 GHz et de -130 dBm à 2.45 GHz. Sur l'ensemble du parcours, la fréquence de 2.45 GHz donnent des résultats supérieurs d'environ 5 à 10 dB à ceux obtenus à 10 GHz, sans tenir compte des gains d'antennes. A ce titre, ces derniers sont spécifiés par le constructeur pour une onde plane incidente sur l'ouverture du cornet. Compte-tenu des trajets multiples dans le tunnel, il était important de vérifier la valeur relative de ces gains en comparant le niveau reçu sur deux types d'antennes puis en soustrayant le gain théorique. Deux passages ont donc été effectués à 10 GHz en utilisant soit deux cornets double-ridge de 11.7 dB de gain chacun, soit deux cornets de 19 dB de gain. Les résultats montrent que les puissances moyennes reçues lors de deux passages sont identiques lorsque l'on soustrait les gains d'antennes.

- **Etude des fluctuations rapides du signal**

Pour les fréquences élevées, on peut s'attendre à des fluctuations rapides du signal compte tenu des nombreux modes se propageant dans le tunnel, les fluctuations diminuant lorsque la distance émetteur-récepteur augmente puisque les modes d'ordre élevé sont fortement atténués. Cependant, dans cette étude, nous ne nous intéresserons qu'à la zone comprise entre 3 km et 6 km de l'émetteur et correspondant à la zone utile, d'un point de vue opérationnel, du système de télécommunications. La courbe III-9a ayant montré que les variations locales du signal sur cette distance sont très faibles à 2.45 GHz, seule la fréquence d'émission de 10 GHz sera envisagée.

Des mesures préliminaires ont été faites dans le tunnel de service en déplaçant très lentement l'antenne de réception de manière à ce que le pas d'échantillonnage soit de l'ordre de quelques centimètres. Sur l'ensemble des fichiers, aucune fluctuation rapide du signal n'est apparue. En d'autres termes, il n'existe pas d'évanouissements du signal ayant une pseudo-périodicité de l'ordre de grandeur de la demi-longueur d'onde comme dans un milieu où les réflecteurs seraient distribués aléatoirement. Il n'a pas été possible de reproduire exactement ce type de mesure en tunnel ferroviaire car la motrice sur laquelle est embarqué le dispositif d'enregistrement ne pouvait se déplacer à très faible allure. Dans certaines zones du tunnel, choisies au hasard, des enregistrements ont été faits sur quelques centaines de mètres avec un pas d'échantillonnage de 1 point par mètre. Un exemple, donné par la courbe de la Figure III-10, montre que les variations de la puissance reçue restent lentement variables en fonction de la distance. Compte tenu de la largeur des évanouissements, supérieure au mètre et de la

vitesse des trains, le contrôle automatique de gain du système final devrait pouvoir réagir sans difficulté majeure.

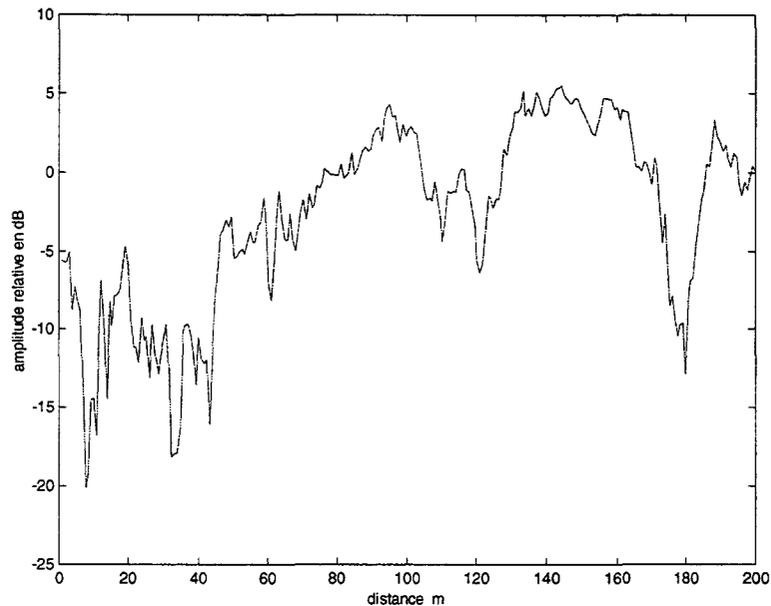


Figure III-10 : Fluctuations rapides du signal à 10 GHz en tunnel ferroviaire.

- **Influence de la polarisation**

Les divers tests effectués sur la polarisation du champ émis ne mettent pas en évidence une polarisation dominante. Ce résultat était prévisible compte tenu de la section droite du tunnel quasi circulaire.

- **Direction d'arrivée des rayons**

Afin d'optimiser, dans un système définitif, les gains réels des antennes, il est important de connaître la direction d'arrivée des rayons. Les diagrammes de rayonnement à 10 GHz ont été relevés en utilisant à la réception une antenne à réflecteur parabolique, ayant un gain de 26 dBi. Ces diagrammes sont tracés en fonction de l'angle entre l'axe de la parabole et celui du tunnel.

Quelques exemples obtenus sont donnés sur la Figure III-11 pour le tunnel ferroviaire et lorsque cet angle varie entre -45° et 0° , et sur la Figure III-12 pour le tunnel de service, la variation angulaire étant dans ce cas de -45° et $+45^\circ$.

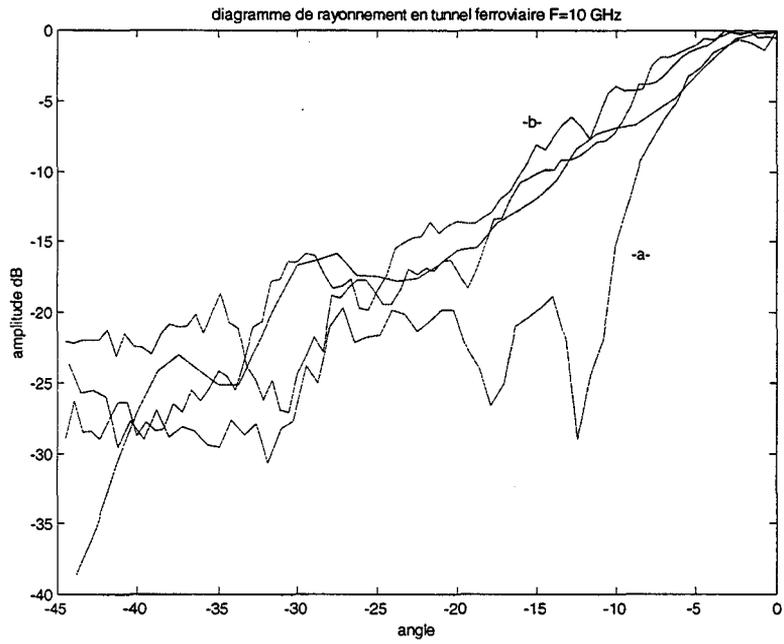


Figure III-11 : Diagramme de rayonnement en tunnel ferroviaire à 10 GHz
 -a- : maximum d'amplitude du champ -b- : minimum d'amplitude du champ.

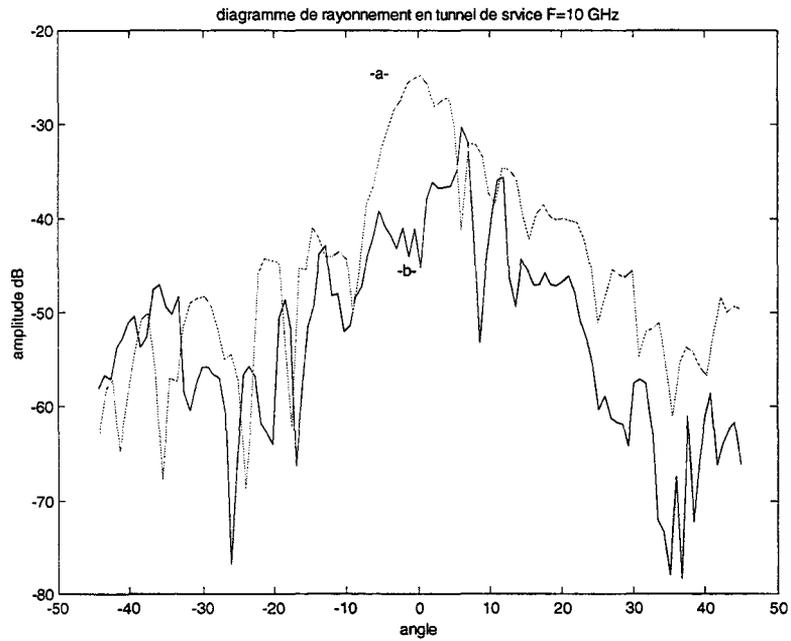


Figure III-12 : Diagramme de rayonnement en tunnel de service à 10 GHz
 -a- : maximum d'amplitude du champ -b- : minimum d'amplitude du champ

Sur ces deux figures, les courbes notées -a- ont été obtenues en un point où le champ dans l'axe est important, c'est à dire dans une zone où il y a construction additive des rayons, les courbes -b- correspondant à une mesure effectuée en un ou des points proches du précédent, mais où le champ subit localement une atténuation importante. On note, de façon générale, que l'énergie se propage essentiellement suivant l'axe du tunnel, l'atténuation atteignant 10 dB à 20 dB lorsque la parabole fait un angle de 10° par rapport à l'axe du tunnel. Cependant le lobe est plus large pour la configuration associée aux courbes -b-. En effet, à l'endroit d'un évanouissement, les rayons rasants les moins atténués ont tendance à arriver en opposition de phase. Il s'ensuit que les rayons ayant un angle d'incidence plus important sur les parois jouent un rôle non négligeable dans ce cas, entraînant des directions d'arrivées plus étalées.

III.3 Atténuations supplémentaires

- *Influence du pare-brise des motrices*

Les pare-brise équipant les rames EUROSTARS et les navettes sont chauffants et sont donc constitués de couches successives de différents matériaux, une couche métallique d'environ $0,1 \mu\text{m}$ d'épaisseur ou une fine grille métallique y étant insérée. La présence de cette couche conductrice risque de provoquer une atténuation importante du champ.

Deux motrices de navette sont disposées face à face dans un hangar de maintenance et une antenne d'émission a été placée dans une cabine, l'antenne de réception étant soit à l'extérieur soit à l'intérieur de la cabine de l'autre motrice. Dans chaque cas, l'antenne de réception a été déplacée de façon continue sur toute la surface du pare-brise afin d'en déduire une valeur moyenne de la puissance reçue de part et d'autre du pare-brise et de s'affranchir ainsi des fluctuations du signal dues aux réflexions multiples. Le tableau 3.2 ci-après résume les résultats obtenus.

| f | Atténuation due au pare-brise | |
|--------|-------------------------------|--------------------------|
| | Polarisation verticale | Polarisation horizontale |
| 10 GHz | 20 dB | 29 dB |
| 2 GHz | 19 dB | 19 dB |

Tableau 3.2 Atténuation due au pare brise des motrices.

Au vu de ces valeurs, on se rend compte que l'atténuation est prohibitive, le bilan de puissance de la liaison ne permettant pas de perdre 40 dB à 60 dB supplémentaires par la traversée des deux pare-brises.

- **Mesures de bruit**

Les niveaux de bruit dans le tunnel de service et dans le tunnel ferroviaire durant les phases d'entretien sont très voisins. Les valeurs trouvées peuvent être comparées à celle d'un bruit blanc théorique en supposant une température $T=300^{\circ}\text{K}$ correspondant au bruit thermique. On remarque ainsi que le bruit intrinsèque dans le tunnel et généré par les installations électriques reste très faible. Cependant lors de l'exploitation, les arcs qui peuvent se produire entre pantographe et caténaire ainsi que les hacheurs des motrices génèrent un bruit radioélectrique supplémentaire. Une campagne de mesures a donc été menée en installant le dispositif de réception dans une camionnette, placée sur le dernier wagon d'une navette poids-lourds. Dans ce cas, l'antenne de réception est en visibilité directe de la motrice et de la caténaire (photos 3.3 et 3.4). L'enregistrement présenté sur la Figure III-13 correspond à la puissance du bruit mesuré à 2.45 GHz dans 1 MHz de bande, lors de la traversée du tunnel dans le sens France-Angleterre.

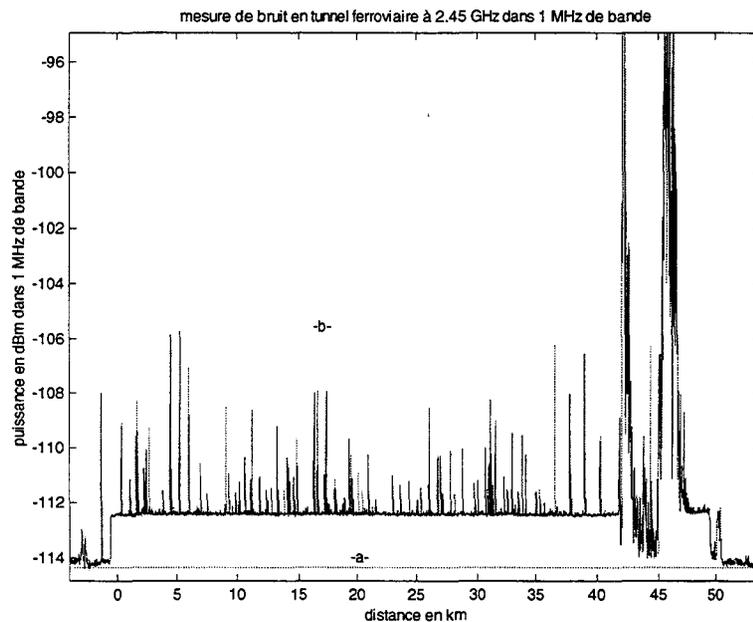


Figure III-13 : Puissance de bruit mesurée à 2.45 GHz sur toute la longueur du tunnel ferroviaire. -a- : Puissance de bruit théorique calculée dans 1 MHz de bande en supposant une température de bruit de 300°K . -b- : Puissance de bruit mesurée.



Photo 3



Photo 4

Le bruit en dehors du tunnel correspond au bruit thermique théorique de -114 dBm/MHz dans la bande correspondante. Il apparaît une augmentation de 1.5 dB dès l'entrée dans le tunnel à l'abscisse « 0 » et qui reste constante jusqu'à la sortie au point 50 km. Le bilan de liaison doit tenir compte de ce niveau de bruit moyen en tunnel que l'on approximera à -112 dBm/MHz. On note également des pics de valeur très importante d'une part juste avant la sortie du tunnel sous la Manche au km 42 puis une nouvelle augmentation lors de l'entrée dans un tunnel du terminal anglais.

III.4) Synthèse des résultats de mesure en bande étroite

Le Tableau 3.2 ci-après donne les puissances moyennes reçues en fonction de la fréquence pour trois distances émetteur-récepteur : 4 km, 5 km et 6 km correspondant à la zone utile de fonctionnement du système. Il s'agit ici de valeurs moyennes effectuées sur les huit fichiers enregistrés pour chaque fréquence sur différents tronçons du tunnel ferroviaire.

| Distance | 2 GHz | 10 GHz |
|----------|----------------------|-----------|
| 4 km | - 100 dBm à -110 dBm | - 110 dBm |
| 5 km | - 115 dBm à -120 dBm | - 120 dBm |
| 6 km | - 130 dBm | - 135 dBm |

Tableau 3.2. Puissance moyenne reçue pour différentes distances et fréquences.

Les mesures dans le tunnel de service effectuées en maintenant constante la distance entre les véhicules ont montré la plage importante dans laquelle évolue la puissance du signal reçu. Par exemple pour une distance constante de 4 km elle peut varier de -140 dBm à -110 dBm à 2.45 GHz. Il n'a malheureusement pas été possible d'effectuer la même approche dans le tunnel ferroviaire mais les divers essais sur des tronçons différents ont donné à 5 dB près les mêmes valeurs et on peut donc s'attendre à une moins grande dispersion des résultats.

Il faut noter que les antennes ne peuvent pas être placées dans la cabine de conduite, derrière le pare-brise métallisé, car l'atténuation supplémentaire serait de 40 dB à 60 dB.

Enfin les mesures de direction d'arrivée des rayons ont montré que l'énergie est due essentiellement aux rayons se propageant suivant l'axe du tunnel, ceci restant valable dans les

courbes ou après les courbes du tunnel. L'utilisation d'antennes directives orientées donc suivant l'axe du tunnel permet ainsi d'apporter un gain important dans le bilan de liaison. Enfin, la distance moyenne entre des évanouissements successifs du signal étant grande, typiquement supérieure à quelques mètres, un système basé sur une diversité spatiale serait difficile à mettre en œuvre pratiquement.

III.5) Analyse large bande

L'analyse large bande caractérisée en termes de bande de cohérence et de l'étalement des retards renseigne sur la bande passante maximum du signal pouvant être transmis sans interférence intersymbole. Les courbes de la Figure III-14 montre l'évolution de la bande de cohérence et de l'étalement des retards à 2.45 GHz et 10 GHz entre 3 km et 6 km. Les variations sont faibles autour d'une valeur moyenne de 4 ns pour l'étalement des retards et 25 MHz pour la bande de cohérence et ceci quelle que soit la fréquence porteuse envisagée. Compte tenu de ces résultats, la bande passante du signal transmis sera choisie inférieure ou égale à 20 MHz.

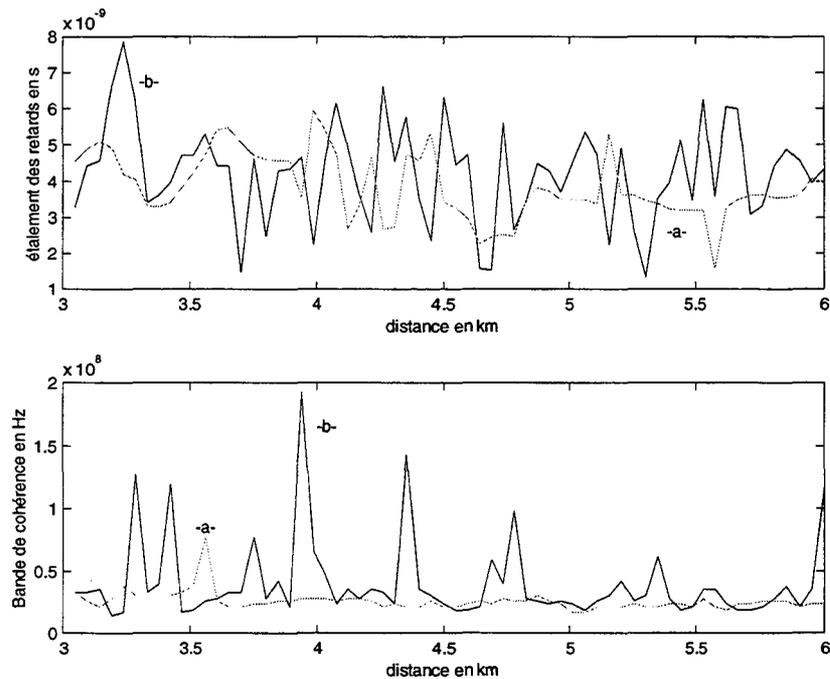


Figure III-14 : Variations de l'étalement des retards et de la bande de cohérence de 3 km à 6 km de l'émetteur -a- : $F=2.45$ GHz -b- : $F=10$ GHz

III.6 Choix des paramètres du système

- **Bilan de liaison**

Ce bilan de puissance va dépendre de trois paramètres : la fréquence porteuse, la bande passante du signal à transmettre et la portée souhaitée. Afin d'optimiser le rapport signal sur bruit, il est plus judicieux de placer les antennes à l'avant (ou l'arrière) des motrices et dans un plan perpendiculaire à l'axe du tunnel. Un gain de 10 dBi à 2.45 GHz et de 20 dBi à 10 GHz peut être obtenu avec des antennes plaquées de taille raisonnable, soit 15 cm x 15 cm (environ) ou des cornets de 15 x 10 cm à 2,45 GHz et 10 x 8 cm à 10 GHz.

Dans le bilan de puissance il est prudent d'ajouter une marge de sécurité de 10 dB pour tenir compte, entre autres, du facteur de bruit global du récepteur. Dans le tableau 3.4 sont résumées les différentes valeurs du rapport signal sur bruit* à 4 km, 5 km et 6 km en fonction de la fréquence porteuse et du débit.

| Débit | RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT | | | | | |
|------------|--------------------------|--------|----------|--------|----------|--------|
| | 4 km | | 5 km | | 6 km | |
| | 2.45 GHz | 10 GHz | 2.45 GHz | 10 GHz | 2.45 GHz | 10 GHz |
| 0.174 Mb/s | 21 dB | 36 dB | 9 dB | 26 dB | -4 dB | 11 dB |
| 1 Mb/s | 14 dB | 29 dB | 2 dB | 19 dB | -11 dB | 4 dB |

*La puissance de bruit en tunnel ferroviaire est de -112 dBm/1 MHz

Tableau 3.4. Evolution du rapport moyen signal sur bruit en fonction de la distance.

Raisonnement en choisissant un rapport signal/bruit minimum de 2 dB à 4 dB (avec une marge de sécurité de 10 dB), la portée maximale serait de 5 km à 2.45 GHz et de 6 km à 10 GHz pour un débit de 174 kb/s, une puissance d'émission de 1 W et pour les gains d'antennes mentionnés précédemment.

- **Analyse du taux d'erreur de la liaison**

Dans un premier temps, nous étudierons l'influence du débit numérique et de la fréquence porteuse sur le taux d'erreur en simulant une liaison utilisant une modulation DPSK(*Differential Phase Shift Keying*). Si la bande passante du signal est inférieure à la

bande de cohérence, le canal est dit non sélectif en fréquence ou non dispersif. Toutes les composantes spectrales ont le même comportement. Dans ces conditions, la probabilité d'erreur TEB, pour la modulation DPSK en présence d'un bruit blanc gaussien de densité spectrale de puissance $\frac{N_0}{2}$ est donnée par l'expression suivante :

$$TEB_0 = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) \text{ où } E_b \text{ est l'énergie d'un bit .} \quad (3.1)$$

Les résultats de la simulation sont donnés sur les Figures III-15 et III-16 pour les deux valeurs de fréquences porteuses envisagées et respectivement pour deux débits : 174 kb/s et 1 Mb/s .

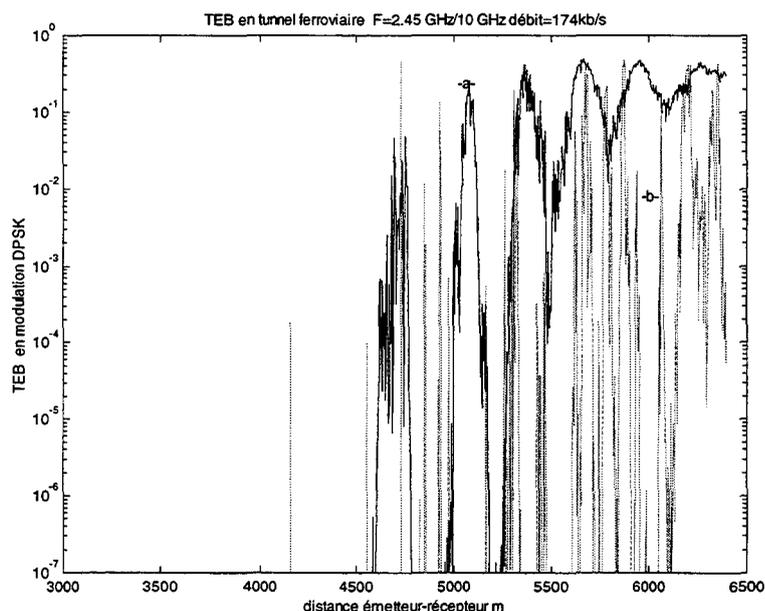


Figure III- 15 : TEB en tunnel ferroviaire pour une modulation DPSK et un débit de 174 kb/s
 -a- : F=2.45 GHz -b- : F=10 GHz

A partir de ces courbes, il est possible d'en déduire les portées auxquelles on peut s'attendre pour des taux d'erreurs choisis par exemple égaux à 10^{-2} et 10^{-4} .

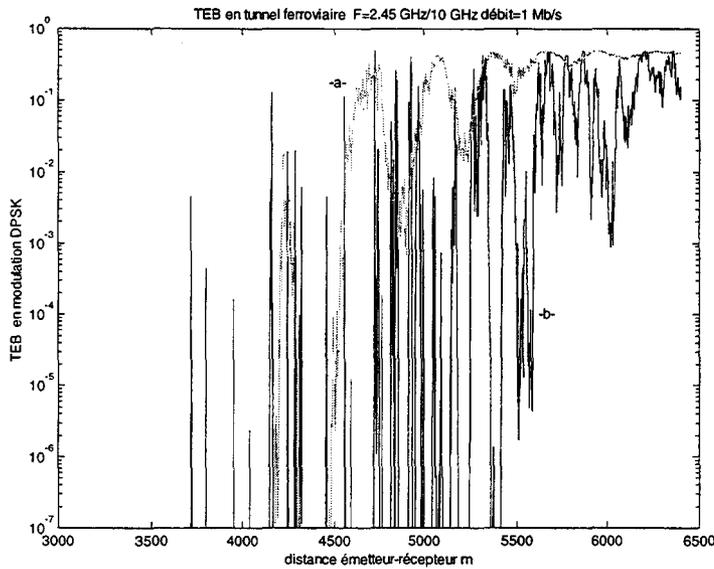


Figure III- 16 : TEB en tunnel ferroviaire pour une modulation DPSK et un débit de 1 Mb/s

-a- : F=2.45 GHz

-b- : F=10 GHz

Le Tableau 3.3 indique ainsi la zone de couverture prévisible du tunnel.

| Débit | 174 kb/s | | 1 Mb/s | |
|---|----------|----------|----------|----------|
| Fréquence | 2.45 GHz | 10 GHz | 2.45 GHz | 10 GHz |
| TEB=10 ⁻² à 10 ⁻⁴ | 5.3 km | # 6.1 km | 4.5 km | # 5.5 km |

Tableau 3.3 : Portées envisageables pour différentes fréquences et débits.

Il s'agit ici d'ordre de grandeur de portée et de taux d'erreurs moyens car les variations du TEB sont évidemment en rapport étroit avec les fluctuations de l'amplitude du champ. En particulier, pour la fréquence de 10 GHz, il ne peut être question que de valeurs approximatives comme le montrent les courbes b- des Figures III-15 et III-16. Enfin on peut noter que le TEB augmente très rapidement à partir d'une certaine distance ce qui justifie des portées moyennes identiques pour les valeurs de TEB de 10⁻² ou de 10⁻⁴.

Ce Tableau 3.3 met aussi en évidence le fait qu'une transmission sur 5.3 km avec un taux d'erreur de 10⁻² peut être obtenue avec un débit de 174 kb/s et une porteuse à 2.45 GHz. Ce taux d'erreur peut, bien entendu être amélioré en utilisant les techniques usuelles de codage et de traitement des données comme par exemple les codes correcteurs d'erreur,

l'entrelacement etc...Par ailleurs, ce taux d'erreur dépendant également du type de modulation choisie et, pour une modulation *BPSK* par exemple, son expression est donnée par la formule (3.2), en utilisant les mêmes notations que celles de l'équation (3.1).

$$TEB_0 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}) \quad (3.2)$$

Nous avons ainsi tracé sur la Figure III-17 les résultats de la simulation pour une modulation *DPSK* et *BPSK*, le débit ayant été fixé à 174 kb/s et la fréquence à 2.45 GHz.

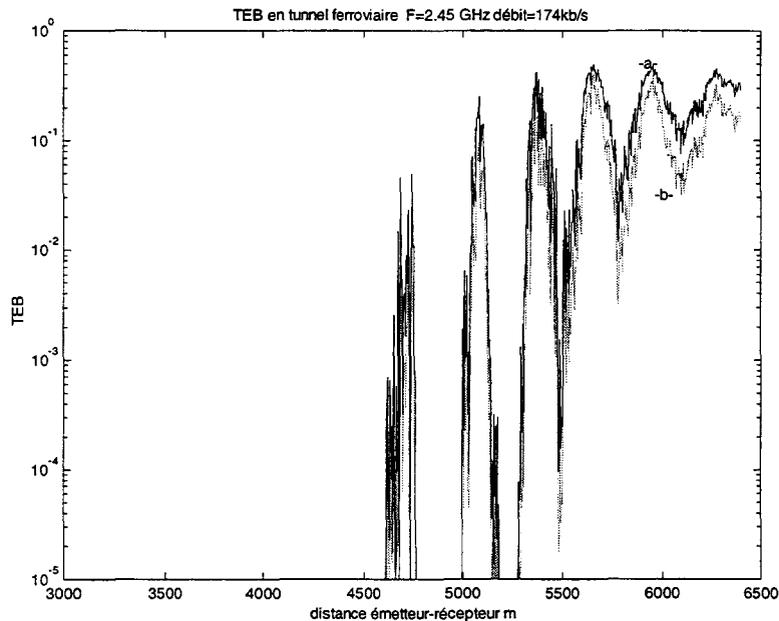


Figure III-17 : TEB en tunnel ferroviaire F=2.45 GHz, débit=174 kb/s.

Influence de la modulation -a- :DPSK -b- :BPSK

Pour les TEB de 10⁻² à 10⁻⁴, les courbes sont confondues et ne se distinguent que pour des valeurs supérieures à 5.10⁻². Pour ces deux types de modulation, la même portée de 5.3 km peut être obtenue pour un taux d'erreur de 10⁻² et pour des raisons de facilité de mise en œuvre, le système utilisera une modulation *DPSK*.

Conclusion

L'étude a montré qu'une liaison sur 5 km à 2.45 GHz et 6 km à 10 GHz est possible. Bien que des systèmes à 10 GHz se développent actuellement sur le marché, le coût des composants n'en reste pas moins élevé. De plus, d'après le cahier des charges, une portée de 5 km semble être suffisante. Le choix d'un système fonctionnant à 2.45 GHz représente donc un bon compromis coût performance. La modulation *DPSK* associée à un débit de 174 kb/s permet cette portée de 5 km avec un taux d'erreur inférieur à 10^{-2} .

La puissance minimum du signal reçu à 5 km sera de l'ordre de -120 dBm pour une puissance d'émission de 1W sans tenir compte des gains d'antennes. Compte tenu du niveau de bruit mesuré en tunnel et de la bande passante nécessaire, des antennes ayant 10 dB à 15 dB de gain ramèneront la puissance reçue entre -90 dBm et -100 dBm. Pour la réalisation de la chaîne de réception nous envisagerons comme seuil de sensibilité -95 dBm.

Ce système devant pouvoir s'adapter ultérieurement à d'autres configurations d'exploitation comme celles des métros, il faut d'ores et déjà tenir compte du fait que plusieurs émetteurs et récepteurs sont amenés à communiquer en même temps. Afin de s'affranchir des problèmes liés aux interférences, la technique d'accès multiples par codes (CDMA) devra être envisagée. Cependant pour notre application, nous n'avons pas jugé utile dans un premier temps, de développer l'aspect « accès multiples », la communication ne pouvant avoir lieu qu'entre deux navettes. Nous avons préféré mettre l'accent sur les performances de l'étalement de spectre à séquence directe dans un environnement tel que le tunnel ferroviaire. Si on choisit un facteur d'étalement de 63 et un débit utile de 174 kb/s, le débit global sera de 11 Mchips/s. Dans le chapitre suivant, toutes les étapes concernant la conception et la réalisation du prototype seront détaillées.

CHAPITRE IV

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons figé les paramètres du système en établissant un compromis entre les coûts de réalisation et les caractéristiques du canal de transmission. Ainsi le choix s'est porté pour un système de transmission de données ayant un débit utile de 174 kb/s et utilisant une technique d'étalement de spectre avec un facteur d'étalement de 63. La fréquence porteuse est de 2.45 GHz avec une modulation *DPSK*. Ce chapitre décrit les différentes étapes de la conception de la chaîne.

Après avoir présenté de façon générale le synoptique du système, nous détaillerons successivement les concepts de l'émetteur et du récepteur en étudiant les parties analogiques puis numériques. Nous insisterons plus particulièrement sur les choix que nous avons effectués pour minimiser les distorsions du signal dans les différentes chaînes. Pour cela, après avoir décrit le principe qui a été retenu pour élaborer chaque module, nous présentons les résultats de mesures et les comparons aux performances attendues. Nous présentons enfin les résultats des tests mettant en œuvre l'ensemble du dispositif émission – réception.

IV-1 Description générale du synoptique

Le synoptique général du système est présenté sur la Figure IV-1. Les parties relatives au traitement numérique des signaux correspondent à la zone encadrée en pointillés sur le schéma.

Les données générées par l'interface numérique, dont le débit est de 174 kb/s, sont successivement encodées en mode différentiel, multipliées par un code PN à 11 Mchips/s puis modulées en phase (modulateur *I/Q*) autour d'une fréquence intermédiaire F_{if} . Le signal est transposé à la fréquence F_c de 2.45 GHz par le mélangeur, puis amplifié et émis par une antenne. A la réception, le signal reçu par cette même antenne est, après amplification et filtrage, transposé autour de F_{if} . Le contrôle automatique de gain (*CAG*) permet de compenser les atténuations supplémentaires dues à la distance ainsi que les fluctuations locales du signal. Le démodulateur *I/Q* décompose le signal en une composante en phase et en quadrature autour d'une fréquence F_{ia} .

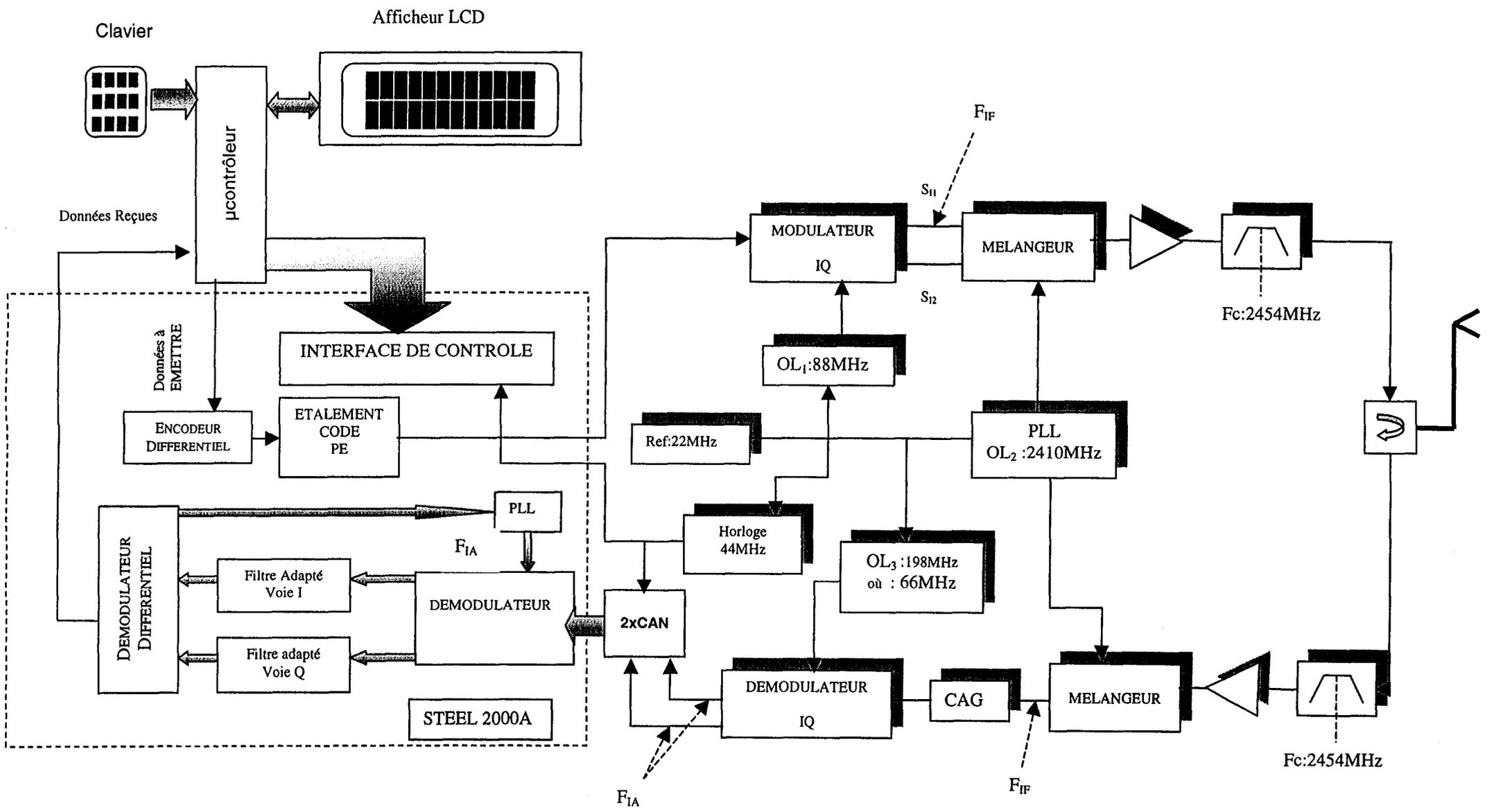


Figure IV-1 : Synoptique général du système

Après numérisation, ces données sont transférées à l'unité de traitement numérique qui assure les diverses fonctions de corrélation, de démodulation différentielle et de récupération de données.

La description très générale qui vient d'être faite montre qu'il n'existe pas de différence fondamentale entre un système de transmission de données classique et un système à étalement de spectre, tout au moins pour le module analogique. Enfin, compte tenu des caractéristiques du canal qui ont été décrites dans le chapitre précédent et notamment celles liées à la bande de cohérence et à l'étalement des retards, une mise en œuvre d'une réception en diversité du type Rake ne se justifie pas.

IV-2 L'émetteur

Dans ce paragraphe nous allons décrire successivement le module numérique mettant en forme les données puis le module analogique.

IV.2.1 Le module numérique

Les données à transmettre sont transmises au microcontrôleur, dont le rôle est détaillé en annexe 1, et qui, après les avoir analysées, les envoie par paquets au débit D_B de 174 kB/s vers le port d'entrée d'un composant *ASIC* le Steel 2000A de chez Stanford Telecom. Ce dernier a été développé pour les systèmes à étalement de spectre qui utilisent les modulations *DPSK* et *QPSK*. Il a été conçu pour assurer, aussi bien à l'émission qu'à la réception, les fonctions nécessaires au traitement numérique des signaux.

Les données, après encodage différentiel, sont multipliées par un code *PN* de longueur 63 et seront notées $e(t)$, leur débit étant D_c , exprimé en chip/s. On obtient donc dans notre application $D_c=11$ Mchip/s. Ces données sont ensuite transférées vers le modulateur *I/Q*, premier module de la partie analogique. Les expressions des fonctions d'autocorrélation et de densité spectrale du code utilisé sont rappelées en annexe 2.

IV.2.2 Le module analogique

Dans ce paragraphe, le rôle et le fonctionnement de chaque bloc constituant la partie analogique sont brièvement décrits. Par ailleurs, notons que si l'architecture du système

d'émission ou de réception analogique semble « classique », il n'en reste pas moins que dans les systèmes à étalement de spectre, les bandes passantes des signaux transmis sont beaucoup plus importantes que pour des transmissions usuelles et une attention toute particulière doit être apportée lors de la réalisation et de l'assemblage des différents modules afin de limiter au maximum les phénomènes de distorsion.

- **Principes de fonctionnement**

Le module analogique de l'émetteur doit assurer la translation du signal d'entrée $e(t)$ autour de la fréquence porteuse F_c . Cette transposition est effectuée en deux étapes. Une méthode classique consiste dans un premier temps à transposer $e(t)$ autour d'une fréquence intermédiaire F_{IF} , que nous avons choisi égale à 44 MHz afin de pouvoir la réutiliser en réception comme nous le verrons par la suite. Le signal $e_{IF}(t)$ ainsi obtenu est ensuite amené autour de F_c à l'aide du signal issu d'un oscillateur local de fréquence F_{OL2} .

Le spectre du signal émis est alors centré sur $F_{OL2} - F_{IF}$ et $F_{OL2} + F_{IF}$, cette seconde valeur correspondant, par exemple, à la fréquence porteuse souhaitée. Or en réception, ces spectres vont être à nouveau mélangés avec le signal de fréquence F_{OL2} entraînant ainsi la superposition de deux spectres autour de F_{IF} . Il est certes possible d'utiliser un filtre passe bande centré sur $F_{OL2} + F_{IF}$, mais il est préférable de minimiser au maximum l'influence de la partie indésirable centrée sur $F_{OL2} - F_{IF}$ dès la génération du signal.

Nous proposons donc de moduler tout d'abord $e(t)$ par les composantes en phase et en quadrature d'un signal généré par l'oscillateur local, OL1, de fréquence double de la fréquence intermédiaire F_{IF} , soit 88 MHz. Les signaux s_{11} et s_{12} , en sortie du mélangeur sont de la forme :

$$\begin{aligned} s_{11}(t) &= e(t) \cdot \cos(2\pi F_{IF}t + \phi) \\ s_{12}(t) &= e(t) \cdot \sin(2\pi F_{IF}t + \phi) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Puis $S(t)$ est construit à partir du signal fourni par le deuxième oscillateur local de la manière suivante :

$$S(t) = s_{11} \cos(2\pi F_{OL2}t + \phi) - s_{12} \cdot \sin(2\pi F_{OL2}t + \phi) \quad (4.2)$$

Or cette expression peut également s'écrire :

$$S(t) = e(t) \cos(2\pi(F_{IF} + F_{OL2})t + 2\phi) \quad (4.3)$$

On remarque ainsi que le spectre théorique de ce signal correspond bien à la translation du spectre de $e(t)$ autour de la fréquence $F_{OL2} + F_{IF}$, tout en évitant l'apparition du spectre symétrique.

- **Mise en œuvre**

- a) le modulateur I/Q

Le composant que nous avons choisi pour la modulation I/Q est le RF 2703 de chez RF-Micro Device. Il s'agit d'un circuit intégré de petite taille, de faible consommation, qui regroupe toutes les fonctionnalités classiques d'un modulateur/démodulateur I/Q .

La bande passante des signaux admissibles à l'entrée du RF2703 utilisé en modulateur s'étend des basses fréquences jusqu'à 50 MHz. Il convient ainsi parfaitement aux chaînes de transmission qui nécessitent une bande passante importante [RFMD,1998a]. La fréquence centrale des signaux en sortie du composant peut être translatée vers la fréquence intermédiaire F_{IF} de 44 MHz, le modulateur permettant une fréquence de sortie comprise entre 100 kHz et 250 MHz. Cependant l'oscillateur local utilisé pour effectuer cette translation doit avoir une fréquence double de la fréquence intermédiaire choisie.

Le signal modulant $e(t)$ est appliqué aux entrées *Input A* et *Input B*, comme il est précisé sur le synoptique de la Figure IV-2. Le signal OL_1 est redressé à l'intérieur du composant puis mis en forme afin de faciliter le déphasage et la génération des deux voies en quadrature .

Cette précision est importante pour la réalisation de nos maquettes puisque les signaux modulés ne sont pas deux sinusoïdes en quadrature de fréquence $F_{IF}=44\text{MHz}$ mais deux signaux carrés de même fréquence F_{IF} décalés dans le temps de $1/4F_{IF}$.

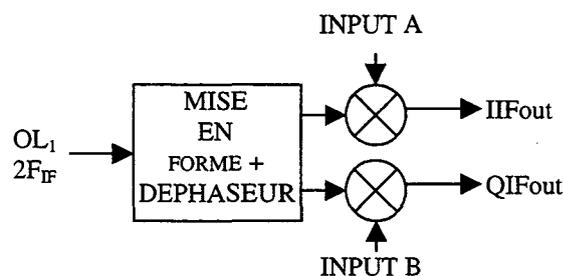


Figure IV.2 : Synoptique du modulateur

L'opération effectuée dans le modulateur RF2703 revient donc à convoluer les spectres de $e(t)$ et d'un signal d'horloge. En sortie, le spectre de IIF_{out} , présenté Figure IV-3, ou de QIF_{out} est celui de $e(t)$ autour des harmoniques : $\pm(2n + 1)F_{IF}$.

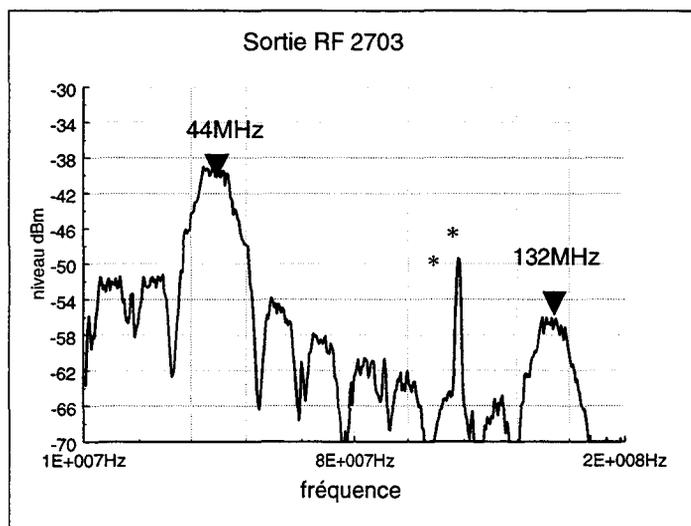


Figure IV-3 : Spectre du signal en sortie du modulateur

(* :Dans les spectres présentés dans ce chapitre, on pourra noter la raie indésirable à 106 MHz correspondant à la fréquence de l'émetteur radio du campus de l'Université.)

Pour isoler les signaux centrés sur F_{IF} , nous avons utilisé deux filtres dont les fréquences de coupures ont été choisies de façon à ne pas déformer le lobe principal. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

Filtre passe bas : f coupure : 55 MHz avec atténuation > 20 dB pour $f = 74$ MHz.

Filtre passe haut : f coupure : 27 MHz avec atténuation > 20 dB pour $f = 20$ MHz.

Les signaux issus de ce filtrage correspondent à s_{11} et s_{12} .

La Figure IV-4 représente le spectre de puissance de s_{11} et permet de rendre compte du peu de déformation du lobe principal. Cependant, afin de quantifier quand même cette déformation, nous avons comparé dans le Tableau 4.1, pour quatre fréquences situées dans la bande passante, les valeurs expérimentales de l'amplitude du spectre aux résultats théoriques. Ceux-ci sont pondérés d'un facteur tel que l'amplitude de la raie à 44 MHz ait la même valeur que celle mesurée.

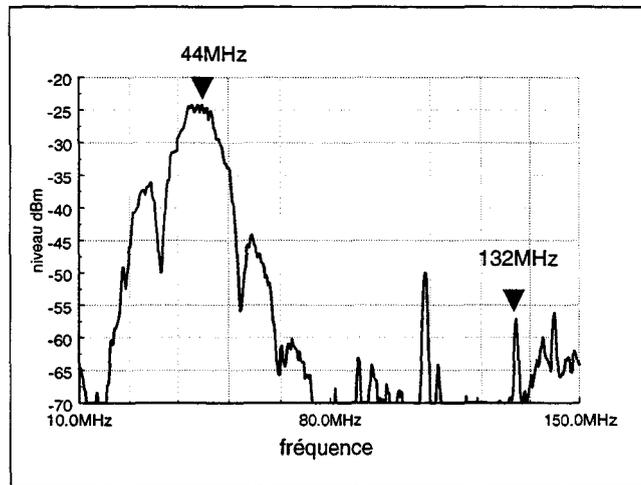


Figure IV-4 : Spectre de s_{11}

| fréquences | f=36 MHz | f=38.5 MHz | f=44 MHz | f=49.5 MHz | f=52 MHz |
|-----------------------|----------|------------|------------------------|------------|----------|
| Mesures dBm | -25.2 | -18.7 | -15.1 | -20 | -26.4 |
| spectre théorique dBm | -25.1 | -19.1 | -15.1 | -19.1 | -25.1 |
| Δ en dB | -0.1 dB | +0.4 dB | ref \Rightarrow 0 dB | -0.9 dB | -1.3 dB |

Tableau 4.1 : Comparaison entre les amplitudes des spectres théoriques et expérimentaux en sortie du modulateur

L'écart Δ calculé entre les valeurs expérimentales et théoriques restent très faibles dans la bande ± 8 MHz autour de 44 MHz donc la partie la plus énergétique de la bande émise.

L'analyse dans le domaine temporel à partir du diagramme de l'œil présenté Figure IV-5 montre que les interférences inter-chip pouvant être introduites par les filtres sont négligeables et que l'œil reste suffisamment ouvert pour garantir un bon fonctionnement du système.

Notons enfin que des modules d'adaptation d'impédance ont été réalisés au moyen de montages à amplificateurs opérationnels et permettent d'amener les amplitudes de s_{11} et s_{12} à un niveau compatible avec les entrées du module suivant.

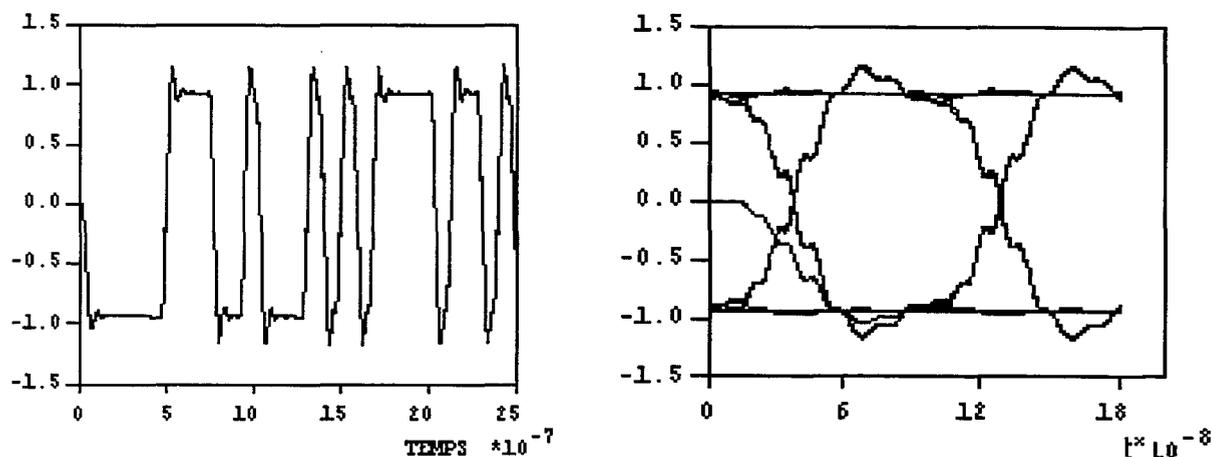


Figure IV-5 : Amplitude de l'enveloppe complexe du signal s_{11} et son diagramme de l'œil

b) l'étage RF

Ce dernier est composé d'un mélangeur RF, d'un filtre et d'un amplificateur de puissance. Le mélangeur RF2422, appelé « up converter » transpose les spectres des signaux s_{11} et s_{12} autour de la fréquence porteuse de 2.45 GHz. Ce composant est constitué d'un déphaseur de 90° , de deux mélangeurs et d'un amplificateur sommateur qui permet de générer le signal en minimisant le spectre image, comme il était apparu théoriquement dans les expressions mathématiques (4.1) et (4.2). Le schéma interne est explicité Figure IV-6.

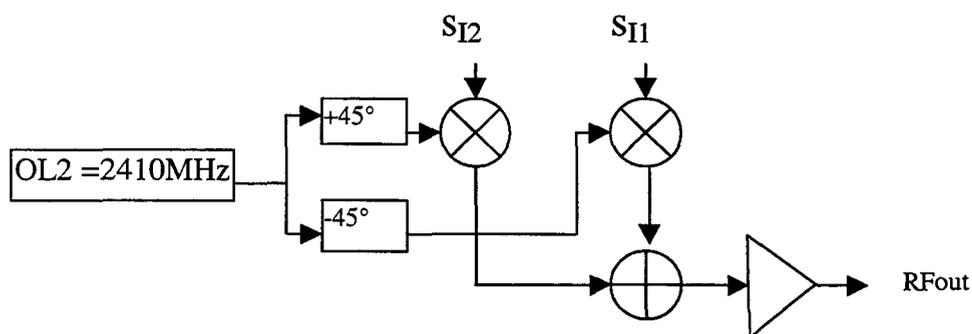


Figure IV-6 : Synoptique du mélangeur RF

Le niveau de puissance en sortie dépend de l'amplitude de s_{11} et de s_{12} mais ne varie pas en fonction de la puissance injectée par l'oscillateur OL_2 à condition que celle-ci reste comprise entre +6 dBm et -6dBm. Afin de réduire au mieux l'énergie contenue dans le spectre centré sur $F_{OL2} - F_{IF}$, les pistes qui amènent les signaux au mélangeur doivent être parfaitement symétriques. La Figure IV-7 présente le spectre mesuré de R_{fout} lorsque la puissance de

l'oscillateur local est fixée à 0dBm. La raie à $F_{OL2} = 2410$ MHz et le spectre image sont encore apparents mais leurs niveaux restent relativement faibles, puisqu'inférieurs de 20 dB au lobe principal. Ces résidus seront fortement atténués par l'utilisation d'un filtre RF centré sur $F_c = 2454$ MHz et ceci est mis en évidence sur la Figure IV-8 où le spectre du signal en sortie du filtre d'émission est représenté.

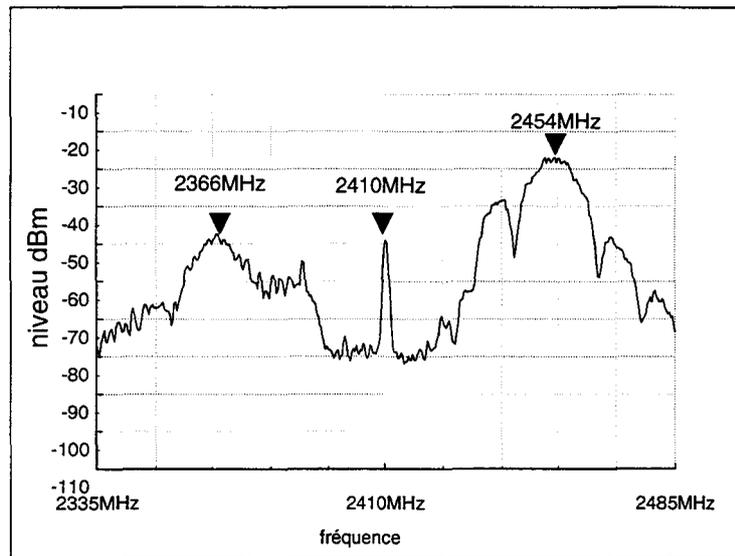


Figure IV-7 : Spectre en sortie du mélangeur RF

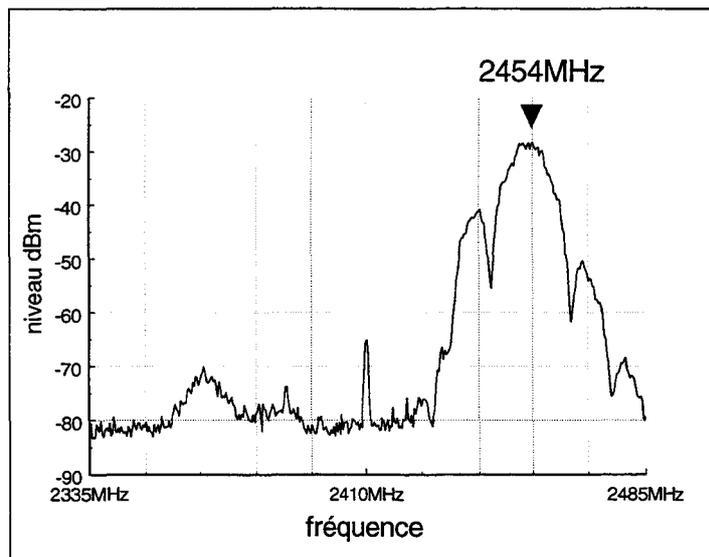


Figure IV-8 : Représentation du spectre du signal émis

A partir de ces résultats, nous pouvons évaluer la déformation introduite par le mélangeur et le filtrage sur le lobe principal du signal utile. Les variations entre les résultats théoriques et expérimentaux sont résumées dans le Tableau 4.2 ci-dessous.

| fréquences en MHz | f=2446 | f=2449.5 | f=2454.2 | f=2459.5 | f=2462 |
|-------------------|--------|----------|-----------------------|----------|--------|
| Mesures dBm | -36,7 | -32.4 | -28.6 | -33.3 | -40.2 |
| spectre théorique | -38.6 | -32.6 | -28.6 | -32.6 | -38.6 |
| Δ en dB | +1.9 | +0.2 | ref \Rightarrow 0dB | -0.7 | -1.6 |

Tableau 4.2 : Comparaison entre les valeurs théoriques et expérimentales des amplitudes des spectres

Le Tableau 4.2 montre que les niveaux mesurés restent proches des niveaux théoriques. La puissance du signal P_{Rfout} est fonction de l'amplitude $P_{n=1}$ de la première raie voisine de celle de la fréquence centrale suivant la relation (cf annexe 3):

$$P_{Rfout} = P_{n=1} + 18 \quad \text{où } P_{Rfout} \text{ et } P_{n=1} \text{ sont exprimés en dBm.}$$

Nous obtenons donc une puissance du signal de -10.6 dBm. L'utilisation d'amplificateurs de faible gain permet de remonter ce niveau à 0 dBm avant d'attaquer l'amplificateur de puissance puis l'antenne d'émission.

IV.3 Le récepteur

IV.3.1 : Le module analogique

- **Fonctionnement général**

Le synoptique global de la Figure IV-1 fait apparaître l'ensemble des éléments qui constituent la partie analogique du récepteur dont la fonction principale est de fournir à l'unité de traitement numérique deux signaux en quadrature sur une fréquence intermédiaire F_{IA} . Le choix de cette fréquence est lié au mode d'échantillonnage des signaux ainsi qu'aux performances du composant Steel 2000A comme nous le verrons par la suite. L'étude, décrite ci-après, est réalisée en envisageant deux fréquences F_{IA} possibles : 11 ou 55 MHz.

Les trois parties, chaîne de réception RF, contrôle automatique de gain (CAG) et démodulateur I/Q composant le module de réception analogique vont être détaillées dans les paragraphes suivants .

- **Mise en œuvre**

- a) la chaîne de réception RF

Ce module comporte en entrée le circulateur, de perte d'insertion de 0.8 dB, un amplificateur faible bruit (LNA) de gain 34 dB, de facteur de bruit de 0.8 dB , un filtre RF identique à celui utilisé en émission et un mélangeur chargé de translater les signaux reçus autour de la fréquence intermédiaire F_{IF} à 44 MHz.

Ce mélangeur, le RF2431 de chez Micro Device, possède l'avantage d'avoir un gain global de 11 dB. Les différents modules de ce composant sont présentés sur la Figure IV-9 ci-dessous.

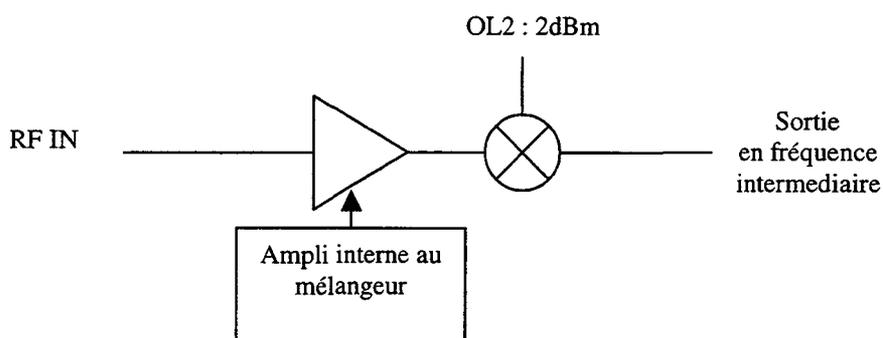


Figure IV-9 : Synoptique du mélangeur

Le signal de sortie $s(t)$, centré sur 44 MHz, a une largeur spectrale de 22 MHz. Afin de limiter le bruit injecté dans la CAG, nous avons utilisé un filtre passe bas ayant une fréquence de coupure de 55 MHz et un filtre passe haut à 27 MHz, identiques à ceux insérés en sortie du modulateur I/Q . Le gain total du montage est de 44.5 dB et reste relativement constant dans la bande comprise entre $F_c - 11$ MHz et $F_c + 11$ MHz, F_c étant la fréquence porteuse.

Pour compléter la caractérisation du système de réception RF, nous avons effectué des mesures de bruit et avons conclu sur un facteur de bruit moyen de 1.5 dB.

b) Le contrôle automatique de gain (CAG)

Trois paramètres permettent d'évaluer l'efficacité d'une CAG : la faible variation de la tension de sortie, la dynamique des signaux d'entrée admissibles ainsi que la rapidité de sa réponse. Pratiquement, les performances souhaitées seront liées aux caractéristiques du canal de propagation. Dans le chapitre précédent, nous avons montré qu'à la fréquence F_c de 2.45 GHz, les variations rapides du signal en fonction de la distance émetteur-récepteur étaient négligeables; ce qui implique qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un temps de réponse très court. Par contre le rapport signal sur bruit calculé pour une distance de 5 km étant relativement faible, un soin tout particulier est apporté à la conception de ce module afin de réduire le bruit et les distorsions qu'il pourrait introduire ([RFMD,98b],[Laker,94]).

Il faut savoir que de nombreux circuits assurant cette fonction existent actuellement sur le marché mais pour des signaux ayant des bandes passantes inférieures à 1 MHz. Nous avons donc été amené à réaliser une CAG qui introduit le moins de distorsions possibles dans une bande de 22 MHz autour de la fréquence intermédiaire de 44 MHz.

Le synoptique de cette CAG est présenté Figure IV-10. Afin de maintenir constant le niveau de sortie V_s à la valeur fixée par une consigne, il faut mettre en œuvre un système bouclé composé principalement de trois parties : un amplificateur à gain variable, une détection de puissance et un organe de commande. Si, à première vue, ce circuit ne semble pas présenter de difficulté majeure, le choix des composants a été délicat car, par exemple, l'amplificateur à gain variable que nous avons choisi initialement présentait des variations de 6 dB lorsque la fréquence varie dans la bande 33 MHz-55 MHz. Nous avons donc dû abandonner cette solution et réaliser une chaîne comportant des atténuateurs programmables et des amplificateurs. Les filtrages du module de détection ont été optimisés pour obtenir le meilleur compromis entre rapidité de réponse et stabilité. De plus, le temps de réponse des différents modules de la CAG varie en fonction du niveau de puissance et du gain à ajuster. L'utilisation d'un microprocesseur permet alors de corriger les non-linéarités de la détection, de piloter les atténuateurs et de générer le signal d'horloge qui permettra de prélever à intervalles réguliers la tension de commande V_c , intervalles suffisants pour laisser au système le temps de se stabiliser.

Une description détaillée est donnée en annexe 4 et nous nous contentons ici de résumer les principales caractéristiques : la dynamique de régulation est d'environ 50 dB et la valeur

minimum en entrée de la CAG étant de -49 dBm, cela correspond à une puissance minimale pouvant être détectée à l'entrée de -95 dBm.

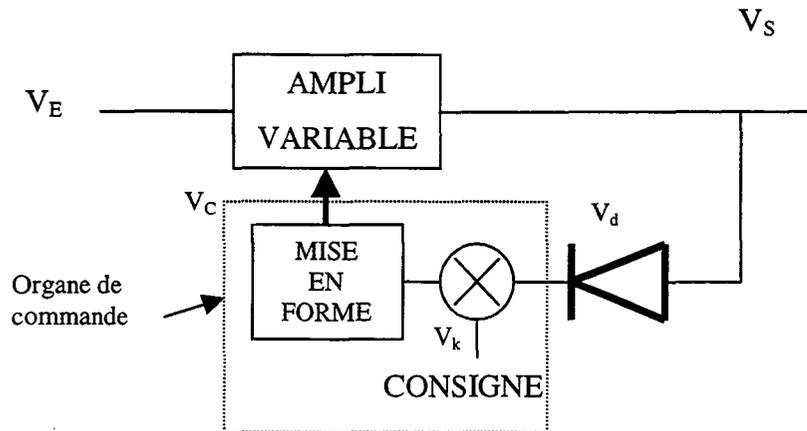


Figure IV-10 : représentation générale de la CAG

c) le démodulateur

A partir du signal délivré par la CAG, le composant RF2703 utilisé en démodulateur va permettre la génération de deux signaux en quadrature centrés sur F_{IA} . Nous avons réalisé deux cartes puisque nous envisageons deux fréquences F_{IA} possibles : 11 MHz ou 55 MHz dont nous justifierons le choix dans le paragraphe suivant concernant le traitement numérique. Pour centrer le signal utile sur $F_{IA} = 11$ MHz, la fréquence de l'oscillateur local utilisé pour la démodulation est fixée à $2*(F_{IF} - F_{IA}) = 66$ MHz. De même, si la valeur de F_{IA} est choisie égale à 55 MHz, la translation sera assurée avec un oscillateur de fréquence $2*(F_{IF} + F_{IA}) = 198$ MHz. Un des avantages de mélanger avec la fréquence $F_{IF} + F_{IA}$ est de rejeter les spectres images plus loin dans le domaine fréquentiel et faciliter ainsi l'opération de filtrage en sortie du démodulateur.

La Figure IV-11 représente le spectre obtenu en sortie du démodulateur lorsque les signaux sont centrés sur 11 MHz. Après filtrage et amplification, la puissance disponible sur chacune des deux voies de sortie en quadrature est égale à 2.2 dBm sur 50 Ohms.

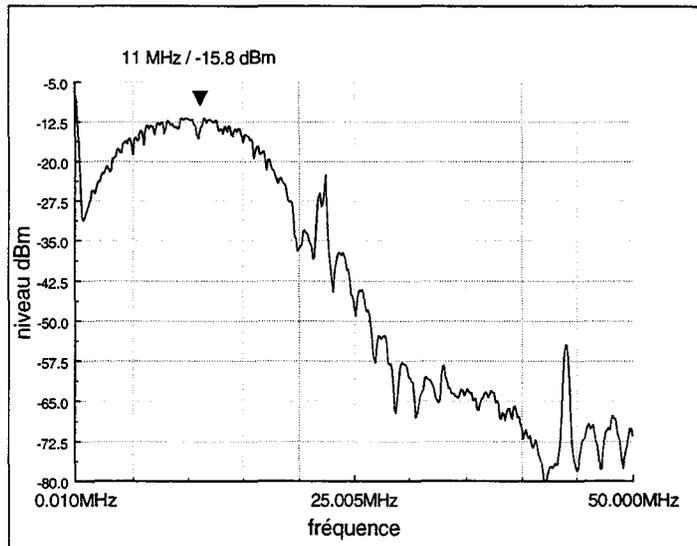


Figure IV-11 : Spectre du signal de sortie du démodulateur centré sur 11MHz

Nous évaluons la déformation introduite par tous les filtres en choisissant quatre fréquences particulières. Il s'agit d'une mesure qui tient compte des filtrages aussi bien en réception qu'en émission. Le Tableau 4.3 montre que la déformation devient plus importante pour les fréquences basses du spectre. Ceci n'altère cependant pas trop la forme des signaux puisque ces parties du spectre utile ne sont plus très énergétiques.

| fréquences | f=3MHz | f=5.5MHz | f=11 MHz | f=16.5MHz | f=19 MHz |
|-------------------|----------|----------|-----------------------|-----------|----------|
| Mesures dBm | -28.35 | -20.15 | -15.8 | -19.75 | -27.35 |
| spectre théorique | -25.8 | -19.8 | -15.8 | -19.8 | -25.8 |
| Δ en dB | -2.55 dB | -0.35dB | ref \Rightarrow 0dB | +0.5dB | -1.55dB |

Tableau 4.3 : Comparaison entre les amplitudes des spectres théoriques et expérimentaux pour $F_{IA} = 11$ MHz

Si on envisage maintenant une fréquence intermédiaire f_{IA} de 55 MHz, le spectre obtenu est présenté sur la Figure IV-12.

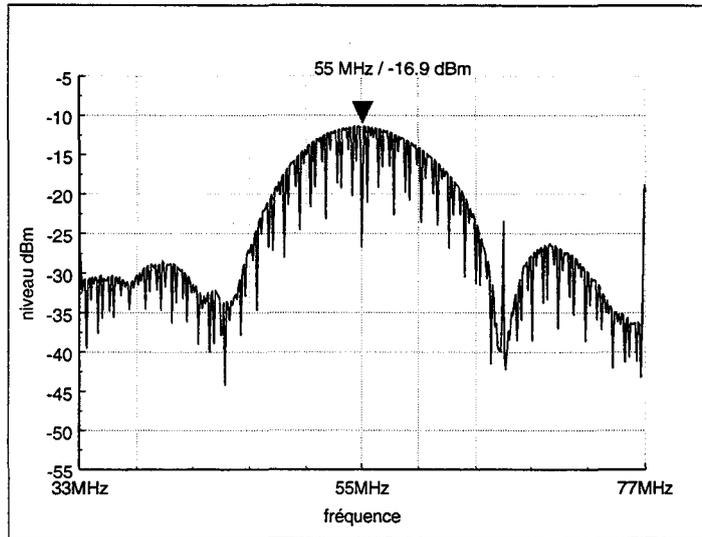


Figure IV-12 : Spectre des signaux centrés sur $f_{IA} = 55$ MHz.

Le Tableau 4.4 regroupe les résultats de mesures effectuées sur ce spectre.

La puissance globale sur les deux voies de sortie est égale à 1.1dBm sur 50 Ohms. On peut noter une légère baisse par rapport à la configuration précédente. En effet, la fréquence de 55 MHz est située en limite de bande du composant RF2703 (DC à 50 MHz). Cependant quelque soit la fréquence intermédiaire, le signal a été amplifié de façon à obtenir en sortie une amplitude de 1 Vpp à l'entrée du convertisseur analogique.

| fréquences | f=47 MHz | f=51.5 MHz | f=55 MHz | f=59.5 MHz | f=63 MHz |
|-------------------|----------|------------|-----------------------|------------|----------|
| Mesures dBm | -25.8 | -19 | -16.9 | -19.8 | -30.7 |
| spectre théorique | -26.9 | -20.9 | -16.9 | -20.9 | -26.9 |
| Δ en dB | +1.1 dB | +1.9dB | ref \Rightarrow 0dB | +1.1dB | -3.8dB |

Tableau 4.4 : Comparaison entre les amplitudes des spectres théoriques et expérimentaux pour $F_{IA} = 55$ MHz

d) La carte horloge

Afin d'assurer au mieux la synchronisation entre tous les oscillateurs, nous avons généré tous les signaux utilisés en émission et en réception à partir d'une référence fixée à 22 MHz dont le synoptique est donnée Figure IV-13.

Les fréquences intermédiaires F_{IF} et F_{IA} relativement basses permettent de s'affranchir dans la plupart des cas, de l'utilisation de multiplicateurs de fréquences PLL et nous réserverons leur mise en œuvre pour la génération des signaux hautes fréquences.

Les signaux à générer sont :

- OL1 : 88 MHz soit $2 \cdot F_{IF}$
- OL3 : 66 MHz ou 198 MHz. Par combinaison entre OL1 et OL3, on aboutit aux deux valeurs retenues pour F_{IA} qui sont de 11 MHz ou 55 MHz.
- OL2 : 2410 MHz
- CLK : 44 MHz, horloge principale qui cadence les modules numériques.

Les circuits logiques de remise en forme contiennent des portes HC00 qui transforment une sinusoïde en un signal carré de rapport cyclique $\frac{1}{2}$. L'utilisation d'un filtre sélectif permet d'isoler les raies aux fréquences désirées.

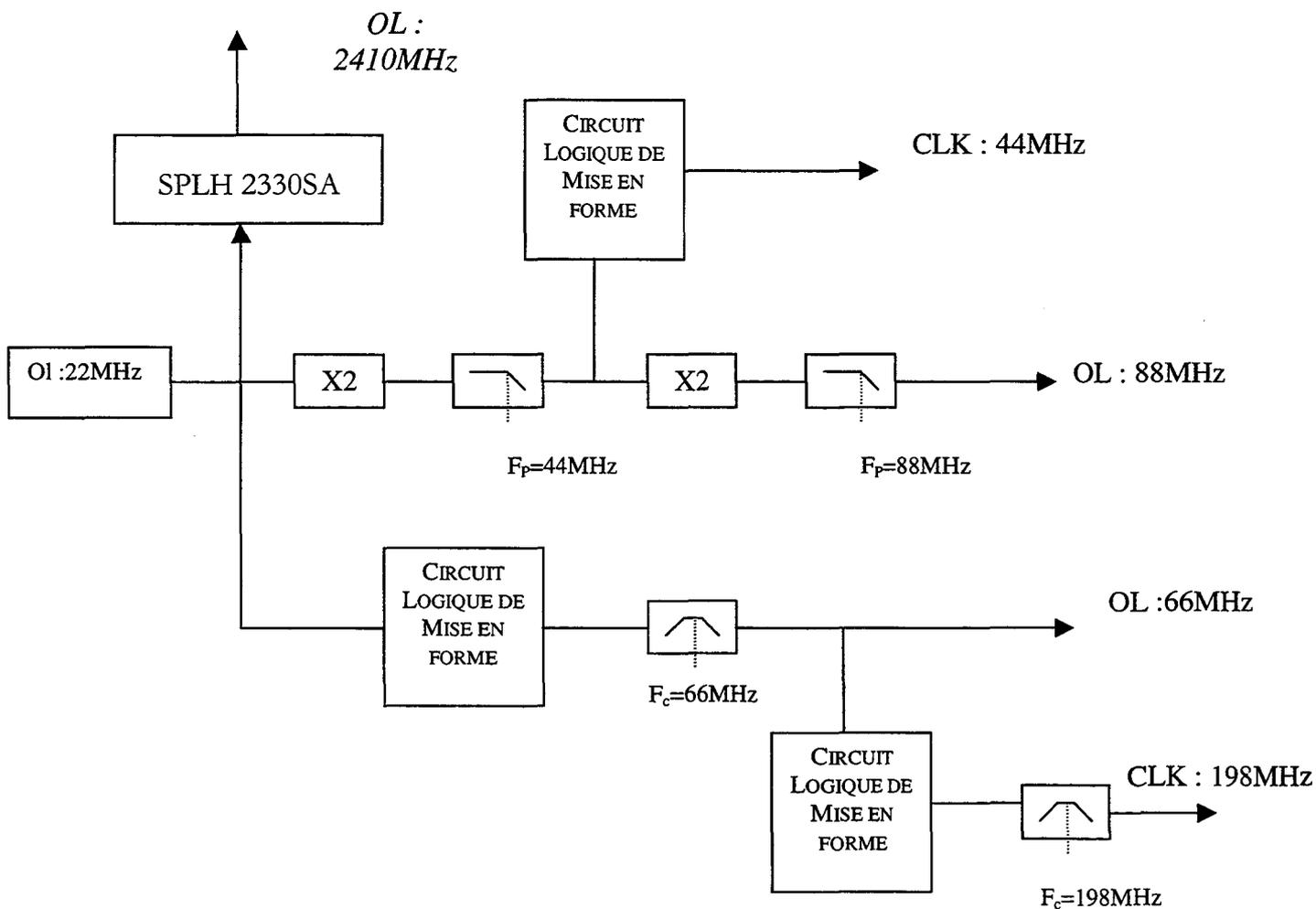


Figure IV-13 : Synoptique de la carte horloge

La génération du signal OL2 à 2410 MHz est réalisée par l'intermédiaire d'un multiplicateur de fréquence type PLL. La puissance délivrée par le composant utilisé (SPLH 2330) étant comprise d'après le constructeur entre -2 dBm et 2 dBm, et cet oscillateur étant utilisé pour deux mélanges, nous avons dû insérer un amplificateur et un diviseur de puissance pour fournir aux cartes analogiques les niveaux nécessaires à leur bon fonctionnement.

- **Conclusion**

Le module de réception analogique a comme principales caractéristiques d'avoir une sensibilité en entrée de -95 dBm. Le contrôle automatique de gain nous permet de contrôler la puissance reçue sur une dynamique de 50 dB. Cette dynamique est largement suffisante si on admet que la variation moyenne de puissance sur une distance de 3 km à 5 km est de 30 dB au maximum.

Le bon accord obtenu entre les spectres théoriques et expérimentaux en sortie du démodulateur montre que l'optimisation de toute la chaîne analogique a permis de réduire au maximum les distorsions du signal.

L'amplitude des signaux disponibles à l'entrée des convertisseurs analogique-numérique est de 1 Vpp.

IV.3.2 Le module numérique

- **Description du synoptique**

Le traitement numérique des signaux provenant du démodulateur I/Q est effectué par l'intermédiaire de trois composants : un convertisseur analogique numérique, un composant ASIC, le Steel 2000A de chez Stanford Telecom, chargé d'effectuer les opérations relatives à l'étalement de spectre et un micro contrôleur qui coordonne l'ensemble de ces composants ainsi que les unités périphériques. Sur le synoptique de la Figure IV-14, on peut noter que les signaux en sortie du démodulateur RF et en fréquence intermédiaire F_{ia} sont tout d'abord convertis en mots de 8 bits par le convertisseur CAN à la fréquence d'échantillonnage F_e de 44 MHz. Puis le démodulateur I/Q numérique du Steel les multiplie avec le signal provenant d'un oscillateur numérique (NCO) permettant d'obtenir ainsi les composantes en phase et en quadrature du signal en bande de base. La corrélation sur chaque voie est ensuite effectuée par l'intermédiaire des filtres adaptés. Après remise en forme des données, le décodage différentiel permet de restituer l'information.

Le cœur du module numérique est sans conteste l'ASIC Steel dont l'ampleur de ses possibilités est à la hauteur de sa complexité. Il est certes possible de l'utiliser sans trop rentrer dans les détails de son fonctionnement mais, afin d'optimiser ses performances, il est nécessaire de comprendre et de choisir les paramètres de certains modules tels que ceux du démodulateur I/Q , de la PLL numérique utilisée pour translater les signaux en bande de base, de la démodulation différentielle et du module de détection de mauvaise transmission.

Dans les paragraphes suivants, nous allons décrire successivement le principe de fonctionnement de ces modules et justifier le choix des paramètres. Notons que la fréquence d'horloge de l'ASIC est de 44 MHz et est donc identique à la fréquence d'échantillonnage F_e .

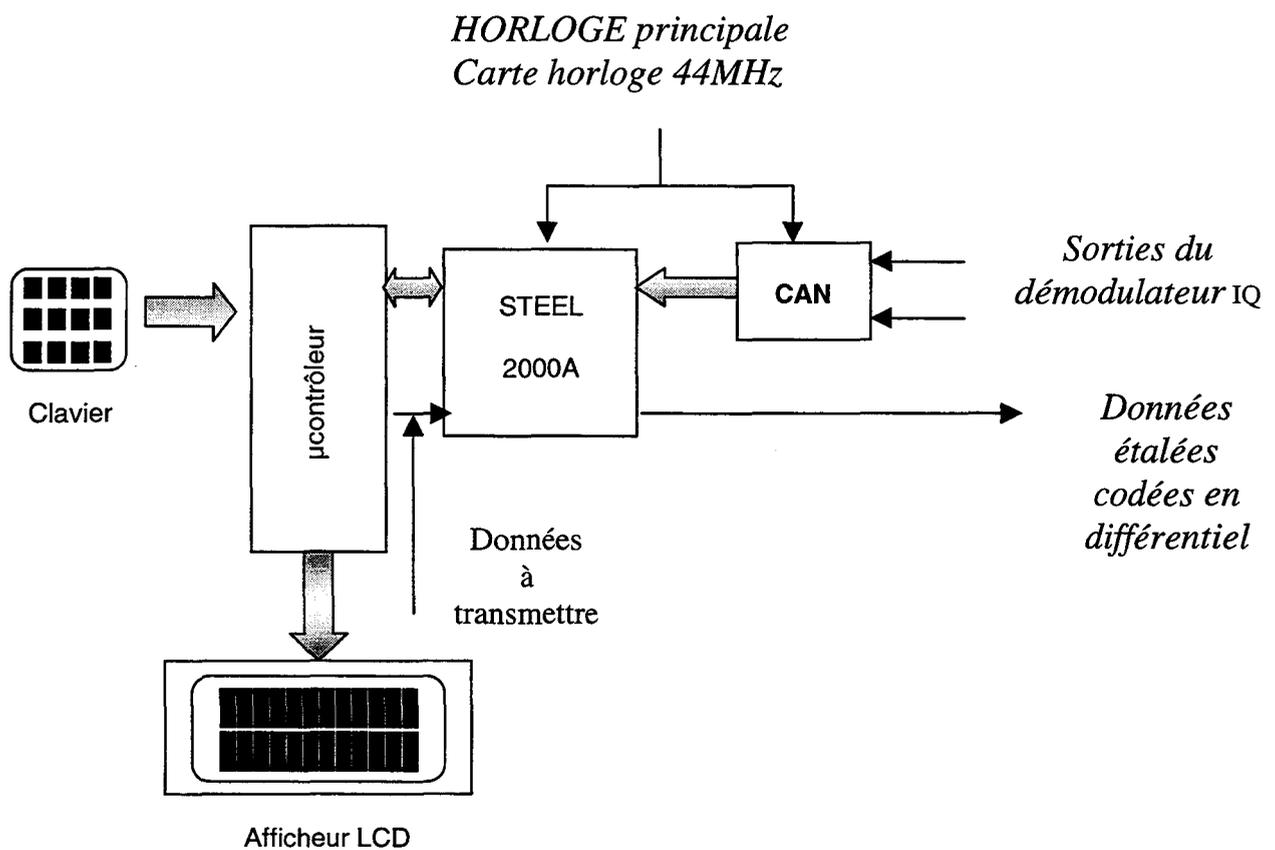


Figure IV-14 : Synoptique global du module numérique.

- **le démodulateur I/Q**

En DPSK, la différence de phase entre deux éléments binaires successifs provient certes de la modulation mais peut être également due aux décalages de fréquences entre les oscillateurs utilisés à l'émission et à la réception. Pour que les modulations différentielles donnent de bons résultats en terme de taux d'erreur, il faut minimiser la différence de phase parasite due à cet écart de fréquence.

Les signaux appliqués à l'entrée du démodulateur de l'ASIC sont en fréquence intermédiaire F_{IA} et un module PLL numérique permet l'asservissement de l'oscillateur numérique NCO sur la fréquence F_{IA} pour les traduire en bande de base. Ce module devra donc avoir des performances moins contraignantes que dans le cas d'une démodulation cohérente et il permettra de compenser au mieux les dérives apparues dans les modules analogiques ([D'Andrea,97]).

Si nous regardons plus en détail le démodulateur numérique, deux types de fonctionnement avec des performances différentes sont envisageables :

Tout d'abord il est possible de n'utiliser qu'une seule sortie du démodulateur RF, I ou Q, et dans ce cas un seul convertisseur analogique-numérique est nécessaire. On se trouve en mode dit « entrée réelle ». L'autre possibilité consiste à prendre les deux sorties en phase et en quadrature du démodulateur, en utilisant ensuite deux convertisseurs. Dans ce cas le mode est dit à « entrée complexe ».

Remarquons que dans les deux cas, le démodulateur numérique doit fournir aux étages suivants deux signaux en bande de base I_E et Q_E .

Nous allons successivement décrire les limites d'application de ces deux modes en termes de débit chip et de fréquence intermédiaire F_{IA} afin de choisir la solution optimum pour nos applications.

- Mode d'« entrée réelle »

Sur le synoptique de la Figure IV-15, le signal $x_{IA}(t)$ provient d'une des sorties du démodulateur RF.

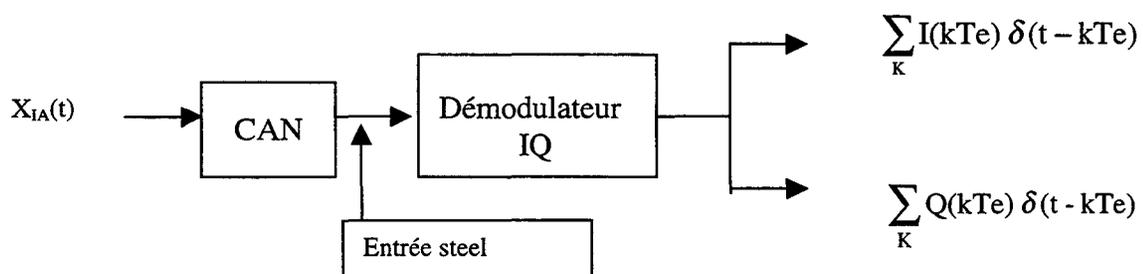


Figure IV-15 : Fonctionnement en mode entrée réelle.

Si F_e est la fréquence d'échantillonnage, le signal $x_{ia}(t)$, dont le spectre est représenté Figure IV-16, doit vérifier $f_{IA} + D_c < F_e/2$ pour qu'il n'y ait pas de recouvrements spectraux lors du

processus d'échantillonnage. Dans ce mode de fonctionnement, nous retrouvons les limites énoncées par Shannon quant à la numérisation des signaux.

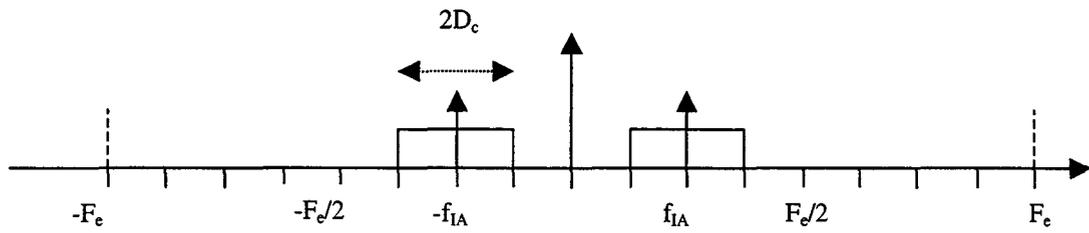


Figure IV-16 : Occupation spectrale du signal d'entrée x_{IA}

Après numérisation, le spectre du signal se reproduit de façon périodique autour des fréquences $n \cdot F_c$ comme on peut le remarquer sur la Figure IV-17

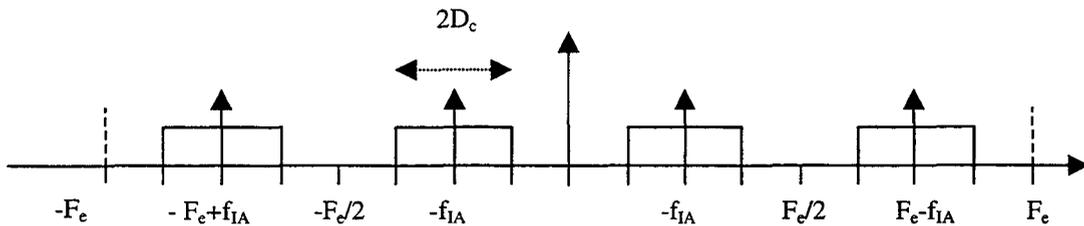


Figure IV-17 : spectre du signal d'entrée après échantillonnage

Ce spectre est ensuite translaté en bande de base par le démodulateur numérique I/Q qui effectuera une multiplication avec le signal provenant de l'oscillateur numérique. Les signaux générés pour la démodulation I/Q sont représentés par deux suites d'échantillons prélevés à la fréquence F_c sur deux sinusoides de fréquence F_{IA} en quadrature.

Le spectre du signal issu de l'oscillateur numérique (NCO) est tracé sur la Figure IV-18 suivante :

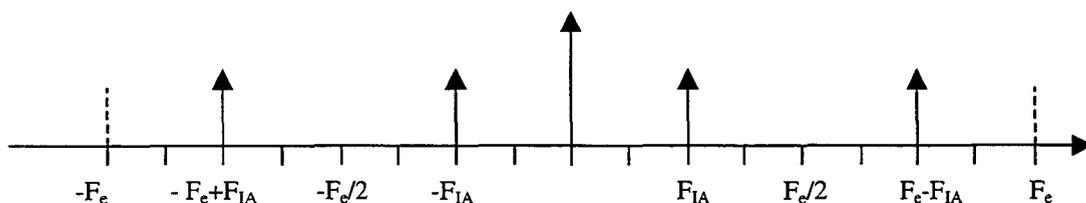


Figure IV-18 : Spectre du signal en sortie du NCO.

La convolution du spectre du signal en entrée avec le spectre du signal en sortie du NCO est représentée sur la Figure IV-19.

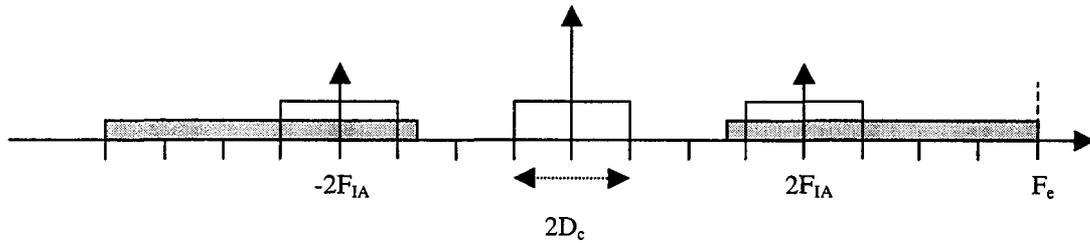


Figure IV-19 : Spectre du signal en sortie du mélangeur

Il reste ensuite à éliminer les spectres images correspondant à la partie du spectre grisée.

Avec des signaux analogiques, la suppression de ces deux bandes symétriques ne pose pas de problèmes majeurs. Dans le Steel, cette opération de filtrage numérique est réalisée par un intégrateur accumulateur. Compte tenu des caractéristiques du Steel la fréquence d'échantillonnage des signaux d'entrée doit être au moins quatre fois supérieure au débit chip, ce qui correspond d'une façon générale à N échantillons par chip avec $N > 4$.

Le module filtre adapté, quant à lui, travaille à partir de deux échantillons par chip. L'intégrateur accumulateur permet donc, grâce à des sommations successives, de passer d'un nombre N d'échantillons par chip à 2.

Ce passage de N à 2 échantillons nécessaires au traitement des signaux par le filtre adapté assure aussi l'opération de filtrage. Le constructeur précise que les performances ainsi réalisées sont équivalentes à celles d'un filtre de fonction de transfert : $\frac{\sin(\pi N T_e f)}{\pi N T_e f}$ qui est représentée sur la Figure IV-20.

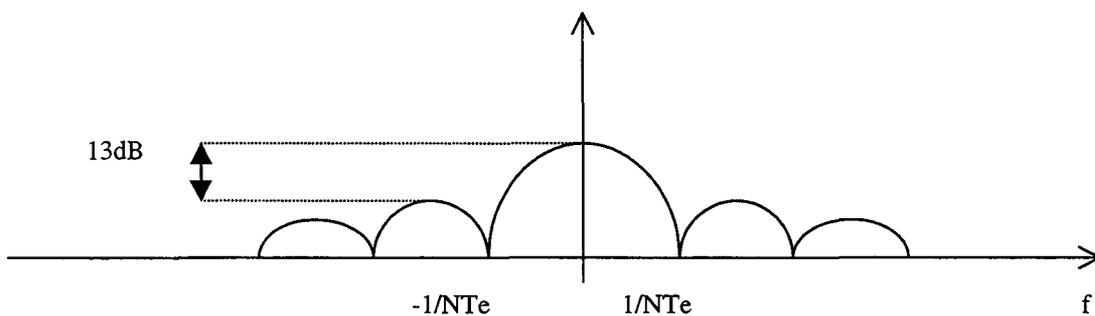


Figure IV-20 : Fonction de transfert du filtre équivalent réalisé par l'intégrateur accumulateur

La première condition à respecter pour que cette configuration puisse fonctionner est $f_{IA} + D < F_e / 2$. Si le débit chip mis en œuvre est maximum soit $F_e / 4$, le choix de F_{IA} est restreint à $F_{IA} = F_e / 4$ si nous nous limitons à la première bande de Nyquist $[-F_e / 2 ; F_e / 2]$.

Après la translation en bande de base, il faut veiller à éliminer toutes les recopies des spectres au delà de $F_e / 2$ pour garantir la qualité du signal échantillonné mais nous allons montrer que nous pouvons être confrontés à des recouvrements spectraux très importants.

A titre d'exemple, considérons quatre échantillons par chip et une fréquence intermédiaire F_{IA} de 11 MHz. L'occupation spectrale du signal en bande de base ainsi que celle des spectres images sont représentées Figure IV-21 sur laquelle est également superposé le spectre du filtre défini précédemment.

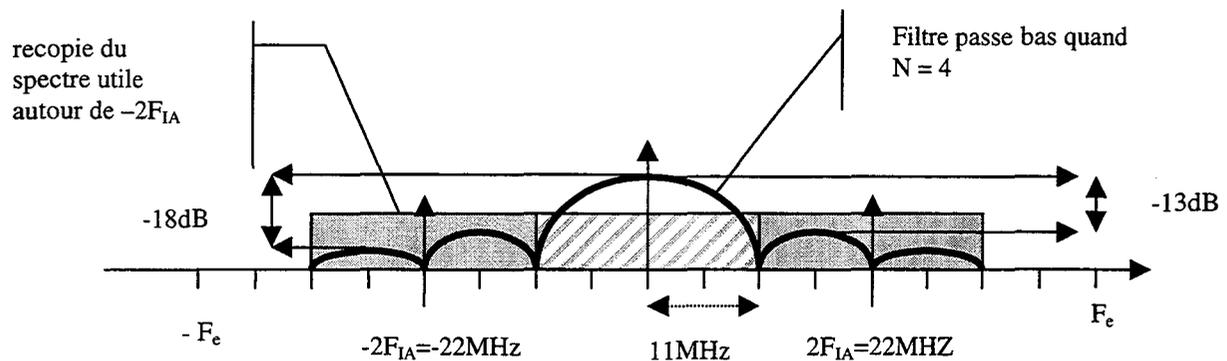


Figure IV-21 : Spectre des signaux en bande de base pour $D_c = 11$ Mchips/s et $F_{IA} = 11$ MHz

On peut noter que l'amplitude du lobe secondaire du spectre du filtre est seulement de 13 dB inférieure à celle du lobe principal et par conséquent l'atténuation apportée par le filtre passe-bas ne suffit pas à éliminer les spectres images autour de $2 * F_{IA}$.

Si maintenant on envisage 8 échantillons par chip, à fréquence d'échantillonnage constante, le débit doit être de 5.5 Mchip/s. On remarque sur la Figure IV-22 que le premier zéro du sinus cardinal se situe à une fréquence $f = 5.5$ MHz soit $F_e / 8$ et que les lobes secondaires du filtre atténuent les spectres images de 18 dB par rapport au lobe principal. Cette configuration permet donc de garantir l'élimination des spectres images dans la bande de Nyquist.

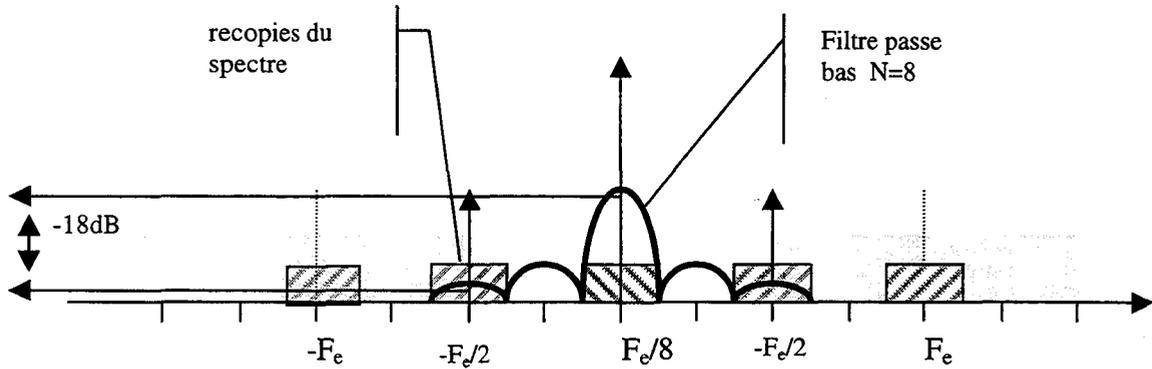


Figure IV-22 : Spectre pour un débit chip de $F_c/8$ soit $D_c = 5.5$ Mchip/s

Cependant elle implique un débit chip maximum $D_{c \max}$ de 5.5 Mchip/s, qui ne peut convenir à notre application, et c'est la raison pour laquelle nous nous sommes orientés vers le mode « entrée complexe ».

- Mode d'« entrée complexe »

Le mode d'entrée réelle limite les performances du système dans le sens où le débit chip maximal doit être au moins huit fois inférieur à la fréquence d'échantillonnage. C'est pourquoi nous allons maintenant montrer qu'en utilisant les deux voies du démodulateur RF, il est possible d'augmenter le débit chip. Pour cela il est nécessaire de rappeler au préalable quelques notions sur les signaux à enveloppes complexes.

On note $x_a(t)$, le signal analytique de $x(t)$ défini à partir de la relation suivante :

$$x_a(t) = x(t) + j\tilde{x}(t) \quad (4.4)$$

où $\tilde{x}(t)$ est la transformée de Hilbert de $x(t)$.

La transformée de Fourier $X_a(f)$ satisfait la relation suivante : $X_a(f) = 2 X(f)$ pour $f > 0$ et $X_a(f) = 0$ pour $f < 0$.

De plus, pour des signaux en bande étroite centrés autour de la fréquence intermédiaire F_{ia} , on introduit l'enveloppe complexe $x_c(t)$ associée au signal analytique $x_a(t)$ de la façon suivante :

$$x_c(t) = x_a(t) \cdot \exp(-j2\pi F_{ia} t) \quad (4.5)$$

En posant $x_c(t) = \alpha(t) + j\beta(t)$ et en développant les relations précédentes on obtient :

$$\alpha(t) = x(t) \cdot \cos(2\pi F_{ia} t) + \tilde{x}(t) \cdot \sin(2\pi F_{ia} t) \quad (4.6)$$

$$\beta(t) = \tilde{x}(t) \cdot \cos(2\pi F_{ia} t) - x(t) \cdot \sin(2\pi F_{ia} t)$$

soit $x(t) = \alpha(t) \cdot \cos(2\pi F_{ia} t) - \beta(t) \cdot \sin(2\pi F_{ia} t)$

Dans la réalisation de récepteurs, la démodulation I/Q par deux voies en quadrature revient donc simplement à extraire la partie réelle (I) et la partie imaginaire (Q) de l'enveloppe complexe associée à la fréquence intermédiaire du signal incident.

Afin de montrer l'intérêt de l'utilisation du mode d'entrée complexe, nous allons déterminer le spectre du signal en sortie du démodulateur. En effet, la partie la plus perturbatrice des spectres images est due aux fréquences négatives présentes dans le spectre de tout signal réel et l'utilisation d'un signal analytique permettra de s'affranchir de ce type de problème.

Les signaux générés par l'oscillateur numérique NCO sont deux sinusoïdes en quadrature donc modélisables par une fonction complexe que nous écrirons :

$$x_{NCO}(t) = \cos(2\pi f_{NCO}t) - j\sin(2\pi f_{NCO}t) \quad (4.7)$$

Si nous nous intéressons maintenant aux occupations spectrales des différents signaux mis en jeu, celle du signal analytique $x_{aIA}(t)$ présent à l'entrée du composant est donnée sur la Figure IV-23.

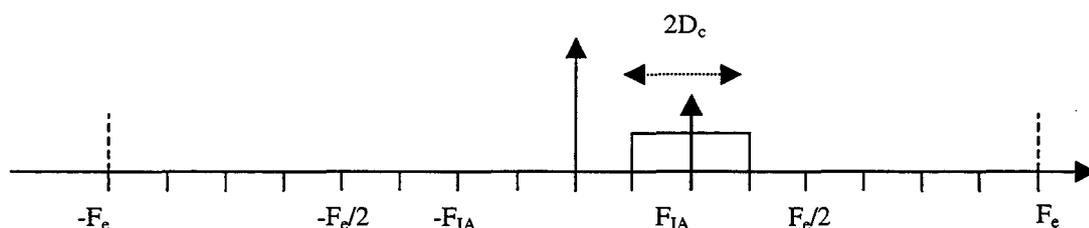


Figure IV-23 : Occupation spectrale du signal analytique à l'entrée $x_{aIA}(t)$

Après échantillonnage à la fréquence F_e , le spectre de ce signal se reproduit périodiquement comme indiqué sur la Figure IV-24

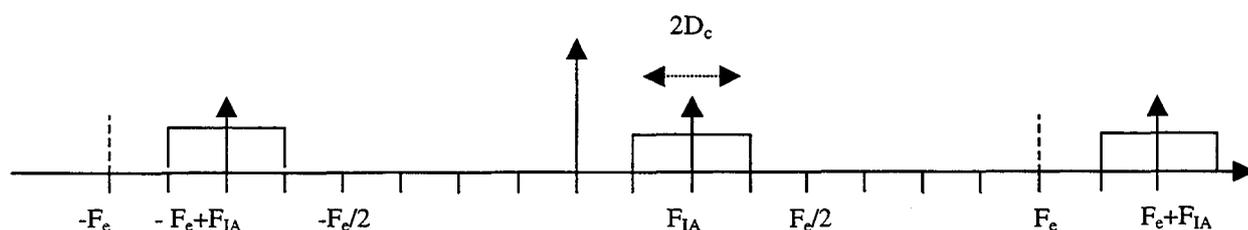


Figure IV-24 : Occupation spectrale du signal analytique après échantillonnage.

Or le spectre du signal complexe généré par le NCO, asservi sur F_{IA} et échantillonné étant celui représenté Figure IV-25, sa convolution avec le signal analytique d'entrée mène au spectre représenté sur la Figure IV-26.

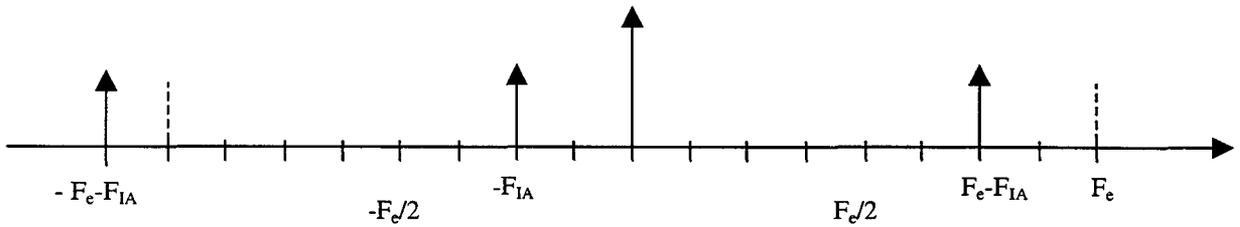


Figure IV-25 : Spectre du signal généré par le NCO .

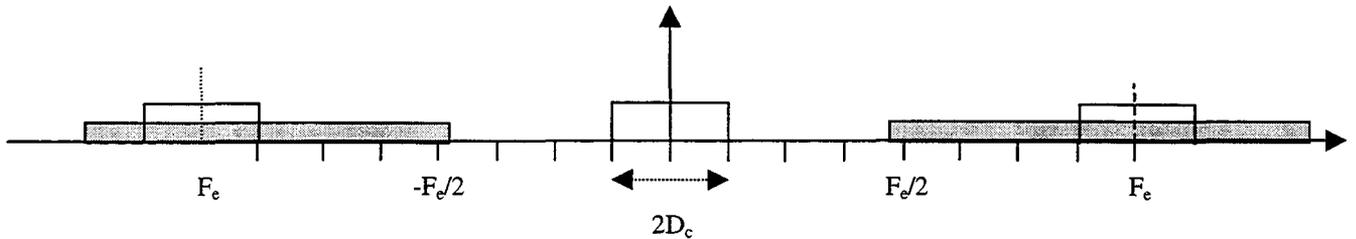


Figure IV-26 : Occupation spectrale en sortie du démodulateur numérique en mode entrée complexe.

Si on compare ce résultat à celui de la Figure IV-19 correspondant au mode entrée réelle, on constate que les spectres images ne sont plus centrés autour de F_{ia} mais autour de F_c . Dans ce cas, si on envisage le débit maximum, les parties grisées de la Figure IV-26 correspondraient aux bandes à éliminer compte tenu du théorème de Shannon. Le débit maximum est donc en théorie de $F_c/2$, mais les conditions de fonctionnement du Steel impose au minimum 4 échantillons par chip soit un débit maximum de 11 Mchips/s.

A titre d'exemple, la fréquence intermédiaire F_{IA} minimum serait dans ce cas de 11 MHz, et l'allure des spectres des signaux en bande de base en sortie de l'intégrateur-accumulateur et qui ramène le nombre N d'échantillons de 4 à 2, est décrite sur la Figure IV-27.

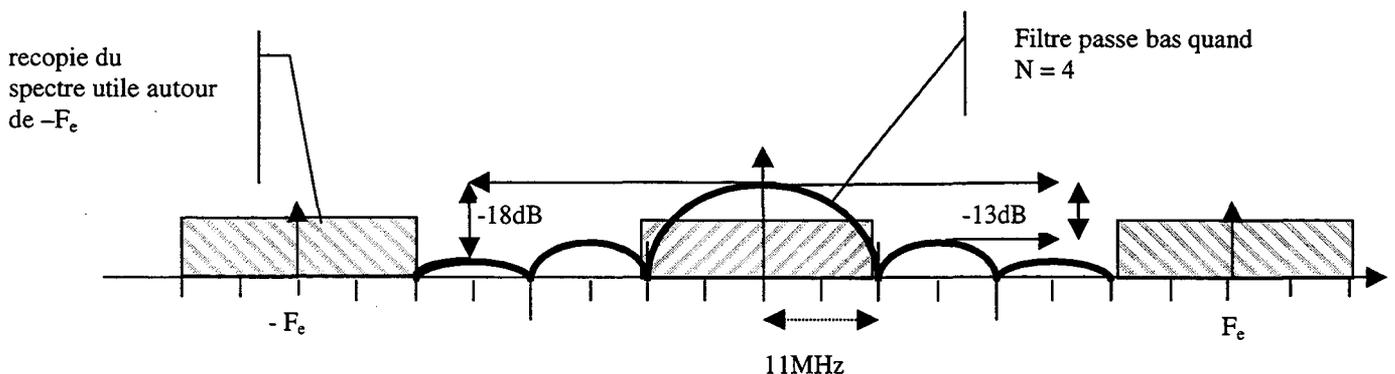


Figure IV-27 : Occupation spectrale du signal en enree de l'intégrateur pour une configuration correspondant au débit maximum de 11 Mchips/s (parties grisées) et fonction de transfert du filtre (courbe en trait plein).

Ce schéma montre que les spectres images seront fortement atténués par les lobes du filtre, l'atténuation qu'ils apportent étant supérieure à 18 dB. Dans le mode d'entrée complexe, on peut ainsi augmenter le débit d'un facteur 2 à performances identiques.

La configuration retenue pour le démodulateur numérique est donc celui présenté sur le schéma-bloc de la Figure IV-28.

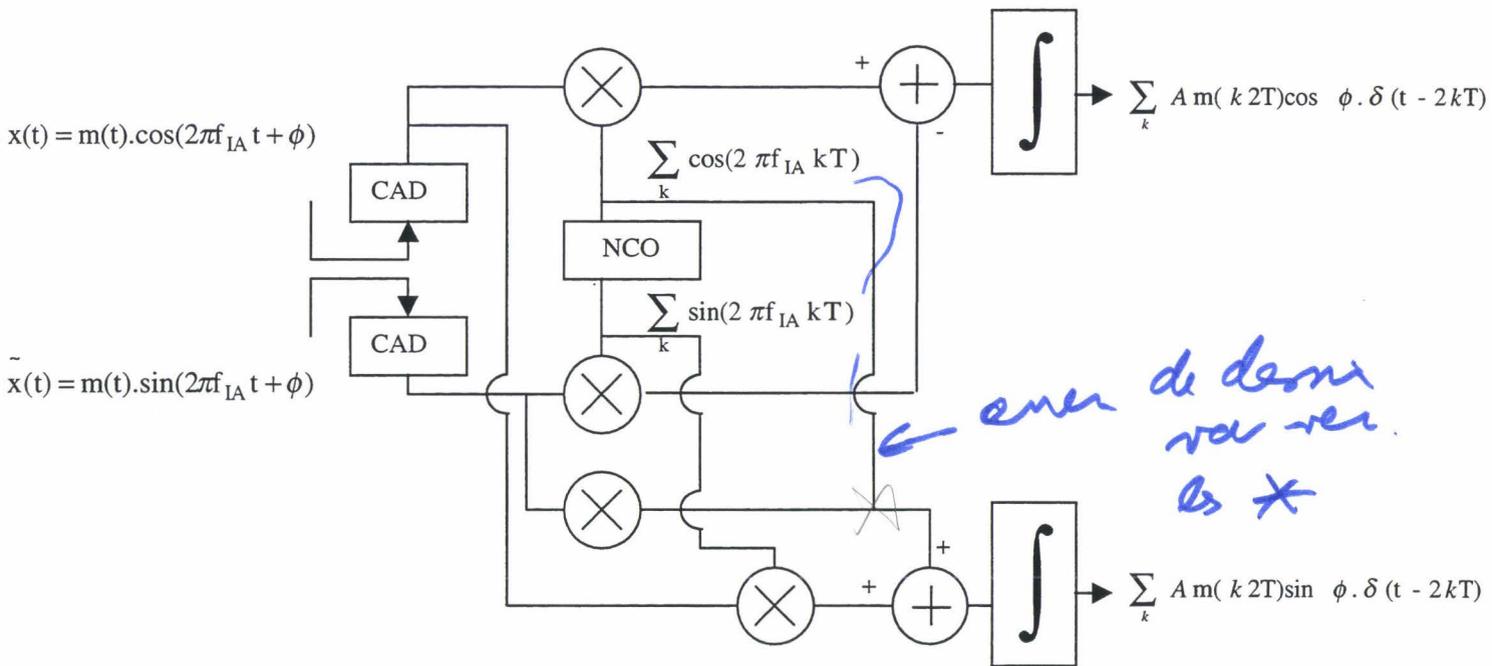


Figure IV-28. Schéma bloc du démodulateur numérique.

• **Choix de la fréquence intermédiaire F_{IA}**

Dans les exemples décrits précédemment, la fréquence intermédiaire F_{ia} avait été choisie égale à 11 MHz. L'analyse des bandes spectrales occupées après échantillonnage à 44 MHz montre immédiatement qu'elles seront les mêmes que celles correspondant à une fréquence intermédiaire de 55 MHz. Ceci est conforme à une extension de la théorie de Shannon qui dit que, pour un signal analogique à spectre passe bande borné par f_1 et f_2 , la condition de non recouvrement spectral est satisfaite pour une fréquence d'échantillonnage minimale $F_e = 2f_2/M$ où M est le plus grand nombre entier $\leq \frac{f_2}{f_2 - f_1}$. En choisissant $F_e = 44$ MHz et une bande utile $f_2 - f_1 = 22$ MHz, l'application numérique pour $M = 1$ ou 3 mène respectivement aux valeurs de F_{ia} mentionnées précédemment.

*pourquoi 2 ?
 bande de $f_2 - f_1$
 à l'échelle.
 → ve jusqu'à $\frac{f_2 - f_1}{2}$
 ⇒ l'échant > $f_2 - f_1$
 signal complexe*

Dans notre système, nous testerons les configurations correspondant à ces deux fréquences grâce aux cartes de démodulation présentées dans le descriptif de la partie analogique. En fonction des résultats donnés par cette étude de faisabilité, et qui seront présentées à la fin de ce chapitre, il sera possible de figer ce paramètre et éventuellement de s'affranchir de la carte de démodulation. En effet, si on modifie la fréquence intermédiaire F_{ih} à l'émission, il sera possible d'obtenir en réception après mélange avec l'oscillateur local hyperfréquence, une fréquence de 55 MHz. Les deux signaux en phase et en quadrature seront ensuite obtenus grâce à un simple déphaseur de 90° .

- **Le filtre adapté**

Le filtre adapté a la même structure et opère de la même façon qu'un filtre numérique classique. Il réalise l'intercorrelation entre les signaux en sortie de l'intégrateur-accumulateur et les coefficients du code pseudo-aléatoire comme l'indique la formule ci-dessous.

$$\text{Sortie}_{IQ} = \sum_{n=0}^{63} \text{coeff}_{(I,Q)} * \text{Signal}_{(I,Q)}$$

Ces coefficients multiplicatifs, programmés par l'utilisateur, sont stockés dans les registres du composant et peuvent prendre pour valeur : 1, -1 et 0. La longueur maximale des codes d'étalement est fixée à 64, l'utilisation du 0 intervient donc quand les codes mis en œuvre ont une longueur inférieure.

Lorsque les données $m(t)$, formant une suite de bits de durée T_B , sont étalées par un code $p(t)$, l'intercorrelation entre $y(t) = m(t).p(t)$ et $p(t)$ passe par un maximum une fois par pseudo période c'est à dire une fois sur une durée T_B . A cet instant, il y a synchronisation parfaite entre les données incidentes et les coefficients du code.

Chaque composante du couple de points en sortie des deux filtres adaptés correspond à la partie réelle et la partie imaginaire d'un signal complexe qui vont nous servir ultérieurement pour décider de la nature du bit « 0 » ou « 1 ». Dans un premier temps, en prenant le module de ce signal, on récupère les pics de corrélation, le module « power detector » les comparant à un seuil pour prendre une décision sur la présence ou non d'un pic, sans préjuger de la valeur du bit, mais qui servira à la récupération de rythme. Le choix de la valeur du seuil va résulter d'un compromis à trouver entre probabilité de fausse alarme, due notamment à l'effet éventuel des trajets multiples, et probabilité de non détection. Cependant, comme nous avons vu dans les chapitres précédents que l'étalement des retards est faible, de l'ordre de 20 ns, donc bien inférieur à la durée chip, l'effet des trajets multiples se manifesterait essentiellement

par des évanouissements du signal. Ce seuil devra être ajusté ultérieurement lors des campagnes d'essais préliminaires en tunnel. Afin d'identifier le bit reçu, les échantillons $I(k)$ et $Q(k)$ prélevés en sortie du filtre adapté sont envoyés au démodulateur différentiel.

- **Le démodulateur différentiel**

Le décodage différentiel et la régénération des bits d'information qui ont été transmis sont assurés par le calcul des produits " DOT " et " CROSS ". Nous garderons aussi pour ces deux termes la terminologie anglosaxonne. Ils sont définis par :

$$\begin{aligned} \text{DOT}_K &= I_K \cdot I_{K-1} + Q_K \cdot Q_{K-1} \\ \text{CROSS}_K &= Q_K \cdot I_{K-1} - I_K \cdot Q_{K-1} \end{aligned} \quad (4.8)$$

I_K et I_{K-1} désignent respectivement les échantillons correspondant au bit d'information K et au bit $K-1$ qui le précède prélevé sur la voie en phase, il en est de même pour Q_K et Q_{K-1} pour la voie en quadrature.

- **La boucle à verrouillage de phase (PLL).**

Le module PLL présent dans le composant ASIC est chargé de compenser au mieux les dérives des différents oscillateurs [Encinas,89]. Le principe consiste à modifier le mot de commande (FCW : frequency control word) envoyé à l'oscillateur numérique (NCO) utilisé pour la translation en bande de base. La fréquence de cet oscillateur doit en effet correspondre à la fréquence F_{IA} du signal incident et non pas à la fréquence connue à priori qui a été programmée lors de la phase d'initialisation du système.

L'asservissement dans la PLL se fait à partir d'une comparaison sur la différence de phase entre le signal du NCO et les signaux incidents, réalisée à partir des produits DOT et CROSS calculés lors de la démodulation différentielle. Cet écart de phase est proportionnel au terme Err défini de la façon suivante :

$$\text{Err} = \text{CROSS} * \text{sign} [\text{DOT}] \quad (4.9)$$

La différence de phase, filtrée par le filtre de boucle, dont la transformée en z est donnée par l'expression générale de (4.10) sert à calculer le mot binaire avec lequel le mot de commande FCW sera corrigé.

$$S(z) = K1 + K2/4 \cdot ((z-1)/(1-(z-1))) \quad (4.10)$$

A partir de la longueur du code utilisé, de la valeur des tensions appliquées aux Convertisseurs Analogiques Numériques, nous avons calculé les paramètres $K1$ et $K2$ de

manière à optimiser le comportement de la boucle à verrouillage de phase. Le synoptique global de ce module apparaît sur la Figure IV-29.

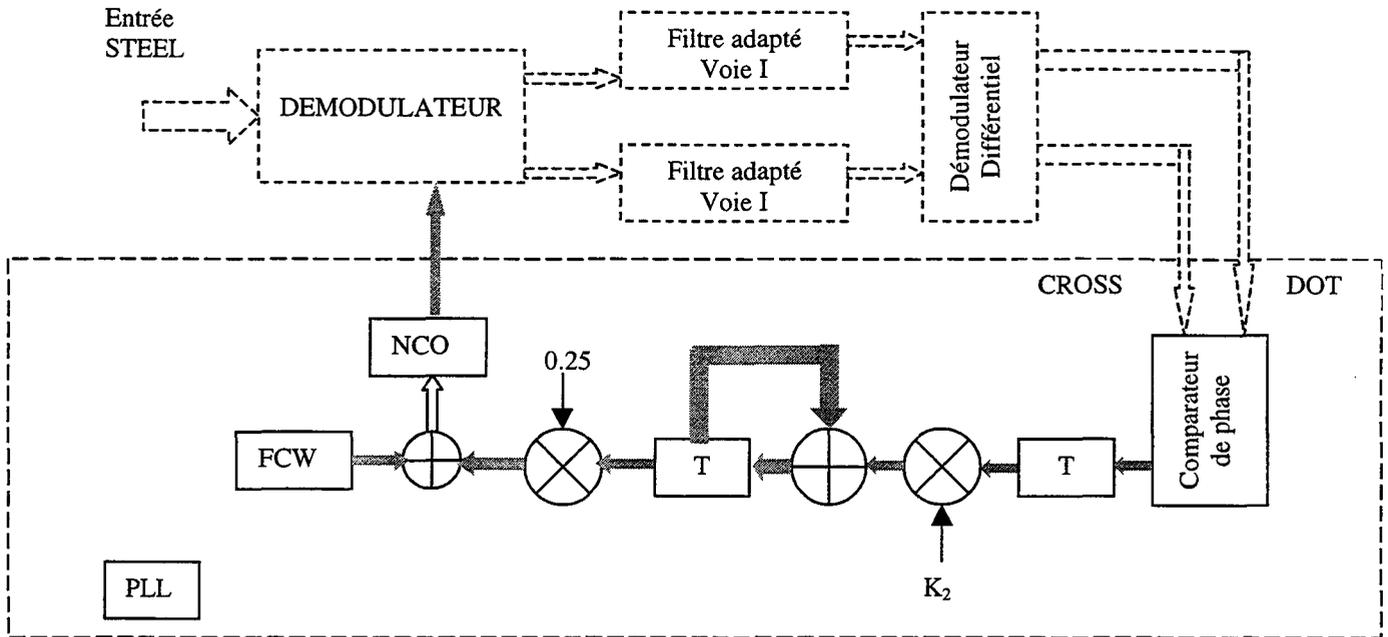


Figure IV-29 : Synoptique de la boucle à verrouillage de phase

- **Module de détection des erreurs.**

Nous avons précisé que la récupération de rythme, c'est à dire la synthèse du signal horloge qui permet de restituer le message émis, est réalisée à partir d'une détection de seuil effectuée sur les pics de corrélation en sortie du filtre adapté. Ceci nécessite l'envoi d'une séquence d'entraînement, l'ASIC basculant ensuite sur la réception des données. En fonction du débit mis en œuvre, le composant peut, s'il est bien paramétré, détecter l'absence d'un pic et forcer un front sur l'horloge de récupération de rythme. Grâce à la connaissance à priori de la date à laquelle un pic de corrélation doit être reçu, il est aussi capable d'ignorer les pics de corrélations parasites.

Après avoir reçu le message d'acquisition, un compteur s'incrémente dès qu'un pic n'est pas détecté. En fonction du paramétrage, lorsque le nombre d'erreurs dépasse un certain seuil, le composant envoie un message au microprocesseur. Celui-ci réagit à l'interruption reçue caractérisant une mauvaise transmission et remet l'ASIC en attente d'une nouvelle séquence d'entraînement.

IV-4 Résultats des tests préliminaires

Ces premiers essais en laboratoire nous ont permis d'évaluer le taux d'erreur moyen de la liaison. Le banc de test est constitué d'un mesureur de taux d'erreur Marconi qui génère des données suivant des trames que l'utilisateur peut définir à son choix. Ces données sont ensuite envoyées au module numérique de notre système d'émission qui assure leur mise en forme et leur transfert vers le module analogique. Le signal reçu est démodulé et, après traitement numérique, est renvoyé vers le mesureur Marconi. Ce principe même de détermination du taux d'erreur implique qu'il existe une liaison filaire entre les deux cartes d'émission et de réception et le « Marconi ». De manière à minimiser les couplages qui peuvent se produire entre les divers systèmes, ceux-ci ont été séparés d'une distance de quelques mètres. De plus, pour s'affranchir des variations d'amplitude du signal dues au déplacement de personnes dans le laboratoire, des antennes directives ont été utilisées et des atténuateurs insérés avant l'antenne d'émission. La puissance du signal reçu est déduite de la mesure de l'amplitude de la raie la plus énergétique du spectre comme nous l'avons vu au paragraphe IV.2.2.

En supposant que la température de bruit de l'antenne est de 300°K, correspondant au bruit thermique et en négligeant donc tous les bruits d'origine industrielle (*Man made noise*), les valeurs présentées ci-dessous donnent le taux d'erreur moyen pour deux valeurs de E_b/N_0

$$E_b/N_0 = 28 \text{ dB} \quad \text{TEB} < 10^{-9}$$

$$E_b/N_0 = 25 \text{ dB} \quad \text{TEB} = 10^{-5}$$

$$E_b/N_0 = 20 \text{ dB} \quad \text{TEB} = 10^{-3}$$

L'augmentation du taux d'erreur lorsque le rapport signal sur bruit passe de 28 dB à 20 dB est très importante et s'éloigne des résultats de simulation. Il sera donc nécessaire de procéder à une phase d'optimisation des divers paramètres de l'*asic* du Steel effectuant le traitement numérique. En effet, les divers registres du Steel doivent être adaptées pour chaque étape du traitement interne au composant. Par exemple, le filtre adapté utilise des échantillons définis sur 3 bits pour effectuer la corrélation même si la sortie de l'étage précédent qui est l'intégrateur sommateur travaille sur 14 bits. Il faut donc sélectionner à l'aide de « viewports » les bits les plus représentatifs d'un traitement, à un étage donné, qui doivent être injectés à l'étage suivant et ceci tout au long du cheminement du signal dans l'*asic*. De plus, le seuil de détection du filtre adapté doit être adapté de façon judicieuse pour bien extraire le pic de corrélation et obtenir la synchronisation symbole.

Conclusion

Nous avons présenté les principaux concepts des modules analogiques et numériques du système de transmission de données et l'ensemble du dispositif émission réception a été simulé sur ordinateur. Les taux d'erreurs théoriques et ceux issus de la simulation étant voisins, nous avons procédé à la réalisation des différents sous-ensembles électroniques. Chaque élément de la chaîne analogique a été caractérisé et ses performances sont en accord avec celles attendues. Une optimisation des paramètres de réglage de l'*asic* associé à la partie numérique reste cependant à effectuer pour diminuer le taux d'erreur, des tests en tunnel devant ensuite confirmer le choix des caractéristiques de la transmission.

Bibliographie du Chapitre 4

- [D'Andrea,97], D'Andrea, A.N., Mengoli, U., Synchronization techniques for digital receivers, Plenum Press, 1997
- [Encinas,89], Encinas, J., Systèmes à verrouillage de phase PLL. Réalisations et applications, Masson Ed., 1989
- [Laker,94], Laker, K.R., Samson, W.M.C., Design of analog integrated circuits and systems, Mc Graw Hill Press, 1994
- [RFMD,98a], RF Microwave devices : Technical notes and articles,TA0019, 1998
- [RFMD,98b], RF Microwave devices : Technical notes and articles,TA0018, 1998

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

Le premier objectif de cette thèse était de caractériser le canal de propagation en vue de l'établissement d'une liaison entre des émetteurs-récepteurs situés en tunnel. Les applications visées concernent donc aussi bien la retransmission de données répondant à des normes précises comme celles du GSM ou de l'UMTS que la conception d'une télécommunication dédiée, entre deux rames de transport en milieu ferroviaire par exemple.

La première partie du mémoire a d'abord été consacrée à la présentation des résultats théoriques de l'analyse, en bande étroite et en large bande, des variations du signal reçu lorsque la fréquence porteuse est de l'ordre de 2 GHz. La configuration géométrique qui a été traitée est celle d'un tunnel rectiligne, de section droite rectangulaire, simulant un tunnel routier ayant une largeur importante, de l'ordre de 16 m. Nous avons montré en particulier qu'un modèle à deux pentes était bien adapté pour représenter la décroissance exponentielle moyenne du champ en fonction de la distance. Dans les deux tronçons du tunnel associés à chacune de ces pentes, l'étude statistique de la puissance reçue a été faite en considérant successivement les fluctuations d'une part autour d'une moyenne glissante et d'autre part autour de la droite de régression. Nous avons montré l'influence sur les résultats statistiques, de la longueur du tronçon sur lequel porte l'étude de la variation du signal et du nombre de données sur lequel est effectuée la moyenne glissante. En particulier, nous avons vu dans quelles conditions une loi de Rayleigh décrit correctement les variations du signal.

La réponse impulsionnelle du canal à une impulsion de Dirac fait apparaître une décroissance très rapide de la puissance en fonction du retard. Pour fixer un ordre de grandeur, une valeur typique est de l'ordre de 30 dB/100ns en notant toutefois qu'une formule analytique simple montre que cette décroissance est directement proportionnelle à la largeur du tunnel. Une étude paramétrique a ensuite été effectuée en tenant compte de la bande passante finie des dispositifs de mesure. Si on envisage une atténuation de 20 dB par rapport au maximum de la réponse impulsionnelle, le retard maximum moyen est de 100 ns et l'étalement des retards de 30 ns. Nous avons montré également que l'étalement des angles d'arrivée dépend de la distance émetteur-récepteur mais fluctue rapidement dans une zone donnée suivant la combinaison des trajets multiples au point de réception. Cependant, à une distance de quelques centaines de mètres de l'émetteur, cet étalement reste inférieur à 20° en

considérant une atténuation de 20 dB de la puissance reçue. D'autres caractéristiques telles que la durée moyenne des évanouissements et leur probabilité d'apparition, ont été précisées et comparées avec les résultats obtenus en faisant des hypothèses sur la statistique du canal, comme celle associée à un spectre Doppler classique.

Afin de valider les conclusions théoriques, des campagnes de mesures ont été menées en tunnel routier. En effectuant tout d'abord les expérimentations dans un tunnel rectiligne et en présence d'une densité de trafic très faible, il a donc été possible de se placer dans des conditions voisines de celles que supposent le modèle théorique. Cette comparaison montre un accord satisfaisant entre les prévisions obtenues par le modèle de propagation et les résultats des mesures, bien que l'analyse en bande étroite ait montré des fluctuations plus rapides du signal, donc plus proches de celles correspondant à une distribution de Rayleigh, que ne le prévoit la théorie. Il faut cependant noter que la longueur de la zone d'essais était pratiquement limitée à 600 m et qu'il est difficile d'effectuer une extrapolation pour de plus grandes distances, la présence quasi inévitable de virages risquant de modifier considérablement l'atténuation longitudinale des ondes comme il a été montré ultérieurement. Enfin, les modifications des caractéristiques du canal dues à un trafic routier important, ont été présentées. La statistique portant sur l'élargissement de l'étalement des retards, par exemple, est intimement liée à l'environnement immédiat de l'antenne mobile qui peut être relativement stationnaire si le véhicule est inséré dans un flot de circulation au sein duquel l'ensemble des véhicules circule pratiquement à la même allure, ou extrêmement variable si la densité moyenne de voitures est peu ou moyennement dense. Si on ne s'intéresse qu'à des valeurs moyennes pour un grand nombre de configurations dans lesquelles des échos importants ont été obtenus, l'étalement des retards reste inférieur, dans 80% des cas, à 250 ns.

Dans une deuxième partie du travail, nous nous sommes intéressés à la propagation en tunnel ferroviaire et plus précisément à celui du lien fixe TransManche. Contrairement à l'approche faite en tunnel routier, la portée de la liaison souhaitée étant beaucoup plus importante, l'analyse statistique a été effectuée pour des distances émetteur-récepteur atteignant 6 km. Les mesures, dans deux tunnels de sections droites très différentes, ont montré le rôle des dimensions transverses du tunnel et de sa géométrie sur l'atténuation longitudinale. En particulier, même pour un tunnel rectiligne, un accord satisfaisant entre les résultats théoriques et expérimentaux n'a été obtenu que si le guide d'ondes que constitue le tunnel est très largement surdimensionné, afin que l'effet des obstacles tels que les conduits de ventilation puissent être négligé. En présence d'un tunnel sinueux dont les virages

pourtant un rayon de courbure de l'ordre de quelques kilomètres, l'atténuation augmente fortement et atteint 15 dB/km dans le tunnel ferroviaire. A partir de l'ensemble des mesures caractérisant la propagation et des niveaux de bruit enregistrés, les principales caractéristiques d'un système de transmission de données, basé sur une technique à étalement de spectre, ont été résumées.

Nous avons ensuite procédé à la conception et à la réalisation des divers modules, tant analogiques que numériques, des émetteurs-récepteurs en justifiant les choix effectués. De plus, la caractérisation de chaque sous ensemble ainsi que les résultats préliminaires correspondant à une liaison effectuée en laboratoire ont été présentés. Il ne s'agit donc que d'une première étape, ce prototype devant d'abord être testé de façon intensive dans diverses configurations puis ses divers paramètres de réglage optimisés à l'issue des phases d'expérimentation en tunnel ferroviaire.

ANNEXES

Annexe 1 : Fonctions du microprocesseur DS87C520

1.1. Le Micro-processeur DS87C520:

Il est chargé de gérer le flux des données et de contrôler le fonctionnement de l'ensemble du système.

Il assure ainsi:

- La gestion des périphériques tels que le clavier et l'écran d'affichage
- la gestion des données
- l'initialisation de l'ASIC

La rapidité d'exécution de ce composant est suffisante pour notre application puisque nous disposons d'un cycle d'instruction de 121ns pour une horloge de 33MHz. Il est doté de 4 ports d'entrée/sortie, de 3 horloges/compteur 16 bits et de 256 octets de mémoire vive. La capacité mémoire pour l'écriture des données et du programme est de 16koctets.

1. Liaison avec les différents organes

- **Le port P0**

Il est utilisé pour l'initialisation des registres internes au STEEL 2000A. Il s'agit d'un bus de Données/Adresses qui assure la programmation du mode de fonctionnement de l'ASIC. Les données qu'il véhicule sont des mots de 8 bits qui seront transformés en données séries avant d'entrer dans l'ASIC. Inversement, lorsque le mode réception est valide, les données séries du circuit sont stockées par mot de 8 bits et envoyées au microcontrôleur.

- **Le port P1**

Le port P1 gère la réception des données saisies au clavier de 16 touches via le circuit encodeur 74C922. Organe d'interface avec l'utilisateur, le clavier permet, par exemple, de choisir un mode de fonctionnement particulier programmé dans le microcontrôleur. Les données véhiculées par ce port correspondent donc aux valeurs binaires associées à chaque touche auxquelles vient s'ajouter un signal d'interruption qui indique que le clavier est utilisé.

- **Le port P2**

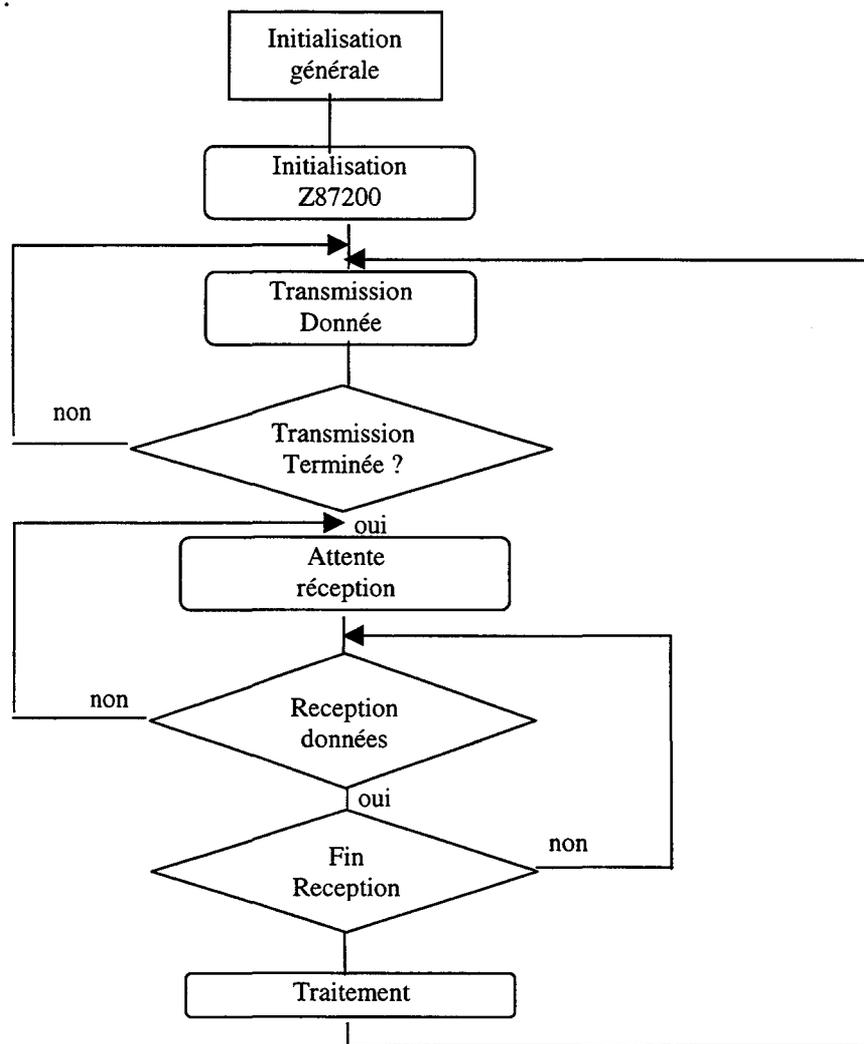
Réservé à la gestion de l'affichage, il permet l'écriture des données dans les registres du driver de l'afficheur LCD. L'afficheur permet de visualiser le mode de fonctionnement du système ainsi que certains éléments relatifs par exemple à la qualité de la transmission.

- **Le port P3**

Il assure la gestion des événements tels que les interruptions ou la prise en compte des horloges externes. Il commande les dispositifs qui permettent de visualiser l'état actuel du système(émission ou réception).

2. Algorithme du programme:

La déroulement des différentes phase d'exécution du programme sont récapitulées dans l'algorithme suivant :



Annexe 2 : Caractéristiques des codes pseudo-aléatoires

- Le signal $e(t)$ en sortie du composant Steel possède les mêmes propriétés statistiques que celle du code et sa fonction d'autocorrélation $c_{ee}(\tau)$ est donnée par l'expression suivante :

$$C_{ee}(\tau) = \left[\frac{2^n}{2^n - 1} \text{tri}\left(\frac{\tau}{T_C}\right) - \frac{1}{2^n - 1} \right] \otimes \sum_k \delta(t - k(2^n - 1)T_C)$$

où « tri » désigne la fonction triangle et n le facteur d'étalement ou l'ordre du polynôme générateur du code PN.

- La densité spectrale de puissance s'obtenant par transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation, s'écrit :

$$\phi(f) = \frac{2^n}{(2^n - 1)^2} \sin^2(T_C f) \cdot \sum_k \delta\left(f - \frac{1}{k(2^n - 1)T_C}\right) - \frac{1}{2^n - 1} \delta(f)$$

Il s'agit donc d'un spectre de raies distantes de $\frac{1}{T_C(2^n - 1)}$ Hz.

Annexe 3 : Calcul de la puissance d'une sinusoïde modulée par une séquence binaire pseudo aléatoire

Nous nous proposons ici de calculer la densité spectrale de puissance d'un signal à une fréquence f modulé par une séquence pseudo aléatoire de débit D et de pseudo période $(2^n - 1) \cdot 1/D$; n étant l'ordre de la séquence. De ce calcul nous tirerons un moyen simple pour déterminer expérimentalement la puissance d'un signal dont nous ne pouvons visualiser que le spectre.

Considérons le produit : $z(t) = x(t) y(t)$ où $x(t)$ est la sinusoïde et $y(t)$ la séquence pseudo aléatoire. Afin de pouvoir appliquer les formules de calcul de DSP pour un produit de signaux et par souci de rigueur mathématique, considérons que le signal sinusoïdal est la réalisation particulière d'un processus aléatoire qui génère des sinusoïdes de même fréquence mais de phase aléatoire uniformément distribuée dans $[0 ; 2\pi]$.

La fonction d'auto corrélation de z peut alors s'écrire :

$$R_z(\tau) = R_x(\tau) * R_y(\tau)$$

Le calcul de la DSP s'obtenant par transformation de Fourier :

$$\phi_z(f) = \phi_x(f) \otimes \phi_y(f)$$

Or
$$\phi_x(f) = \frac{1}{4} A^2 (\delta(f + f_0) + \delta(f - f_0))$$

Cette fonction se met donc sous la forme :

$$\phi_y(f) = \frac{2^n}{(2^n - 1)^2} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{D}\right) \cdot \sum_k \delta\left(1 - \frac{kD}{2^n - 1}\right) - \frac{1}{2^n - 1} \delta(f)$$

Le développement du produit de convolution permet de calculer le niveau des raies situées en $f_0 - \frac{D}{2^n - 1}$ et $f_0 + \frac{D}{2^n - 1}$:

$$P = \frac{1}{4} A^2 \frac{2^n}{(2^n - 1)^2} \text{sinc}^2\left(\frac{1}{2^n - 1}\right)$$
 que nous approximations, pour n grand, par la valeur :

$$P_1 = \frac{1}{4} \frac{A^2}{2^n}$$

Remarquons que nous travaillons avec les raies situées de part et d'autre de la fréquence f_0 puisque la valeur de la puissance sur cette raie est plus faible et l'écart avec la raie que nous considérons d'autant plus grand que n est élevé.

Représentons la DSP en nous limitant à 3 raies du spectre :

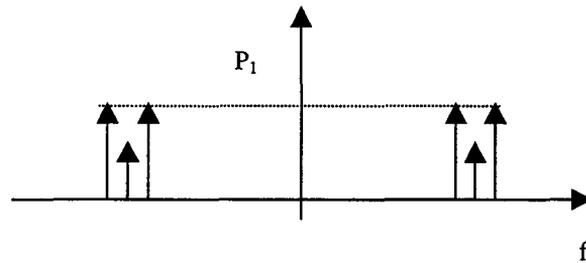


Figure A-1.1 : DSP théorique

L'analyseur de spectre nous fournit des spectres physiques donc qui ne comportent pas de fréquences négatives :

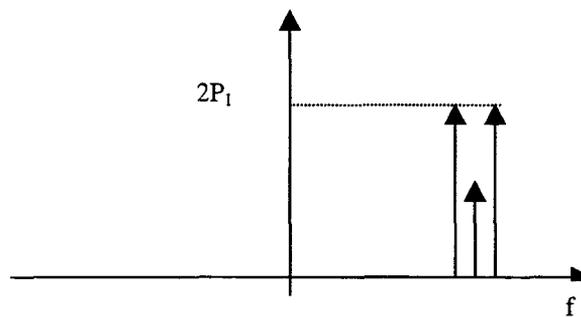


Figure A-1.2 : Spectre mesuré

La puissance globale du signal $z(t)$ vaut $A^2/2$ sur 1 Ohm et en considérant un nombre entier de périodes de sinusoïde par chip du code.

La lecture d'une des raies représentée Figure 2 permet d'en déduire une puissance égale à :

$$\frac{A^2}{2^{n+1}}$$

Il suffit donc de multiplier cette puissance par 2^n pour obtenir la puissance globale du signal,

soit en décibels :
$$P_{dBm}(z) = P_{dBm}(f_0 \pm \frac{D}{2^n - 1}) + 3n_{dB}$$

Annexe 4 : Description du module de contrôle automatique de gain(CAG)

Un des éléments important de ce système est l'amplificateur de gain variable qui doit assurer une variation relative de gain identique indépendante de la valeur absolue du gain pour lequel le système est stabilisé.

Nous allons dans un premier temps définir une relation entre la tension de commande V_c et le gain G l'amplificateur. Ces paramètres sont mentionnés sur le synoptique de la CAG, Figure A-2.1.

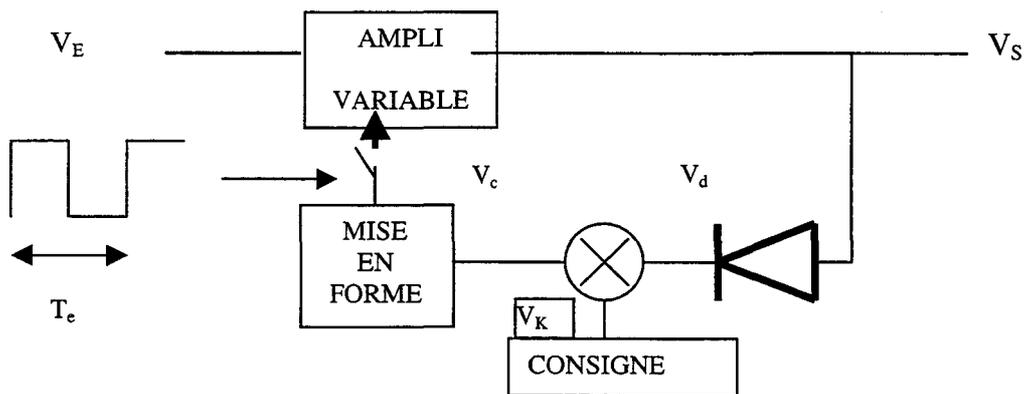


Figure A-2 : Synoptique de la CAG

Pour un fonctionnement optimal de la CAG, nous désirons qu'à une fluctuation ΔV_e corresponde une fluctuation ΔG qui ramène le niveau de sortie à la valeur imposée par la consigne. Le problème se posant de la manière suivante : pour deux niveaux d'entrée V_{e1} et V_{e2} différents, le système se stabilise autour des valeurs G_1 et G_2 distinctes. A une variation ΔV_e du niveau d'entrée correspondra une variation $\Delta V_S = G_1 \Delta V_e$ dans le premier cas et $G_2 \Delta V_e$ dans le second. La tension V_d présente (idéalement) une évolution linéaire en fonction du niveau de sortie V_S . La valeur ΔV_c de la variation de la tension de commande sera alors différente pour les deux configurations envisagées alors qu'elle doit permettre *la même variation relative du gain* : ΔG .

Si nous partons d'une position stable du système :

$$V_S = G V_e = \text{Cst} = \text{Consigne}$$

$$V_c = \text{Consigne} - V_d$$

En supposant comme nous l'avons écrit dans le paragraphe précédant que V_d croît linéairement en fonction du niveau de sortie V_s :

$$V_c = \text{Consigne} - KV_s$$

Initialement, on peut écrire que $V_c = \text{Consigne} - KGV_e$

Si le niveau d'entrée V_e varie de ΔV_e , V_e devient $V_e + \Delta V_e$.

Pour que le système se cale à nouveau, il faut et il suffit que la correction du gain ΔG vérifie :

$$(G + \Delta G).(E + \Delta E) = \text{Consigne}$$

où encore

$$GE + \Delta G\Delta E + G\Delta E + E\Delta G = \text{consigne}$$

L'équation de départ étant $GE = \text{Consigne}$, la dernière relation devient :

$$\Delta G\Delta E + G\Delta E + E\Delta G = 0$$

Le raisonnement que nous menons revient à considérer des "petites fluctuations" autour d'un point de repos. Il s'agit d'un raisonnement analogue à l'étude dite de « petit signal » d'un système autour d'un point statique. Dès lors, nous négligeons la grandeur $\Delta G\Delta E$, homogène à un terme du deuxième ordre petit devant les autres.

$$\Delta GE + \Delta EG = 0 \Rightarrow \frac{\Delta G}{G} = -\frac{\Delta E}{E}$$

$$V_c = \text{Consigne} - KGE, \quad \text{où } K \text{ est une constante}$$

Si, tout d'abord, V_e varie sans correction du système, on a $\Delta V_c = -KGE$

$$\text{d'où : } \frac{\Delta G}{G} = -\frac{\Delta E}{E} = \frac{\Delta V_c}{KGE}$$

Avec $GE = \text{Consigne} = V_K$

Si nous voulons étudier le comportement que doit avoir le gain en fonction de la tension de commande V_c nous écrivons donc:

$$\frac{\frac{\partial G(V_c)}{\partial V_c} \Delta V_c}{G(V_c)} = \frac{\Delta V_c}{KV_K} \Rightarrow \frac{\partial G(V_c)}{\partial V_c} = \frac{G(V_c)}{KV_K}$$

ce qui nous amène à $G = e^{\frac{V_c}{KV_K}}$ ou encore $V_c = 20K V_k \text{Log}(G)$

Cette équation montre que l'amplificateur n'est autre qu'un amplificateur logarithmique et $\text{Log}(G)$ doit varier linéairement en fonction de la valeur de la tension de commande.

Dans les paragraphes suivants sont détaillées les différentes parties de la CAG.

a) L'amplificateur à gain variable

Nous avons choisi l'amplificateur logarithmique à commandes numériques. Ce mode de fonctionnement permet d'espacer les ordres de commande d'une durée suffisamment importante pour que le système puisse se stabiliser sachant que le temps de réponse n'est pas une donnée fondamentale. Nous nous sommes tout d'abord intéressés à un amplificateur piloté par un mot de commande codé sur 5 bits et dont le gain peut varier dans une dynamique d'environ 70 dB. Cependant des tests ont montré que sa réponse fréquentielle présentait des variations de 6 dB dans la bande 33 MHz-55 MHz.

Le choix s'est donc porté sur une chaîne comportant entre autres des atténuateurs commandés par un mot codé sur 5 bits. Ces composants peuvent fonctionner jusqu'à 900 MHz et leurs performances sont constantes dans notre bande de fréquence. Le principe est simple et consiste à faire varier le gain de la chaîne en pilotant les atténuateurs.

La figure A-2.2 représente le synoptique du module réalisé :

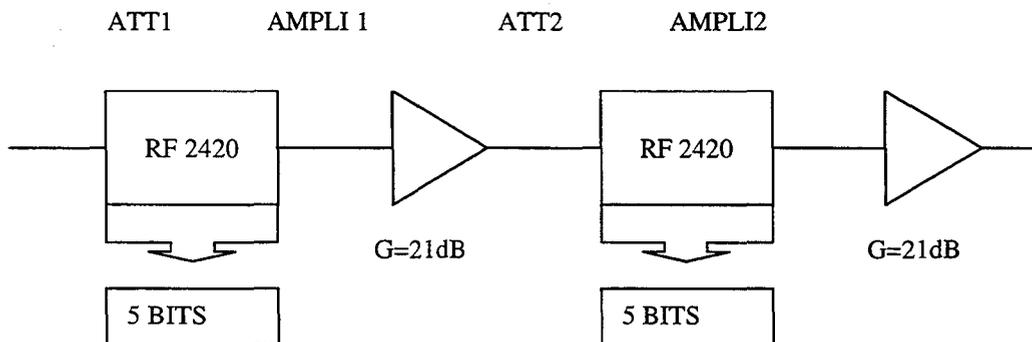


Figure A-2.2 : Schéma de l'amplificateur à gain variable

Nous nous sommes fixés une dynamique d'environ 50 dB qui correspond aux variations maximum de l'amplitude du signal reçu pour des distances variant entre 3 km et 6 km. Le premier atténuateur ATT1 est configuré pour apporter 0 ou 26 dB d'atténuation et le second, ATT2, apportera les 24 dB restant par pas de 2dB.

Compte tenu du gain cumulé des amplificateurs égal à 42 dB et des pertes d'insertion de 4 dB par atténuateur, le gain global de la chaîne varie entre -16 dB et +34 dB.

c) Détection de puissance

Elle est réalisée au moyen d'une diode Shottky prépolarisée. Ce bloc de détection de puissance vient prélever la valeur de la puissance P_s du signal de sortie de la CAG et fournit une tension constante V_d qui doit permettre la correction du gain lorsque le système est soumis à une perturbation c'est à dire une variation ΔV_e du niveau d'entrée.

Le schéma de principe de ce circuit est représenté sur la figure A-2.3

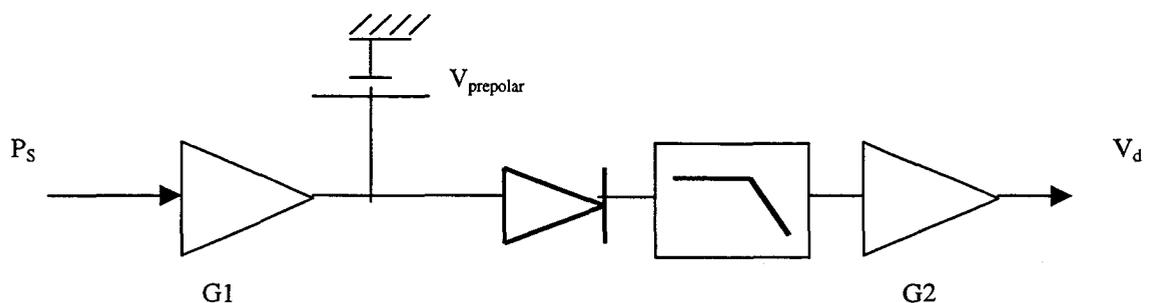


Figure A-2.3: Synoptique du circuit de détection de puissance

Le gain G_1 et la tension V_{prepolar} sont ajustés pour essayer d'obtenir une caractéristique de V_d linéaire en fonction de la puissance P_s qui est la donnée d'entrée dans ce module. Le choix de ces deux paramètres doit de plus permettre une dynamique maximale des signaux en entrée et en sortie.

A la puissance P_s correspond un niveau de tension V_e aux bornes de l'impédance d'entrée 50 Ohms du montage. Après un redressement simple alternance, un filtrage passe bas permet d'extraire la valeur moyenne du signal $G_1 V_e$ détecté par la diode.

Les tests réalisés sur ce module montrent que la tension de sortie n' est exploitable uniquement pour des niveaux d'entrée compris entre -22 dBm et -6 dBm. Nous verrons dans le paragraphe suivant comment il est tout de même possible d'assurer une dynamique de régulation de 50 dB.

Le filtre passe bas qui apparaît sur la figure A-2.3 a pour fonction de transfert :

$$H(p) = \frac{A}{1 + (3 - A)\tau p + \tau^2 p^2} \text{ avec } \tau = 1.122 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

Nous retrouvons la formulation classique couramment employée par les automaticiens pour

décrire un système du second ordre : $\frac{K}{1 + \frac{2z}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2}$. Dans le cas qui nous intéresse $\omega_n = 1/\tau$

et $z = (3 - A) / 2$.

Le paramètre z modifie le comportement fréquentiel mais aussi le comportement temporel du filtre. Lorsque $z < 1$, le diagramme de bode de H(p), présentée Figure A-2.4, fait apparaître une résonance d'autant plus prononcée que z est faible.

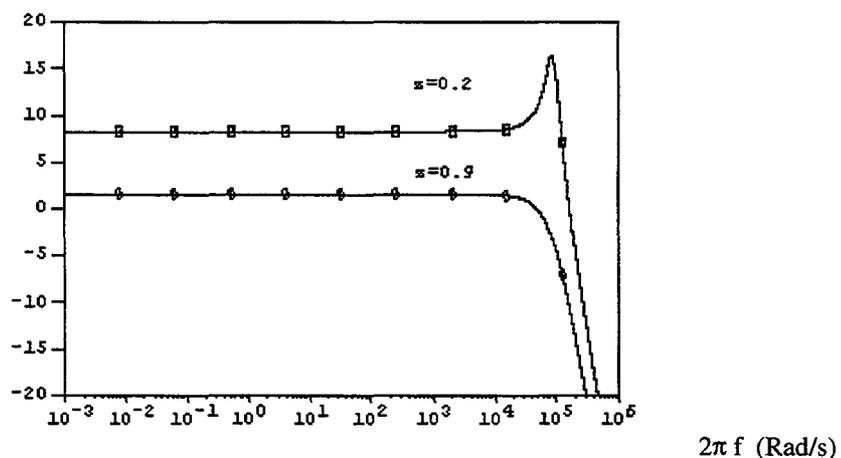


Figure A-2.4 : Réponse fréquentielle du filtre

Prendre $z > 1$, revient en première approximation à considérer que le filtre réalisé réagit temporellement comme si il était constitué de la mise en cascade de filtres du premier ordre. Les constantes de temps se cumulent et le temps pour atteindre la valeur finale lorsque l'entrée subit une variation ΔV s'allonge fortement. Le choix de z relève alors d'un compromis à

trouver entre rapidité de réponse et stabilité. En effet, plus z est faible plus le temps de montée est rapide, comme on peut le remarquer sur la réponse temporelle du filtre présentée Figure A-2.5, mais les oscillations qui apparaissent sont de forte amplitude et la durée pour atteindre la valeur finale et s'y stabiliser est alors importante. On parle d'un système faiblement amorti. Dans ce cas, le facteur de résonance est élevé et il y a risque d'apparition d'oscillations entretenues si un parasite vient exciter le filtre à la fréquence où il résonne.

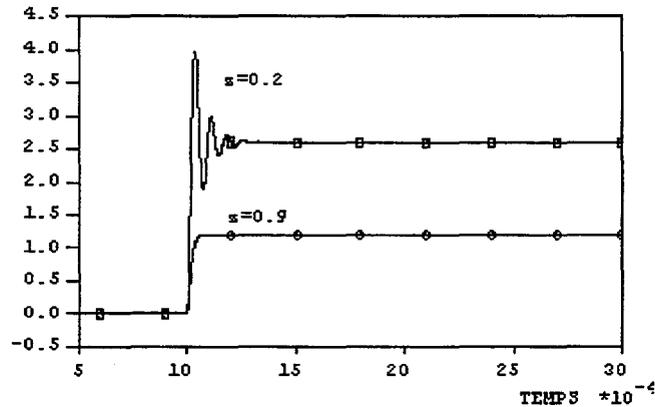


Figure A-2.5 : Réponse du filtre à un échelon unitaire pour deux valeurs de z .

Nous avons fixé la valeur de A , gain statique du filtre à 1.8 ceci pour fixer z à 0.6. Ce choix permet le meilleur compromis entre rapidité de réponse et fonction de transfert plate dans la bande passante.

c) Le circuit de mise en forme

Nous venons de démontrer que la régulation se fait par l'intermédiaire d'un module d'amplification variable piloté numériquement et que le niveau de puissance de sortie P_S par le module de détection n'a pas une caractéristique linéaire et que de plus, sa dynamique est réduite.

Comme les temps de réponse des différents organes fluctuent également en fonction du niveau de puissance et du gain à ajuster, il apparaît que l'utilisation d'un microprocesseur donne plus de souplesse à la réalisation de notre système de régulation.

L'insertion d'un organe « intelligent » permettra en effet de corriger les non linéarités de la détection, de piloter les atténuateurs et de générer le signal d'horloge qui viendra prélever à intervalles réguliers la tension de commande V_C . Les boucles de temporisation permettent enfin d'ajuster les constantes de temps de la boucle.

Après la caractérisation du module de détection, nous considérons que les niveaux de tension V_D exploitables correspondent à P_S variant de -22 dBm à -6 dBm à l'entrée du module de détection.

Le fonctionnement du système échantillonné repose sur l'utilisation d'un convertisseur analogique-numérique dont les signaux à convertir peuvent être compris entre 0 et 5 V. La réalisation de modules d'amplification et de décalages statiques permet d'utiliser la pleine échelle du convertisseur flash lorsque P_S varie dans la gamme -22 dBm à -6 dBm :

Nous voulons asservir P_S à -15 dBm et nous pouvons distinguer deux types de comportement. Tout d'abord, lorsque P_S est compris entre -22 dBm et -6 dBm, le gain du système sera corrigé automatiquement de la valeur nécessaire pour respecter $P_S = -15$ dBm.

Pour cela nous avons construit une table qui, programmée dans le microprocesseur, établit une correspondance entre la valeur hexadécimale délivrée par le convertisseur et la correction de gain à apporter.

Lorsque la puissance P_S est inférieure à -22 dBm, le niveau de V_C à l'entrée du convertisseur sera négatif ou nul ce qui aura pour conséquence un accroissement du gain par pas de 8dB jusqu'à ce que P_S atteigne un niveau supérieur à -22 dBm. La commande permettra alors une correction à partir des valeurs définies dans la table.

Lorsque P_S est supérieure à -6 dBm le mot de commande fournit au microprocesseur est FFh, ce qui correspond à une atténuation maximale. Le niveau de P_S est alors forcé à une valeur basse et la régulation se fait de nouveau suivant la procédure précédemment décrite.

