

N° d'ordre :3184

THESE

présentée à

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le titre de

DOCTEUR

Spécialité : ELECTRONIQUE

par Virginie Dégardin

**Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit
sur le réseau électrique basse tension.**

Soutenue le 19 Décembre 2002 devant la Commission d'examen :

Rapporteurs	F. CANAVERO	Professeur à l'Université de Turin
	G. EL ZEIN	Professeur à l'INSA de Rennes
Examineurs	A. LALIRON	Project Manager Valeo
	A. REINEIX	Directeur de Recherches au CNRS
	A. ZEDDAM	Ingénieur France Télécom R&D
Directeur de Thèse	M. LIENARD	Maître de Conférences à l'Université de Lille
co-Directeur de thèse	P. DEGAUQUE	Professeur à l'Université de Lille

Remerciements

Ce travail n'aurait pu se faire seul ! Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme, et la bonne humeur de chacun, qui m'ont permis de poursuivre mes études et d'achever cette thèse dans les meilleures conditions. C'est pourquoi je tiens chaleureusement à remercier ici toutes les personnes qui ont contribué de loin comme de près à ce travail.

Tout d'abord, je tiens à remercier chaleureusement mes directeurs de thèse, Madame Martine Liénard et Mr Pierre Degauque pour m'avoir accueillie, guidée, encouragée, et conseillée. Je reconnais avoir été (je le suis toujours, mais je me soigne !) têtue, parfois manquant d'organisation (surtout dans mes rédactions de rapports), et j'admire le recul et la patience dont ils ont fait preuve à mon égard. Pour leur disponibilité de tous les instants (je n'oublierai pas les week-end passés au laboratoire !) et l'énergie déployée pour que je ne fasse pas qu'un passage au laboratoire, MERCI.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance aux deux rapporteurs de cette thèse Ghais El Zein et Flavio Canavero pour leurs critiques et leurs conseils et également aux autres membres du jury qui ont accepté de juger ce travail : Anne Laliron, Alain Reineix et Ahmed Zeddami.

Durant ces deux ans, j'ai également eu la chance de rencontrer et de travailler avec les ingénieurs de France Telecom R&D de Lannion dans le cadre du contrat passé entre l'Université de Lille et France Telecom. Merci donc à Jean-Marc Auzizeau, Frédéric Gauthier, Fabienne Moulin et à Ahmed Zeddami pour leur collaboration et leur sympathie.

Cette thèse servira à la réalisation d'un prototype qui ne pourra se faire qu'avec les connaissances et le travail de Mr Baudet, Daniel et Pierre. Je les remercie pour leur collaboration active à ce sujet et leur souhaite bon courage pour la suite.

Merci infiniment à Jocelyne qui a assuré la reproduction de cette thèse.

Merci à toutes les personnes permanentes ou non du laboratoire TELICE et du P3 qui ont contribué à une ambiance de travail conviviale et sympathique !

*Enfin, et surtout, je voudrais remercier mes parents, mon frère Pierre, famille, et amis, qui m'ont toujours soutenue, (et supportée !) sans trop savoir jusqu'où tout cela pourrait me mener. Merci à Jeff.
Virginie.*

INTRODUCTION GENERALE 1

**CHAPITRE I : CARACTERISATION DU RESEAU ELECTRIQUE
BASSE TENSION 4**

I.1 .	INTRODUCTION	4
I.2 .	LE BRUIT STATIONNAIRE	5
I.2.1 .	<i>Présentation de quelques résultats expérimentaux</i>	5
I.2.2 .	<i>Modélisation des bruits bande étroite et du bruit coloré</i>	6
I.3 .	LE BRUIT IMPULSIF	7
I.3.1 .	<i>Description du dispositif expérimental de FTR&D.....</i>	7
I.3.2 .	<i>Classification du bruit impulsif.....</i>	7
I.3.2.a)	Premières observations dans le domaine temporel	8
I.3.2.b)	Etude des impulsions isolées dans le domaine fréquentiel	10
I.3.2.c)	Etude des impulsions en rafale dans le domaine fréquentiel	11
I.3.2.d)	Résumé de la classification	13
I.3.3 .	<i>Analyse statistique.....</i>	14
I.3.3.a)	Distribution de la pseudo-fréquence	14
I.3.3.b)	Distribution de la durée des impulsions.....	16
I.3.3.c)	Distribution des temps d'interarrivée.....	17
I.3.3.d)	Distribution de l'amplitude	18
I.3.3.e)	Distribution du facteur d'amortissement.....	19
I.3.3.f)	Distribution de la durée d'une impulsion élémentaire de la rafale	20
I.3.4 .	<i>Modélisation du bruit impulsif.....</i>	20
I.3.4.a)	Modèle stochastique du bruit impulsif.....	20
I.3.4.b)	Comparaison Modélisation stochastique/Mesures.....	21
I.3.5 .	<i>Caractéristique d'une impulsion rafale moyenne</i>	22
I.4 .	LA FONCTION DE TRANSFERT	23
I.4.1 .	<i>Caractéristiques et paramètres du canal de transmission.....</i>	23
I.4.2 .	<i>Méthode de mesures</i>	25
I.4.3 .	<i>Analyse statistique et modélisation du canal</i>	27
I.4.4 .	<i>Comparaison Mesures/Modélisation</i>	29
I.5 .	CONCLUSION.....	29

CHAPITRE II : DESCRIPTION DU SYSTEME DE TRANSMISSION... 31

II.1.	INTRODUCTION	31
II.2.	SPECIFICATION D'UNE TRANSMISSION OFDM.....	31
II.2.1.	<i>Notions d'orthogonalité</i>	32
II.2.1.a)	Rappel mathématique.....	32
II.2.1.b)	Application au procédé OFDM : L'orthogonalité temporelle.....	32
II.2.1.c)	Application au procédé OFDM : Orthogonalité fréquentielle	33
II.2.2.	<i>Réalisation du signal OFDM en bande de base.....</i>	34
II.2.2.a)	Analyse théorique du procédé de modulation/démodulation utilisant l'algorithme de la FFT (Fast Fourier Transform)	34
II.2.2.b)	La modulation de chaque sous-porteuse	35
II.2.3.	<i>Transposition du signal OFDM autour d'une fréquence porteuse</i>	36
II.2.3.a)	Transformation complexe/réelle utilisée en ADSL.....	37
II.2.3.b)	Transposition classique.....	38
II.2.4.	<i>Caractéristiques du signal OFDM.....</i>	38
II.2.5.	<i>Méthodes d'annulation des interférences</i>	39
II.2.5.a)	Interférence entre symboles	40
II.2.5.b)	Interférence entre sous-canaux (ICI).....	41
II.2.6.	<i>L'égalisation fréquentielle</i>	43
II.2.7.	<i>La chaîne de transmission.....</i>	44
II.3.	LE PRINCIPE DE LA DMT.....	46
II.3.1.	<i>Probabilité d'erreurs de la modulation M-QAM.....</i>	46
II.3.2.	<i>Algorithme de Fischer-Huber</i>	48
II.3.3.	<i>Technique de water pouring.....</i>	51
II.4.	CONCLUSION.....	52

CHAPITRE III : PERFORMANCES ET OPTIMISATION EN PRESENCE D'UN CANAL SELECTIF EN FREQUENCE ET NON STATIONNAIRE	53
III.1. INTRODUCTION	53
III.2. ESTIMATION DU CANAL POUR LA MODULATION DMT	54
III.3. PERFORMANCES COMPAREES DANS UN CANAL STATIONNAIRE.....	56
III.3.1. Cas du canal non sélectif en fréquence.....	56
III.3.2. Cas du canal sélectif en fréquence.....	58
III.4. METHODES D'ESTIMATION ADAPTEES AUX CANAUX NON STATIONNAIRES	60
III.4.1. Position du problème	60
III.4.2. L'égalisation adaptative RLS.....	61
III.4.3. Les méthodes d'estimation basées sur l'insertion de pilotes	63
III.4.3.a) Les trames pilotes	64
III.4.3.b) Les sous-porteuses pilotes	66
III.4.3.c) Optimisation des paramètres de la liaison avec insertion de pilotes.....	67
III.4.4. Une méthode d'estimation semi-aveugle du canal.....	69
III.4.4.a) Estimation aveugle du module de $H(f)$	69
III.4.4.b) Estimation semi-aveugle de la phase de $H(f)$	71
III.4.4.c) Détection de changement d'état du canal	73
III.4.4.d) Détection des variations du canal adaptée à la DMT	76
III.4.4.e) Optimisation des paramètres de l'estimation semi-aveugle	77
III.5. LE CODAGE DIFFERENTIEL	78
III.5.1. Le codage différentiel de phase.....	78
III.5.2. Le codage différentiel de phase et d'amplitude	79
III.6. SYNTHESE DES TECHNIQUES UTILISEES EN CANAL NON STATIONNAIRE	80
III.7. PERFORMANCES DES DIFFERENTES TECHNIQUES D'ESTIMATION SUR UNE LIAISON OFDM-4QAM	82
III.7.1. Comparaison des techniques adaptatives dans un canal invariant dans le temps	82
III.7.2. Comparaison des techniques d'estimation dans un canal variant dans le temps	83
III.7.3. Limite de l'estimation semi-aveugle dans un canal variant dans le temps..	85
III.7.4. Conclusions sur les techniques d'estimations sur les performances d'une liaison OFDM-4-QAM.....	87
III.8. PERFORMANCES DE L'ESTIMATION SEMI-AVEUGLE SUR UNE LIAISON DMT	87
III.8.1. Adaptation de l'estimation semi-aveugle aux modulations M-QAM dans un canal stationnaire.....	87
III.8.2. Performance de la détection aveugle aux modulations M-QAM dans un canal non stationnaire.....	89
III.8.3. Performances des liaisons OFDM et DMT en présence de bruits bande étroite et dans un canal sélectif en fréquence	90
III.9. CONCLUSION	91

CHAPITRE IV : PERFORMANCES ET OPTIMISATION EN PRESENCE DE BRUIT IMPULSIF.....	93
IV.1. INTRODUCTION	93
IV.2. APPORT DU TRAITEMENT DU BRUIT IMPULSIF SUR LES PERFORMANCES DE LA LIAISON.	95
<i>IV.2.1. Description du module de traitement du bruit impulsif.....</i>	<i>96</i>
IV.2.1.a) Le module de traitement proposé par Matsuo	96
IV.2.1.b) Optimisation du module de traitement	98
<i>IV.2.2. Impact de l'impulsion élémentaire.....</i>	<i>99</i>
IV.2.2.a) Optimisation du seuil A_s des amplitudes du signal dans la version optimisée du module de traitement	99
IV.2.2.b) Performances du module de Matsuo et de sa version optimisée	101
IV.2.2.c) Impact du nombre M de candidats	102
IV.2.2.d) Impact du nombre d'itérations.....	103
<i>IV.2.3. Impact de la rafale</i>	<i>105</i>
IV.2.3.a) Impact du nombre M de candidats lors de la deuxième phase	105
IV.2.3.b) Influence du nombre d'itérations.....	106
<i>IV.2.4. Optimisation des paramètres du module de traitement en prenant en compte la distribution statistique du bruit.</i>	<i>107</i>
IV.3. APPORT DU CODAGE DE CANAL SUR LES PERFORMANCES DE LA LIAISON EN PRESENCE D'UNE IMPULSION MOYENNE	109
<i>IV.3.1. Le codage de canal.....</i>	<i>109</i>
IV.3.1.a) Le codage de Reed-Solomon.....	110
IV.3.1.b) L'entrelacement.....	110
<i>IV.3.2. Paramètres de la transmission.....</i>	<i>111</i>
<i>IV.3.3. Impact de l'impulsion élémentaire.....</i>	<i>112</i>
<i>IV.3.4. Impact de la rafale</i>	<i>113</i>
IV.4. ETUDE STATISTIQUE DU TAUX D'ERREURS BINAIRES	114
IV.5. CONCLUSION.....	117
CONCLUSION GENERALE	118
ANNEXES.....	121
BIBLIOGRAPHIE	125

Introduction générale

Depuis plusieurs années, les communications intra-bâtiment connaissent un véritable engouement car elles sont le prolongement de la boucle locale radio, qui permet l'accès de l'information (vidéo, Internet, fichiers numériques) chez l'abonné. Différentes technologies d'accès ont été mises au point et sont désormais commercialisées, comme l'ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) qui utilise, comme support physique de la transmission, les paires téléphoniques cuivrées. D'autres techniques sont encore à l'étude ou en cours de développement et mentionnons notamment les communications sans fil à 60 GHz ou bien encore la transmission sur lignes d'énergie appelée PLT (*Power Line Telecommunication*) ou PLC (*Power Line Communication*). Dans ce dernier cas, aucun câblage supplémentaire n'est nécessaire puisque la plupart des infrastructures industrielles ou résidentielles possède un vaste réseau électrique. Cela procure l'énorme avantage, d'une part de ne pas devoir implanter un nouveau câblage et, d'autre part d'offrir une grande souplesse d'utilisation puisque les systèmes électroniques qui y seront connectés impliquent de toute façon, dans la quasi-totalité des cas, une alimentation en énergie fournie par le "réseau secteur".

En pratique, il faut différencier deux utilisations distinctes des PLC : l'utilisation 'indoor' à l'intérieur d'un bâtiment et l'utilisation dite 'outdoor' pour acheminer l'information, d'un poste de transformation haute tension – basse tension qui serait connecté à un terminal de télécommunication, jusqu'à l'abonné. De nombreuses études, concernant la caractérisation du support électrique ([Tang], [Voglsang]) ou les techniques de transmission ([Dostert], [Esmailian]) ont été menées dans ce domaine depuis plusieurs années et mentionnons de plus qu'un consortium industriel, *The HomePlug Powerline Alliance* [HPA] s'est formé, dans le but de créer un standard industriel qui préconise, notamment, l'utilisation d'une modulation multiporteuses comme technique de base de transmission et une bande d'émission comprise entre 1 et 30 MHz.

Comme toute nouvelle technologie, la technique PLC n'est pas encore normalisée au niveau international. Les seuls points qui doivent être respectés actuellement portent sur les problèmes de perturbations électromagnétiques (CEM) et sur la sécurité électrique. Pour les autres normes, telles que la gestion des bandes de fréquences ou l'interopérabilité des

systèmes, des groupes de travail composés du PLC Forum (spécification de cette technologie), de l'ETSI (spécifications techniques) et du CENELEC (spécifications européennes) sont en discussion afin d'établir un standard.

Le but de cette thèse est d'optimiser une transmission multiporteuses sur le réseau électrique basse tension intra-bâtiment à un débit binaire de 10 Mbit/s. Le support de transmission est modélisé à partir d'une analyse statistique réalisée sur des mesures intensives. La liaison multiporteuses et le modèle de canal sont implémentés dans un outil de simulation réalisé sous Simulink et Matlab (The MathWorks). Les performances en terme de taux d'erreurs ou de nombre de bits ou octets faux sont calculées pour différents paramètres de transmission, afin de déduire les techniques et valeurs optimales du système de transmission.

Le premier chapitre concerne la caractérisation du support physique. Des campagnes de mesures ont été réalisées sur le bruit radioélectrique et sur la fonction de transfert du réseau. Une étude statistique a été menée afin de définir et de classer les caractéristiques les plus représentatives du réseau électrique et de proposer un modèle de canal stochastique.

Dans le deuxième chapitre, le système de transmission basé sur la modulation multiporteuses est décrit. La technique multiporteuses la plus connue est appelée OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). C'est un procédé de modulation qui permet de transmettre des données numériques dans un canal multi-trajet tout en assurant un bon compromis entre performances et occupation spectrale. L'OFDM transmet les données au moyen d'un grand nombre de porteuses à bande étroite. Ces porteuses, appelées sous-porteuses, sont régulièrement espacées en fréquence et entrelacées, pour former une base orthogonale. Dans ce chapitre, le module d'égalisation y est détaillé mais pour plus de clarté, les modules optimisés et spécifiques au cas d'une transmission sur lignes d'énergie, tels que l'estimation du canal et le codage de canal, sont présentés dans les chapitres suivants. Enfin la technique DMT (*Discrete MultiTone*), dérivée de l'OFDM est décrite.

Le troisième chapitre traite de l'influence du bruit stationnaire et d'un canal sélectif en fréquence. On s'intéresse tout d'abord aux techniques d'allocation binaire, pour lutter contre le bruit bande étroite, puis différentes méthodes d'estimation du canal sont exposées pour combattre la sélectivité et la non stationnarité du canal.

Dans le quatrième chapitre, les performances de la liaison en présence de bruit impulsif sont étudiées. Dans un premier temps, les techniques de codage du canal et de détection du bruit sont optimisées. Puis les performances statistiques dans un modèle de bruit stochastique sont calculées pour déterminer la distribution de la probabilité d'erreurs en fonction de la puissance d'émission et des paramètres du codage de canal.

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'un contrat de Recherche Externe entre FTR&D et l'université de Lille. Je tiens à remercier les personnes de FTR&D avec lesquelles j'ai eu le plaisir de travailler.

Chapitre I : Caractérisation du réseau électrique basse tension

I.1. Introduction

L'objectif des transmissions sur lignes d'énergie est d'utiliser le réseau électrique basse tension comme support physique, pour transmettre les informations d'une station de base vers l'ensemble des terminaux d'un bâtiment, comme le montre la Figure I-1. Le signal porteur de l'information (par exemple utilisant une modulation OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) est injecté sur la ligne d'énergie au moyen d'un dispositif, dit unité de couplage, basé souvent sur un couplage capacitif.

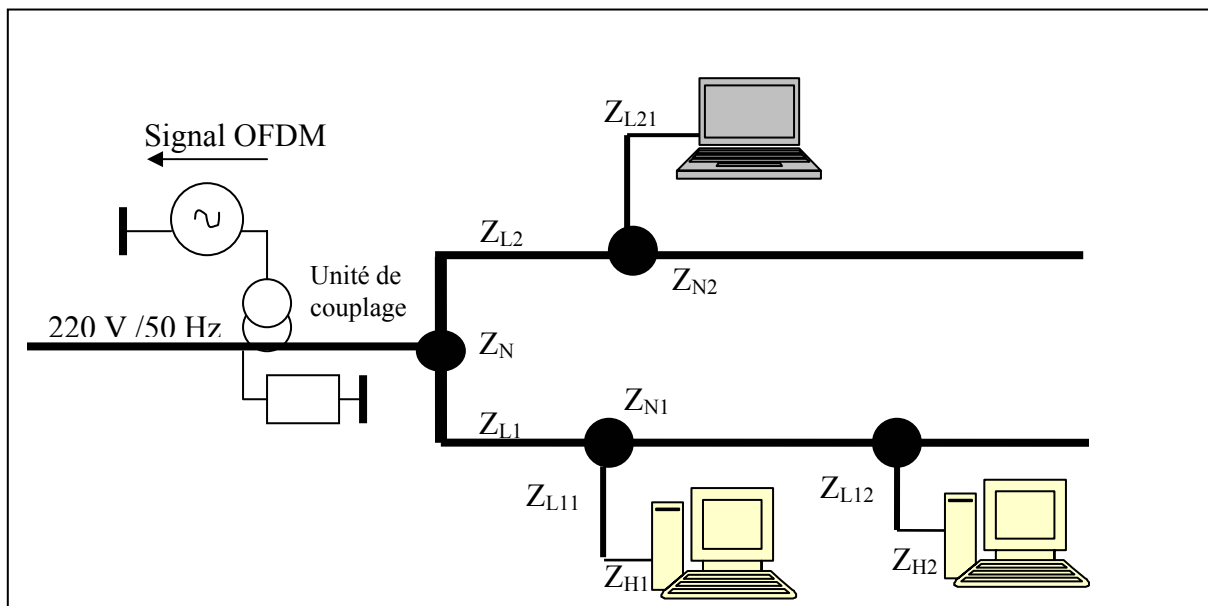


Figure I-1 : Schéma d'un réseau électrique

Le réseau filaire comporte des dérivations et des impédances de charges (Z_{N1}, Z_{L1}, \dots), leurs caractéristiques étant éminemment variables d'un réseau à l'autre ou en fonction du temps. Les réflexions sur ces discontinuités vont se traduire par l'apparition de trajets multiples qui seront caractérisés, soit dans le domaine fréquentiel par la fonction de transfert $H(f)$ entre le point d'injection du signal et un terminal, soit par la réponse impulsionnelle du canal.

Diverses mesures effectuées sur ces réseaux comme, par exemple, celles mentionnées dans [Zimmermann], ont également montré la grande diversité des sources de bruit. De façon générale, on distingue le bruit stationnaire, pour lequel la densité spectrale de puissance varie fortement en fonction de la fréquence et le bruit impulsif, dû aux perturbations générées par les appareils électriques ou par leurs commandes. Cependant, comme les données disponibles ne sont pas suffisamment exhaustives, France Telecom R&D a effectué des mesures intensives de bruit dans divers types d'habitation. Partant de ces résultats, nous avons procédé à une étude statistique, qui sera décrite dans la première partie de ce chapitre. Dans une deuxième partie, nous nous attacherons à décrire les caractéristiques de la fonction de transfert du canal, les mesures ayant été menées pour quelques configurations représentatives d'un réseau *indoor*. Cela permettra de mettre en évidence les problèmes liés à la sélectivité fréquentielle du canal.

L'ensemble de ces études permettra d'aboutir à une modélisation des sources de bruit et de la réponse impulsionnelle du canal, qui sera ensuite utilisée dans un simulateur de liaison pour en déduire les performances des systèmes.

I.2. Le bruit stationnaire

I.2.1. Présentation de quelques résultats expérimentaux

Les mesures ont été menées dans des habitations reliées de façon différente au poste de transformation, la liaison étant effectuée grâce à des câbles d'énergie soit aériens, soit enterrés.

Le bruit stationnaire est caractérisé par sa densité spectrale de puissance, un exemple de résultat de mesure étant représenté Figure I-2, pour une bande de fréquences comprise entre 100 kHz et 30 MHz, et pour les deux types de liaison mentionnés précédemment. Le pas fréquentiel d'échantillonnage est de 50 kHz.

On remarque tout d'abord que, dans la partie basse fréquence du spectre, s'étendant typiquement jusque quelques MHz, la densité spectrale de puissance de bruit décroît exponentiellement avec la fréquence, ce bruit "coloré" tendant ensuite progressivement vers un bruit blanc gaussien. On note de plus que ce bruit est pratiquement indépendant du type de raccordement. Pour des fréquences supérieures à quelques MHz, des raies de bande étroite, dues au rayonnement des émetteurs de radiodiffusion, apparaissent. Ces raies ont évidemment

une amplitude beaucoup plus importante lorsque le réseau *indoor* est connecté à une ligne d'énergie aérienne favorisant le couplage champ – câble.

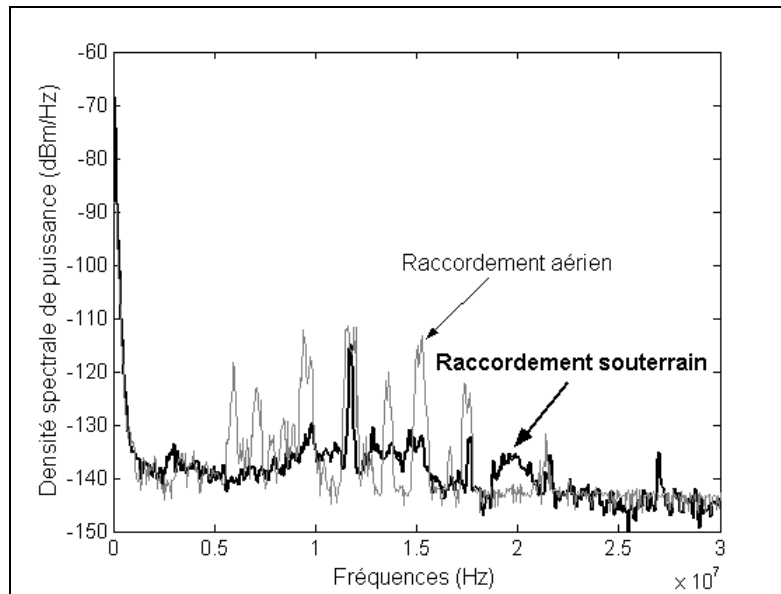


Figure I-2 : Exemple de densité spectrale de puissance du bruit stationnaire mesuré

I.2.2. Modélisation des bruits bande étroite et du bruit coloré

La modélisation des bruits bande étroite ne pose pas de problème particulier puisqu'il suffira de superposer au canal de transmission, quelques porteuses ayant une fréquence et une amplitude aléatoire.

Pour simuler le bruit stationnaire coloré, nous choisissons de filtrer une source blanche gaussienne, de densité de puissance $N_0/2$, grâce à un filtre numérique de fonction de transfert adéquate $H(f)$ dans le domaine fréquentiel ou $h(t)$ dans le domaine temporel, comme le montre le synoptique de la Figure I-3.

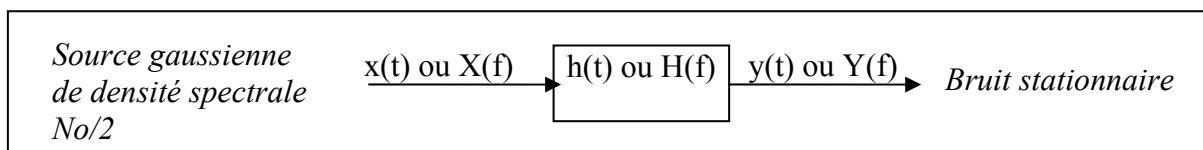


Figure I-3: Modélisation du bruit stationnaire

Si on appelle $DSP(y)$, la densité spectrale de puissance du bruit déduite des mesures et que l'on souhaite modéliser, $H(f)$ doit satisfaire l'équation suivante, les coefficients du filtre numérique en étant ensuite déduits :

$$DSP(y) = \frac{N_0}{2} \cdot |H(f)|^2 \quad (I-1)$$

Dans toutes nos simulations, nous nous intéresserons essentiellement à des techniques de modulation OFDM faisant intervenir un grand nombre de sous-porteuses, ayant une largeur fréquentielle faible, de l'ordre de 20 kHz. On pourra donc discrétiser le spectre de bruit coloré en un nombre équivalent de sous-bandes, repérées par leurs indices i , et supposer qu'au sein de chaque sous-bande, le bruit soit équivalent à un bruit blanc de densité spectrale de puissance $N_{oi}/2$. La densité spectrale du bruit ainsi discrétisée est notée $DSP_{disc}(i)$.

I.3. Le bruit impulsif

Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser plus particulièrement à la caractérisation des bruits impulsifs et à leur classification de manière à élaborer un modèle de bruit qui puisse ensuite être utilisé dans notre chaîne de transmission.

I.3.1. Description du dispositif expérimental de FTR&D

Afin de réaliser une étude statistique représentative, une campagne de mesures a été menée par France Telecom R&D dans une maison individuelle, pendant 40 Heures.

Les mesures sont réalisées grâce à une station nommée SABIS (Système d'Acquisition de Bruit Impulsif et Stationnaire), qui est composée d'un ordinateur et de trois cartes d'acquisition permettant de mesurer le bruit impulsif et les temps d'interarrivée (intervalle de temps entre deux impulsions successives). Cette station d'acquisition est connectée au réseau électrique, entre la phase et le neutre, grâce à un coupleur capacitif.

La fréquence d'échantillonnage des mesures est de 100 MHz et le seuil du trigger est fixé à 100 mV. La carte destinée à l'acquisition, enregistre le bruit impulsif par segment de durée 655 μ s, correspondant à 65536 échantillons de mesures. Les données ainsi recueillies ont été mises à notre disposition afin de procéder à une étude statistique.

I.3.2. Classification du bruit impulsif

Une première classification a été réalisée grâce à une observation des données, donc à partir de leur signature temporelle. Une étude plus fine a ensuite été menée dans le domaine fréquentiel afin d'extraire les paramètres pertinents pouvant les caractériser.

I.3.2.a) *Premières observations dans le domaine temporel*

L'examen des 1644 impulsions enregistrées sur une période de 40 heures, montre qu'elles peuvent être divisées en deux grandes catégories, un exemple typique étant donné sur la Figure I-4. La partie supérieure de la Figure montre une impulsion, baptisée *isolée*, qui a la forme d'une sinusoïde amortie, d'amplitude maximum 5 V et de durée relativement longue, voisine de 200 μ s. L'autre grand type d'impulsion, appelé *rafale* ou *impulsion en rafale*, est visualisé sur la partie inférieure de la Figure I-4. Pour cet enregistrement, elle se présente sous la forme d'une succession de 40 impulsions, dites *élémentaires*, ayant chacune un coefficient d'amortissement très élevé. Dans cet exemple, la durée totale de la rafale est du même ordre de grandeur que celle de l'impulsion isolée.

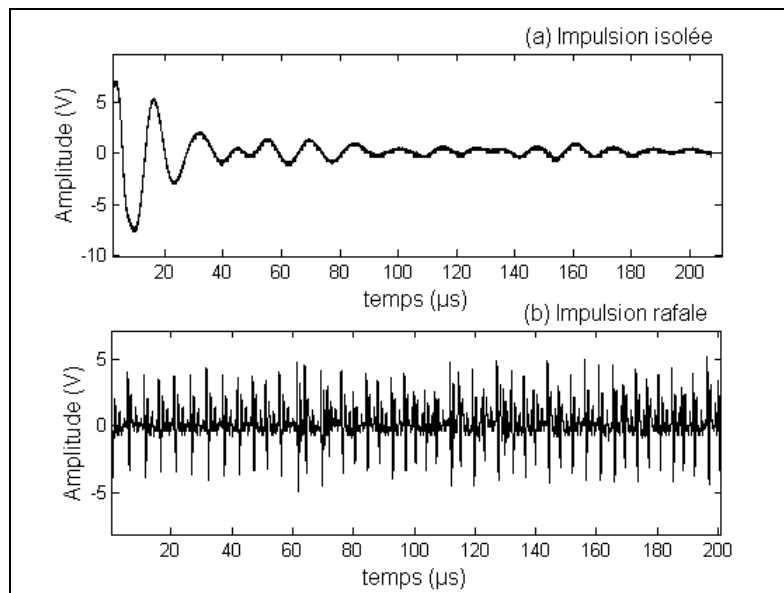


Figure I-4 : Exemple de bruit impulsif mesuré par FTR&D

De façon générale, on se propose donc de modéliser ces deux types d'impulsions par une ou des sinusoïdes amorties, de la façon suivante:

- *Les impulsions isolées* sont assimilées à une sinusoïde amortie dont les paramètres sont: la durée, la pseudo-période (T_0) ou pseudo-fréquence ($f_0=1/T_0$), et le temps d'interarrivée défini comme l'intervalle de temps entre la fin d'une impulsion isolée et le début de la suivante.

- *Les impulsions en rafale* sont, quant à elles, représentées par une succession de sinusoïdes amorties, dont les paramètres sont les mêmes que ceux des impulsions isolées.

Un exemple d'impulsions, isolée et en rafale ainsi modélisées, est donné Figure I-5, la définition des paramètres caractéristiques définis précédemment étant également rappelée.

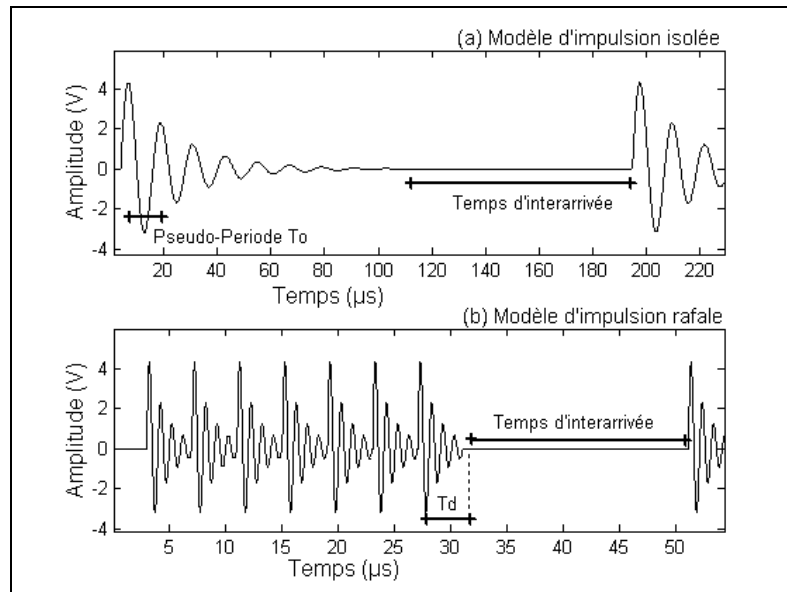


Figure I-5 : Impulsions modélisées et paramètres caractéristiques

La différence essentielle entre une rafale et une impulsion isolée porte sur la forme temporelle des signaux, l'impulsion isolée présentant une décroissance continue, contrairement à la rafale qui passe par des maxima relatifs successifs. Ce critère de différenciation a été affiné à partir d'une étude statistique sur chaque impulsion de bruit, et la procédure retenue est la suivante: On cherche tout d'abord la position temporelle et l'amplitude de l'extremum de l'impulsion enregistrée, et on estime que l'on est en présence d'une impulsion en rafale si deux conditions sont réunies: 1) Le signal passe par un deuxième maximum atteignant au moins 0.6 fois l'amplitude de l'extremum, 2) L'intervalle de temps entre ces deux maxima est supérieur à 2.5 fois la pseudo-période du signal. Deux autres exemples d'impulsions enregistrées sont donnés Figure I-6, sur lesquels sont également mentionnés les critères de sélection, qui conduisent à définir l'impulsion du haut de la Figure comme étant une impulsion isolée, et celle du bas comme une rafale.

En appliquant ce critère de différenciation sur l'ensemble des impulsions, nous obtenons 1127 impulsions isolées et 517 rafales soit respectivement 68% et 32% du nombre total d'impulsions enregistrées.

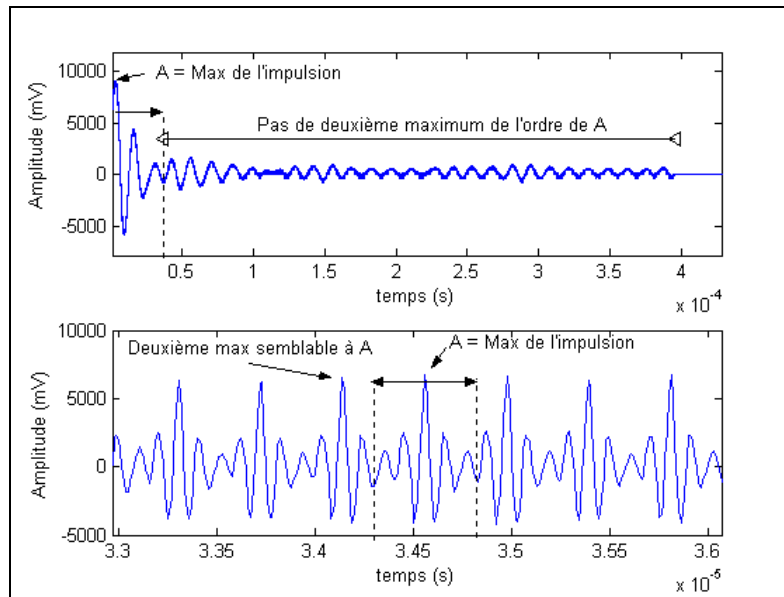


Figure I-6 : Exemple de distinction impulsion isolée / Rafale

Un examen détaillé de la Figure I-4 montre également que l'impulsion isolée a une durée T_d supérieure à celle de l'impulsion élémentaire d'une rafale et par contre une pseudo-fréquence f_0 bien inférieure à celle de l'impulsion élémentaire. La pseudo-fréquence f_0 pouvant donc être un critère pour affiner la classification des impulsions, nous étudierons successivement le comportement fréquentiel des impulsions isolées, puis des impulsions rafales.

1.3.2.b) Etude des impulsions isolées dans le domaine fréquentiel

L'allure générale d'une impulsion isolée ou d'une impulsion élémentaire étant une sinusoïde amortie, elle peut se mettre sous la forme $s(t)=A.\sin(2\pi f_0.t).\exp(-t/\tau)$, f_0 étant la pseudo-fréquence et τ la constante de temps. L'expression analytique de sa densité spectrale est donc:

$$S(f) = \frac{A}{2j} \left(\frac{1}{1/\tau + j2\pi(f + f_0)} - \frac{1}{1/\tau + j2\pi(f - f_0)} \right) \quad (\text{I-2})$$

On remarque que $|S(f)|$ passe par un maximum quand $f=f_0$ et c'est donc ce critère qui servira à déterminer la pseudo-fréquence en calculant, pour chaque impulsion discrétisée en 65536 échantillons, la transformée de Fourier par la méthode de la FFT (Fast Fourier Transform). Les impulsions mesurées n'étant pas obligatoirement centrées sur zéro, on s'est affranchi de la composante continue afin d'éviter un maximum à la fréquence nulle.

Dans un premier temps, nous allons classer les impulsions isolées en fonction de leur durée et de leur pseudo-fréquence. Les impulsions, numérotées de 1 à 1127, ont d'abord

été classées par ordre croissant de leur pseudo-fréquence. La valeur de cette pseudo-fréquence est indiquée sur l'axe vertical de droite de la Figure I-7, la durée des impulsions étant donnée sur l'axe de gauche. Les deux courbes font clairement apparaître deux catégories d'impulsions : les impulsions "courtes" ayant une pseudo-fréquence f_0 "grande" et, au contraire, les impulsions "longues" avec f_0 "faible". De façon quantitative, ces deux classes d'impulsions isolées peuvent être départagées en comparant leur pseudo-fréquence à une valeur de transition F_L , choisie égale à 500 kHz. Ces deux classes, appelées 1 et 2, correspondront donc respectivement à des impulsions telles que $f_0 < F_L$ et $f_0 > F_L$.

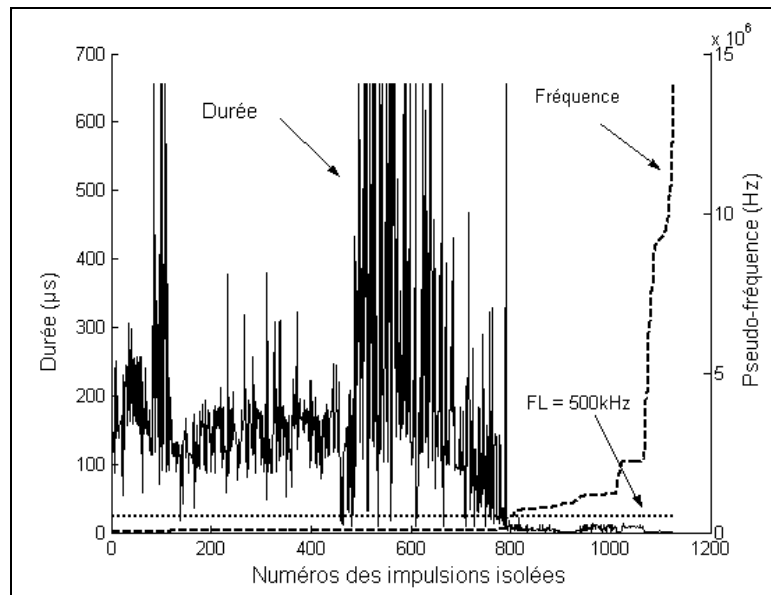


Figure I-7: Durées et pseudo-fréquences de 1127 impulsions isolées

1.3.2.c) Etude des impulsions en rafale dans le domaine fréquentiel

Une rafale étant constituée d'une série d'impulsions élémentaires, nous nous sommes d'abord intéressés à la valeur moyenne des pseudo-fréquences f_0 des impulsions élémentaires au sein de chaque rafale. Cette valeur a été obtenue en suivant l'approche décrite dans le paragraphe précédent, c'est-à-dire en calculant la transformée de Fourier sur l'impulsion en rafale.

La courbe en pointillé de la Figure I-8 indique, pour chacune des 517 rafales, la valeur correspondante de f_0 (axe de droite de la Figure). Il faut noter que les rafales ont été classées, comme précédemment, par ordre croissant de leur pseudo-fréquence. L'autre courbe en trait plein, présentant des variations très importantes, donne la durée correspondante de la rafale (axe de gauche de la Figure). On note d'abord un premier paquet de 55 rafales ayant une

pseudo-fréquence très faible, voisine de 130 kHz, associée à une longue durée, supérieure à 50 μ s, la valeur moyenne étant de 310 μ s.

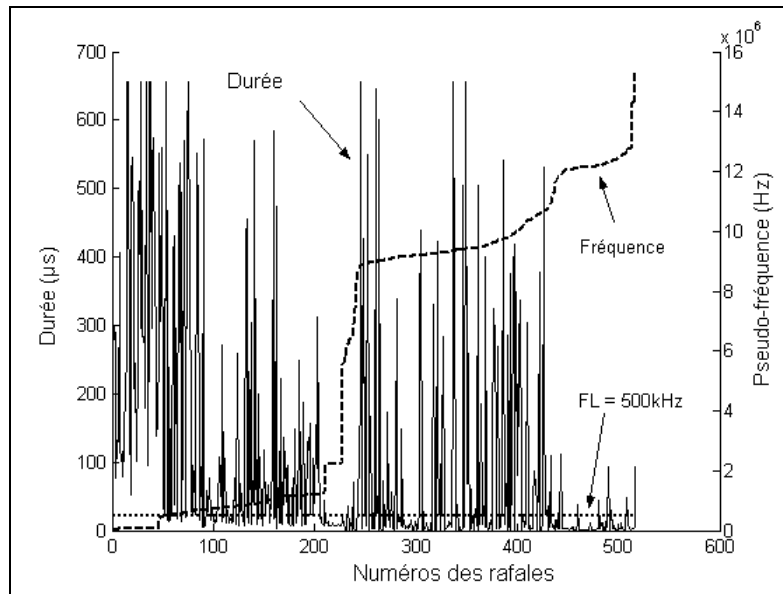


Figure I-8 : Durées et pseudo-fréquences des 517 impulsions en rafale

Cependant, à l'exception de ces 55 premières rafales, la relation entre la durée et la pseudo-fréquence n'apparaît pas clairement sur cette Figure. Nous avons donc opté pour une autre représentation qui montre simultanément la pseudo-fréquence et le nombre de pseudo-périodes observées dans une impulsion en rafale, et défini comme étant le quotient de la durée de la rafale par sa pseudo-période T_0 .

En observant la Figure I-9, nous sommes amenés à distinguer 3 classes de rafales, en fonction des valeurs des pseudo-fréquences. Ces classes seront notées de 3 à 5, afin d'éviter une confusion avec les deux classes d'impulsions isolées précédemment définies. La classe 3 correspond aux rafales ayant une pseudo-fréquence f_0 inférieure à 500 kHz et qui, corollairement, auront une durée longue et un faible nombre de pseudo-périodes. Les impulsions de classe 4 sont telles que $500 \text{ kHz} < f_0 < 3 \text{ MHz}$, elles présenteront une plus faible durée et un nombre de pseudo-périodes légèrement plus élevé que pour la classe 3. Enfin la classe 5 correspond aux impulsions ayant une pseudo-fréquence f_0 supérieure à 3 MHz, la moyenne se situant autour de 10 MHz, et dont la durée et le nombre de pseudo-périodes sont aléatoires.

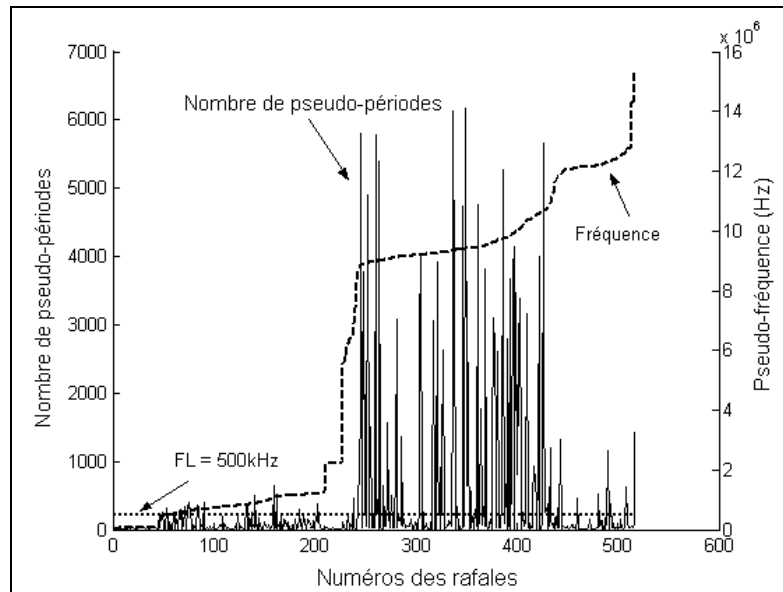


Figure I-9 : Caractérisation des impulsions rafales

1.3.2.d) *Résumé de la classification*

Cette étude, menée à la fois dans le domaine temporel et fréquentiel, a donc permis de répartir le bruit impulsif en 5 classes, dont les caractéristiques sont résumées dans le Tableau I-1 ci-dessous, et qui se différencient par la forme temporelle des impulsions et par leur pseudo-fréquence. La probabilité d'apparition, P_b , dans chacune de ces classes est également mentionnée.

1644 impulsions	$f_o < 500 \text{ kHz}$	$0.5 \text{ MHz} < f_o < 3 \text{ MHz}$	$f_o > 3 \text{ MHz}$
Impulsions isolées	Classe 1	Classe 2	
	$P_b = 48 \%$	$P_b = 20 \%$	
Impulsions Rafales	Classe 3	Classe 4	Classe 5
	$P_b = 3 \%$	$P_b = 11 \%$	$P_b = 18 \%$

Tableau I-1 : Définition des différentes classes de bruit impulsif

Compte tenu de la bande de transmission utilisée pour les systèmes PLT qui se situe au dessus de 1 MHz, les systèmes seront majoritairement affectés par les bruits dont les pseudo-fréquences sont supérieures à 500 kHz. C'est pourquoi l'analyse statistique, présentée dans le paragraphe suivant, ne tient compte que des classes de bruit 2, 4 et 5.

I.3.3. Analyse statistique

Les paramètres principaux qui caractérisent le bruit impulsif sont la pseudo-fréquence, le temps d'interarrivée, la durée et l'amplitude de chaque impulsion. Chacun de ces paramètres se comporte comme une variable aléatoire dont il est nécessaire de connaître le comportement statistique. Diverses lois statistiques seront donc testées, de manière à proposer une formule analytique qui s'adapte le mieux possible aux résultats expérimentaux.

On peut supposer a priori, que la loi de distribution d'un des paramètres quelconque du bruit dépendra de la classe dans laquelle a été classé ce bruit. Néanmoins, il s'avère que, dans certains cas, des classes peuvent être regroupées car les distributions des valeurs ne se distinguent pas d'une classe à l'autre. Ces différents points seront précisés au cours de l'étude. Pour chaque paramètre de bruit, on visualisera la distribution cumulative des valeurs expérimentales et la distribution cumulative des valeurs issues du tirage de la distribution proposée, afin d'appréhender qualitativement la finesse de l'adéquation entre le modèle statistique et les résultats expérimentaux.

Le choix entre la distribution cumulative ou la distribution cumulative complémentaire dépend du paramètre analysé suivant l'impact qu'il peut avoir sur la qualité de la liaison. Considérons par exemple le temps d'interarrivée. On peut se dire intuitivement que la transmission sera davantage perturbée si les impulsions perturbatrices se produisent avec une récurrence élevée, donc si les temps d'interarrivée sont courts. Une représentation "classique" de la distribution cumulative permettra de bien mettre en évidence la probabilité pour que l'évènement se produise dans un intervalle de temps inférieur à une valeur donnée, donc la distribution de probabilité liée aux temps courts. Inversement, si on s'intéresse à la durée des impulsions, la transmission sera surtout dégradée lors des impulsions longues, on choisira dans ce cas la représentation cumulative complémentaire, qui privilégie la probabilité des durées supérieures à une valeur donnée.

I.3.3.a) Distribution de la pseudo-fréquence

Il apparaît que l'allure de la fonction de distribution de la pseudo-fréquence est la même, quelque soit le type de l'impulsion: rafale ou isolée. Les courbes de la Figure I-10, qui présentent la distribution cumulative complémentaire en fonction de la pseudo-fréquence, sont donc tracées sans distinguer le type d'impulsion, mais en différenciant les deux gammes de fréquences précédemment décrites, à savoir entre 500 kHz et 3 MHz ou supérieure à 3 MHz. Il apparaît nettement que les pseudo-fréquences ont une probabilité importante d'être situées

soit entre 700 kHz et 2 MHz, soit autour de 10 MHz. Après plusieurs essais, une distribution de Weibull semble être appropriée pour approximer les caractéristiques déduites des mesures. Rappelons que la densité de probabilité d'une telle distribution est donnée par [Devroye]:

$$f(x) = abx^{b-1}e^{-ax^b} \quad (\text{I-3})$$

Les valeurs des paramètres a et b telles que les courbes théoriques, issues de la formule ci-dessus, coïncident le mieux possible avec les courbes expérimentales, sont notées dans la Figure I-10.

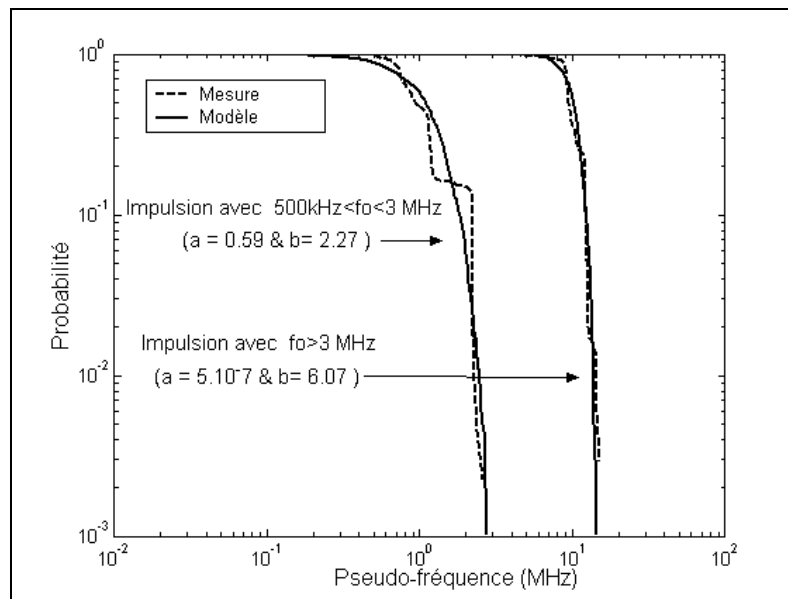


Figure I-10 : Distribution cumulative complémentaire de la pseudo-fréquence

Cependant, si on observe avec attention une rafale, on se rend compte que si elle comporte typiquement au moins 10 impulsions élémentaires, les pseudo-fréquences f_0 de chacune de ces impulsions peuvent ne pas être identiques. Le cadran supérieur de la Figure I-11 montre ainsi un exemple de longue rafale, le cadran inférieur visualisant deux agrandissements du début et de la fin de cette rafale. Ceux-ci font nettement apparaître le changement de la forme de l'impulsion élémentaire en fonction du temps. En effet, dans le cadran de gauche, cette impulsion est caractérisée par $f_0 = 750$ kHz et une durée $T_D = 5$ μ s (soit environ 4 pseudo-périodes). A la fin de la rafale (cadran de droite), ces caractéristiques deviennent: $f_0 = 950$ kHz et $T_D = 2$ μ s.

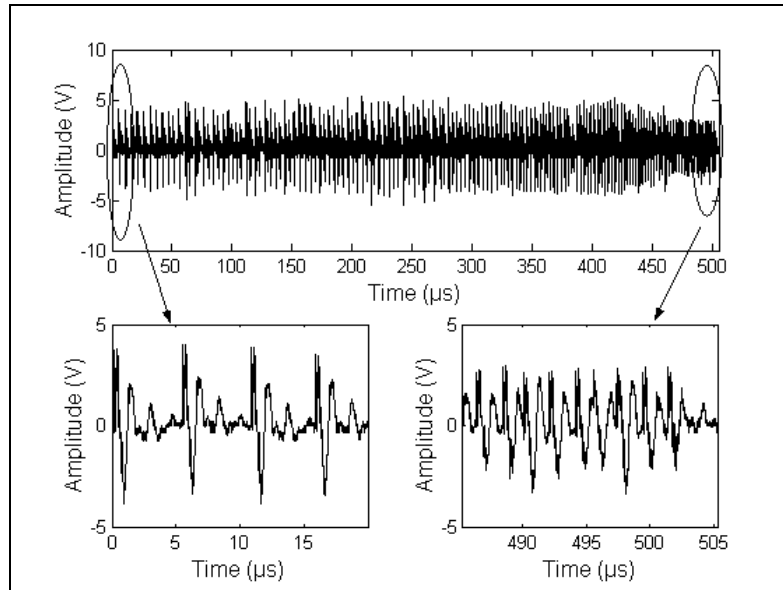


Figure I-11 : Exemple d'une rafale "non théorique"

Il est donc intéressant d'étudier la distribution normalisée des pseudo-fréquences au sein de chaque longue rafale, la normalisation s'effectuant en choisissant comme référence, la valeur moyenne de f_0 . Les valeurs des différentes pseudo-fréquences au sein d'une rafale ont été obtenues en calculant la FFT sur une fenêtre temporelle glissante. Une étude statistique montre que l'hypothèse d'une loi normale, de valeur moyenne 1, est bien adaptée pour rendre compte de la distribution des valeurs expérimentales. On rappelle qu'une variable aléatoire à distribution normale possède la densité de probabilité suivante:

$$f(x) = \frac{1}{s\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(x - \mu)^2}{s^2}\right) \quad (\text{I-4})$$

μ et s^2 étant respectivement la valeur moyenne et la variance de la variable, dont les unités aux dimensions sont les mêmes que la variable étudiée. Un bon accord entre la courbe de distribution correspondante et celle issue des mesures est obtenu pour $\mu = 1$ MHz et $s = 0.17$.

Dans notre modèle de bruit impulsif, nous tiendrons compte de cette remarque en faisant varier aléatoirement dans le temps, les différentes caractéristiques de l'impulsion élémentaire des rafales dites longues, c'est-à-dire quand la durée de la rafale est supérieure à au moins 10 fois la durée de l'impulsion élémentaire.

1.3.3.b) Distribution de la durée des impulsions

Les distributions des durées des rafales de classes 4 et 5 sont identiques mais elles diffèrent de celles des impulsions isolées. La représentation de la distribution cumulative complémentaire, donnée Figure I-12, permet de se rendre compte des durées moyennes très différentes entre les impulsions isolées et les rafales, les impulsions longues étant évidemment très pénalisantes pour les systèmes PLT. Comme précédemment, une distribution de Weibull semble être la mieux adaptée.

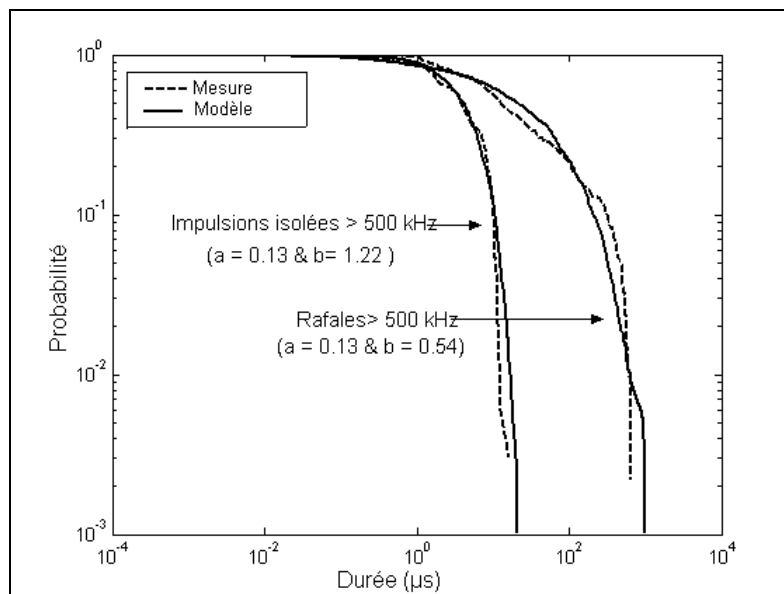


Figure I-12 : Distribution cumulative complémentaire de la durée des impulsions

1.3.3.c) Distribution des temps d'interarrivée

Nous avons déjà défini le temps d'interarrivée (TIA) comme étant l'intervalle de temps entre la fin d'une impulsion et le début de l'impulsion suivante. Une autre possibilité eut été de le définir comme celui séparant les débuts de deux impulsions successives. Cependant la première définition permet de s'affranchir de la durée de l'impulsion, qui, comme on a pu le constater dans le paragraphe précédent, varie dans de grandes proportions.

La distribution des TIA étant identique quelles que soient les classes de bruit, la courbe de la Figure I-13 caractérise l'ensemble des impulsions. Cette représentation classique (non complémentaire) de la distribution cumulative permet de souligner clairement la distribution des petites valeurs des temps d'interarrivée, qui sont les plus pénalisantes pour les systèmes de communication. Inversement, les interarrivées supérieures à 100 ms n'ont pas été prises en compte, car deux impulsions séparées par un tel intervalle de temps, ne perturberont pas des trames d'informations corrélées. (Deux trames d'informations sont considérées comme corrélées si elles sont liées par le même mot code issu d'un codage de canal).

Une distribution exponentielle, dont l'expression de la densité de probabilité est donnée par la formule (I-5), permet d'approcher finement la courbe de distribution issue des mesures, comme le montrent les courbes de la Figure I-13.

$$f(x) = \frac{1}{\mu} e^{-\frac{x}{\mu}} \quad (\text{I-5})$$

Il faut signaler que sur 1643 intervalles de temps calculés, 516 sont inférieurs à 100 ms. Ceci signifie qu'il y a une probabilité de 1/3 que deux impulsions successives perturbent des trames d'information corrélées.

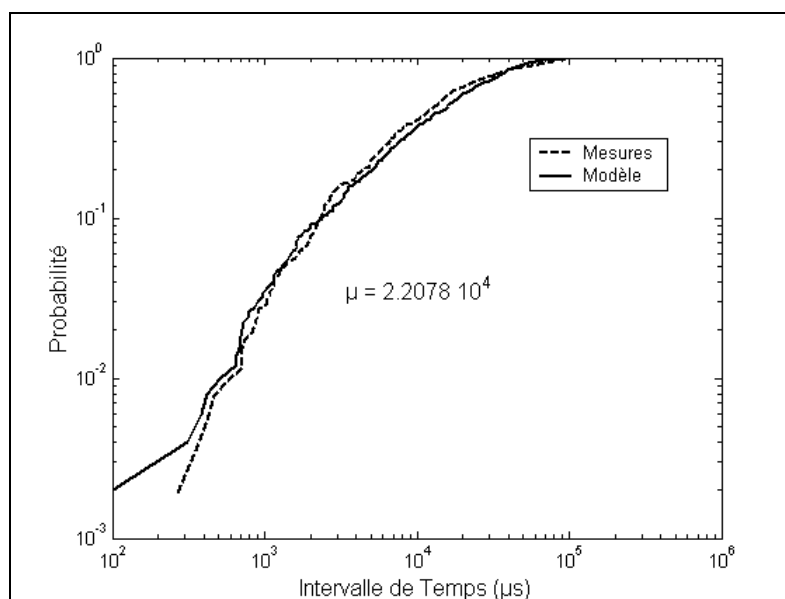


Figure I-13 : Distribution cumulative des intervalles de temps entre deux impulsions

I.3.3.d) Distribution de l'amplitude

Les courbes de la Figure I-14 montrent la distribution des valeurs crêtes, d'une part pour les impulsions isolées de classe 2 et, d'autre part, pour les rafales de classes 4 et 5 qui présentent le même comportement. Une loi normale, donnée par l'expression I-4, est en bon accord avec la distribution des valeurs issues de l'expérience, comme on le remarque sur la Figure, les valeurs des paramètres μ et s , étant d'ailleurs indiquées.

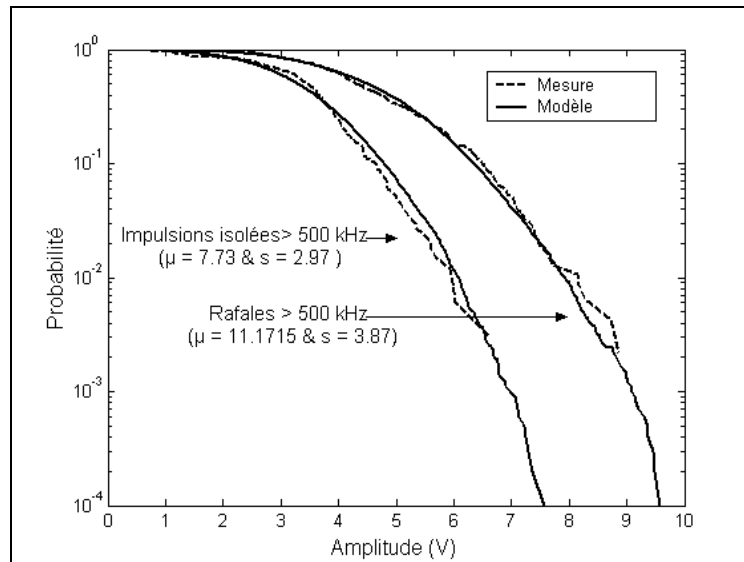


Figure I-14 : Distribution cumulative complémentaire des valeurs crêtes des impulsions

1.3.3.e) Distribution du facteur d'amortissement

Nous avons vu que les impulsions isolées et les impulsions élémentaires des rafales se comportent comme une sinusoïde amortie, la décroissance exponentielle en fonction du temps se mettant sous la forme $\exp(-t/\tau)$. Cependant, comme la pseudo-fréquence des impulsions varie dans de grandes proportions, il est plus judicieux d'introduire un facteur d'amortissement normalisé et sans dimension défini par $k = 1/\tau f_0$. La distribution cumulative des valeurs expérimentales de ce facteur est donnée Figure I-15 et une distribution de Weibull permet d'approcher au mieux la courbe expérimentale. Les paramètres optimums de Weibull sont indiqués dans la Figure.

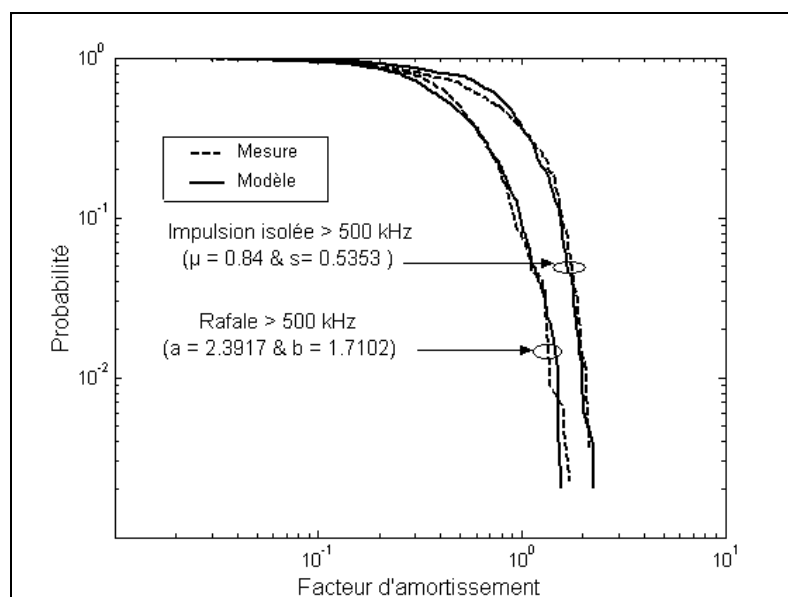


Figure I-15 : Distribution cumulative complémentaire du facteur d'amortissement normalisé

I.3.3.f) Distribution de la durée d'une impulsion élémentaire de la rafale

Le nombre de pseudo-périodes de chaque impulsion élémentaire de la rafale a été évalué, et une distribution de Rayleigh, dont la densité de probabilité est exprimée par la formule (I-6), s'accorde à la distribution expérimentale si la valeur $\sigma_r = 2.74$ est choisie.

$$f(x) = \frac{x}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad \text{(I-6)}$$

La variance de la variable, notée σ , est reliée au paramètre caractéristique σ_r par $\sigma = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sigma_r^2$.

I.3.4. Modélisation du bruit impulsif

Rappelons tout d'abord que l'objectif que nous nous sommes fixés, est d'étudier les performances d'une liaison OFDM utilisant le réseau d'énergie comme support physique de la transmission et non de procéder à une caractérisation exhaustive du bruit présent sur la ligne. Comme la fréquence la plus basse de transmission est supérieure à 1 MHz, afin d'éviter une densité spectrale importante de bruit coloré, on ne tiendra compte que des impulsions risquant de provoquer des perturbations notables. On se limitera donc à celles ayant une pseudo-fréquence supérieure à 500 kHz.

A partir des distributions statistiques décrites précédemment, un modèle de bruit stochastique du bruit a été élaboré. Afin de valider cette approche, la densité spectrale du bruit ainsi généré par le modèle sera comparée à celle du bruit mesuré.

I.3.4.a) Modèle stochastique du bruit impulsif

Chaque paramètre des impulsions rafales et isolées a été approché par une loi de distribution connue et les étapes de la création du bruit impulsif stochastique sont les suivantes :

Etape 1 : On détermine aléatoirement sur la première trame de transmission l'occurrence de la première impulsion.

Etape 2 :

E2.1 : On détermine, au moyen d'un tirage de Bernoulli, si l'impulsion est une rafale ou une impulsion isolée sachant que 42% doivent être des isolées et 58 % des rafales. Puis, en fonction de l'impulsion décidée, on réalise les tirages des valeurs de ses paramètres.

E2.2 : On détermine le temps d'interarrivée entre l'impulsion créée et l'impulsion suivante.

L'étape 2 est répétée pendant la durée de la communication.

L'annexe A détaille la création du bruit impulsif dans notre modèle de simulation, en résumant les diverses distributions et valeurs choisies.

1.3.4.b) Comparaison Modélisation stochastique/Mesures

Afin de valider notre modèle stochastique, nous calculons la densité spectrale de puissance moyenne des impulsions mesurées par la méthode du périodogramme, en ne prenant compte que celles dont les pseudo-fréquences sont supérieures à 500 kHz. Nous comparons ensuite cette densité moyenne à celle calculée sur 1000 impulsions créées par notre modèle.

La variation de ces densités moyennes de puissance en fonction de la fréquence est représentée sur la Figure I-16. On peut observer la bonne concordance entre la courbe issue des mesures et celle déduite de la modélisation.

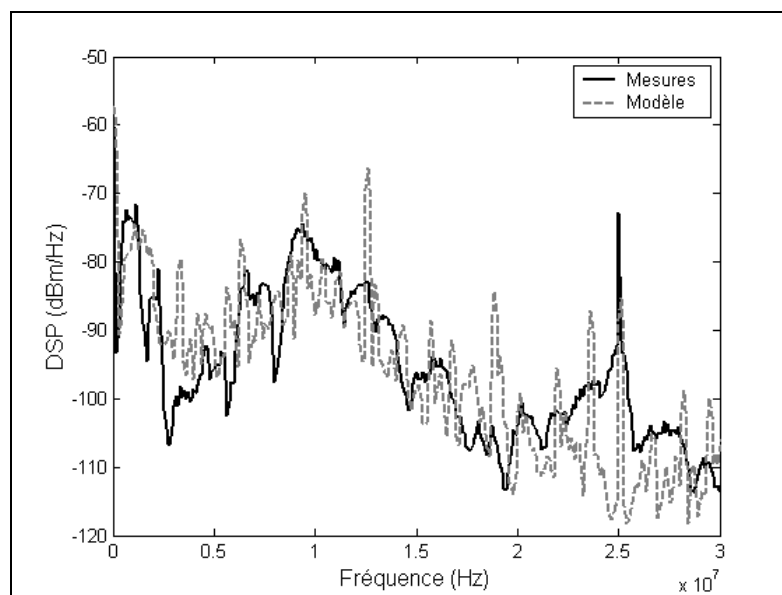


Figure I-16 : Comparaison des densités spectrales des impulsions mesurées et modélisées

Compte tenu du bon degré de confiance que l'on peut accorder à ce modèle stochastique, il sera utilisé lors d'une simulation d'une liaison complète afin de déterminer les performances du système PLT en terme de taux d'erreurs. Cependant avant de procéder à cette étape finale, décrite dans le chapitre IV, paragraphe IV-4, les techniques de lutte contre le bruit impulsif doivent être optimisées. Pour cela, afin de diminuer notablement le nombre de simulations à effectuer, nous avons envisagé dans cette étape, la perturbation "rafale " qui est la plus pénalisante. Le choix et l'optimisation des divers modules ont donc été basés sur les caractéristiques moyennes d'une rafale qui sont présentées dans le paragraphe suivant.

I.3.5. Caractéristique d'une impulsion rafale moyenne

Lors de l'étude de la distribution des pseudo-fréquence f_0 d'une rafale, nous avons mis en évidence que la fonction de probabilité était maximale pour $700 \text{ kHz} < f_0 < 2 \text{ MHz}$ et pour f_0 voisin de 10 MHz. Pour réaliser une rafale moyenne, on peut donc choisir une pseudo-fréquence de 2 MHz, par exemple ou de 10 MHz. Cependant, dans les exemples qui seront traités par la suite, la bande passante nécessaire pour la transmission sera de l'ordre de 5 MHz, compte tenu des débits envisagés de 10 Mbits/s avec une modulation 4-QAM. Comme la simulation est réalisée en bande de base, nous choisirons la rafale moyenne perturbant le plus la liaison, donc associée par exemple à une pseudo-fréquence de 2 MHz. Les valeurs des autres paramètres, tels que l'amplitude, la durée de l'impulsion isolée ou de la rafale et le facteur d'amortissement, sont des moyennes des distributions statistiques. Il faut cependant noter que si la transposition du signal OFDM se faisait à des fréquences plus élevées, il suffirait de choisir une pseudo-fréquence de 10 MHz et des impulsions rafales de classe 5, le principe de modélisation étant identique.

Les valeurs des paramètres de l'impulsion rafale "moyenne" sont données dans le Tableau I-2. A titre d'exemple, les cadrans supérieur et inférieur de la Figure I-17 visualisent respectivement l'impulsion élémentaire moyenne d'une rafale et une portion de la rafale elle-même, durant une durée T_{burst} .

Paramètres	f_0	Amplitude	Durée	$k=1/(\tau \cdot f_0)$	T_d
Impulsion rafale moyenne	2 MHz	11 V	81 μs	0.54	$4/f_0=2\mu\text{s}$

Tableau I-2 : Valeurs des paramètres de l'impulsion rafale moyenne

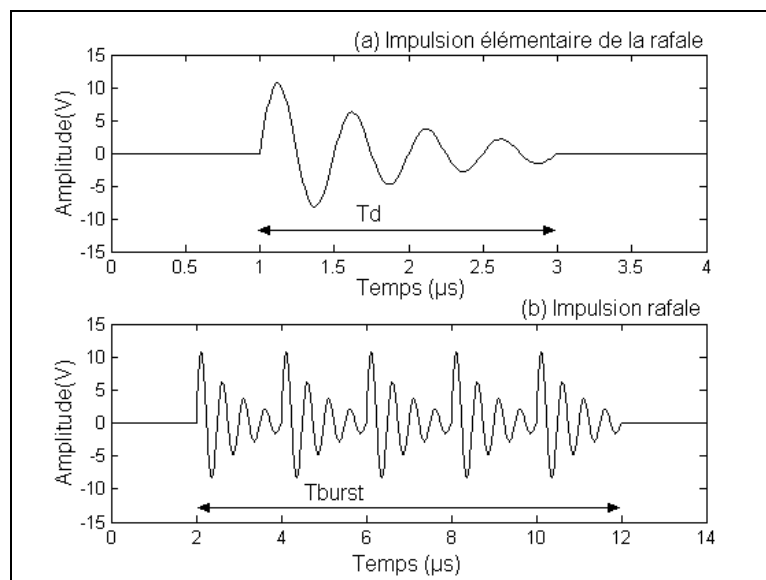


Figure I-17 : Impulsion élémentaire et portion de l'impulsion rafale moyenne

I.4. La fonction de transfert

Le support physique de la transmission consiste en un réseau filaire de longueur très variable, comportant des dérivations et diverses impédances de charge. Les réflexions sur ces discontinuités se traduisant par des retards et des atténuations du signal transmis, le réseau électrique va se comporter comme un canal multi-trajets.

Nous nous intéresserons surtout aux variations fréquentielles de la fonction de transfert, puisque si l'on admet que les variations d'état du canal sont provoquées par les branchements ou débranchements des appareils électriques sur le réseau, on peut considérer que le canal possède un temps de cohérence très supérieur à la durée des données transmises (le débit binaire étant de l'ordre du Mbit/s). La fonction de transfert du réseau électrique, évoluant dans le temps, pourra être considérée comme une succession d'états stationnaires [Hensen, 1].

La fonction de transfert peut être déterminée théoriquement, grâce à un code de calcul basé sur la théorie des lignes de transmission [Parmantier], les données d'entrée étant les caractéristiques géométriques et électriques de la structure. Cependant, dans le cadre de ce travail, nous avons choisi une approche purement expérimentale, en effectuant un grand nombre de mesures sur un réseau type, afin d'en déduire des résultats purement statistiques. Nous rappellerons tout d'abord les paramètres principaux caractérisant un canal de transmission, puis nous décrirons les mesures effectuées et l'analyse qui en découle.

I.4.1. Caractéristiques et paramètres du canal de transmission

Une des méthodes possibles pour déterminer la réponse impulsionnelle complexe $h(t)$ du canal de transmission est d'utiliser un analyseur de réseau et d'effectuer ensuite une transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert $H(f)$. Pour des questions de facilité de mise en œuvre sur un réseau électrique, nous avons préféré cette approche à celle qui pourrait être menée directement dans le domaine temporel.

L'amplitude de la réponse impulsionnelle sera normalisée en affectant une amplitude arbitraire de 0 dB à la valeur maximale. Compte tenu des réflexions multiples sur la ligne d'énergie dues aux nombreuses dérivations, à la désadaptation des charges terminales, à la modification, soit de la position des conducteurs électriques par rapport à un plan de masse éventuel, soit de la distance entre conducteurs, des "échos" successifs vont se produire, correspondant à chaque trajet possible de l'onde guidée. La réponse impulsionnelle sera donc discrétisée en un certain nombre d'impulsions élémentaires, appelées souvent "taps" dans la

littérature technique [Rappaport]. Le canal est alors modélisé sous forme d'une ligne à retard, liée à des coefficients multiplicateurs complexes, et dont l'expression générale est donnée par :

$$h(t) = \sum_{m=0}^{N_t-1} \alpha_m \delta(t - \tau_m) \quad (\text{I-7})$$

où N_t est le nombre de trajets, le coefficient α_m pouvant se mettre sous la forme $\alpha_m = |\alpha_m| e^{j\varphi_m}$, $|\alpha_m|$, φ_m et τ_m désignant respectivement le module, la phase et le retard du trajet m .

De la réponse impulsionnelle du canal, on peut directement obtenir le profil de puissance $P(t)$ défini comme étant le carré du module de $h(t)$. On peut aussi définir le profil de puissance moyen $P_m(t)$ à l'aide de l'expression suivante :

$$P_m(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle \quad (\text{I-8})$$

$\langle \rangle$ signifiant la moyenne par rapport au temps ou aux diverses configurations étudiées. En effet, pour un réseau électrique donné, il est important d'étudier l'influence des appareils, donc des impédances de charge, qui y seront connectés et qui modifieront la réponse du canal. A partir de $P(t)$ ou de $P_m(t)$, on peut tout d'abord définir le retard maximal τ_X à X dB, comme étant la durée pendant lequel l'énergie des multi-trajets décroît de X dB par rapport au trajet de puissance maximale.

On introduit ensuite le retard moyen $\bar{\tau}$ qui est le moment du premier ordre du profil de puissance :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_m |\alpha_m|^2 \tau_m}{\sum_m |\alpha_m|^2} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (\text{I-9})$$

Enfin l'étalement des retards σ_τ est la racine carrée du moment centré de second ordre (ou de la variance) du profil, et est donc calculé à partir des expressions suivantes :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (\text{I-10})$$

$$\tau^2 = \frac{\sum_m |\alpha_m|^2 \tau_m^2}{\sum_m |\alpha_m|^2} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (\text{I-11})$$

Si les définitions mathématiques sont, en elles mêmes, rigoureuses, leurs applications sur une réponse impulsionnelle donnée, peuvent parfois mener à des résultats différents. On s'aperçoit en effet que les sommations discrètes se font sur l'ensemble des trajets possibles qui

tend théoriquement vers l'infini. Il sera donc nécessaire de bien préciser la valeur de l'atténuation maximale, par rapport au trajet le plus énergétique, que l'on envisage afin de limiter la sommation. Ce choix est évidemment étroitement lié au dispositif de mesure et à sa sensibilité de manière à éviter d'introduire le bruit dans la caractérisation de la fonction de transfert du canal. Pour donner un ordre de grandeur, on ne prend souvent en compte que la partie de réponse impulsionnelle ayant subi une atténuation maximale de 20 dB, voire de 30 dB, par rapport à la valeur crête.

La Figure I-18 présente l'exemple d'un profil de puissance mesuré et montre les principaux paramètres du canal. Dans cet exemple, le retard moyen $\bar{\tau}$ est égal à 34 ns, le retard maximal τ_X à -20 dB est de 180 ns et l'étalement des retards σ_τ de 59 ns.

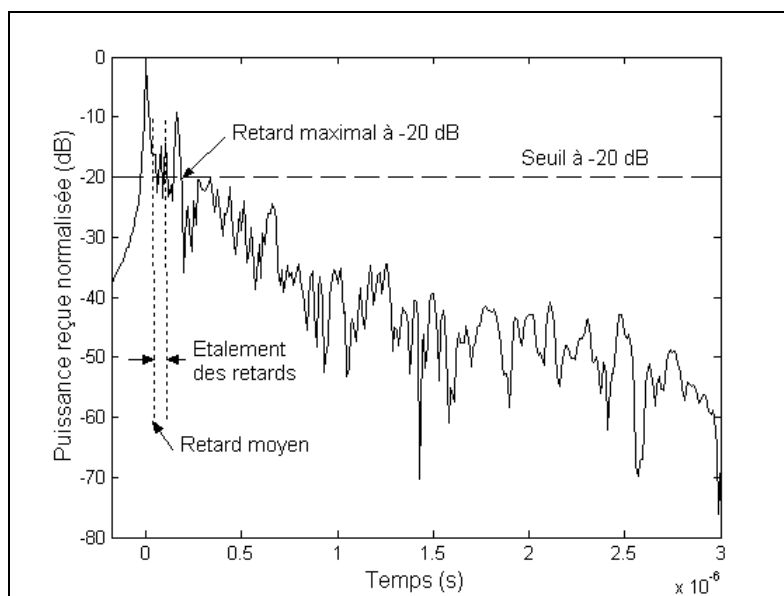


Figure I-18 : Exemple d'un profil de puissance mesuré sur un réseau électrique basse tension

I.4.2. Méthode de mesures

Des mesures ont été effectuées dans une salle du laboratoire TELICE au sein de laquelle un réseau électrique spécifique a été installé. Celui-ci se compose de deux lignes d'environ 25 mètres, qui parcourent horizontalement les murs de la pièce. La première ligne, dite Ligne 1, située à 55 cm du sol, est isolée du réseau électrique du bâtiment. La ligne 2, utilisée pour notre expérimentation, est située à 1,10 m du sol, reliée au réseau, et dispose de plusieurs prises de courant. La configuration des prises de cette ligne est donnée dans le schéma de la Figure I-19.

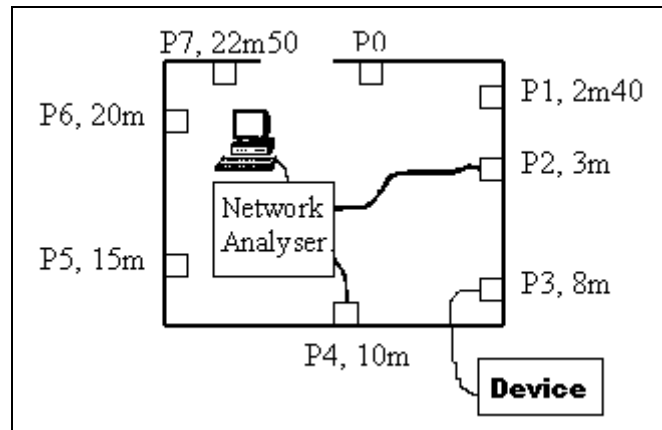


Figure I-19 : Configuration des mesures

Toutes les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau (HP 85047A) sur 1601 points dans la bande de fréquence [1-30 MHz]. Un filtre passe haut, réalisé par L. Koné, et possédant une réponse plate dans la bande passante étudiée, a été inséré entre le dispositif d'analyse et la ligne sous tension. Les résultats de mesures sont ensuite transférés sur un PC. Lors de ces essais, nous avons fait varier le nombre et la position de divers appareils électriques connectés à la ligne (radiateur, analyseur de spectre ...), la fonction de transfert étant mesurée entre diverses prises de courant. Un ensemble de 55 fonctions de transfert a ainsi été obtenu.

Quelques résultats types de mesures du paramètre S_{21} sont donnés dans la Figure I-20. On peut ainsi observer sur la partie supérieure de la Figure, qui représente la variation du module de S_{21} en fonction de la fréquence, la présence d'évanouissements (fading) répartis aléatoirement. Il apparaît donc impossible de définir une bande de transmission idéale pour les systèmes PLT, d'autant plus que ces courbes montrent bien le comportement imprévisible des variations du canal, quand un appareil est branché ou non sur la ligne. La justification d'un tel comportement est bien sûr évidente d'après la théorie des lignes.

On peut aussi remarquer sur la partie inférieure de la Figure, que la phase varie linéairement en fonction de la fréquence, à l'exception toutefois des bandes de fréquences dans lesquelles un évanouissement important du signal se produit.

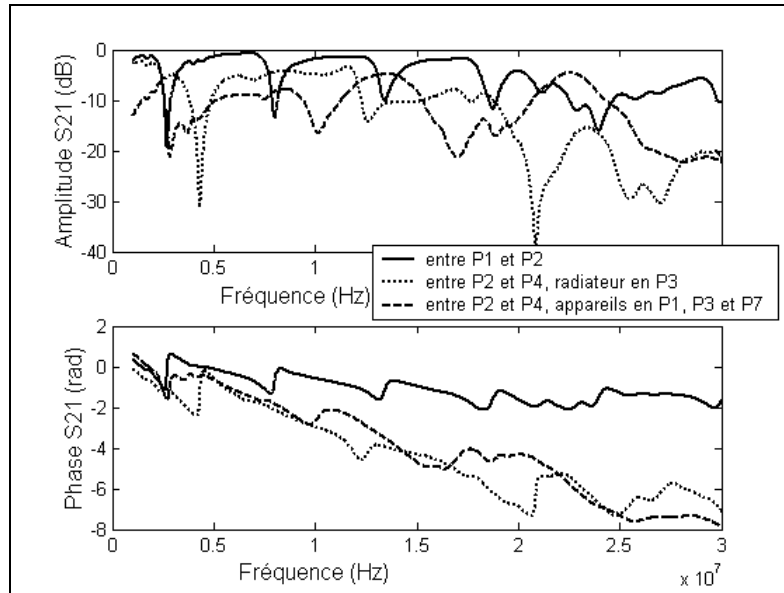


Figure I-20: Mesures de S_{21} entre différentes prises et en présence de différentes charges

I.4.3. Analyse statistique et modélisation du canal

Les caractéristiques du canal devant être introduites dans un simulateur de liaison, sont celles déduites des mesures effectuées dans une bande passante équivalente à celle du système de transmission. Si, comme nous l'avons déjà signalé, une bande de 5 MHz est envisagée, une première solution consiste à extraire des courbes précédentes, la partie de la fonction de transfert correspondante, la fréquence la plus basse correspondant à celle de la première sous-porteuse de la modulation OFDM, par exemple 1 MHz. Compte tenu de la dualité entre la longueur des lignes et les fréquences de résonances, on peut aussi considérer qu'une fonction de transfert mesurée sur la ligne d'essais entre 15 MHz et 20 MHz peut correspondre à celle d'une ligne de plus grande longueur, mais en plus basse fréquence, en prenant en compte l'aspect aléatoire de toutes les charges terminales. Autrement dit, on peut accroître "artificiellement" le nombre de fonctions de transfert issues des mesures précédentes. Il suffit simplement, pour chacune des 55 configurations, de faire glisser une fenêtre d'analyse fréquentielle de 5 MHz, par pas de 1 MHz, dans la bande [1-30] MHz. Ceci permet d'obtenir 1320 fonctions de transfert, donc un nombre suffisant pour procéder à une étude statistique.

La réponse impulsionnelle du canal est discrétisée en une succession de "taps", leur espacement temporel minimum, directement lié à la bande fréquentielle d'analyse, est de 0,2 μ s dans notre cas. Le premier tap, noté 1, correspond au trajet le plus court, appelé souvent "trajet direct", les taps subséquents résultant de la contribution des réflexions multiples. Ces

taps étant introduits dans le filtre numérique simulant le canal, il est important de connaître leurs poids respectifs. Une première étape consiste à calculer la valeur moyenne relative de chacun d'eux à partir des 1320 réponses impulsionnelles expérimentales. Le Tableau I-3 ci-dessous donne donc les cinq premières valeurs moyennes $\bar{\alpha}_i$ des amplitudes relatives du tap i , l'amplitude la plus élevée étant fixée à 1. L'incrément temporel entre deux taps successifs est de 0,2 μ s.

	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 4	Tap 5
$\bar{\alpha}_i$	1	0.45	0.2	0.12	0.08

Tableau I-3 : Valeurs moyennes relatives des amplitudes des taps 1 à 5

Il faut ensuite connaître la distribution statistique de l'amplitude de chaque tap, normalisée par rapport à sa valeur moyenne, afin de bâtir un filtre numérique traduisant les propriétés du canal réel.

Les distributions cumulatives des amplitudes normalisées des taps 2 à 5 sont données dans la Figure I-21, chacune des distributions ayant aussi été approchée par une loi connue. Les courbes de cette Figure montrent que l'amplitude du trajet direct suit une loi normale, définie par l'expression I-4, et dont les paramètres sont $\mu=0.4$ et $s=0.41$.

Nous remarquons également que les amplitudes normalisées des autres taps suivent une loi de Rayleigh dont le paramètre σ_r défini par l'expression I-6, vaut 0.83.

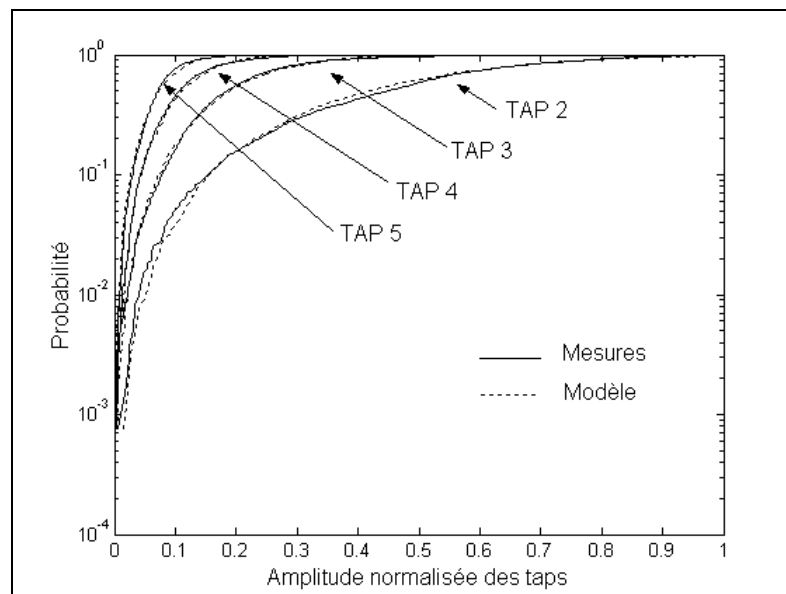


Figure I-21 : Distribution cumulative des amplitudes des cinq premiers taps

La modélisation de la réponse impulsionnelle du canal pourra donc être faite à partir de ces valeurs moyennes et des fonctions de distribution d'amplitude, la phase de chaque tap

étant choisie de manière uniformément aléatoire sur $[0, 2\pi[$. Les amplitudes des taps inférieures au seuil choisi, 20 dB par exemple, seront mises égales à 0.

I.4.4. Comparaison Mesures/Modélisation

Afin de procéder à une validation du modèle proposé, nous avons comparé la distribution des retards maximums, déterminée soit à partir du modèle, soit grâce aux mesures de la fonction de transfert. La même approche a été faite sur la distribution des étalements des retards. Dans les deux cas, le nombre de réalisations est le même et égal à 1320.

Ces distributions cumulatives, présentées Figure I-22, montrent que les résultats du modèle sont en bonne adéquation avec ceux des mesures. La forme en escalier de la distribution des retards maximums est liée au pas de discrétisation de la réponse impulsionnelle de $0.2\mu\text{s}$.

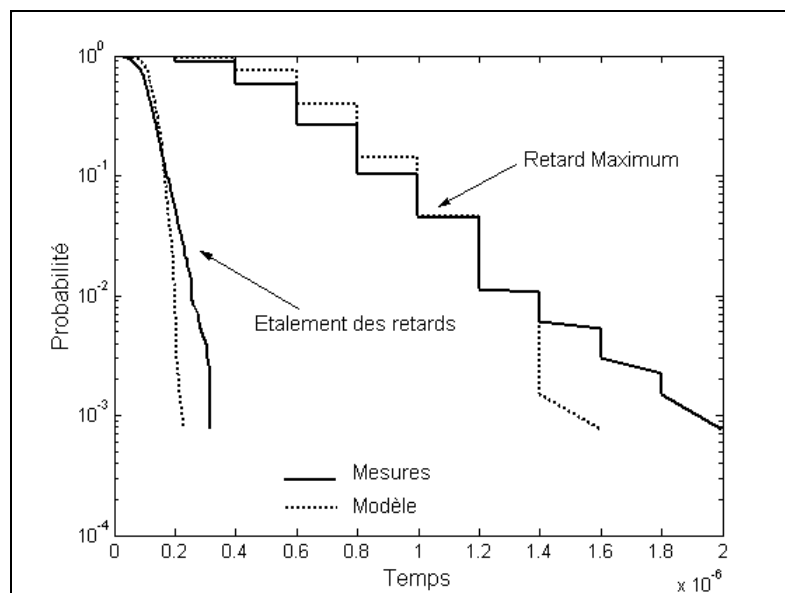


Figure I-22 : Distribution cumulative complémentaire de l'étalement des retards et du retard maximum

I.5. Conclusion

L'étude dans le domaine temporel du bruit enregistré sur les lignes d'énergie dans des bâtiments, a tout d'abord montré que le bruit impulsif pouvait se diviser en deux grandes classes: les impulsions isolées et les rafales. Des critères quantitatifs ont été proposés pour effectuer cette différenciation.

Nous avons ensuite procédé à une analyse des caractéristiques de ces impulsions, en introduisant les paramètres les plus représentatifs, comme la durée, le temps d'interarrivée et le facteur d'amortissement. Dans le domaine fréquentiel, la pseudo-fréquence, associée à la

forme typique d'une ou des sinusoïdes amorties composant l'impulsion, s'est avérée être un critère de choix pour affiner la classification.

L'introduction et le choix de lois de distribution rendant compte de la dispersion des valeurs des caractéristiques des impulsions ont ensuite permis de bâtir un modèle de bruit impulsif. Pour tester et valider sa représentativité, une comparaison entre la densité spectrale de puissance du bruit généré par ce modèle et celle déduite des mesures a été effectuée.

A ce bruit impulsif, généré par les nombreux appareils connectés au réseau électrique, vient s'ajouter un bruit coloré dont la densité spectrale diminue exponentiellement avec la fréquence jusqu'à 1 MHz, puis tend vers une valeur constante. Ce bruit sera modélisé par du bruit blanc dans chaque étroite bande de fréquence associée aux sous-porteuses de la modulation OFDM. Mentionnons enfin les interférences dues aux émetteurs de radiodiffusion qui seront simulées par des porteuses pures.

Dans une deuxième étape, un modèle de canal a été élaboré à partir de données issues de mesures effectuées sur un réseau typique. Les valeurs moyennes et la distribution statistique des coefficients de la ligne à retard, traduisant la réponse impulsionnelle du canal, ont été déterminées. Comme pour le bruit, une première validation de cette approche a été menée en comparant la distribution des étalements des retards et des retards maximums, déduite du modèle ou des expérimentations.

Avant de procéder à une étude des performances de la liaison dans l'environnement précédemment défini, il faut simuler la chaîne de transmission proprement dite. Le chapitre suivant sera donc consacré à une présentation générale des techniques de transmission multiporteuses telles que l'OFDM et la DMT, ce qui nous permettra d'introduire les principales caractéristiques de ces procédés de modulation.

Chapitre II : Description du système de transmission

II.1. Introduction

Actuellement, les deux techniques de transmission qui semblent les plus prometteuses pour les systèmes PLT sont, d'une part la modulation multiporteuses OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ou sa variante DMT (*Discrete Multi Tone*), décrite dans [Giebel] et [Håring], par exemple, et, d'autre part, l'étalement de spectre [Ouvry], [Hensen,2]. Compte tenu de sa facilité de mise en œuvre et de sa robustesse vis à vis des perturbations à bande étroite et de la sélectivité fréquentielle du canal, la modulation multiporteuses semble recueillir un consensus auprès des consortiums industriels. C'est la raison pour laquelle nos travaux seront focalisés sur cette approche.

L'idée de réaliser des transmissions de données en parallèle, grâce à des sous-porteuses entrelacées, est apparue dans les années 60 [Chang]; mais ce n'est qu'en 1971 que [Weinstein] propose d'utiliser la transformée inverse de Fourier afin d'éviter de recourir à un grand nombre d'oscillateurs. Cependant, l'implémentation de l'OFDM dans des systèmes pratiques ne verra le jour que dans les années 80 avec l'avènement du DSP (*Digital Signal Processor*) et du microprocesseur. Ainsi aujourd'hui, les systèmes de radio numérique (DAB: *Digital Audio Broadcasting* [DAB]), de télévision numérique terrestre (DVB: *Digital Video Broadcasting* [DVB]), ou les transmissions sur les paires téléphoniques (ADSL: *Asymmetric Digital Subscriber Line* [Moulin]) utilisent le procédé OFDM.

Nous nous attacherons, dans ce chapitre, à décrire les principes de base de l'OFDM et de la DMT, qui nous serviront ensuite à l'étude de l'optimisation des systèmes.

II.2. Spécification d'une transmission OFDM

L'OFDM est un procédé de modulation qui consiste à répartir un train binaire à haut débit en N sous-canaux orthogonaux à bas débit. Le terme modulation est un abus de langage dans le sens où il s'agit de répartir l'information sur N sous-porteuses en bande de base. La modulation à proprement parler, qui permet d'adapter le signal autour de la fréquence

centrale, reste quant à elle, identique à celle utilisée dans les chaînes de transmission numériques classiques.

Après avoir rappelé la notion d'orthogonalité fréquentielle, nous décrirons successivement la méthode utilisée pour générer les symboles OFDM, les solutions de transposition, les caractéristiques du signal et les techniques d'égalisation. Nous terminerons ce chapitre par une présentation de la chaîne de transmission générale.

II.2.1. Notions d'orthogonalité

II.2.1.a) Rappel mathématique

On définit l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a,b]$ par la relation suivante:

$$\int_a^b f(t).g(t)dt=0 \tag{II-1}$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a,b]$. Pour réaliser une base orthogonale à N dimensions, il suffit de trouver N fonctions orthogonales deux à deux. Comme le montre la Figure II-1, un ensemble de N fenêtres rectangulaires régulièrement espacées d'un intervalle δ sur l'axe des temps constitue une base orthogonale.

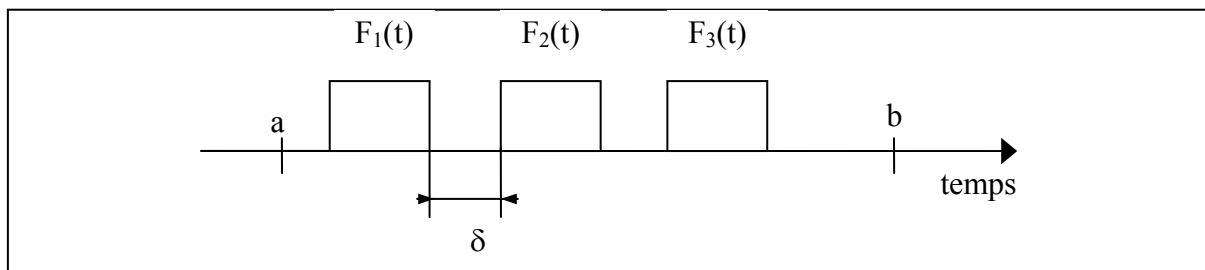


Figure II-1 : Exemple d'une base orthogonale

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence.

II.2.1.b) Application au procédé OFDM : L'orthogonalité temporelle

Envisageons tout d'abord des signaux continus, donc non encore échantillonnés. Dans ce cas, un signal OFDM est composé d'une somme de N sinusoides de fréquences respectives

f_k , transmises durant une durée T_u , k variant de 1 à N , et définie par $f_k = \frac{k}{T_u}$, cette condition permettant, d'avoir un nombre entier de sinusoides sur chaque sous-porteuse durant T_u .

Chaque sous-porteuse $s_k(t)$ réelle et non modulée peut se mettre sous la forme :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi \frac{k}{T_u} t) & 0 < t < T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour } k \in [1, N] \quad (\text{II-2})$$

Ainsi deux sous-porteuses $s_i(t)$ et $s_j(t)$, de fréquences respectives f_i et f_j , définies par l'expression (II-2), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_u]$, puisqu'elles vérifient l'équation (II-1).

II.2.1.c) Application au procédé OFDM : Orthogonalité fréquentielle

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, si chaque sous-porteuse $s_k(t)$ est transmise pendant la durée T_u , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_u , dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux premières fréquences $f_{-z} = f_k - 1/T_u$ et $f_{+z} = f_k + 1/T_u$. On remarque que ces deux fréquences sont aussi respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} . On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée Figure II-2, le spectre (a) étant celui d'une sous-porteuse i , de bande $\Delta f = 1/T_u$ et le spectre (b) celui du signal OFDM à $N=4$ sous-porteuses et, qui s'étale sur $B = N \cdot \Delta f = N/T_u$.

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un "zéro" des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses.

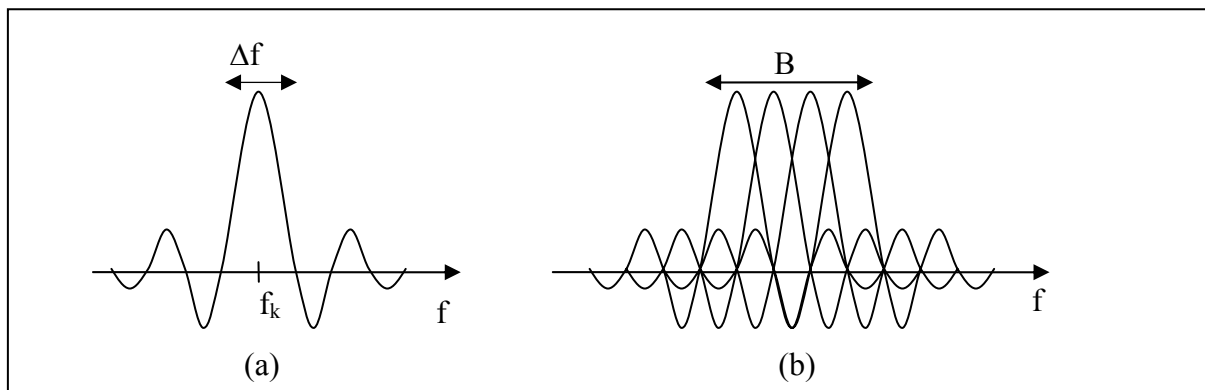


Figure II-2 : (a) Spectre d'une sous-porteuse (b) Spectre d'un signal OFDM

II.2.2. Réalisation du signal OFDM en bande de base

Le principe de l'OFDM est la transmission en parallèle de N sous-porteuses modulées en M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) [Proakis], donc basée sur une modulation en amplitude d'une porteuse en phase (I) et en quadrature (Q). La taille de la constellation, correspondant au nombre de symboles possibles, est de M.

Comme il est inconcevable de réaliser un système avec un nombre très grand d'oscillateurs, une solution élégante consiste à utiliser les propriétés de la transformée de Fourier discrète.

II.2.2.a) Analyse théorique du procédé de modulation/démodulation utilisant l'algorithme de la FFT (Fast Fourier Transform)

Chaque sous-porteuse $\hat{s}_k(t)$, exprimée par (II-2), est modulée en M-QAM pendant une durée T_u , et va donc prendre une amplitude A_k et une phase φ_k .

Dans l'intervalle de temps $[0, T_u]$, la sous-porteuse $\hat{s}_k(t)$ modulée s'écrit:

$$\hat{s}_k(t) = A_k \sin(2\pi f_k t + \varphi_k) \quad (\text{II-3})$$

On peut aussi exprimer $\hat{s}_k(t)$ sous la forme :

$$\hat{s}_k(t) = c_k \cos(2\pi f_k t) - b_k \sin(2\pi f_k t) \quad (\text{II-4})$$

ou, si x désigne la notation complexe associée au signal réel \hat{x} :

$$s_k(t) = D_k \cdot \exp(j2\pi f_k t) \quad (\text{II-5})$$

$$\text{Avec } D_k = A_k \exp(j\varphi_k) = c_k + jb_k \quad (\text{II-6})$$

D_k correspond donc au symbole associé à un point de la constellation M-QAM. L'ensemble des symboles D_k , pour k variant de 1 à N, est noté $\{D\}_{1:N}$.

Toutes les N sous-porteuses étant émises en parallèle, le signal OFDM complexe, noté $s(t)$ peut s'écrire sur $[0, T_u]$:

$$s(t) = \sum_{k=1}^N D_k \exp(j2\pi f_k t) = \sum_{k=1}^N D_k \exp(j2\pi \frac{k}{T_u} t) \quad (\text{II-7})$$

Envisageons maintenant un échantillonnage du signal avec une période $T_e = T_u/N$. A chaque instant $t = nT_e$ avec $n \in [1, N]$, le signal échantillonné $s(nT_e)$, que l'on notera $s(n)$ pour simplifier s'écrit :

$$s(n) = \sum_{k=1}^N D_k \exp(j2\pi \frac{k}{T_u} nT_e) \quad (\text{II-8})$$

En tenant compte de la relation liant T_u et T_e , la relation précédente devient:

$$s(n) = \sum_{k=1}^N D_k \exp(j2\pi \frac{kn}{N}) \quad (\text{II-9})$$

Le terme $s(n)$ sera appelé symbole OFDM, l'ensemble de ces symboles, pour n variant de 1 à N et noté $\{s\}_{1:N}$, constituera la trame OFDM.

A ce stade de la démonstration, il est intéressant de rappeler la définition de la transformée inverse de Fourier discrète, qui associe aux symboles X_k pour $k \in [1:N]$ les symboles y_n avec $n \in [1:N]$ de la façon suivante:

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_k \exp(j2\pi \frac{kn}{N}) \quad (\text{II-10})$$

Au facteur N près, le signal $s(n)$ de l'expression (II-9) apparaît comme la transformée de Fourier inverse et discrète (TFID) des symboles D_k , l'indice k faisant référence à la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse. Si on introduit ainsi ces symboles D_k , associés à la modulation M-QAM, dans un module de TFID, on obtiendra en sortie, l'ensemble des symboles complexes s_n du signal en bande de base, c'est-à-dire la trame OFDM. A la réception, il suffira d'effectuer la transformée de Fourier discrète directe (TFD) sur les symboles reçus pour restituer le message désiré.

Dans la pratique, on utilisera pour ces calculs, les algorithmes de la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) et de la FFT (*Fast Fourier Transform*) implémentés dans un DSP.

II.2.2.b) La modulation de chaque sous-porteuse

Si un nombre R de bits à transmettre est alloué à chaque sous-porteuse, on utilisera une modulation M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), la taille M de la constellation étant telle que $M=2^R$. Chaque symbole est représenté par un nombre complexe, dont les parties réelles et imaginaires sont notées respectivement I et Q . La Figure II-3 montre deux exemples de codage de bits par le codage de Gray: le codage de la 4-QAM, identique à celui de la QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), qui code 2 bits par symbole, et le codage 16-QAM, qui code 4 bits par symbole.

Chaque constellation est bâtie sur le même modèle, à savoir que les parties réelles et imaginaires des symboles prennent leurs valeurs dans $\{\pm v, \pm 3v, \pm 5v, \dots\}$. La valeur de v est

ensuite normalisée pour que la puissance moyenne des symboles D_k , appartenant à une constellation, soit égale à 1 Watt, la normalisation étant basée sur une valeur d'impédance de charge de 1Ω . Cette condition de normalisation s'écrit mathématiquement sous la forme suivante:

$$\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M |D_k|^2 = 1 \quad (\text{II-11})$$

A la réception, la FFT restituera les symboles M-QAM, mais entachés de bruit. Le décodage s'effectuera donc grâce à un module de décision qui estimera le symbole le plus probable compte tenu de la constellation choisie.

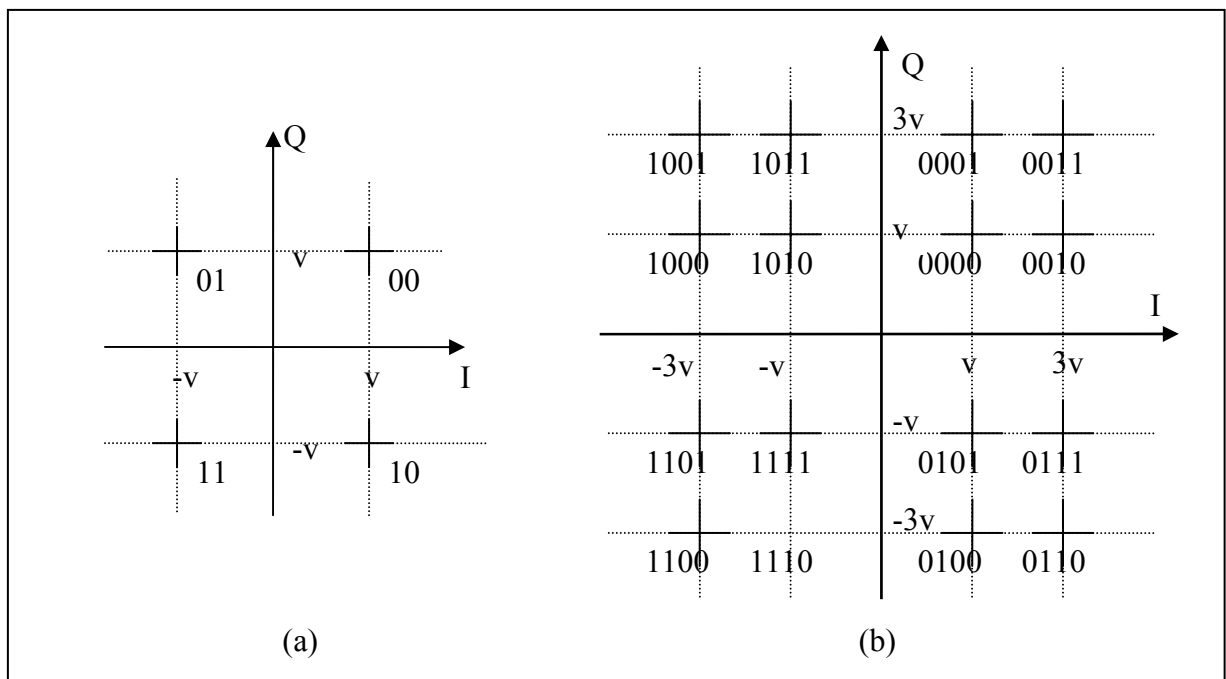


Figure II-3 : Codage de gray des constellations (a) 4-QAM et (b) 16-QAM

II.2.3. Transposition du signal OFDM autour d'une fréquence porteuse

Le signal en bande de base généré par le module de la IFFT étant complexe, il ne peut être directement transmis dans le canal. Une première solution, adoptée dans le standard ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) est de transformer la suite de symboles complexes en une suite de valeurs réelles. A titre d'information, cette technique sera brièvement rappelée dans le paragraphe suivant.

L'autre possibilité est d'effectuer une transposition en fréquence, permettant ainsi de moduler respectivement une porteuse en phase et une porteuse en quadrature, par les parties réelle et imaginaire de la trame OFDM.

II.2.3.a) Transformation complexe/réelle utilisée en ADSL

Pour effectuer une transformation de l'espace des complexes vers l'espace des réels, une solution est d'ajouter à la séquence originale des N symboles D_k , échantillonnés avec une période T_e , la séquence des complexes conjugués de ces symboles. On obtient ainsi une suite de $2N$ symboles, noté $\{D'\}_{1:2N}$, qui, après passage dans la IFFT, génère une séquence de $2N$ valeurs réelles $\{s'\}_{1:2N}$, l'échantillonnage étant effectué par pas temporel de $T_e/2$. Les divers aspects mathématiques justifiant cette méthode sont décrits dans l'annexe B. Le synoptique présentant les diverses opérations à effectuer est donné Figure II-4.

S/P et P/S désignent la conversion série-parallèle et inversement, et CNA le convertisseur numérique analogique. Dans ce schéma, comme dans toutes les autres représentations de ce style, la convention suivante a été adoptée: \rightarrow désigne une transmission série entre un module et un autre, \Rightarrow caractérisant une transmission parallèle.

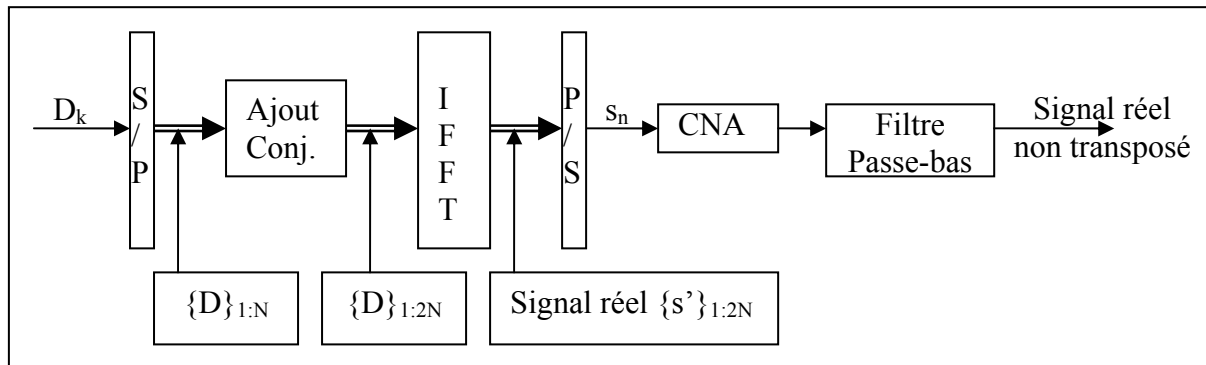


Figure II-4 : Schéma du signal OFDM sans transposition

La technique précédente est largement utilisée pour transmettre l'information sur des paires téléphoniques. Par contre, dans le cas d'une transmission sur une ligne d'énergie, nous avons vu dans le chapitre précédent, que la densité spectrale de puissance de bruit était très importante dans la partie basse du spectre de fréquence, et qu'elle diminuait exponentiellement avec la fréquence, tout au moins tant que celle-ci est inférieure à 1 MHz. Comme il paraît délicat de vouloir transmettre le signal de cette façon, compte tenu de ce niveau de bruit, une transposition en fréquence doit être effectuée.

II.2.3.b) *Transposition classique*

A la sortie du module assurant la IFFT, on sépare les parties réelles I et imaginaires Q des signaux OFDM, et on effectue ensuite une conversion parallèle série comme le montre la Figure II-5. Ces données numériques sont converties en données analogiques (CNA) et ensuite traversent un filtre passe bas. Le spectre OFDM est transposé autour de la fréquence de l'oscillateur local par le modulateur (I,Q). La modulation radio fréquence (RF) est donc implémentée grâce à des techniques analogiques classiques.

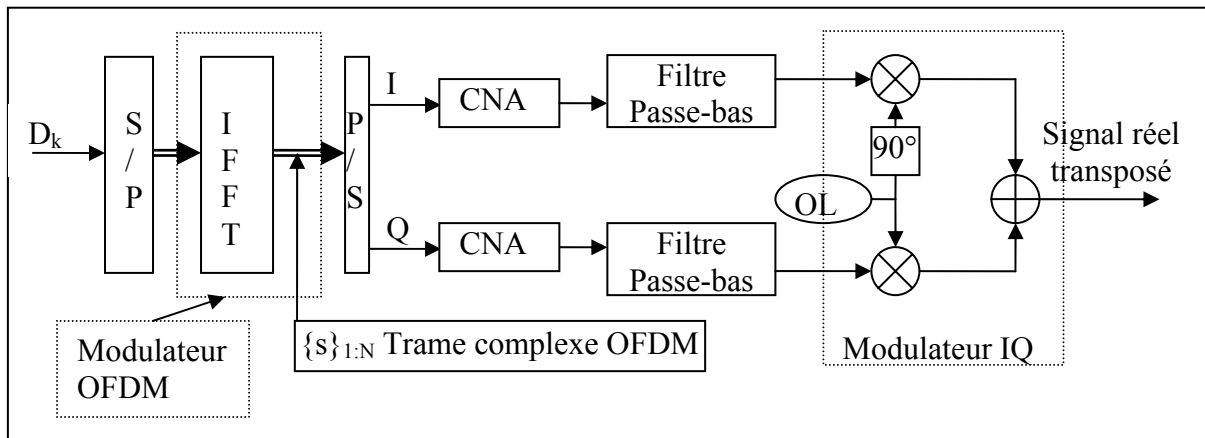


Figure II-5 : Schéma de transposition du signal OFDM

II.2.4. **Caractéristiques du signal OFDM**

Un point qui peut être critique dans la modulation OFDM, est la variation importante de l'amplitude du signal en fonction des symboles à transmettre, donc du temps. En effet les symboles $\{s\}_{1:N}$ à la sortie du modulateur OFDM sont une combinaison linéaire complexe de l'ensemble des symboles D_k issus de la modulation M-QAM, et qui est donnée par l'équation (II-9).

Le signal temporel est donc la résultante de la somme de N nombres complexes, dont les amplitudes et les phases sont déterminées par les symboles D_k . On peut donc imaginer que, suivant les bits à transmettre, la sommation (II-9) mène à des valeurs complexes extrêmement différentes. Si l'on suppose que les bits utiles, donc les symboles correspondants, ont une distribution aléatoire, on peut montrer, grâce au théorème de la limite centrale [Proakis], valable si N est très important, que la partie réelle et la partie imaginaire du signal OFDM peuvent être modélisées chacune par un processus aléatoire de Gauss de moyenne nulle et de variance 1/2, la puissance totale moyenne du signal ayant été normalisée à 1W. Il en résulte que l'amplitude des signaux OFDM suivra une distribution de Rayleigh.

La Figure II-6 présente la distribution cumulative complémentaire des amplitudes des symboles s_n , obtenue à partir de la simulation de 1000 trames OFDM à 256 sous-porteuses modulées en 4-QAM, une puissance moyenne de 1 Watt par sous-porteuse étant respectée. Ces résultats sont comparés aux valeurs théoriques de la distribution de Rayleigh, dont on peut noter par ailleurs un bon accord théorie expérience.

La courbe de la Figure II-6 confirme également le fait que l'amplitude du signal multiporteuses possède une excursion en amplitude très importante, qui risque, si on n'y prend garde, d'avoir des conséquences fâcheuses sur les performances de la liaison. En effet, il existe une certaine probabilité, même faible, que l'amplitude du signal prenne des valeurs importantes. A titre d'exemple, si on envisage une probabilité de 10^{-5} , ces pics d'amplitude peuvent atteindre 3,4 V ou plus.

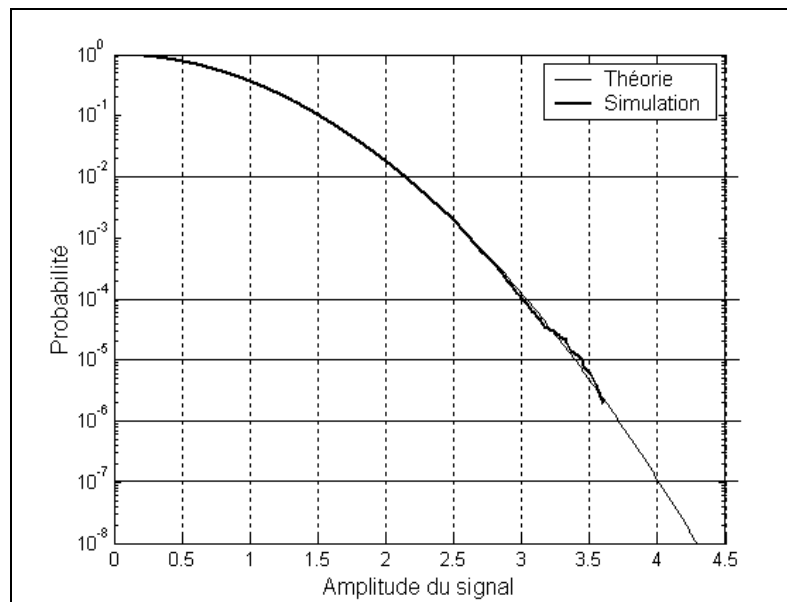


Figure II-6 : Distribution cumulative complémentaire de l'amplitude du signal

Pour transmettre ces pics sans écrêtage, non seulement le convertisseur doit posséder un nombre de bits suffisant pour les coder, mais l'amplificateur de puissance doit rester linéaire sur toute la plage d'amplitude. Ceci se traduit généralement par un coût plus élevé du système et une forte consommation de puissance. Notons cependant qu'il existe des méthodes pour réduire ce pic ([Mestdagh], [Wilkinson]) mais qui n'ont pas été testées dans le cadre de cette thèse.

II.2.5. Méthodes d'annulation des interférences

Dans cette partie, nous exposerons brièvement les méthodes d'égalisation classiques destinées à la modulation multiporteuses pour annuler les interférences entre porteuses (ICI, *Inter*

Carrier Interference) et les interférences entre trames OFDM. Ce dernier type d'interférences est communément appelé interférences entre symboles (ISI, *Inter Symbol Interference*) même si ce terme n'est pas très bien adapté au procédé OFDM.

II.2.5.a) *Interférence entre symboles*

Les interférences entre symboles sont dues au comportement multi-trajets du canal, le signal reçu provenant de la contribution du trajet direct et des trajets multiples introduisant des déphasages et des retards, ces derniers pouvant être du même ordre de grandeur que la durée d'un symbole. Pour remédier à ce problème, on ajoute entre deux trames OFDM, un préfixe ou intervalle de garde, dont la durée Δ doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects. L'insertion de ce préfixe est présentée Figure II-7.

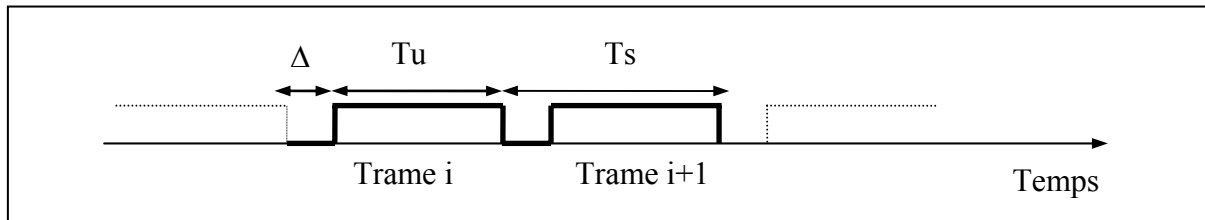


Figure II-7 : Insertion du préfixe

La trame initiale $\{D\}_{1:N}$ comporte N échantillons, chacun d'eux correspondant à un symbole issu de la modulation M-QAM. L'écart T_e entre deux échantillons successifs est identique à la durée d'un symbole D_k , ce qui revient simplement à dire que l'on a un point d'échantillonnage par symbole. Dans la technique OFDM, en dehors des aspects de transformée de Fourier, on effectue une conversion série parallèle (S/P) puis parallèle série (P/S). Pour retrouver le débit initial, il suffit simplement, lors de la remise en série, que l'écart temporel T'_e entre deux symboles OFDM s_n , donc entre les deux échantillons correspondants, soit identique à T_e . T'_e est souvent appelé "période d'échantillonnage de la trame OFDM". Malheureusement, l'insertion d'un préfixe va provoquer dans ce cas une diminution du débit utile. Pour pallier cet inconvénient, la solution la plus simple consiste, lors de la conversion parallèle série, à diminuer T'_e pour retrouver le débit initial. Ceci se traduira évidemment par une augmentation de la bande passante nécessaire à la transmission.

Si on ajoute un préfixe dont la durée est identique à celle de L symboles, la nouvelle période T'_e d'échantillonnage pour obtenir le même débit doit être égale à :

$$T'_e = \frac{T_u}{N+L} = \frac{NT_e}{N+L} \quad (\text{II-12})$$

La durée effective de la trame OFDM, comportant les N symboles échantillonnés à T'_e est désormais réduite à :

$$T'_u = NT'_e = \frac{NT_u}{N+L} \quad (\text{II-13})$$

De même l'espacement inter fréquence $\Delta f'$ entre deux sous-porteuses devient :

$$\Delta f' = \frac{1}{T'_u} = \frac{N+L}{N} \Delta f \quad (\text{II-14})$$

La bande de transmission est donc augmentée du même facteur $K = \frac{N+L}{N}$.

Le préfixe est ajouté à l'émission après la IFFT, puis enlevé à la réception avant le module de la FFT.

II.2.5.b) Interférence entre sous-canaux (ICI)

Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucun signal), des interférences inter porteuses, ou ICI (*Inter Carrier Interference*), vont se produire. Pour expliquer ce phénomène, il est beaucoup plus facile de raisonner dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel, non échantillonné. Prenons donc l'exemple d'une transmission OFDM à N sous-porteuses à travers un canal à deux trajets, dont le retard du trajet indirect est δ , inférieur à la longueur du préfixe Δ . La durée d'une trame OFDM sans son préfixe est, comme précédemment, noté T_u . Observons sur la Figure II-8 les chronogrammes de deux "voies" particulières, correspondant aux sous-porteuses de fréquences respectives f_i et f_{i+1} .

Dans la partie supérieure de la Figure, les signaux i et i+1 issus soit du trajet direct, soit du trajet réfléchi sont représentés en fonction du temps. Il est important de noter que le décalage δ , dû au retard de trajet, modifie notablement l'allure du signal dans la fenêtre d'observation, de largeur T_u , liée à la référence d'horloge, puisque la sinusoïde n'est présente que sur une durée T_r .

En réception, après suppression du préfixe, on réalise la FFT sur la durée T_u de la trame OFDM, correspondant à la fenêtre visualisée sur la Figure II-8. Si on s'intéresse tout d'abord au trajet direct, la transformée de Fourier d'une sinusoïde de fréquence f_i , convoluée par la fonction porte de largeur T_u , correspondra à un sinus cardinal s'annulant aux

fréquences, f_i+k/T_u , k étant un entier positif ou négatif. Il en est de même pour la sous-porteuse f_{i+1} , et compte tenu du décalage choisi entre les fréquences porteuses, le maximum d'un spectre correspondra au zéro d'un autre et inversement. Par contre, pour les signaux ayant subi une ou plusieurs réflexions, donc décalés dans le temps, la sinusoïde n'est présente que sur une durée $T_r < T_u$. Ceci entraînera une modification de la fonction caractérisant le contenu spectral de puissance du signal, dont les passages par zéro se produiront donc pour des valeurs différentes de celles associées au trajet direct. Les diverses courbes de la partie inférieure de la Figure II-8 mettent clairement ce problème en évidence. Lors de l'échantillonnage, il n'y aura plus orthogonalité entre les sous-porteuses et on retrouvera des informations d'une sous-porteuse sur l'autre.

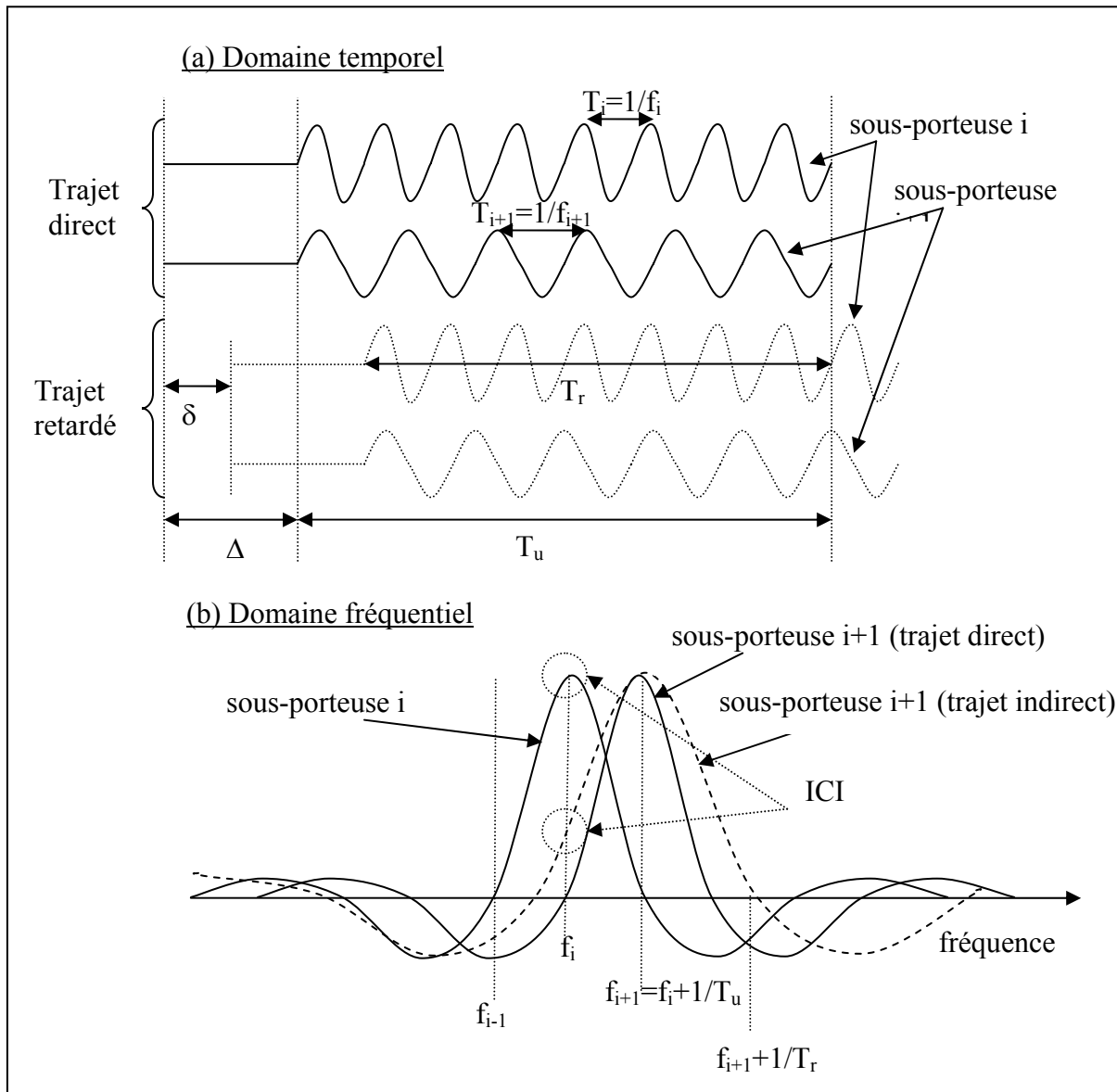


Figure II-8 : Interférence entre porteuse dans le domaine temporel (a) et fréquentiel (b)

Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la recopie des L derniers symboles de la trame OFDM, comme le présente le schéma de la Figure II-9. On parle dans ce cas de préfixe cyclique. L'avantage de cette recopie est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusoides sur la durée T_u . Dans le domaine fréquentiel et grâce au préfixe cyclique, la sommation des signaux de la sous-porteuse f_i issus des divers trajets ne détruit donc pas l'orthogonalité des sous-porteuses, mais introduit seulement un déphasage. La valeur de L est choisie de telle façon que la durée des L symboles soit supérieure au retard maximum entre trajets, comme nous l'avons signalé précédemment.

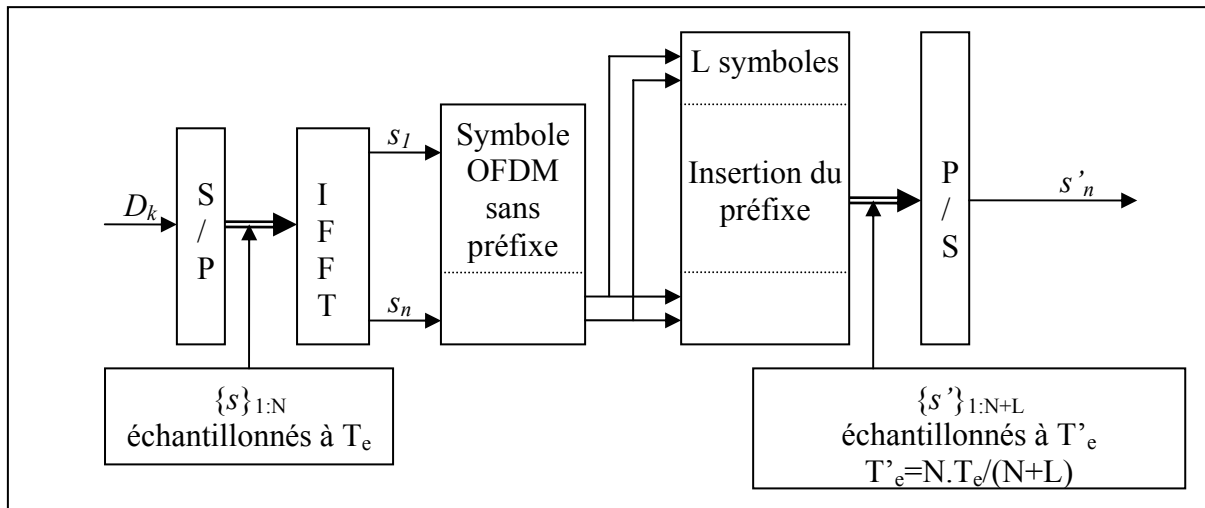


Figure II-9 : Schéma de principe de l'insertion du préfixe cyclique

II.2.6. L'égalisation fréquentielle

Si on note $s'(t)$ le signal OFDM émis avec le préfixe cyclique, $r'(t)$ le signal reçu, $h(t)$ la réponse impulsionnelle du canal et $n(t)$ le bruit du canal, on peut alors écrire, si \otimes représente la convolution :

$$r'(t) = h(t) \otimes s'(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s'(\tau) h(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (\text{II-15})$$

Si $R'(f)$, $H(f)$, $S'(f)$ et $N(f)$ sont respectivement les transformées de Fourier de $r'(t)$, $h(t)$, $s'(t)$ et $n(t)$, alors l'expression (II.15) s'écrit dans le domaine fréquentiel :

$$R'(f) = H(f) \cdot S'(f) + N(f) \quad (\text{II-16})$$

Ces équations, appliquées aux signaux continus, restent valables pour des signaux discrets si d'une part, le nombre de symboles sur lesquels s'effectue la transformée de Fourier

discrète, est suffisamment important et si, d'autre part, un des deux signaux convolués est périodique pour que la convolution temporelle des signaux soit circulaire [Bahai]. Cette dernière condition est vérifiée grâce à l'introduction du préfixe cyclique.

Comme on suppose que les interférences ISI et ICI ont été parfaitement annulées grâce à l'insertion du préfixe cyclique, le symbole OFDM reçu après l'opération de FFT, $Y_{t,k}$, correspondant au symbole émis $D_{t,k}$ de la sous-porteuse k et de la trame t , est donné par la relation suivante:

$$Y_{t,k} = H_k D_{t,k} + N_{t,k} \quad (\text{II-17})$$

H_k est la réponse fréquentielle de la $k^{\text{ième}}$ sous-bande et $N_{t,k}$ un échantillon de bruit.

Pour corriger les déformations du signal introduites par le canal, et donc pour retrouver $D_{t,k}$, on introduit derrière le module FFT, un égaliseur formé par N multiplieurs dont les coefficients peuvent être obtenus lors d'une séquence d'entraînement.

La solution la plus simple, pour estimer H_k , est d'émettre une séquence d'initialisation constituée de N_T trames OFDM connues du récepteur. Le module d'estimation calcule pour chaque sous-porteuse k , une valeur moyenne de H_k , notée \hat{H}_k estimée sur N_T trames afin de réduire l'influence du bruit et tel que :

$$\hat{H}_k = \frac{1}{N_T} \sum_{t=1}^{N_T} \frac{Y_{t,k}}{D_{t,k}} \quad (\text{II-18})$$

Si l'égaliseur est celui basé sur le critère naturel de forçage à zéro (*Zero Forcing*), il se réduit à un filtre inverse de la fonction de transfert, dont les coefficients C_k sont donnés par la relation :

$$C_k = \frac{1}{\hat{H}_k} \text{ avec } 1 \leq k \leq N \quad (\text{II-19})$$

D'autres techniques d'estimation du canal ont été proposées, et nous aurons l'occasion de revenir sur ce point dans le chapitre III.

II.2.7. La chaîne de transmission

Le synoptique de la Figure II-10 illustre les différents traitements numériques qui ont été exposés précédemment et présente donc les modules de la chaîne de transmission OFDM. Le codeur M-QAM transforme les données binaires $\{e\}_{1:R}$ de durée T_b , donc au débit $\Gamma_b=1/T_b$, en un symbole complexe D_k au débit Γ_b/R . On rappelle que $M=2^R$.

Un convertisseur série-parallèle dispose ces symboles D_k en trame notée $\{D\}_{1:N}$, une trame supportant un débit $\frac{\Gamma_b}{RN}$. En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient la trame parallèle OFDM de N symboles s_n , notée $\{s\}_{1:N}$. Un préfixe cyclique, copie des L derniers symboles, est ensuite ajouté au début de la trame. Après conversion parallèle-série, on obtient enfin la trame OFDM, qui comprendra donc $N+L$ symboles au débit $\frac{N+L}{RNT_b}$.

A la réception, les opérations inverses sont réalisées. On notera $\{r'\}$ l'ensemble des symboles à l'entrée du récepteur, $\{r\}$ celui des N symboles r_n après suppression du préfixe cyclique. De plus Y_k , X_k , \bar{X}_k , et e'_m sont les symboles issus des modules respectivement de la FFT, de l'égalisation, de la décision et du décodage QAM.

Dans cette thèse, les problèmes liés à la synchronisation de la fréquence porteuse et de la fréquence d'échantillonnage [Sandell, Keller] n'ont pas été traités et, par conséquent, dans toutes les simulations qui seront présentées, la synchronisation sera supposée idéale. Signalons enfin que, dans la pratique, d'autres problèmes peuvent surgir, notamment dans l'interface analogique, qui comprend les convertisseurs, les filtres et l'amplification. Les aspects liés aux non linéarités [Delogne, Santella] n'ont pas été étudiés.

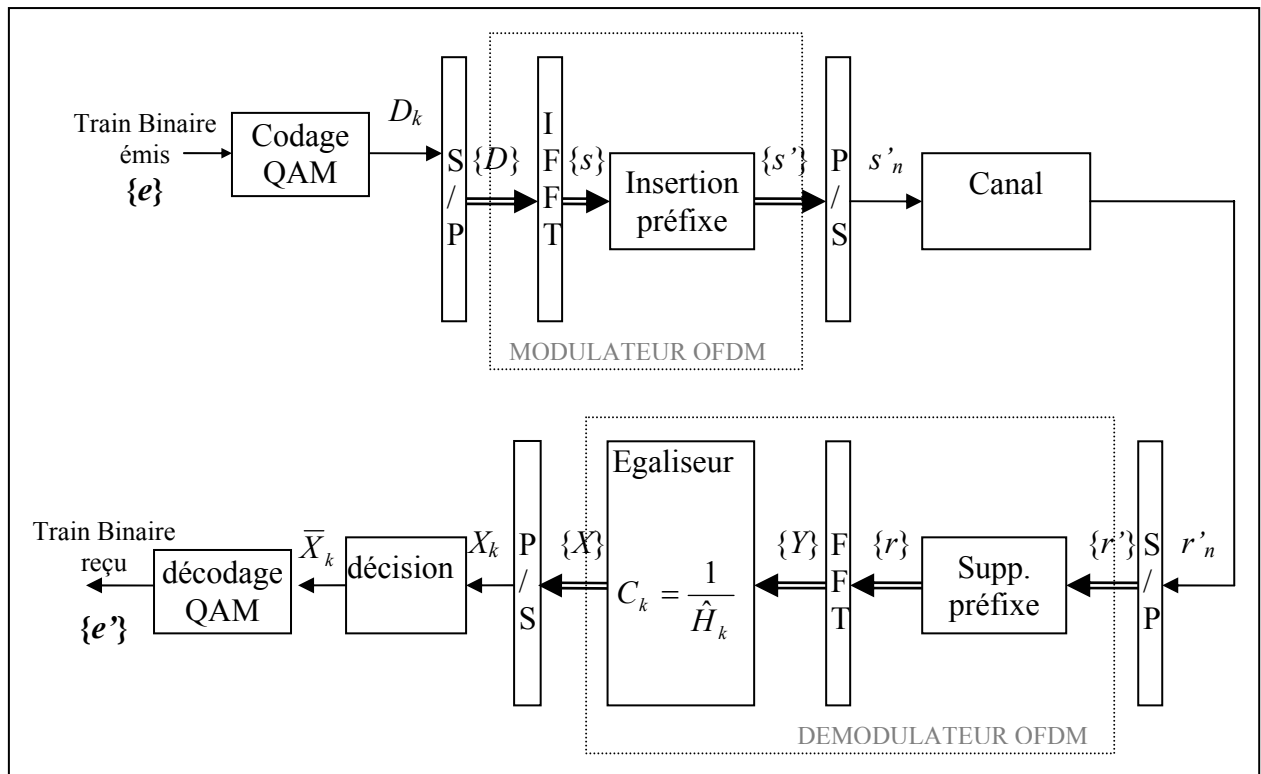


Figure II-10 : Synoptique de la transmission OFDM

Dans toute la suite de l'étude, le débit binaire Γ_b est fixé à 10 Mbit/s, le nombre de sous-porteuses à 256, et le nombre de bits par trame à 512, une modulation 4-QAM étant supposée être utilisée sur chaque sous-porteuse. Pour fixer la longueur du préfixe cyclique, on peut se référer à la courbe de la Figure I-22, qui montre que la probabilité d'avoir un retard supérieur à $2 \mu\text{s}$ est de 10^{-3} . Par sécurité, on fixera une longueur de préfixe supérieure au double de ce retard, soit $L=28$ symboles s_n , d'une durée de $5 \mu\text{s}$ pour lutter contre les ISI. La période d'échantillonnage des symboles est alors de $0,18 \mu\text{s}$ et une trame OFDM avec préfixe a une durée de $51,2 \mu\text{s}$.

II.3. Le principe de la DMT

La modulation DMT (*Discrete MultiTone*) est une technique dérivée de la modulation OFDM, dont le principe consiste à modifier les constellations et la puissance des N sous-porteuses, en fonction du rapport signal sur bruit dans chaque sous-bande.

Dans une première étape, il est donc nécessaire de sonder le canal, afin de déterminer les rapports signal sur bruit, puis de renvoyer l'information de l'état du canal (*Channel State Information*) à l'émetteur. Celle-ci sera traitée grâce à un algorithme d'allocation de puissance et de nombre de bits à transmettre sur chaque sous-porteuse. L'émetteur enverra ensuite au récepteur, une séquence dans laquelle le type de modulation utilisée dans chaque sous-porteuse est précisé.

L'allocation, ayant pour objectif d'améliorer les performances de la liaison, peut être basée sur deux conceptions différentes, suivant que l'on souhaite maximiser le débit à travers le canal pour une probabilité d'erreur fixée ou, au contraire, minimiser la probabilité d'erreur, à débit et puissance fixés. Les algorithmes respectifs les plus connus sont ceux de [Chow] et de [Fischer].

Pour les applications PLT, il est préférable de choisir comme contrainte, le débit de la transmission, et d'optimiser les paramètres de la liaison pour réduire le taux d'erreurs. Dans la suite de ce travail, nous adapterons donc cette démarche et, après avoir rappelé les expressions des probabilités d'erreurs des modulations M-QAM, nous décrirons l'algorithme de Fischer-Huber et celui de Bahia issu de la technique du *water-pouring*.

II.3.1. Probabilité d'erreurs de la modulation M-QAM

La formule analytique de la probabilité d'erreur symbole P_{es} de la modulation M-QAM, en présence d'un bruit blanc de densité spectrale $N_o/2$, est donnée par [Proakis], qui propose aussi une expression P_M bornant cette probabilité, donnée par:

$$P_{es} \leq P_M \approx 4Q\left(\sqrt{\frac{3}{M} \frac{\xi_{av}}{N_o}}\right) \quad (\text{II-20})$$

ξ_{av} étant l'énergie moyenne d'un symbole dans la constellation. La fonction erreur $Q(x)$ intervenant dans cette équation a pour expression :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2 / 2) dt \quad (\text{II-21})$$

Ce calcul de probabilité d'erreur se transpose immédiatement à celui d'un système DMT, composé de la somme de N modulations M-QAM car il suffit d'appliquer la formule (II-20) à chaque sous-bande, repérée par son indice j. Pour pouvoir faire intervenir plus facilement la notion d'allocation de puissance, il est préférable d'exprimer la probabilité d'erreurs en fonction de la puissance émise P_j sur la sous-bande j. Celle-ci étant reliée à la puissance reçue par l'intermédiaire de la fonction de transfert du canal H_j à la fréquence envisagée, on peut écrire:

$$\frac{\xi_{av}}{N_o} = \frac{P_j |H_j|^2}{\eta_j} \quad (\text{II-22})$$

η_j étant la puissance de bruit dans la bande de fréquence utilisée par la sous-porteuse j. De plus, il peut être intéressant de faire intervenir, dans la formule de la probabilité d'erreurs, le nombre de bits R_j par symbole de la constellation de taille M_j , sachant que $M_j = 2^{R_j}$.

Compte tenu de cette remarque et de l'équation (II-20), la probabilité d'erreur par symbole, notée P_{M_j} , pour chaque sous-porteuse j est donnée par:

$$P_{M_j} = 4.Q\left(\sqrt{\frac{3}{2^{R_j}} \frac{P_j |H_j|^2}{\eta_j}}\right) \quad (\text{II-23})$$

Pour mettre en œuvre une allocation binaire, on trouve dans la littérature principalement deux méthodes : La première est la technique du *water-pouring*, qui a pour but principalement de maximiser le débit dans le canal grâce à une allocation de puissance et une allocation binaire, mais que l'on peut adapter pour minimiser la probabilité d'erreurs à débit constant. La deuxième technique est l'algorithme de Fisher Huber dont le but est de minimiser

la probabilité d'erreur à débit constant et puissance équirépartie. Ces deux méthodes sont décrites dans les paragraphes suivants.

II.3.2. Algorithme de Fischer-Huber

Le but est donc d'allouer le nombre adéquat de bits sur chaque sous-porteuse, en respectant une puissance d'émission totale P et équirépartie sur les sous-porteuses et un débit binaire Γ_b fixé, afin de minimiser la probabilité d'erreur. Ces contraintes imposent donc au niveau de chaque sous-bande, les conditions suivantes:

- Puissance P fixe :

$$P = \sum_{j=1}^N P_j \quad (\text{II-24})$$

- Débit Γ_b fixe

Si R_j est le nombre de bits par symbole transmis sur une sous-porteuse occupant une largeur de bande Δf , le débit Γ_j exprimé en bit/s est donné par $\Gamma_j = R_j \Delta f$. Comme Δf conserve la même valeur quelle que soit la sous-porteuse, le débit total s'écrit:

$$\Gamma_b = \Delta f \sum_{j=1}^N R_j = \Delta f \cdot R \quad (\text{II-25})$$

R étant le nombre total de bits par trame DMT.

- Un nombre de bits par sous-porteuse, limité par $R_{\max} = 8$ bits.

Pour que le système DMT puisse atteindre une probabilité d'erreurs la plus petite possible, cette probabilité étant la moyenne des probabilités sur chaque sous-porteuse, il faut, d'après la technique d'optimisation de Lagrange [Fischer], que les probabilités d'erreurs P_{M_j} soient identiques et minimales, quelle que soit la sous-porteuse j .

Il en résulte, en observant l'expression (II-23), que le terme à l'intérieur de la racine carrée, homogène à un rapport signal sur bruit et qui sera donc notée SNR_o , doit être constant et maximum quelle que soit la sous-porteuse $j \in [1, N]$:

$$\frac{3}{2^{R_j}} \frac{P_j |H_j|^2}{\eta_j} = SNR_o \quad (\text{II-26})$$

La puissance totale P s'exprime donc en fonction de cette quantité SNR_o de la façon suivante:

$$P = \sum_{j=1}^N P_j = \frac{SNR_o}{3} \sum_{j=1}^N \frac{\eta_j}{|H_j|^2} \cdot 2^{R_j} \quad (\text{II-27})$$

Le rapport SNR_o à maximiser devient donc:

$$SNR_o = \frac{3P}{\sum_{j=1}^N \frac{\eta_j}{|H_j|^2} \cdot 2^{R_j}} \quad (\text{II-28})$$

Pour que l'expression (II-28) soit maximum, il faut que son dénominateur soit minimum, ce qui est vérifié quand les termes de la somme sont tous égaux.

On aboutit donc à l'équation suivante :

$$\forall j \in [1, N] \quad \frac{\eta_j}{|H_j|^2} \cdot 2^{R_j} = A_j = A \quad (\text{II-29})$$

En élevant cette expression à la puissance N, on obtient :

$$A^N = \prod_{j=1}^N A_j = \prod_{j=1}^N \frac{\eta_j}{|H_j|^2} \cdot 2^{R_j} = 2^R \cdot \prod_{j=1}^N \frac{\eta_j}{|H_j|^2} \quad (\text{II-30})$$

En observant les deux derniers termes de l'équation précédente, on remarque que l'on obtient une relation entre le nombre R_j de bits par sous-porteuse, et les caractéristiques de la fonction de transfert du canal et du bruit dans chaque sous-bande. En effet cette relation peut également s'écrire:

$$R_j = \frac{R}{N} + \frac{1}{N} \cdot \log_2 \left(\prod_{j=1}^N \frac{\eta_j}{|H_j|^2} \right) - \log_2 \left(\frac{\eta_j}{|H_j|^2} \right) \quad (\text{II-31})$$

Il faut remarquer que l'application numérique de l'équation (II-31) peut mener, pour une valeur j particulière, à une valeur négative du nombre de bits. Dans ce cas, la sous-porteuse correspondante est éliminée. Nous allons d'ailleurs détailler, les différentes étapes de l'algorithme permettant de trouver les valeurs successives de R_j .

Structure de l'algorithme :

Etape 1 : On définit les paramètres fixes tels que la puissance totale P , le nombre de sous-porteuses N , Γ_b le débit binaire et W la bande de transmission.

Etape 2 : On estime les caractéristiques du canal, c'est à dire les composantes fréquentielles de sa fonction de transfert H_i , ainsi que la puissance de bruit η_i dans les sous-bandes i . Pour cela on envoie plusieurs trames de symboles pilotes, connus du récepteur, modulés en 4-QAM et avec une puissance équirépartie sur chaque sous-porteuse. L'estimation est décrite plus en détail dans le chapitre III.

Etape 3 : On initialise les données utiles à l'algorithme. Durant cette étape, le nombre de sous-porteuses utiles, noté n_{bsp} , est fixé au départ à N .

Pour des commodités de notations, on va introduire un vecteur I dont les éléments sont les numéros des sous-porteuses, soit I initialisé à $[1, 2, \dots, N]$.

Etape 4 : Corps de l'algorithme :

1) Pour chaque sous-porteuse $j, j \in I$, on calcule une valeur R_j , qui sera en général non entière, grâce à l'équation (II-31) remaniée sous la forme suivante :

$$R_j = \frac{R}{n_{bsp}} + \frac{1}{n_{bsp}} \cdot \log_2 \left(\prod_{t \in I} \frac{\eta_t}{|H_t|^2} \right) - \log_2 \left(\frac{\eta_j}{|H_j|^2} \right) \quad (\text{II-32})$$

2) Si R_j est négatif, on enlève l'indice j dans le vecteur I et on retire 1 à la valeur n_{bsp} . Puis on exécute à nouveau les opérations 1) et 2) afin de trouver l'ensemble des valeurs $R_j \geq 0$. A l'issue de cette étape, le nombre de sous-porteuses utiles est n_{bsp} .

Etape 5 : Les quantités R_j sont quantifiées pour donner des valeurs entières, notées R_j^Q , comprises entre 0 et 8, puisque l'on a choisi a priori, un nombre maximum R_{max} de 8 bits par symbole de constellation. Cette quantification se fait de la manière suivante:

$$R_j^Q = \begin{cases} R_{max} & R_j \geq R_{max} - 0.5 \\ E_e(R_j + 0.5) & 0.5 \leq R_j < R_{max} - 0.5 \\ 0 & R < 0.5 \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

$E_e(x)$ signifiant la partie entière de x .

On introduit un écart de quantification ΔR_j défini par:

$$\Delta R_j = R_j - R_j^Q \quad (\text{II-34})$$

Etape 6 : On ajuste les nombres de bits par symbole pour obtenir exactement le débit désiré.

- Si $\sum_{j \in I} R_j^Q > R$, le débit du canal dont l'écart de quantification est le plus petit est décrémenté et l'écart de quantification recalculé.

$$\text{Soit } \begin{cases} R_j^Q = R_j^Q - 1 \\ \Delta R_j = \Delta R_j + 1 \end{cases}$$

- Si $\sum_{j \in I} R_j^Q < R$, le débit du canal dont l'écart de quantification est le plus grand est incrémenté.

$$\text{Soit } \begin{cases} R_j^Q = R_j^Q + 1 \\ \Delta R_j = \Delta R_j - 1 \end{cases}$$

Etape 7: A l'issue de cet algorithme, on peut donc affecter à chaque sous-porteuse j une puissance $P_j = P/nbsp$ ($nbsps \leq N$), qui sera donc variable au cours du temps en fonction des caractéristiques du canal. Cependant un système opérationnel PLT devra être conforme à la normalisation qui imposera non seulement une puissance maximum mais également une valeur de densité spectrale de puissance (DSP) à ne pas dépasser. Compte tenu de cette contrainte, la puissance de chaque sous-porteuse sera choisie à P/N .

II.3.3. Technique de *water pouring*

Le but de cette technique est d'allouer la puissance et le nombre de bits sur chaque sous-porteuse avec un débit binaire fixé afin de minimiser la probabilité d'erreurs. Il est évident aussi que la puissance totale d'émission est aussi figée. Une contrainte supplémentaire est de se définir une probabilité d'erreur maximale p .

L'approche développée dans cette étude [BAHAI] consiste, premièrement, à répartir la puissance sur les sous-porteuses afin de maximiser la capacité de chaque sous-canal, puis d'allouer les bits en modifiant la capacité de chaque sous-canal pour obtenir le débit fixé.

La distribution optimale de puissance de transmission, qui maximise la capacité du canal, est celle développée dans la méthode du "*Water-pouring*". Cependant nous utiliserons pour développer notre algorithme d'allocation de puissance une forme similaire, développée par [KALET] et qui pour la sous-porteuse j , donne la puissance P_j en fonction de la valeur du module de la fonction de transfert et de la puissance de bruit :

$$P_j = \begin{cases} \lambda - \frac{\eta_j \Gamma^2}{3P |H_j|^2}, & j \in F \\ 0, & j \notin F \end{cases} \quad \text{(II-35)}$$

Avec F le domaine des sous-porteuses indicées j telles que $P_j \geq 0$.

La puissance λ , figurant dans l'équation (II-35), est trouvée par récursivité de telle sorte qu'à l'issue du processus $P = \sum_{i=1}^N P_i$. Γ est définie par $Q(\Gamma^2) = p/4$, $Q(x)$ étant exprimée dans

l'équation (II-21).

La description de l'algorithme est détaillée en annexe C.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de base de la modulation OFDM a été expliqué. Afin de lutter contre les interférences entre symboles ou entre porteuses, des techniques d'égalisation temporelles ou fréquentielles doivent être utilisées, et nous avons essayé de mettre en évidence quelques points caractéristiques de ces techniques.

Pour optimiser les performances de la liaison en terme de taux d'erreurs binaires, une méthode consiste à effectuer une allocation du nombre de bits à transmettre dans un symbole, ce qui revient à modifier la taille de la constellation de chaque sous-porteuse en fonction du rapport signal sur bruit correspondant. Les algorithmes qui ont été décrits, introduisent comme contraintes, une puissance totale d'émission et un débit binaire utile donnés.

Partant de cette structure de modulation, le chapitre suivant montrera les performances attendues de la liaison en présence d'un canal sélectif en fréquence et non stationnaire. Nous proposerons diverses solutions pour estimer le canal et, à l'issue d'une étude paramétrique, une solution "optimale" est retenue.

Chapitre III : Performances et optimisation en présence d'un canal sélectif en fréquence et non stationnaire

III.1. Introduction

Dans le premier chapitre, nous avons étudié, d'un point de vue statistique, les caractéristiques du canal de propagation et notamment le bruit et la fonction de transfert du canal. Les bruits présents sur la ligne d'énergie ont été divisés en deux grandes familles, suivant qu'ils sont stationnaires ou non. Le bruit stationnaire est la somme d'un bruit coloré, supposé blanc dans les bandes occupées par chaque sous-porteuse, et de bruits bande étroite provoqués essentiellement par les émetteurs de radiodiffusion. Le bruit non stationnaire, quant à lui, est essentiellement dû aux parasites produits par les appareils connectés sur la ligne.

L'étude de la fonction de transfert du canal a aussi mis en évidence les problèmes de sélectivité fréquentielle. Les méthodes d'optimisation de la chaîne d'émission réception pour essayer de s'affranchir de cette sélectivité et du bruit stationnaire pourront être traitées de façon complémentaire mais indépendante aux techniques qu'il faudra mettre en œuvre pour lutter contre l'effet des bruits impulsifs. Ces deux volets feront donc respectivement l'objet de ce chapitre et du suivant. Il est important de noter dès à présent que la fonction de transfert du canal est en réalité, "pseudo-stationnaire", puisqu'elle ne variera que de façon brutale, de manière imprévisible et incontrôlée, en fonction de la charge du réseau électrique. Cette non stationnarité devra absolument être prise en compte, puisqu'elle risque d'entraîner des erreurs importantes lorsque, par exemple, un appareil est connecté ou déconnecté du réseau.

Dans la première partie de ce chapitre, l'estimation du canal nécessaire à l'allocation binaire de la DMT est détaillée et optimisée. Nous suggérerons des améliorations aux algorithmes décrits dans la littérature et qui seront testées en introduisant dans le modèle de simulation, les caractéristiques de bruit et de fonction de transfert décrites dans le chapitre I de ce mémoire. Enfin, la non stationnarité du canal est étudiée et nous proposerons différentes méthodes d'estimation adaptative de la réponse impulsionnelle du canal. Les performances de

la DMT et de l'OFDM seront finalement comparées dans un canal non sélectif en fréquence, non stationnaire et en présence de bruits bande étroite.

Dans ce chapitre, toutes les études préliminaires se rapportant à la modulation DMT seront réalisées avec l'algorithme de Fischer-Huber et au dernier paragraphe les deux algorithmes seront comparés.

III.2. Estimation du canal pour la modulation DMT

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la modulation DMT repose essentiellement sur les algorithmes de Fischer-Huber ou de *water-pouring* qui permettent d'optimiser l'allocation binaire. Néanmoins, les performances de ces derniers dépendent directement de la précision avec laquelle on estime aussi bien la puissance du bruit notée $\hat{\eta}_k$ que celle de la fonction de transfert du canal, \hat{H}_k pour la sous-porteuse k . Nous avons montré qu'une solution simple pour évaluer $\hat{\eta}_k$ et \hat{H}_k consistait à transmettre, lors d'une première phase d'initialisation, N_{init} trames identiques connues du récepteur. Ces trames OFDM sont modulées en 4-QAM avec une densité spectrale de puissance équirépartie sur chaque sous-porteuse. Comme nous le montrerons par la suite, si le canal n'est pas stationnaire, il pourrait s'avérer nécessaire de renvoyer périodiquement cette trame d'initialisation. Par conséquent, afin de ne pas trop diminuer le débit utile, il convient d'optimiser ce nombre N_{init} et nous allons donc détailler la démarche qui a été suivie.

Dans un premier temps, on procède à une estimation des coefficients \hat{H}_k sur N_{init} trames. Soit $D_{k,t}$ le symbole associé à un point de la constellation correspondant à la sous-porteuse k et à la trame t , H_k le coefficient de la fonction de transfert, et $Y_{k,t}$ le symbole reçu. \hat{H}_k est calculé à partir de la relation (II-19) que nous rappelons :

$$\hat{H}_k = \frac{1}{N_{init}} \sum_{t=1}^{N_{init}} \frac{Y_{t,k}}{D_{t,k}} \quad \text{(III-1)}$$

Dans une deuxième étape, les échantillons de bruit \hat{N}_k sont estimés et s'expriment en fonction des symboles émis dans la trame d'initialisation et de la fonction de transfert estimée de la façon suivante:

$$\hat{N}_k = \frac{1}{N_{init}} \sum_{t=1}^{N_{init}} (Y_{t,k} - \hat{H}_k \cdot D_{t,k}) \quad \text{(III-2)}$$

La précision sur les valeurs de \hat{H}_k et de $\hat{\eta}_k$ dépend évidemment du nombre N_{init} de trames d'initialisation et du rapport signal sur bruit SNR_k défini comme étant le quotient de la puissance reçue d'une sous-porteuse par celle du bruit dans la même sous-bande :

$$SNR_k = \frac{P_k |H_k|^2}{\eta_k} \quad (\text{III-3})$$

avec P_k , H_k et η_k , respectivement la puissance de la sous-porteuse k , le coefficient de la fonction de transfert et la puissance de bruit dans la sous-bande k . De la valeur de cette précision, vont dépendre non seulement l'allocation binaire, mais aussi les performances des modulations sur chaque sous-porteuse de la 2-QAM à la 256-QAM, qui sont ensuite utilisées pour transmettre les signaux "utiles".

Pour optimiser le choix de N_{init} , on pourrait effectuer une étude statistique en introduisant des fonctions de transfert quelconques, issues par exemple de notre modèle décrit au chapitre I. Malheureusement, dans cette étape préliminaire, il faudrait déjà faire intervenir une allocation de puissance, le rapport signal sur bruit variant d'une sous-porteuse à l'autre. C'est la raison pour laquelle nous avons préféré étudier le comportement du taux d'erreurs en fonction de N_{init} , en supposant que chaque coefficient de la fonction de transfert H_k a la même amplitude, et que donc seule la phase varie aléatoirement d'un coefficient à un autre. Pour la même raison, nous supposons que le bruit est blanc et gaussien.

Les N_{init} trames d'initialisation, connues du récepteur, les symboles de ces trames étant modulés en 4-QAM, sont tout d'abord transmises dans le canal, permettant au récepteur de calculer \hat{H} et $\hat{\eta}$. A l'issue de cette phase, les symboles utiles, modulés en M-QAM sont envoyés et multipliés à la réception par l'inverse de l'estimateur calculé précédemment.

Pour un rapport SNR théorique de 12 dB, les courbes de la Figure III-1 présentent les résultats de cette étude paramétrique en terme de taux d'erreurs binaires, en fonction du nombre de trames d'initialisation N_{init} et pour les constellations des modulations 4-QAM, 16-QAM et 256-QAM, mentionnées précédemment. On constate que les taux d'erreurs binaires (TEB) convergent vers leurs valeurs théoriques à partir de $N_{\text{init}}=30$. Une étude paramétrique a par ailleurs montré que cette valeur de N_{init} était indépendante du rapport SNR dans chaque sous-bande. Pour affiner cette valeur, nous présentons sur le cadran inférieur de la Figure, l'écart en dB entre le rapport SNR, estimé lors de la phase d'initialisation et le rapport théorique de 12 dB, et ceci en fonction du nombre de trames d'initialisation. On peut noter que l'écart devient inférieur à 0.5 dB à partir de 30 trames. C'est cette valeur de N_{init} qui sera conservée par la suite pour réaliser l'estimation de \hat{H} et $\hat{\eta}$ pour la DMT.

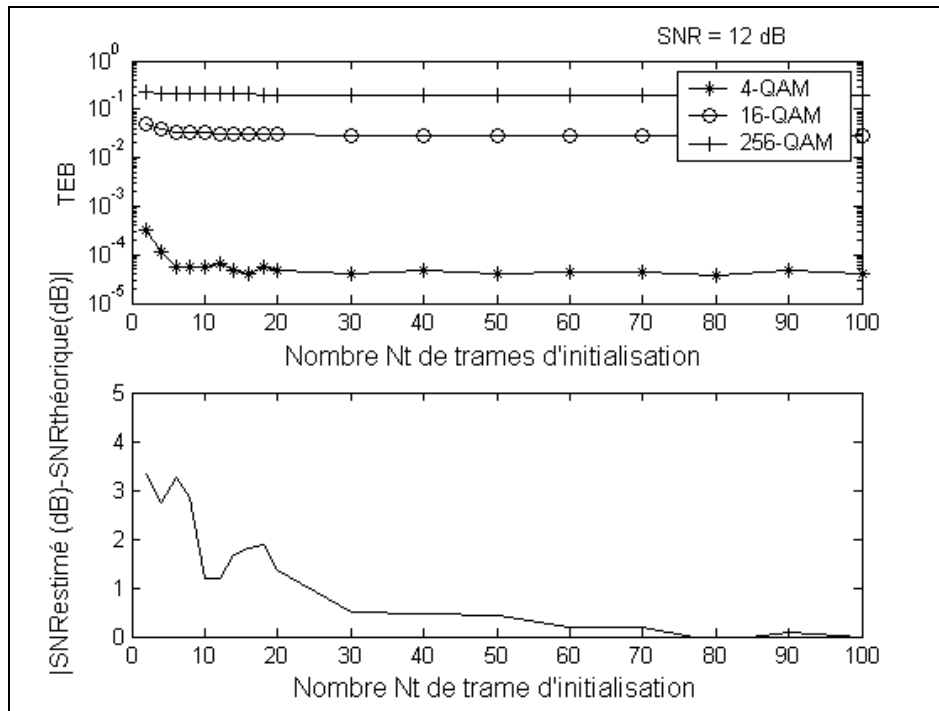


Figure III-1 : TEB et SNR en fonction du nombre de trames d'initialisation

III.3. Performances comparées dans un canal stationnaire

Nous allons tout d'abord nous intéresser au cas d'un canal plat, les seules perturbations du signal étant dues au bruit stationnaire, et nous introduirons ensuite la sélectivité fréquentielle du réseau électrique. Dans chacune de ces étapes, les performances des procédés OFDM et DMT seront comparées afin de mettre en évidence leurs apports respectifs.

III.3.1. Cas du canal non sélectif en fréquence

La Figure I-2 du chapitre I représentait un exemple de DSP du bruit présent sur une ligne d'énergie *indoor*, suivant que le raccordement au réseau extérieur était aérien ou souterrain. Des bruits bande étroite, surtout importants pour un raccordement aérien, se produisent pour quelques fréquences. Afin de tester et comparer l'efficacité des procédés OFDM et DMT face à ces perturbations, la bande de fréquence choisie est comprise entre 10 MHz et 15.5 MHz, de telle sorte que les perturbations soient présentes dans la bande de 5,5 MHz nécessaire pour la transmission des signaux.

Les paramètres caractéristiques des procédés OFDM et DMT choisis pour la simulation sont donnés dans le Tableau III-1.

<u>Paramètres</u>	OFDM	DMT
Nombre de porteuses	256	
Préfixe cyclique	28 échantillons	
Modulation	4-QAM	2QAM jusque 256QAM
Débit	10 Mbit/s	
Nombre de bits par trame	512	
Bande	5,55 MHz	
DSP à la réception	De -140 dBm/Hz à -100 dBm/Hz	

Tableau III-1 : Caractéristiques de la transmission

Pour avoir un ordre de grandeur des variations du SNR à la réception, nous avons tracé Figure III-2, pour les deux types de raccordement et pour une densité spectrale du signal reçu de -100 dBm/Hz, les variations du SNR en fonction de la fréquence des sous-porteuses. On peut noter, d'après ces courbes, que le SNR moyen est d'environ 35 dB, mais que pour certaines sous-porteuses, une atténuation de 20 dB à 25 dB se produit, atténuation liée bien entendu à la présence de bruits bande étroite à ces fréquences.

Dans le cadran inférieur, nous présentons les taux d'erreurs calculés pour les procédés OFDM et DMT, en fonction de la densité spectrale du signal reçu que l'on a fait varier entre -140 dBm/Hz et -100 dBm/Hz. Comme pour la partie supérieure de la Figure, les courbes en trait plein correspondent à un raccordement souterrain et celles en pointillé à un raccordement aérien. Nous avons également mentionné la courbe de référence, notée sur la Figure par "awgn", et qui représente les performances de la liaison OFDM, aussi bien que DMT, en présence du bruit coloré de densité spectrale -143 dBm/Hz, exempt de bruits bande étroite, leurs performances étant identiques.

Une première observation de ces diverses courbes montre que, pour atteindre un TEB de 10^{-4} avec un procédé OFDM, une augmentation de la DSP du signal de 27 dB est nécessaire si des perturbations bande étroite se superposent au bruit blanc. Par contre, avec la DMT, une augmentation de 17 dB suffit.

Si on regarde attentivement ces courbes, on remarque un comportement différent des deux procédés en fonction du type de bruit introduit dans la chaîne. Si on s'intéresse tout d'abord à l'OFDM, les performances sont moins bonnes en présence d'un raccordement aérien que souterrain car l'évolution du SNR décrit précédemment, montre que nombre de sous-porteuses seront fortement affectées par le couplage de l'onde perturbatrice au câble aérien.

Ces conclusions sont inverses pour le procédé DMT, ce qui peut paraître surprenant de prime abord. Cependant, il ne faut en aucune façon généraliser cette conclusion, car elle est évidemment fortement dépendante de l'environnement de la ligne. Il suffit simplement de se reporter à la partie supérieure de la Figure III-2 qui montre que, dans une large bande de fréquences, le rapport signal sur bruit est plus important pour l'habitation reliée à un réseau aérien. Comme l'allocation binaire permet de profiter avantageusement des bandes de fréquences dans lesquelles le SNR est élevé, cela se traduit par des taux d'erreurs meilleurs en configuration aérienne que souterraine à densité de puissance à l'émission constante.

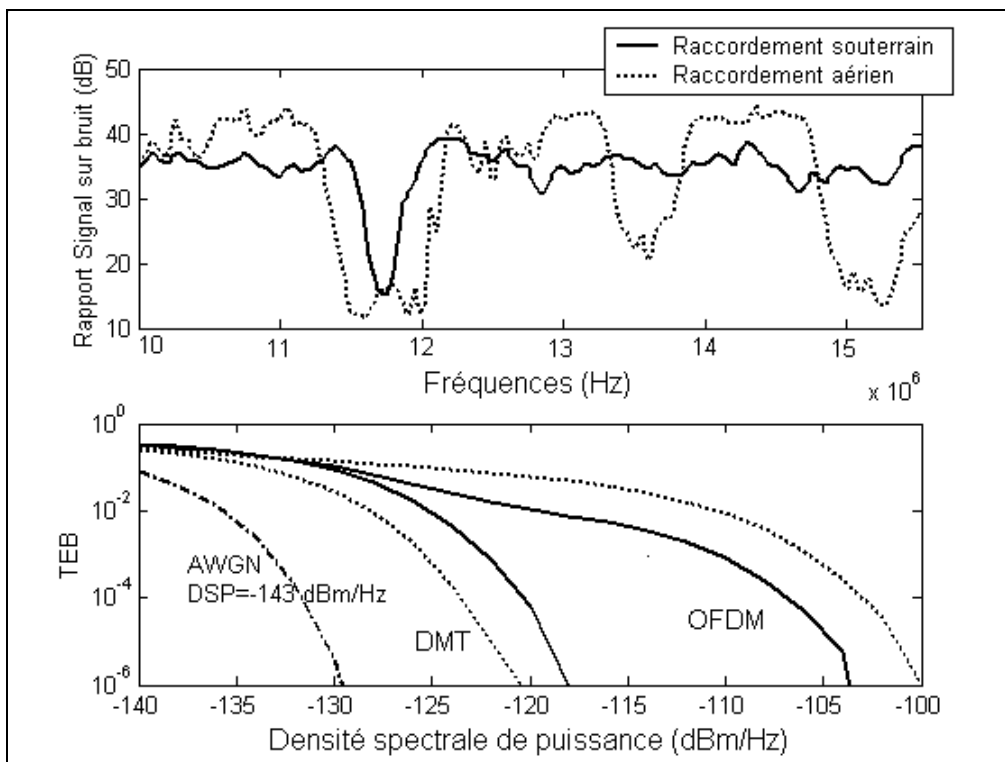


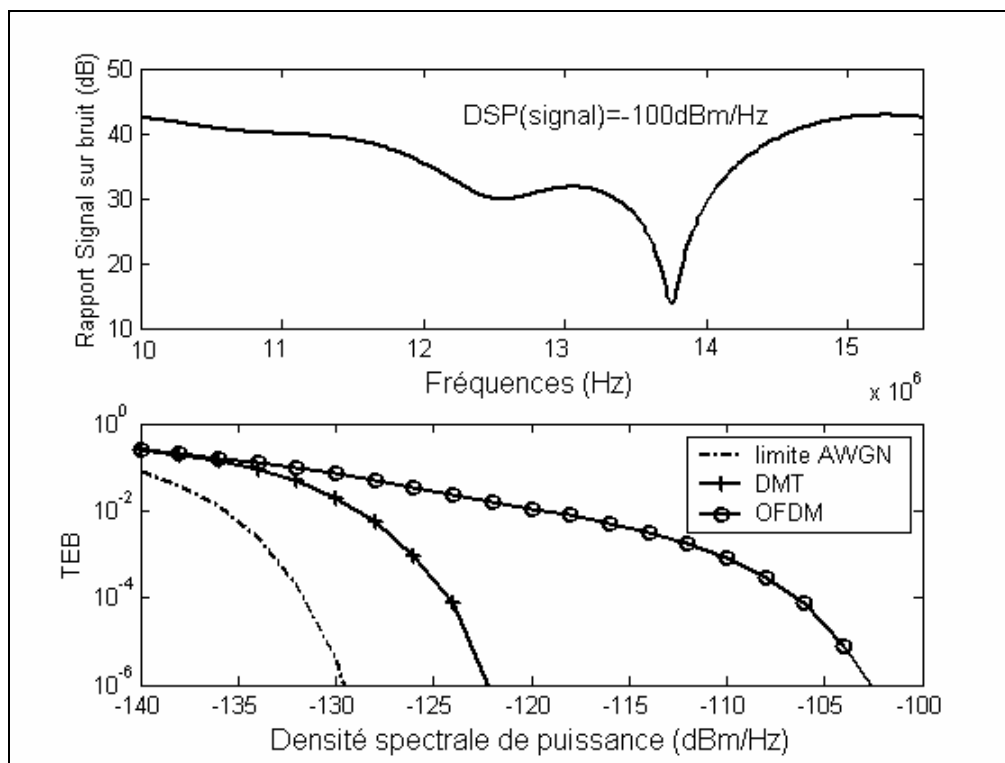
Figure III-2 : Partie supérieure : Rapport signal sur bruit dans la bande [10 MHz-15,5 MHz]
Partie inférieure : TEB des liaisons OFDM et DMT

III.3.2. Cas du canal sélectif en fréquence

Dans ce paragraphe, l'influence de la sélectivité fréquentielle du canal sur les performances des liaisons OFDM et DMT est analysée en introduisant dans la chaîne, un canal défini par sa réponse impulsionnelle. Afin de ne mettre en évidence que l'influence de cette sélectivité du canal, nous avons comparé les solutions DMT et OFDM en présence d'un bruit gaussien de densité spectrale de -143 dBm/Hz et dans un canal dont la réponse impulsionnelle a été générée aléatoirement, grâce au modèle décrit dans le paragraphe I.4.4. On pourrait évidemment se poser la question de l'utilité d'une telle démarche, car une

sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit, et qui pourrait donc être similaire à l'influence des bruits bande étroite sur un canal plat, qui vient d'être décrite. Cependant, la différence majeure réside dans le fait que la bande de fréquences "perturbée" est très différente, comme on peut s'en apercevoir en comparant les parties supérieures des Figures III.2 et III.3 qui représentent la variation du rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence, dans les deux cas que nous venons de mentionner.

Le cadran inférieur de la Figure III-3 donne les performances des transmissions OFDM et DMT, en terme de taux d'erreurs binaires, en fonction de la densité spectrale du signal reçu. On remarque, comme précédemment, que les résultats concernant le procédé OFDM sont moins bons que pour la DMT, ce qui met en évidence la sensibilité de la première technique et la bonne adaptation de la DMT face aux évanouissements fréquentiels.



**Figure III-3 : Partie supérieure : Rapport signal sur bruit dans la bande [10 MHz-15,5 MHz]
Partie inférieure : TEB des liaisons OFDM et DMT dans un canal sélectif en fréquence**

Les paragraphes suivants seront consacrés aux méthodes à mettre en œuvre pour essayer de minimiser les effets de changement brutal d'état du canal. Après avoir fait un état de l'art des diverses techniques possibles, nous proposerons une amélioration de ces solutions que nous testerons grâce au modèle de canal décrit dans le chapitre I.

III.4. Méthodes d'estimation adaptées aux canaux non stationnaires

III.4.1. Position du problème

La non stationnarité du canal étant provoquée par la mise sous tension ou les branchements des appareils électriques sur le réseau, son évolution temporelle sera une succession d'états stationnaires, le canal variant peu fréquemment mais brutalement.

Pour illustrer cet avant propos, nous proposons de choisir l'exemple d'une liaison OFDM et DMT en présence d'un canal variant une seule fois au cours de la transmission. Les performances sont calculées, aussi bien pour l'OFDM que pour la DMT, lorsque l'égalisation est réactualisée ou non, dès le changement de canal. Dans ce paragraphe de préambule, on supposera une estimation idéale, c'est-à-dire que le récepteur connaît à tout moment les coefficients de la fonction de transfert du canal. Les courbes de la Figure III-4 ont été obtenues en générant successivement deux fonctions de transfert.

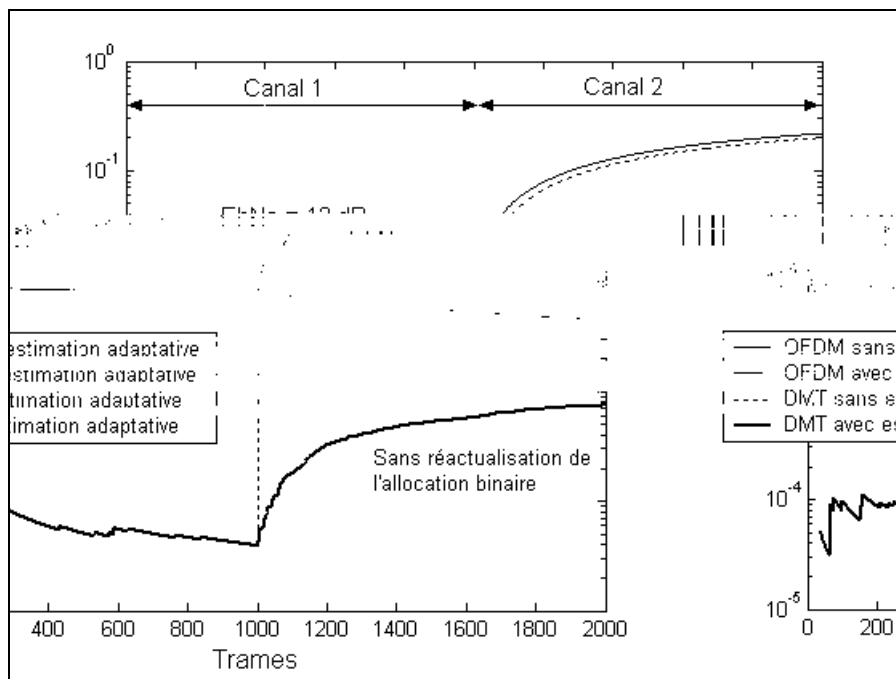


Figure III-4 : Performances avec et sans estimation adaptative idéale

Si aucune nouvelle estimation n'est effectuée dès la commutation de fonction de transfert, se produisant dans cet exemple, à l'issue de 1000 trames, on note une dégradation importante des performances puisque le TEB atteint 0.2 (courbes "sans estimation adaptative"). Bien évidemment, si une nouvelle estimation est faite sitôt le changement (courbes "avec estimation adaptative"), le taux d'erreurs ne fluctue que légèrement. Les

meilleures performances de la liaison OFDM dans le deuxième canal s'expliquent simplement par le fait qu'il possède une fonction de transfert moins sélective que le premier. Quant à la liaison DMT, ses performances se dégradent au changement de canal, le taux d'erreur augmentant d'un facteur 10. La raison principale est liée au fait que l'allocation binaire a été réalisée en fonction des caractéristiques du canal 1 et n'a pas été remise à jour.

Que ce soit pour la DMT ou l'OFDM, qu'il y ait une allocation dynamique ou pas, ces résultats montrent qu'un soin particulier doit être porté à l'estimation adaptative du canal. Le paragraphe suivant présente tout d'abord une méthode générale d'égalisation adaptative utilisée dans des canaux lentement variables, puis un état de l'art des différentes estimations du canal sera décrit. Notons que ces méthodes classiques utilisent des symboles connus du récepteur, dits "pilotes", ce qui diminue malheureusement le débit utile. Une solution que nous avons développée pour pallier en partie à cette diminution du débit, est une estimation semi-aveugle qui, contrairement aux méthodes classiques, utilise moins de pilotes.

Pour l'ensemble des méthodes, nous avons admis les hypothèses suivantes :

- le retard maximum de la réponse impulsionnelle du canal est inférieur au préfixe cyclique, ce qui assure l'absence d'interférence entre symboles (ISI).
- Le récepteur et l'émetteur sont parfaitement synchronisés.
- Le canal est non sélectif en fréquence dans chaque sous-bande.
- Le canal est invariant (quasi-statique) pendant la durée d'une trame d'information.

III.4.2. L'égalisation adaptative RLS

La méthode d'égalisation RLS (*Recursive Least Square*), décrite dans [Proakis], est relativement simple à mettre en œuvre dans le cadre de l'OFDM ou de la DMT car, si les interférences entre symboles sont annulées par le préfixe cyclique, un seul coefficient d'égalisation, noté C_k , est nécessaire pour chaque sous-porteuse k . Si on note $C_{t,k}$ le coefficient de l'égaliseur RLS de la trame t et de la sous-porteuse k , l'algorithme permettant de calculer successivement, par récurrence, les valeurs de ces coefficients, est le suivant:

$$C_{t+1,k} = C_{t,k} + K_{t,k} (X_{t,k} - \bar{X}_{t,k}) \quad \text{(III-4)}$$

Dans cette équation, $X_{t,k} = C_{t,k} \cdot Y_{t,k}$ est le symbole obtenu après égalisation et $\bar{X}_{t,k}$ celui issu du module de décision.

Le coefficient $K_{t,k}$, appelé gain de Kalman, est défini par l'expression suivante, le signe* désignant l'opération de conjugaison:

$$K_{t,k} = \frac{Y_{t,k}^*}{R_{t,k}} \quad \text{(III-5)}$$

Avec $R_{t,k} = wR_{t-1,k} + |Y_{t,k}|^2$ (III-6)

w est un coefficient de pondération choisi égal à 0.9. [Boumard]

Pour mettre en œuvre ce procédé récursif, il est nécessaire de procéder en deux phases:

- Une phase d'apprentissage, schématisée Figure III-5, durant laquelle l'algorithme compare la trame d'initialisation reçue $\{Y_t\}$ avec les symboles de données $\{D_t\}$ connus du récepteur. Cette phase permet de s'approcher de $\{C_t\}$.

Lors de l'initialisation, le premier coefficient est défini par :

$$\{C_{-1}\}=1, R_{-1,k} = \frac{E[|Y_{0,k}|^2]}{100} + |X_{t,k}|^2 \text{ et } w = 0.9 \quad \text{(III-7)}$$

$E[]$ désignant l'espérance mathématique.

- Une phase auto-adaptative, où les symboles $D_{t,k}$ de la trame d'initialisation sont remplacés par les symboles \bar{X}_t^k obtenus après le module de décision (ligne en pointillé).

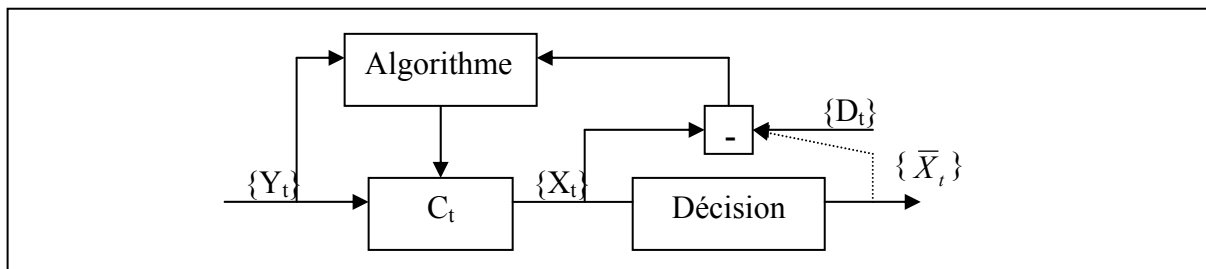


Figure III-5 : Structure transversale adaptative de l'égaliseur

Des essais ont été réalisés pour observer la convergence de cet algorithme dans sa phase d'apprentissage. Nous avons simulé une liaison OFDM à 256 porteuses modulées en 4-QAM dans un canal généré aléatoirement par le modèle et pour différents rapports signal sur bruit E_b/N_0 avec E_b l'énergie d'un bit et N_0 la densité spectrale du bruit gaussien.

Les résultats de cette simulation, présentés Figure III-6, montrent une première décroissance importante du nombre d'erreurs à partir de 6 trames d'initialisation, ce nombre d'erreurs convergeant ensuite vers une valeur minimale quel que soit E_b/N_0 . Cependant, on remarque, d'après l'allure de ces courbes, qu'un choix de 6 trames représente un bon compromis entre nombre d'erreurs faible et temps alloué à cette phase.

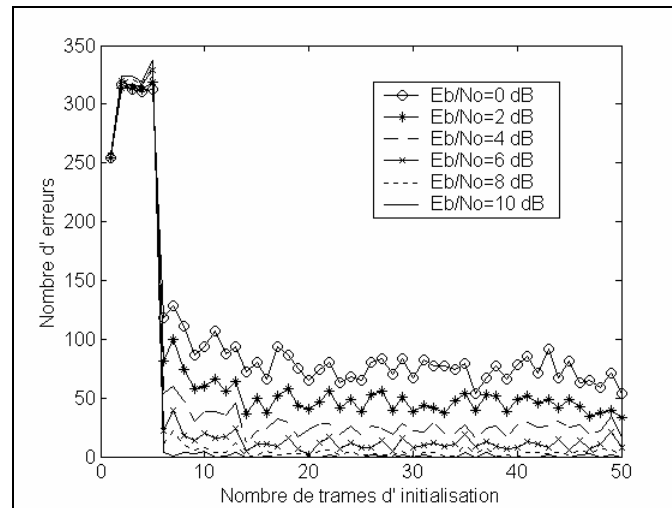


Figure III-6 : Convergence de l'algorithme de RLS à l'initialisation

Lors de la phase auto-adaptative de l'algorithme RLS, les coefficients de l'égaliseur sont obtenus grâce à la décision réalisée sur les symboles reçus et égalisés. Cependant, dans [DEGARDIN,2], on a montré que si une variation brutale du canal intervenait, la décision sur les symboles reçus devenait fautive, entraînant ainsi des valeurs des coefficients C_k erronées.

Dans ce cas, l'erreur étant trop importante, la phase auto-adaptative par récursivité ne converge plus. C'est pourquoi nous allons introduire des méthodes d'estimation basées sur l'insertion de pilotes, qui sont plus tolérantes que l'égalisation RLS vis-à-vis des variations brutales du canal.

III.4.3. Les méthodes d'estimation basées sur l'insertion de pilotes

Dans les paragraphes suivants, les méthodes d'estimation sont basées sur l'insertion de pilotes connus du récepteur, afin d'estimer ou d'interpoler les composantes de la réponse fréquentielle du canal.

Ces méthodes, dites PSAM (*Pilot Symbol Assisted Modulation*), se divisent en deux grandes classes suivant le type d'insertion qui est effectué: trames pilotes ou porteuses pilotes, leur principe de base étant illustré sur la Figure III-7.

Dans la configuration 'a', on utilise périodiquement une trame OFDM pilote, représentée en grisé dans le dessin. Chaque symbole de cette trame étant envoyé sur chaque sous-porteuse, les caractéristiques du canal seront connues pour toutes les fréquences, mais en des intervalles de temps $(\Delta t)_p$. Dans la configuration 'b', quelques symboles pilotes sont envoyés de façon continue sur certaines sous-porteuses, baptisées donc porteuses pilotes.

Dans ce cas, l'état du canal est toujours connu, mais uniquement pour quelques valeurs de fréquences, ce qui impose donc une interpolation fréquentielle.

Pour pouvoir suivre, grâce à ces techniques, l'évolution dans le temps de la fonction de transfert, il faut que l'écart fréquentiel entre les porteuses pilotes $(\Delta f)_p$ soit inférieur à la bande de cohérence du canal $(\Delta f)_c$ ou que l'intervalle de temps entre deux trames pilotes $(\Delta t)_p$ soit bien inférieur au "temps de cohérence" du canal, c'est-à-dire dans notre cas, au temps séparant deux changements d'état de la fonction de transfert. Ce dernier temps ne peut être obtenu qu'à partir d'une étude statistique issue de mesures effectuées sur de nombreux sites.

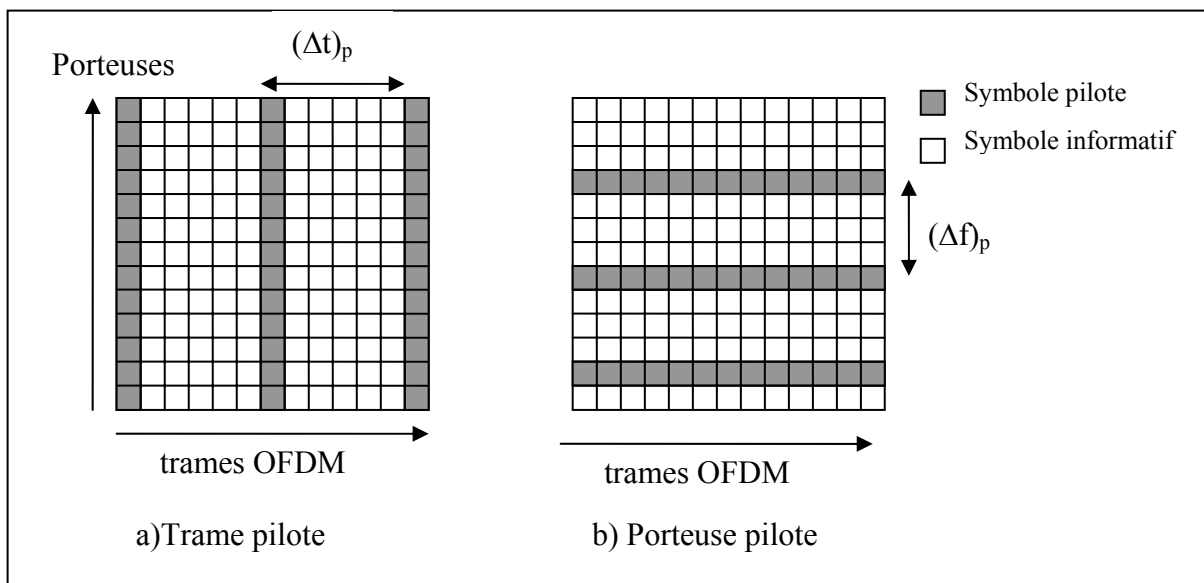


Figure III-7 : Schématisation des méthodes dites PSAM

Le module d'égalisation qui sera décrit, utilise le critère du *Zero-Forcing* (ZF), signifiant que les coefficients de l'égaliseur sont l'inverse des coefficients d'estimation du canal. Nous décrirons successivement les techniques utilisant les trames pilotes, puis celles basées sur les porteuses pilotes.

III.4.3.a) Les trames pilotes

Deux méthodes utilisant soit une estimation moyennée, soit une estimation filtrée, peuvent être envisagées pour estimer au mieux la réponse fréquentielle.

- L'estimateur moyenné [KANG]

L'estimation du canal est effectuée à partir du calcul de la moyenne des estimations réalisées à l'issue de l'envoi de N_T trames, ce qui permet de minimiser l'influence du bruit.

L'expression de l'estimateur \hat{H} , donnée par la formule établie en (II-19), est rappelée ci-dessous :

$$\hat{H}_k = \frac{1}{N_T} \sum_{t=1}^{N_T} \frac{Y_{t,k}}{D_{t,k}} \quad (\text{III-8})$$

- L'estimateur filtré [CHINI]

Une autre solution pour éliminer le bruit, est d'introduire l'équivalent d'un filtre passe-bas sur les composantes fréquentielles de l'estimateur $\{\hat{H}^1\}$, déduit de l'envoi de la séquence d'apprentissage $\{D^0\}$. Il suffit pour cela, d'appliquer sur $\{\hat{H}^1\}$ une transformée inverse de Fourier afin d'obtenir sa réponse temporelle $\{\hat{h}\}$, puis de forcer à zéro les éléments de $\{\hat{h}\}$ ayant un indice supérieur à une valeur fixée N_c-1 . N_c est nommé abusivement "temps de coupure". Il suffit ensuite d'appliquer une transformée de Fourier pour repasser dans l'espace des fréquences et obtenir l'estimateur filtré $\{\hat{H}^2\}$. Ces diverses étapes sont résumées dans la Figure III-8 .

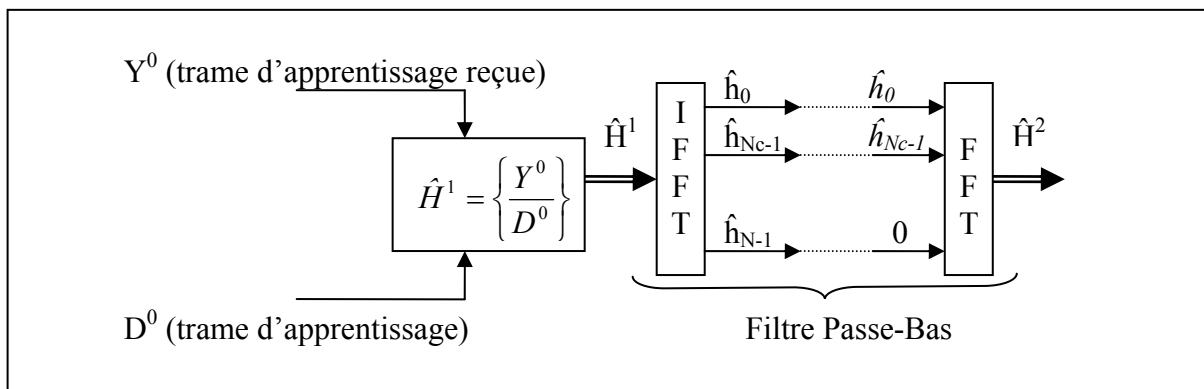


Figure III-8 : Estimation filtrée

Notons que pour utiliser cet algorithme de filtrage, il faut choisir a priori le "temps de coupure". Un ordre de grandeur de ce temps peut cependant être facilement obtenu. En effet, à l'issue de l'application de la transformée de Fourier inverse sur \hat{H}^1 , on doit normalement obtenir la réponse impulsionnelle du canal. Connaissant, à partir des mesures, le retard maximum de cette réponse, on peut choisir cette valeur comme "temps de coupure". D'un point de vue "système", nous avons vu que, pour éviter des interférences entre trames, un préfixe cyclique, de durée au moins égale à ce retard maximum, devait être introduit. Une autre possibilité de formuler le choix de ce "temps de coupure" est donc de dire qu'il doit être égal à la longueur du préfixe cyclique.

Pour conclure cette présentation, il faut mentionner qu'un inconvénient de cet algorithme est le temps de calcul cumulé des transformées de Fourier inverse et directe.

III.4.3.b) Les sous-porteuses pilotes

Rappelons tout d'abord que le principe de cette approche est de définir, grâce à plusieurs sous-porteuses pilotes, les caractéristiques du canal pour quelques fréquences et d'interpoler ensuite ces valeurs pour obtenir le spectre total. Nous distinguons deux types d'interpolation : l'interpolation linéaire et l'interpolation filtrée.

L'interpolation linéaire

L'ensemble des N sous-porteuses est divisé en G groupes de P sous-porteuses adjacentes ($N = G.P$), la première sous-porteuse de chaque groupe étant une sous-porteuse pilote. On dispose donc de G sous-porteuses pilotes et $N-G$ sous-porteuses portant l'information.

Si toutes les fréquences pilotes, repérées par leurs indices gP avec $g \in [0, G-1]$, portent le même symbole D^0 , on estime, grâce au critère de ZF et à partir des symboles reçus Y_k , les valeurs de la fonction de transfert à ces fréquences:

$$\hat{H}_{gP} = \frac{Y_{gP}}{D^0} = H_{gP} + \frac{N_{gP}}{D^0} \quad (\text{III-9})$$

On peut ensuite exprimer \hat{H} aux autres fréquences $k = gP + t$, où $t \in [1, G-1]$, par interpolation linéaire comme suit :

$$\hat{H}_k = \hat{H}_{gP+t} = \left(1 - \frac{t}{P}\right) \hat{H}_{gP} + \frac{t}{P} \hat{H}_{gP+P} \quad (\text{III-10})$$

L'inconvénient majeur de cette technique est que les incertitudes introduites dans l'estimation \hat{H}_{gP} et qui sont dues au bruit (cf équation III-9), peuvent entraîner des erreurs importantes sur les valeurs interpolées. Il est donc préférable de recourir à l'interpolation filtrée.

L'interpolation filtrée [ZHAO]

Le principe de cette interpolation est le suivant: On estime tout d'abord les valeurs de la fonction de transfert pour les G sous-porteuses pilotes: $\hat{H}_{gP} = \frac{Y_{gP}}{D^0}$ avec $g \in [0, G-1]$. On obtient alors un vecteur H^G de G composantes dont on calcule ensuite sa transformée de

Fourier, notée h^G , au moyen d'une FFT. [ZHAO] montre que, statistiquement, la plus grande énergie se concentre sur les extrémités du vecteur. On pourra donc introduire un seuil temporel, appelé "temps de coupure" et noté p_c , qui correspond à une valeur seuil d'amplitude. Tous les éléments de h^G dont les indices sont strictement compris entre p_c et $G-p_c$ seront forcés à zéro. Pour déterminer p_c , on calcule le rapport R défini ci-dessous, pour différentes valeurs de p_c et on retient celle pour laquelle R prend une valeur particulière, souvent choisie à 0.9 dans la littérature.

$$\frac{\sum_{p=0}^{p_c} |h_p^G|^2 + \sum_{p=G-p_c}^{G-1} |h_p^G|^2}{\sum_{p=0}^{G-1} |h_p^G|^2} = R \quad (\text{III-11})$$

Nous avons d'ailleurs vérifié par simulation que ce choix était judicieux. Ensuite on étend le vecteur de G composantes à un vecteur de N composantes grâce à l'insertion de zéros supplémentaires tel que :

$$h_p^N = \begin{cases} h_p^G & 0 \leq p \leq p_c \\ 0 & p_c < p < N - p_c \\ h_{p-N+G}^G & N - p_c \leq p \leq N - 1 \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Le nouvel estimateur \hat{H}^N est enfin obtenu en appliquant la IFFT sur le vecteur h^N . Le choix du nombre G de groupes contenant une sous-porteuse sera discuté au paragraphe suivant lors d'une étude paramétrique.

III.4.3.c) Optimisation des paramètres de la liaison avec insertion de pilotes

Tous les résultats de simulation présentés dans ce paragraphe supposent que l'on transmet le même débit utile quelle que soit la méthode d'estimation utilisée. Le changement de canal intervient au temps correspondant à l'envoi de la 260^{ème} trame comme le montre le schéma de la Figure III-9.

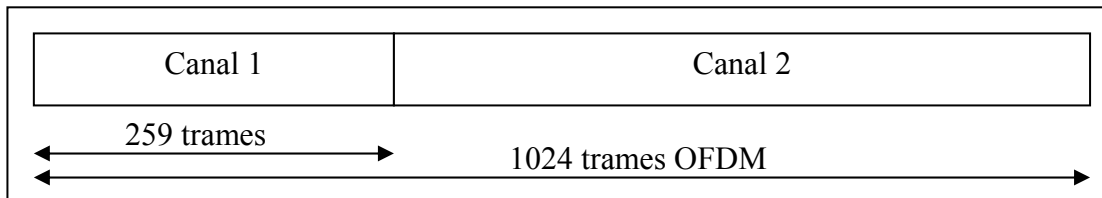


Figure III-9 : Configuration du canal non stationnaire

La courbe de la Figure III-10, correspondant à l'abscisse 1, a été tracée dans le cas idéal d'une transmission OFDM où le canal est supposé parfaitement connu à tout moment de

la transmission. La courbe 2 montre les erreurs obtenues en présence d'une estimation moyennée sur 2 trames, ces trames pilotes étant renvoyées périodiquement toutes les 512 trames. Le nombre d'erreurs augmente dès le changement de canal et ne revient pratiquement à l'état initial qu'à partir de la trame 512 où l'estimation est de nouveau réalisée. Si le moyennage est effectué sur 4 trames consécutives, mais espacées de 1020 trames pour conserver le même débit utile, on remarque évidemment sur la courbe 3, que les erreurs persistent puisqu'il faudra attendre la 1024^{ème} trame pour recommencer une estimation du canal. Par la suite, nous opterons donc pour une estimation moyennée sur 2 trames.

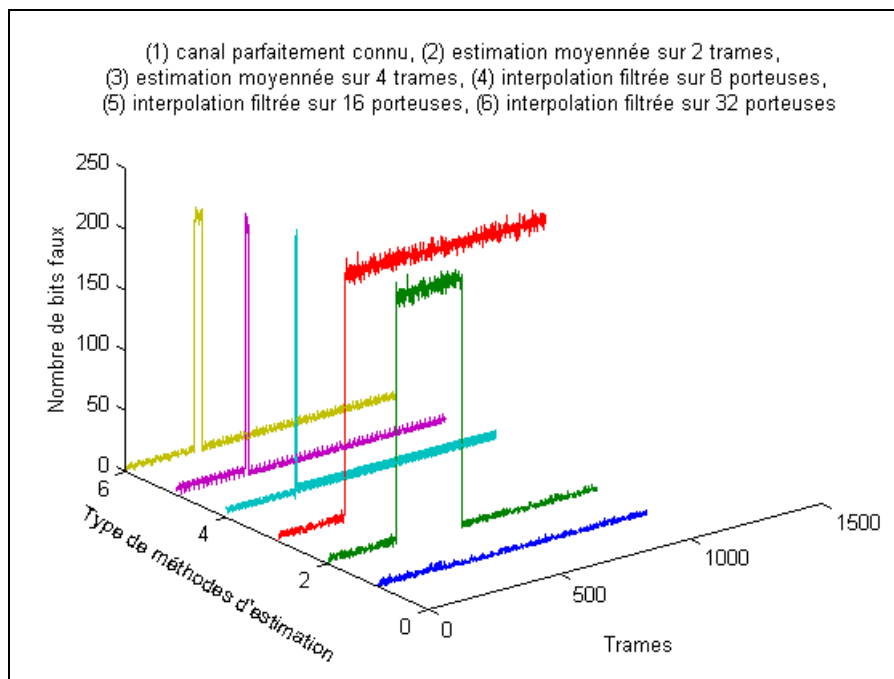


Figure III-10 : Nombre de bits faux en fonction du nombre de trames pour l'estimation moyennée sur 2 (courbe 2) et 4 trames (courbe 3) ainsi que pour l'interpolation fréquentielle sur 8 sous-porteuses (courbe 4), 16 sous-porteuses (courbe 5) et 32 sous-porteuses.

Les courbes 4, 5 et 6 donnent les résultats de l'interpolation filtrée pour un nombre de sous-porteuses pilotes de 8, 16 et 32 respectivement. Dans l'esprit de conserver le même débit que précédemment, ces pilotes sont réémis toutes les 8, 16 et 32 trames. On peut noter des erreurs locales, apparaissant au moment du changement de canal, affectant d'autant plus de trames que la période entre deux mises à jour de l'estimation est grande, comme on peut l'observer sur la courbe correspondant à une période de 32. De plus, lorsque l'estimation est réactualisée, le nombre d'erreurs est plus important quand le nombre de pilotes est faible, l'interpolation étant réalisée sur peu de porteuses pilotes. Le compromis entre le minimum d'erreurs soit lors du changement de canal, soit lors de l'interpolation durant la phase quasi

stationnaire, nous conduit à choisir pour l'interpolation filtrée, un nombre de 16 porteuses pilotes.

III.4.4. Une méthode d'estimation semi-aveugle du canal

Lorsqu'on ne connaît pas a priori les variations statistiques temporelles et fréquentielles du canal, une alternative consiste à effectuer une égalisation semi-aveugle qui utilise, dans son algorithme, les données reçues, ainsi qu'un minimum de porteuses pilotes connues du récepteur. Dans la méthode que nous proposons, l'insertion de pilotes reste indispensable pour retrouver la phase de la fonction de transfert. En effet, si la détermination du module de $H(f)$ ne pose pas de problème particulier, le principe étant brièvement décrit dans le prochain paragraphe, l'estimation de la phase est plus complexe. Elle sera basée sur une nouvelle méthode d'interpolation fréquentielle de phase.

Lors d'une variation brutale des caractéristiques du canal, l'algorithme mettra un certain temps pour estimer les nouveaux coefficients de H et durant cette période, des erreurs apparaîtront. Pour minimiser, voire éliminer ces salves d'erreurs, nous proposons une méthode de détection instantanée des variations du canal qui sera décrite dans une dernière partie.

D'une façon générale, le schéma de principe d'une liaison à modulation OFDM a été donné Figure II-10 et les mêmes notations sont utilisées par la suite. On appelle donc D et Y , les signaux respectivement émis et reçus dans le domaine fréquentiel, H la fonction de transfert du canal, \hat{H} son estimation, X le symbole reçu égalisé et \bar{X} le symbole en sortie du module de décision.

III.4.4.a) Estimation aveugle du module de $H(f)$

Le principe de l'estimation aveugle ([ZHOU],[ZHAO]) du module de la réponse fréquentielle H est principalement basé sur une caractéristique statistique particulière des symboles D issus des constellations M-QAM que nous allons décrire. Ces symboles vérifient les deux hypothèses H1 et H2 suivantes :

H1: Les symboles de données appartiennent à un alphabet fini et équiprobable.

En effet les symboles complexes émis D_m avec $m \in [0, M-1]$ sont ceux issus des constellations M-QAM, définis par un alphabet nommé A_M comprenant les M symboles de la constellation, la probabilité d'apparition d'un symbole D_m , notée $P(D=D_m)$, étant de $1/M$.

H2: Le bruit est un bruit Gaussien, circulaire et complexe de moyenne nulle et indépendant des symboles informatifs D.

Compte tenu de l'hypothèse *H1*, on peut calculer l'espérance des symboles D_m élevés à la puissance j , notée $E[D^j]$:

$$E[D^j] = \sum_{m=0}^{M-1} P(D = D_m) \cdot D_m^j = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} D_m^j \quad (\text{III-13})$$

Un des principes fondamentaux sur lequel repose l'estimation semi-aveugle, tient au fait que l'on peut trouver un entier J_M , tel que les espérances des symboles à la puissance j s'annule pour $j \in [1, J_M - 1]$ et prenne une valeur particulière, que l'on notera α_M/M pour $j=J_M$. Ceci se traduit donc par l'équation suivante :

$$E[D^j] = \begin{cases} 0 & j \in [1, J_M - 1] \\ \frac{\alpha_M}{M} & j = J_M \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Si, par exemple, les symboles émis sont issus de la constellation de la modulation 4-QAM, l'alphabet A_4 de cette constellation à $M=4$ symboles est donné par :

$$A_4 = \{D_m = \exp(i*(\pi/4 + m*\pi/2)) ; m \in [0,3] \}$$

La probabilité d'avoir un de ces symboles parmi 4 étant équirépartie, elle est égale à $1/4$. On peut montrer dans ce cas que $J_M=4$. Pour ce type de modulation, l'équation (III-14) devient:

$$E[D^j] = \begin{cases} 0 & j \in [1,3] \\ -1 & j = 4 \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Les coefficients α_M et J_M sont calculés pour chaque constellation et les résultats sont résumés dans le Tableau III-2 .

M	2	4	8	16	32	64	128	256
J_M	2	4	2	4	4	4	4	4
α_M	3	-4	6.8	-10.9	-5.7	-39.6	-21.8	-154.8

Tableau III-2 : Coefficients des modulations M-QAM pour l'estimation semi-aveugle

Si on suppose le canal invariant dans le temps au cours de l'émission d'une trame, l'expression suivante relie, dans le domaine fréquentiel, les symboles reçus Y et émis D :

$$Y_{t,k} = H_k D_{t,k} + N_{t,k} \quad (\text{III-16})$$

Ainsi en appliquant (III-14) et (III-16) et d'après H2, on peut montrer que pour des valeurs de n inférieures ou égales à 4, $E[(N_k)^n]=0$, on obtient :

$$E[(Y_k)^{J_M}] = E[\{H_k \cdot D_k + N_k\}^{J_M}] = H_k^{J_M} E[(D_k)^{J_M}] + E[(N_k)^{J_M}] = \frac{\alpha_M}{M} H_k^{J_M} \quad (\text{III-17})$$

En pratique, l'espérance mathématique est remplacée par une moyenne glissante réalisée sur T trames et l'estimation de H , notée \hat{H} , est la suivante :

$$\hat{H}_k^{J_M} = \frac{M}{\alpha_M} \cdot \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T Y_{t,k}^{J_M} \quad (\text{III-18})$$

Le module de \hat{H} est alors simplement déduit de l'expression suivante :

$$|\hat{H}_k| = \sqrt[2]{\frac{M}{\alpha_M} \cdot \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T Y_{t,k}^{J_M}} \quad (\text{III-19})$$

III.4.4.b) Estimation semi-aveugle de la phase de $H(f)$

A cette étape de l'algorithme, nous n'avons qu'une estimation de H , par l'intermédiaire d'un coefficient élevé à la puissance J_M , ce qui conduit à une indétermination de la phase. En effet pour chaque sous-porteuse, nous avons 2 à 4 possibilités de phases, J_M étant égal à 2 ou 4. Si on suppose que la phase de la fonction de transfert est linéaire en fonction de la fréquence, et si on connaît avec précision celle de certaines porteuses pilotes, on peut, pour chacune des autres fréquences, choisir par linéarité la phase la plus probable entre les J_M valeurs possibles.

La solution envisagée précédemment était de figer un certain nombre de sous-porteuses en porteuses pilotes, mais cela présente l'inconvénient majeur de diminuer le débit utile. De plus, le bruit pouvait perturber notablement la précision d'estimation. Nous proposons donc, pour estimer la phase de H , de n'utiliser qu'une seule porteuse pilote par trame, mais en changeant périodiquement de sous-porteuse, par exemple toutes les deux trames.

En effet, à la fréquence de la sous-porteuse pilote d'une trame, on connaît la phase de la fonction de transfert. Sachant que l'estimation \hat{H} à la puissance J_M du canal, se calcule sur T trames, on dispose alors de T symboles pilotes, donc de T/N_p mesures de phase qui devront être, si possible, équiréparties sur le spectre du signal, N_p étant le nombre de symboles sur lesquels se réalise l'estimation de H à la fréquence pilote.

Dans un premier temps, on supposera que le canal est invariant durant ces T trames. Le schéma de la Figure III-11, montre un exemple de la position de ces pilotes, où T représente le nombre de trames, P le nombre de fréquences pilotes utilisées et N_p le nombre

de symboles pilotes par porteuse pilote, donc le nombre de trames durant lesquelles aucun changement de fréquences pilotes ne se produit. Les notations présentées dans cette Figure seront utilisées par la suite. Dans cet exemple, les valeurs de N_p , P et T sont respectivement 2, 5, et 10.

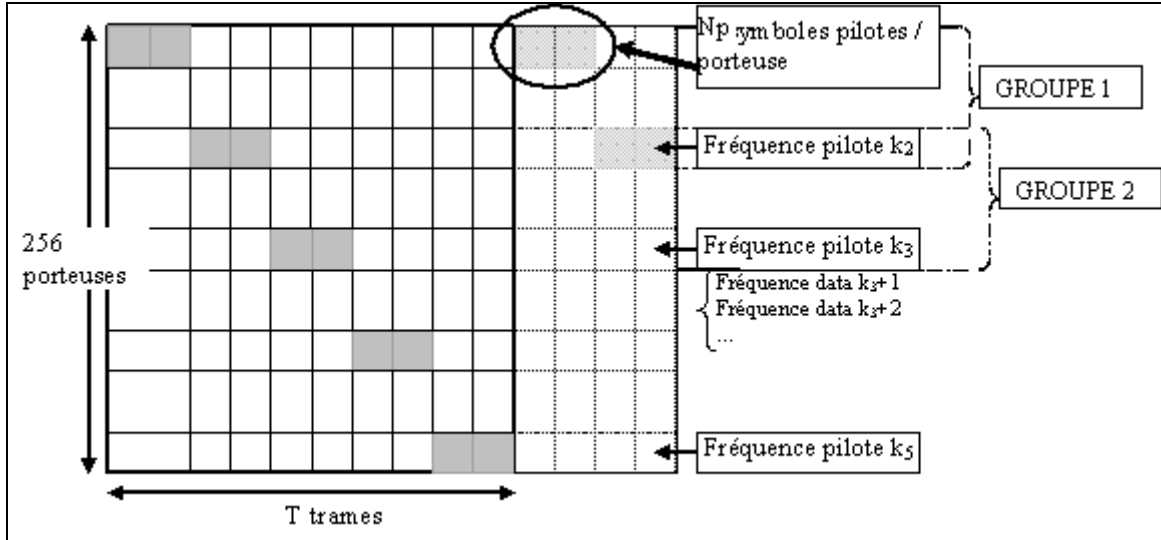


Figure III-11 : Position des sous-porteuses pilotes

Dans un premier temps, nous estimons les phases aux fréquences 'pilotes'. Les coefficients complexes de la fonction de transfert à ces fréquences k_p , notés $\hat{H}(k_p)$, avec p variant de 1 à P , sont estimés en calculant la moyenne sur N_p symboles.

$$\hat{H}_{k_p} = \frac{\sum_{t=1}^{N_p} Y_{t,k_p}}{N_p \cdot X_{t,k_p}} \quad (\text{III-20})$$

Ainsi aux fréquences k_p , nous pouvons déterminer les phases de la fonction de transfert, notées φ_{k_p} . Le choix de N_p est lié à la précision que l'on désire avoir sur le calcul des coefficients de H , donc dépend essentiellement du rapport signal sur bruit.

Dans un deuxième temps, nous estimons les phases aux sous-porteuses correspondantes aux 'données'. Pour cela, on va appliquer sur les $(P-1)$ groupes, l'algorithme de détermination de la phase, basé sur le principe de linéarité. Chaque groupe, cité dans la Figure III-11 est défini par $(N-P)/(P-1)$ sous-porteuses de 'données', entourées de 2 sous-porteuses pilotes. L'algorithme peut se définir ainsi : Si à la fréquence quelconque k , la phase φ_k de \hat{H}_k est connue, il est immédiat que pour \hat{H}_{k+1} , l'indétermination due à la racine $J_M^{\text{ième}}$ figurant dans l'équation (III-17), est levée en résolvant l'équation suivante :

$$\varphi_{k_{m+1}} = \arg \min_m [\varphi_k - \varphi_{k_m}] \quad \text{avec } m \in [1, J_M] \quad (\text{III-21})$$

Ainsi dans chaque groupe, l'algorithme est initialisé en calculant la phase de la sous-porteuse 'données' voisine de la porteuse pilote. De façon récursive, la sous-porteuse 'données', dont la phase a été choisie précédemment, va piloter l'algorithme résumé par l'équation (III-20), pour déterminer la phase de sa voisine, et ainsi de suite.

Cependant, si un fading intervient à la fréquence f située entre deux fréquences pilotes, notées k_j et k_{j+1} , la détermination de la phase à cette fréquence sera fautive, rendant le calcul récursif sur φ erroné pour le reste des sous-porteuses. L'information sur le SNR fournie par $\{|H|\}$ peut être utile à cette étape du calcul. En effet pour chaque sous-bande, et si on admet que le bruit est constant sur toute la bande de transmission, le rapport SNR est proportionnel à $\{|H|^2\}$. Connaissant le module de $\{H\}$, on peut facilement détecter l'existence d'un minimum de SNR entre les deux porteuses pilotes. Si tel est le cas, le calcul itératif de la phase de $\{H\}$, débutant par la porteuse pilote k_j , se termine à la sous-porteuse f , et reprend à partir de la deuxième sous-porteuse pilote k_{j+1} mais cette fois dans le sens décroissant des indices de fréquence. On comprend que l'algorithme précédent ne permet pas de s'affranchir de plus d'un fading fréquentiel dans la bande de fréquence d'un groupe.

Cette estimation du canal nécessite de garder en mémoire T trames. Si le canal change pendant ces T trames, l'algorithme mène à une fautive estimation de $\{H\}$ et donc à une mauvaise égalisation. Nous proposons donc un algorithme permettant de détecter les variations brutales de la fonction de transfert, afin d'éviter les erreurs d'estimation.

III.4.4.c) Détection de changement d'état du canal

La fonction de transfert du canal étant formé d'une succession d'états stationnaires, il n'est pas nécessaire de la calculer pour chaque nouvelle trame. Nous proposons donc de sonder continûment les variations temporelles du canal, et de recourir à l'algorithme d'estimation du canal uniquement quand celui-ci varie.

La méthode de détection a d'abord été conçue pour une transmission OFDM, donc quand la taille de la constellation est identique sur chaque sous-porteuse. Cependant nous verrons, dans le paragraphe suivant, comment l'adapter à la DMT.

La détection des variations du canal est réalisée en calculant un terme ρ , défini comme la moyenne du quotient, élevé à la puissance 4, du symbole reçu $Y_{k,t}$, par le coefficient du canal \hat{H}_k .

$$\rho = \left| \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\frac{Y_{t,k}}{\hat{H}_k} \right)^4 \right| \quad (\text{III-22})$$

- Considérons tout d'abord, *le cas idéal d'une transmission en l'absence de bruit* :

Le signal reçu $Y_{t,k}$ correspondant à la trame t peut se mettre sous la forme :

$$Y_{t,k} = H_k X_{t,k} \text{ pour } 1 \leq k \leq N \quad (\text{III-23})$$

Deux cas peuvent se présenter :

1^{er} cas : Si durant l'émission de la trame, aucune variation du canal n'est observée, $\{\hat{H}\}=\{H\}$ et le rapport ρ de la formule (III-21) prendra la valeur 1.

2^{ème} cas : Si le canal varie durant une trame et que l'on note H' la nouvelle fonction de transfert du canal, le rapport ρ calculé sur les trames suivantes deviendra:

$$\rho = \left| \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\frac{H'_k X_{t,k}}{\hat{H}_k} \right)^4 \right| \neq 1 \quad (\text{III-24})$$

Un changement d'état du canal sera donc apprécié par une modification de la valeur de ρ .

- *Cas d'une transmission réelle en présence de bruit de densité spectrale de puissance N_o*

Dans ce cas, l'expression précédente devient:

$$\rho = \left| \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\frac{H'_k X_{t,k} + N_k}{\hat{H}_k} \right)^4 \right| \quad (\text{III-25})$$

L'évaluation de ρ dépend donc, non seulement du coefficient de la fonction de transfert dans chaque sous-bande, mais également du rapport signal sur bruit. Comme il sera pratiquement impossible de déterminer précisément ρ , le principe est de procéder à une estimation de ses variations dans le temps, afin de définir une valeur limite à partir de laquelle on décide que le canal a changé. Pratiquement, pour avoir une estimation des variations de ρ autour de la valeur 1, on calcule ρ sur les premières trames reçues, afin d'estimer ses valeurs extrémales. On peut en effet admettre que, durant ce temps, le canal reste stationnaire. L'intervalle constitué par les valeurs minimale et maximale de ρ , est noté I_ρ . Dès que cet intervalle est déterminé, ρ est calculé sur chaque nouvelle trame reçue. Si ρ prend une valeur à l'extérieur de l'intervalle, un changement du canal est détecté et l'algorithme semi-aveugle est amorcé. Par contre si les valeurs de ρ appartiennent à l'intervalle, aucun changement n'est détecté. L'algorithme final de la technique d'estimation proposée est donné Figure III-12.

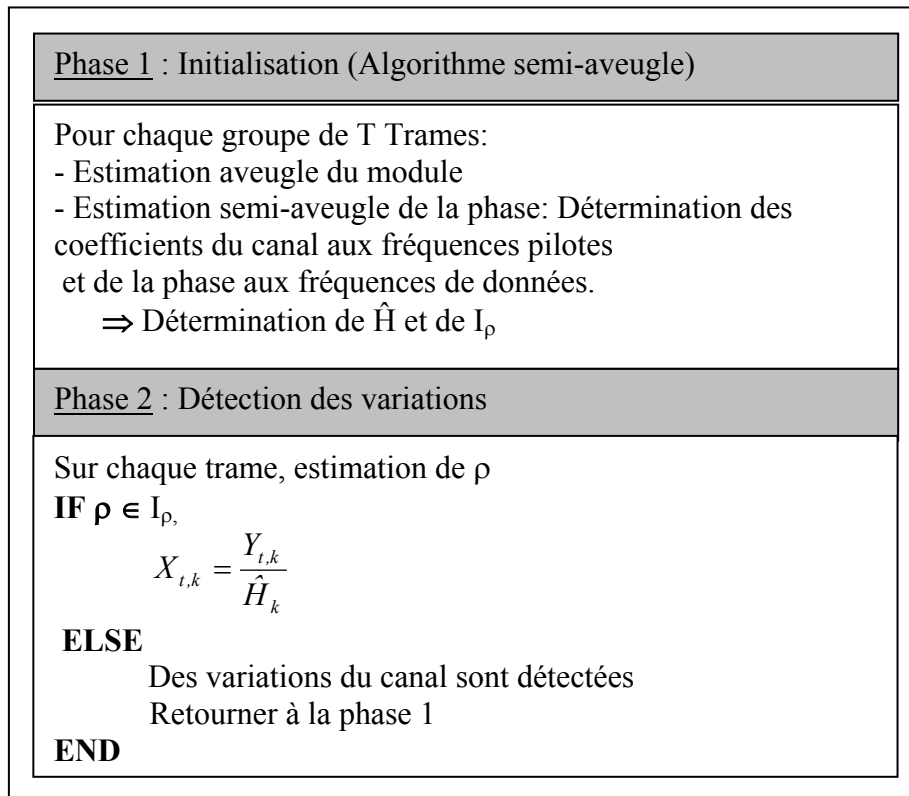


Figure III-12 : Algorithme final de l'estimation de H

Il faut cependant trouver un compromis entre le nombre de trames nécessaires, d'une part pour réduire l'influence du bruit sur l'évaluation de ρ et, d'autre part, pour définir au mieux les bornes de I_ρ .

Différentes simulations ont été réalisées dans un canal sélectif en fréquence et stationnaire afin d'optimiser ce paramètre. L'étude paramétrique, dont les résultats sont présentés Figure III-13, donne la valeur maximale ρ_{\max} de ρ , pour quelques valeurs discrètes du rapport signal sur bruit. ρ_{\max} est déterminée successivement sur 14, 28, 42 et 1000 trames ou déduite d'une moyenne sur 1000 trames OFDM. Les paramètres de l'algorithme d'estimation sont $T=14$, $P=7$ et $M=2$.

Ces résultats montrent que, pour un rapport E_b/N_0 de 4 dB, ρ_{\max} varie entre 3 et 12 quel que soit le nombre de trames utilisées et ne peut donc être correctement estimé. Par contre pour des rapports égaux ou supérieurs à 12 dB, un nombre de 14 trames est suffisant car ρ_{\max} est proche de 1. Quand $E_b/N_0 = 8$ dB, les valeurs limites de ρ , calculées avec une moyenne sur 14 trames, ne sont pas réalistes car la probabilité d'avoir des valeurs de ρ supérieures à ρ_{\max} , bien que le canal n'ait pas changé, reste trop importante. Dans ce cas, une parade consiste à comparer ρ_t et ρ_{t+1} de 2 trames voisines t et $t+1$, et à décider qu'il y a eu

variation du canal si aucune de ces deux valeurs n'appartient à I_ρ . En ce qui concerne les valeurs minimales de ρ , il apparaît statistiquement que leur écart par rapport à 1 est proche de $|\rho_{\max}-1|$. Nous choisissons donc pour la suite l'intervalle I_ρ défini par $[1-|1-\rho_{\max}|, \rho_{\max}]$.

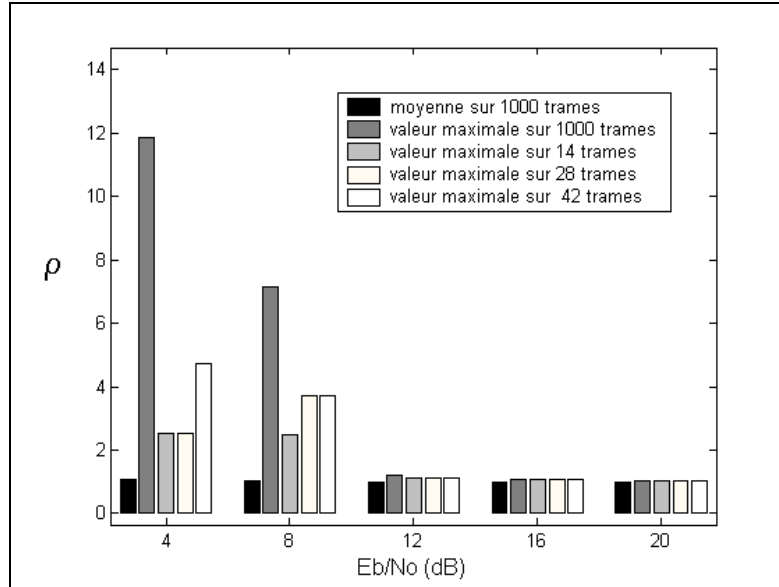


Figure III-13 : Détermination des valeurs maximales de ρ

Rappelons que si une variation du canal est détectée, l'algorithme semi-aveugle est déclenché, nécessitant l'acquisition de T trames pour estimer le nouveau canal et conduit donc à un retard de transmission équivalent à la durée de ces T trames.

III.4.4.d) Détection des variations du canal adaptée à la DMT

La méthode de détection présentée dans le paragraphe précédent, ne peut s'adapter telle quelle à une transmission DMT, puisqu'à chaque constellation correspond une valeur particulière de J_M . Cependant, compte tenu du nombre important de sous-porteuses et des caractéristiques du canal, on peut se dire a priori qu'un grand nombre de sous-porteuses possèdera la même taille de constellation et le calcul de ρ peut alors se faire non plus sur N mais sur N_M sous-porteuses possédant la même taille de constellation M.. Si on note I_{N_M} l'intervalle des indices des sous-porteuses possédant la même taille M de constellation, l'expression de ρ devient alors :

$$\rho = \left| \frac{\alpha_M}{M * N_M} \sum_{k \in I_{N_M}} \left(\frac{Y_{t,k}}{\hat{H}_k} \right)^{J_M} \right| \quad \text{(III-26)}$$

III.4.4.e) Optimisation des paramètres de l'estimation semi-aveugle

L'estimation semi-aveugle dépend de 3 paramètres, le nombre T de trames sur lequel le module de détection du canal réalise son calcul, chaque trame possédant une seule porteuse pilote, le nombre N_p de symboles pilotes supporté par chaque porteuse pilote durant T trames et enfin le nombre P de sous-porteuses pilotes. Ces notations ont déjà été présentées Figure III-11, avec les valeurs de N_p , P et T respectivement égales à 2, 5, et 10.

Les courbes de la Figure III-14 montrent le nombre d'erreurs binaires en fonction des trames reçues lorsqu'un changement de canal intervient au temps correspondant à la trame 260. Le même canal, utilisé pour calculer les performances données Figure III-10, a été employé.

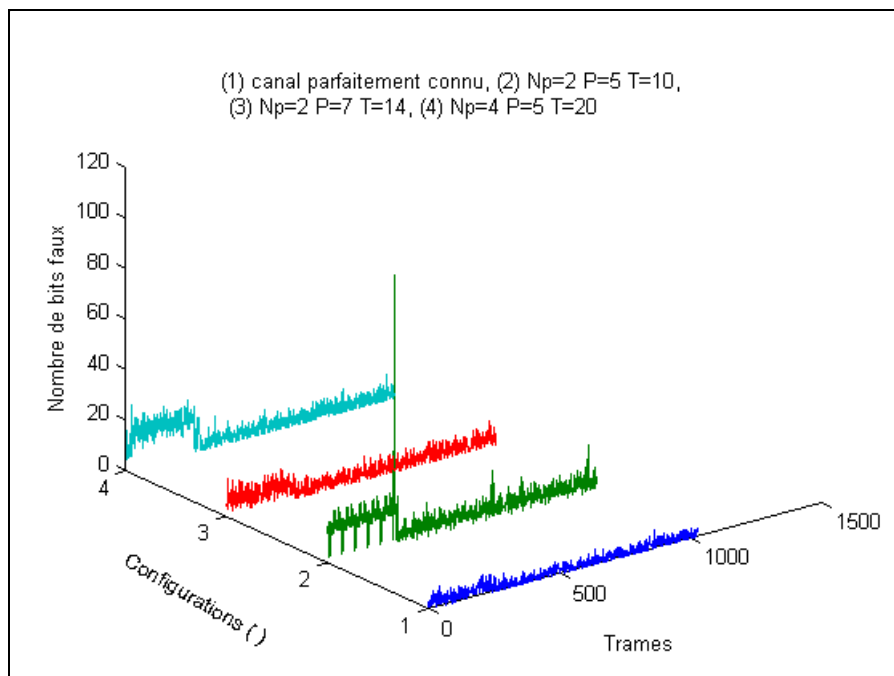


Figure III-14 : Nombre de bits faux lors d'une variation du canal pour différentes valeurs du nombre T de trames nécessaires au calcul de ρ . N_p est le nombre de symboles pilotes par porteuses pilotes dans T trames et P le nombre de sous-porteuses pilotes.

Les résultats les plus pertinents de l'étude paramétrique sont présentés pour les différentes valeurs de T , N_p et P mentionnées en haut de la Figure. Le débit utile reste le même quelle que soit la configuration envisagée. La courbe de référence supposant le canal parfaitement connu, correspond à la configuration 1. Si on compare tout d'abord les courbes (2) et (4), on remarque que l'augmentation de T , à P constant, n'apporte pas beaucoup d'amélioration de la qualité de la liaison, les paquets d'erreurs qui apparaissent périodiquement, traduisant le fait que le module de détection réinitialise régulièrement

l'estimation. Il apparaît donc préférable d'augmenter le nombre P de sous-porteuses pilotes, tout en maintenant à une valeur minimum, choisie égale à 2, le nombre Np de symboles pilotes. La courbe (3), correspondant à Np=2 et P=7, ce qui mène donc à une valeur de T de 14, montre que le nombre de bits faux est minimisé, et c'est donc cette configuration qui sera retenue.

III.5. Le codage différentiel

III.5.1. Le codage différentiel de phase

Outre les méthodes d'estimation du canal associées ensuite au critère de zero-forcing, on peut envisager, pour compenser les variations du canal, d'utiliser les modulations différentielles. Sachant que le codage différentiel "code" la différence de phase entre 2 symboles successifs et non la phase absolue du symbole, il apparaît clairement que, s'il n'y a pas variation de phase brutale entre deux symboles successifs, il ne sera pas nécessaire de connaître les caractéristiques fréquentielles du canal lors de la démodulation. Comme cette solution paraît alléchante à première vue, nous allons présenter brièvement ses principales caractéristiques et nous effectuerons ensuite une simulation pour voir sa robustesse dans le canal de transmission.

Si on note m_t le symbole, issu de la constellation choisie, qui est appliqué à l'entrée du codeur à l'instant t, et d_{t-1} le message en sortie du codeur à l'instant précédent, le nouveau signal d_t est donné par la relation suivante :

$$d_t = \overline{d_{t-1}} \otimes m_t \quad (\text{III-27})$$

Le schéma de principe est donné Figure III-15.

Il est également possible de coder la différence de phase et d'amplitude grâce au codage DAPSK (*Differential Amplitude and Phase Shift Keying*) [Fischer,2] que nous allons brièvement décrire dans le paragraphe suivant.

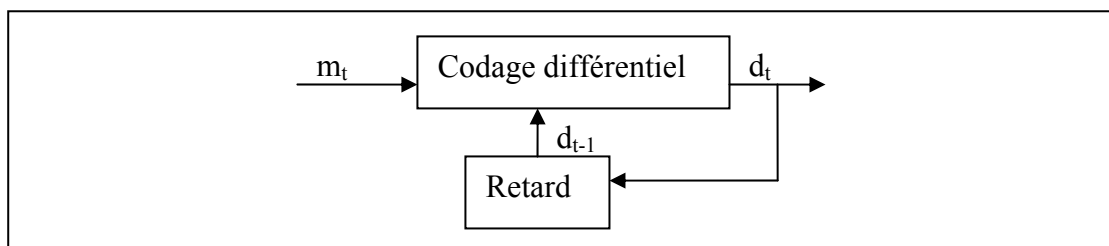


Figure III-15 : Schéma de principe du codage différentiel

III.5.2. Le codage différentiel de phase et d'amplitude

Le codeur DAPSK code en différentiel, des symboles préalablement codés en APSK. Ce codage APSK dépend de 2 paramètres α et β qui définissent la taille de la constellation. Celle-ci est circulaire, de dimension $\beta\alpha$, contrairement au codage M-QAM qui possède une constellation rectangulaire de dimension M.

A l'entrée du codeur APSK, chaque mot composé de $\log_2(\beta\alpha)$ bits est converti en un symbole m défini par la relation suivante :

$$m = r_i \cdot \exp(j \frac{2\pi k}{\beta}) \text{ avec } \begin{matrix} i \in [0, \alpha - 1] \\ k \in [0, \beta - 1] \end{matrix} \quad (\text{III-28})$$

avec r_i le rayon du cercle i . A titre d'illustration, nous avons représenté sur la Figure III-16 la constellation du codage APSK(2,8) avec $\alpha=2$ et $\beta=8$.

Ces symboles sont ensuite encodés en mode différentiel suivant la relation (III-26). Si $d_{t-1} = r_i \exp(j\varphi_k)$ représente la sortie de l'encodeur à l'instant t-1 et $m_t = r_j \exp(j\varphi_m)$ le symbole en entrée, le symbole d_t transmis à l'instant t est défini par:

$$d_t = d_{t-1} \otimes m_t = r_i \exp(j\varphi_k) \otimes r_j \exp(j\varphi_m) = r_{(i+j) \bmod \alpha} \exp(j\varphi_{(k+m) \bmod \beta}) \quad (\text{III-29})$$

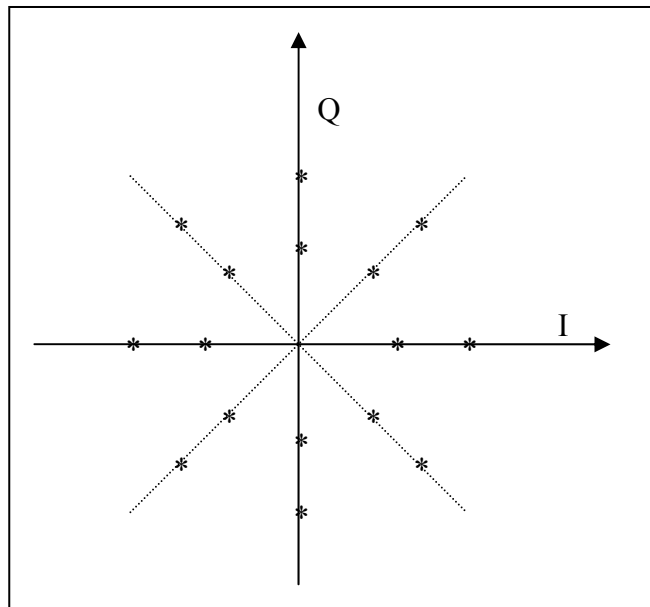


Figure III-16 : Exemple d'une modulation APSK(2,8)

Nous avons comparé les deux méthodes classiques d'encodage différentiel aux méthodes cohérentes, dans un canal de bruit gaussien, pour les modulations à 4 et à 16 états. Les résultats de simulation, présentés Figure III-17, montrent que les performances des

modulations D-16PSK et D-APSK(2,8) sont sensiblement les mêmes. Si on se fixe, par exemple un TEB de 10^{-4} , on remarque d'après ces courbes, qu'une augmentation de 8 dB du rapport signal sur bruit est nécessaire pour obtenir, avec l'encodage différentiel, la même performance qu'une modulation 16-QAM. Compte tenu de ce résultat, nous ne retiendrons pas par la suite les méthodes différentielles, même si elles présentent l'avantage de ne nécessiter aucune égalisation.

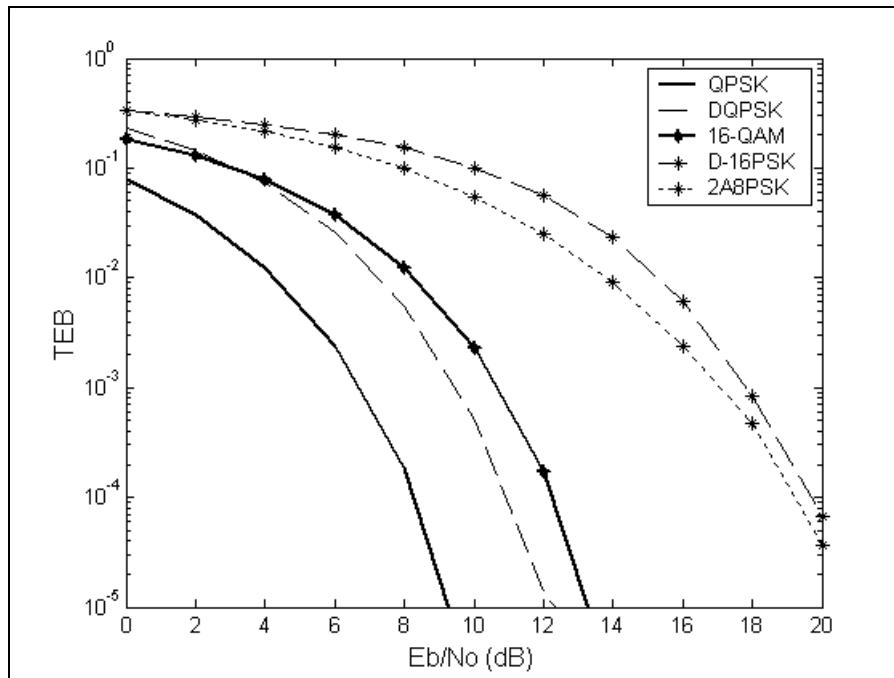


Figure III-17 : Performances des différentes techniques en canal gaussien

III.6. Synthèse des techniques utilisées en canal non stationnaire

A ce stade de l'étude, il est nécessaire de faire un bilan des différentes techniques d'estimation ou de codage envisagées, avant de décrire les performances des liaisons OFDM et DMT en canaux non stationnaires. Les différentes techniques d'estimation sont schématisées sur la Figure III-18 sur un ensemble de 1024 trames. Chaque technique a été testée à débit utile constant, en se basant sur 1 symbole pilote par trame.

- *Estimation par insertion de pilotes*

Deux méthodes avaient été retenues, l'estimation moyennée (schéma a) où un nombre de 2 trames pilotes était nécessaire, et l'interpolation filtrée basée sur l'interpolation entre 16 sous-porteuses pilotes. Pour plus de clarté, nous avons représenté sur le schéma la configuration avec 4 sous-porteuses pilotes.

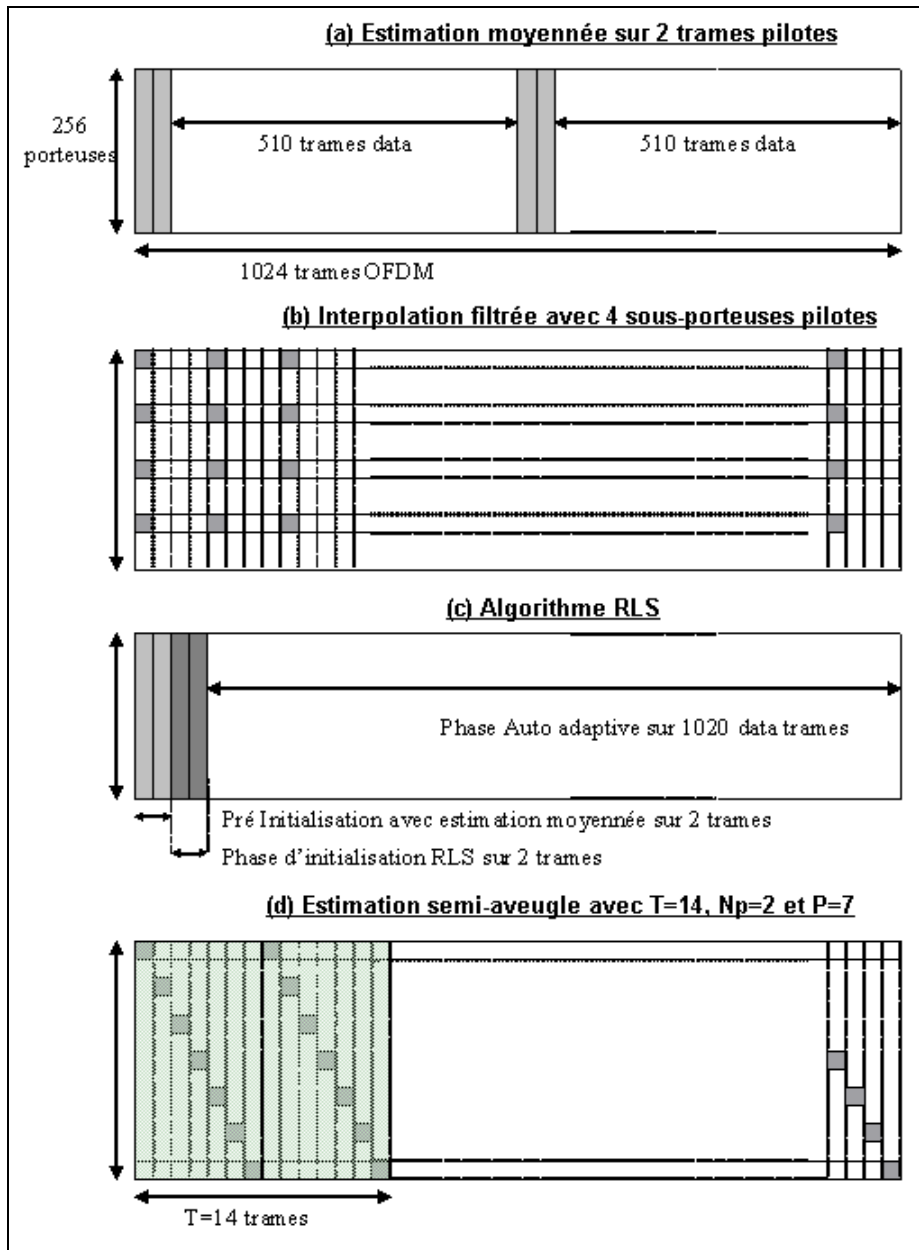


Figure III-18 : Configurations des trames pour 4 méthodes d'estimation

- *Algorithme RLS*

Sachant que la transmission se fait à débit constant, nous ne disposons que de 4 trames pilotes. Or il a été vu qu'au paragraphe III.4.2 que l'algorithme RLS nécessitait 6 trames pilotes dans sa phase d'apprentissage. Une parade consiste à effectuer une estimation moyennée sur 2 trames suivie d'une phase d'apprentissage sur 2 trames.

- *Estimation semi-aveugle*

Rappelons qu'elle comporte un module de détection des changements d'état du canal, une estimation aveugle du module de H et une estimation semi-aveugle de la phase de H basée sur

l'interpolation fréquentielle de phase. Cette estimation semi-aveugle (schéma d) nécessite une sous-porteuse pilote par trame OFDM. L'optimisation des nombres: T de trames nécessaires au calcul de ρ , N_p de symboles pilotes par porteuse pilote durant T trames et enfin P de sous-porteuses pilotes, a montré qu'il était judicieux de choisir $T=14$, $N_p=2$ et $P=7$.

- *Codage différentiel*

L'encodage différentiel de phase D-4QAM a été retenu comme une solution possible pour l'OFDM pour s'affranchir des variations fréquentielles de H au cours du temps. Malheureusement, les méthodes différentielles à plusieurs états de phase et d'amplitude DAPSK que l'on aurait pu envisager pour la modulation DMT, présentent des performances décevantes et n'ont donc pas été considérées par la suite.

III.7. Performances des différentes techniques d'estimation sur une liaison OFDM-4QAM

Dans ce paragraphe, nous comparerons simultanément et dans le même canal stationnaire et non stationnaire, les différentes techniques d'estimation et de codage décrites précédemment pour une liaison OFDM en modulation 4-QAM. Certes, si on compare les performances données Figure III-10 et Figure III-14, les résultats précédents ont montré que l'estimation semi-aveugle semblait offrir les meilleures performances en terme de nombre d'erreurs binaires pour un rapport E_b/N_0 fixe. Mais, pour juger de leur robustesse face au bruit, il est quand même intéressant d'évaluer leurs performances, en terme de taux d'erreurs, en fonction du rapport signal sur bruit E_b/N_0 .

III.7.1. Comparaison des techniques adaptatives dans un canal invariant dans le temps

Les taux d'erreurs calculés pour ces quatre méthodes d'estimation et de codage différentiel sont donnés Figure III-19. Remarquons que pour des rapports E_b/N_0 inférieurs à 10 dB, les résultats sont similaires quelle que soit la méthode envisagée; par contre au-delà de cette valeur, et par exemple pour un rapport E_b/N_0 égal à 18 dB, le TEB de la méthode d'interpolation avec les porteuses pilotes n'est que de 2.10^{-5} alors que pour les autres techniques il est dix fois inférieur. La méthode différentielle nécessite, quant à elle, un rapport

E_b/N_0 supérieur de 2 dB aux modulations classiques, pour atteindre un taux d'erreurs identique. On remarque de plus sur cette Figure que les trois autres méthodes: RLS, insertion de trames pilotes et estimation semi-aveugle, procurent des performances quasiment identiques. Nous allons donc maintenant étudier leur robustesse dans un canal variant dans le temps.

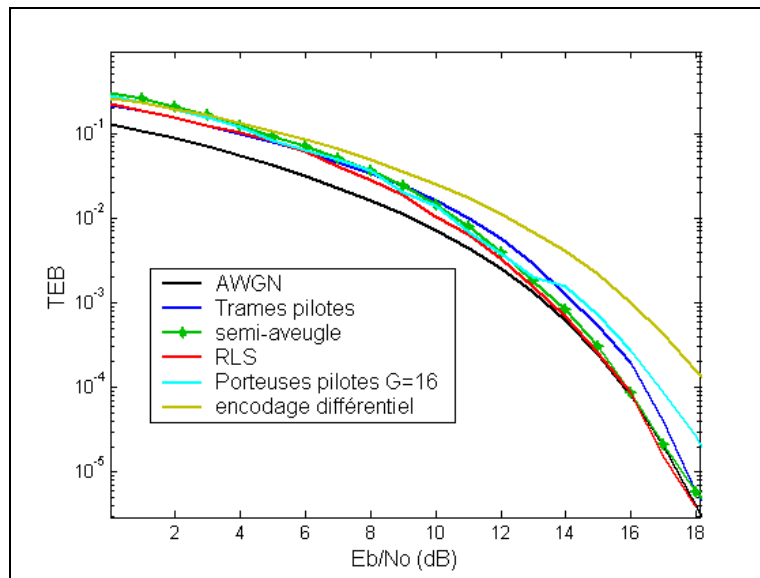


Figure III-19 : Comparaison des TEB dans un canal invariant

III.7.2. Comparaison des techniques d'estimation dans un canal variant dans le temps

Afin de montrer l'amélioration apportée par l'algorithme semi-aveugle, les différentes techniques d'estimations sont testées dans un canal non stationnaire. Les configurations proposées sont identiques à celles du paragraphe précédent, mais un changement brutal du canal intervient lors l'envoi de la 262^{ème} trame, qui est simulé dans le modèle par la génération d'une nouvelle fonction de transfert.

Les résultats donnés Figure III-20, présentent le nombre de bits faux par trame en fonction du type de méthode utilisée (échelle de 0 à 4) et en fonction du numéro de la trame transmise, le rapport E_b/N_0 étant égal à 14 dB. Cette simulation met en évidence différents points :

- En ce qui concerne l'algorithme RLS (courbe 0), le nombre de bits faux atteint 350 (sur 520) dès l'instant de changement de fonction de transfert et reste ensuite constant, indépendamment du temps. Ceci s'explique par le principe même de l'algorithme qui, dans sa phase auto-adaptative, calcule les coefficients de l'égaliseur à partir d'une décision sur les

symboles reçus. Si ceux-ci deviennent erronés, suite à une variation brutale du canal, l'erreur sur les coefficients devient trop importante pour que la phase auto-adaptative par récursivité converge.

-Pour l'estimation basée sur les trames pilotes (courbe 1), on a supposé que 2 trames pilotes successives étaient envoyées toutes les 512 trames. La courbe montre que le nombre d'erreurs est localement très important après la zone de transition. Comme il faut attendre l'envoi d'une nouvelle trame d'initialisation pour réajuster les coefficients, cette méthode s'avère inadaptée à notre environnement.

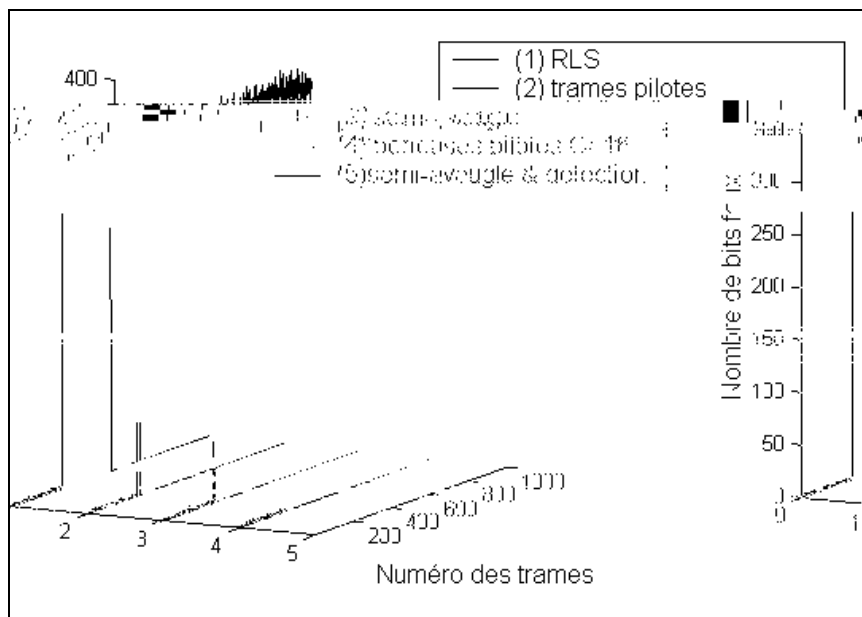


Figure III-20 : Evolution du nombre d'erreurs en fonction du numéro des trames, Eb/No=14 dB

-Les performances des estimations semi-aveugles sans module de détection (2) ou basée sur l'interpolation (3), montrent la présence de une à deux trames fausses qui interviennent à l'instant de changement de canal.

- Les résultats concernant la technique semi-aveugle mais optimisée grâce à l'introduction du module de détection des variations du canal, sont donnés sur la courbe (4) et ne font apparaître aucune erreur. Cependant ces excellents résultats se font en dépit d'un retard de transmission, car à chaque détection de variation du canal, un retard de 14 trames, soit 714 μ s dans notre configuration, est introduit pour le calcul des nouveaux coefficients.

Remarque : Si on observe plus en détail le nombre de bits faux, ce dernier varie entre 0 et 5 dans le canal 1 quelle que soit la technique d'estimation utilisée. Par contre, en canal 2, dès que l'estimation est correcte, le nombre d'erreurs tend vers zéro. Ceci est dû au fait que le rapport signal sur bruit sur certaines sous-porteuses dans le premier canal est, en fait, plus faible que dans le second, ce qui implique un nombre d'erreurs plus important.

Afin de mieux illustrer les conclusions précédentes, le nombre de bits faux détectés sur les 1024 trames a été calculé, ce qui a permis d'en déduire un taux d'erreurs moyen. Les courbes de la Figure III-21, représentent ainsi l'évolution de ce taux d'erreurs en fonction de E_b/N_0 . On remarque tout d'abord que l'estimation semi-aveugle, aidée de la détection de changement d'état, est nettement plus efficace que les autres techniques d'estimation. Cependant, il faut noter les bons résultats de l'encodage différentiel qui présente des performances pratiquement identiques à celles de la modulation 4-QAM avec estimation semi-aveugle, tout au moins pour un rapport signal sur bruit inférieur à 6 dB. Pour des E_b/N_0 plus importants, l'écart entre les deux courbes est d'environ 2 dB.

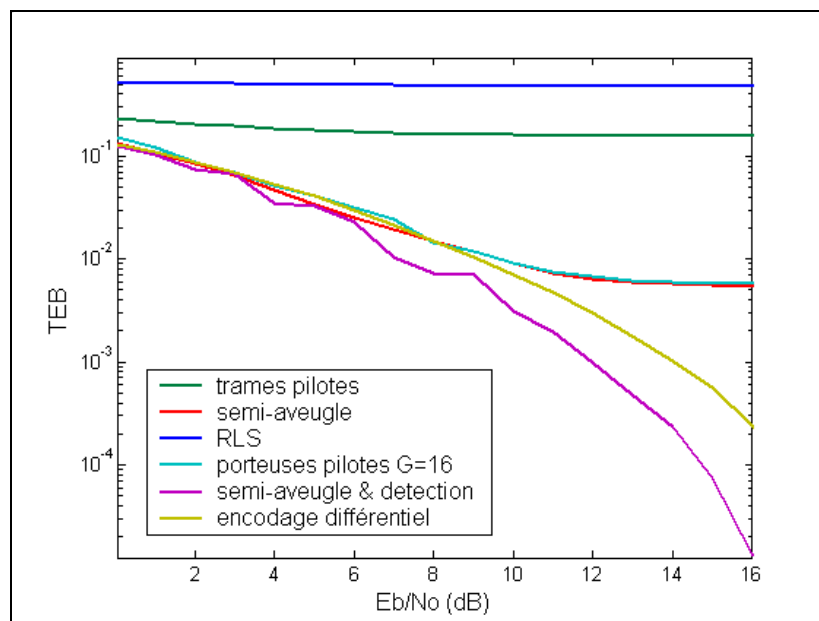


Figure III-21 : Comparaison des TEB dans un canal non stationnaire

III.7.3. Limite de l'estimation semi-aveugle dans un canal variant dans le temps

Dans les paragraphes précédents, nous avons fait l'hypothèse que le canal était invariant pendant la durée des 14 trames nécessaires au calcul de \hat{H} . Mais cette hypothèse peut ne pas être vérifiée dans la pratique, le canal pouvant subir deux changements durant un intervalle de temps très court, inférieur au temps nécessaire pour le calcul de \hat{H} et de I_p (14 trames). Une illustration est proposée Figure III-22, deux changements consécutifs se produisant à l'issue des trames indiquées.

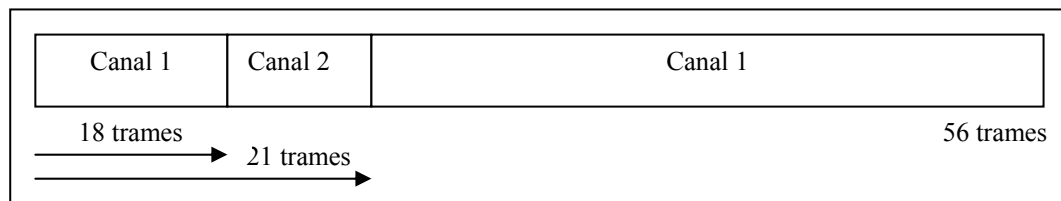


Figure III-22 : Configuration du canal

Dans cette configuration, l'initialisation a lieu durant le canal 1 et, après les 14 trames nécessaires, l'algorithme d'estimation semi-aveugle donne la valeur correcte de \hat{H}_1 et démodule correctement le signal. Le paramètre ρ est ensuite calculé sur chaque nouvelle trame. Un changement de canal est détecté à la 19^{ème} trame et l'algorithme démarre une nouvelle estimation du canal qui devrait s'étendre sur 14 trames, mais, durant cette période le canal change de nouveau d'état. Observons, Figure III-23, le comportement de l'algorithme lors de ce changement, quand E_b/N_0 est égal à 14 dB. On remarque que le nombre de bits faux augmente localement puisque l'estimation du canal est fautive. Le module de changement d'état calcule également un intervalle de I_ρ mais basé pour partie sur les caractéristiques du canal 1, et pour partie sur celles du canal 2. Il en résultera que lors des premiers tests, effectués sur les trames suivantes, les valeurs de ρ seront situées hors de l'intervalle et l'algorithme détectera un nouveau changement d'état, réinitialisant ainsi l'estimation du canal. Le nombre de trames incorrectement égalisées sera donc toujours borné par le nombre de trames T choisi pour l'estimation de I_ρ .

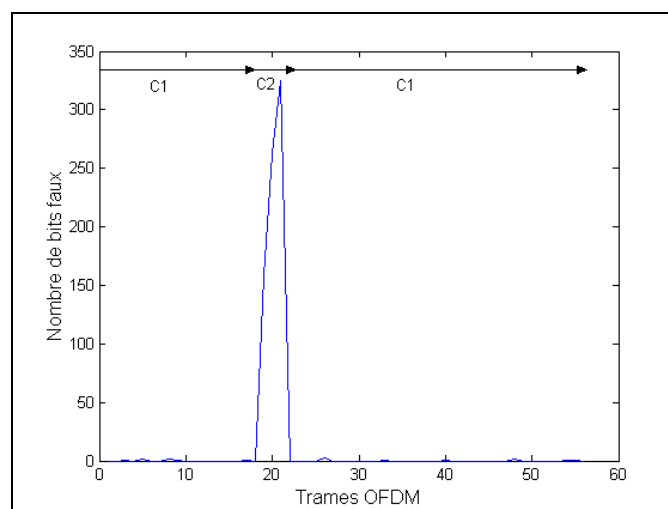


Figure III-23 : Performance de l'algorithme semi-aveugle en présence d'un canal variant rapidement

III.7.4. Conclusions sur les techniques d'estimations sur les performances d'une liaison OFDM-4-QAM

Suite à l'étude paramétrique qui a été menée, nous avons vu que l'estimation semi-aveugle et le codage différentiel donnent de très bons résultats et pourraient donc être tous deux retenus pour lutter contre la non stationnarité du canal. Cependant nous avons vu, Figure III-17, que si la taille de la constellation devient grande, l'écart de 2 dB mentionné précédemment, augmente rapidement. Il faudra donc un rapport signal sur bruit beaucoup plus important pour que le codage différentiel donne des performances identiques à celles des modulations cohérentes. Ceci serait fortement pénalisant pour la DMT, variante de l'OFDM, détaillée dans un prochain paragraphe, qui favorise les canaux à fort rapport signal sur bruit ce qui, par voie de conséquence, se traduira par des constellations de grande taille.

III.8. Performances de l'estimation semi-aveugle sur une liaison DMT

Nous proposons dans cette partie d'extrapoler à une liaison DMT l'estimation semi-aveugle que nous avons développée. Nous optimiserons tout d'abord, pour cette modulation, l'estimation du canal ainsi que le module de détection, puis nous présenterons les performances comparées des procédés DMT et OFDM en présence de bruits bande étroite et d'un canal sélectif en fréquence et non stationnaire.

III.8.1. Adaptation de l'estimation semi-aveugle aux modulations M-QAM dans un canal stationnaire

L'intérêt de la DMT est d'utiliser au mieux les sous-porteuses ayant un fort rapport signal sur bruit pour transmettre un grand nombre de bits par symboles grâce à des constellations de grande taille, comme la 64 QAM. Dans ce cas, les coefficients de l'égaliseur doivent cependant être définis avec précision, car une grande incertitude sur l'estimation de H entraînerait une augmentation importante du taux d'erreurs.

Pour l'estimation semi-aveugle, nous avons vu que le nombre de trames T et le nombre N_p de symboles pilotes utilisés, dépendent du rapport signal sur bruit dans les sous-bandes, tandis que le nombre de fréquences pilotes P , dépend des caractéristiques de la

fonction de transfert du canal et du nombre de ses évanouissements fréquentiels présents dans la bande. C'est pourquoi, dans un premier temps, après une rapide étude paramétrique, le nombre P est maintenu à 7 comme précédemment. Il reste uniquement à préciser le nombre de trames T optimal pour une bonne estimation du canal puisque la valeur du nombre de symboles pilotes N_p est directement reliée à P et T par la relation $N_p = T/P$.

L'étude paramétrique a été menée en envisageant 7 valeurs possibles de T , comprises entre 28 et 98. Dans tous les cas, l'allocation binaire est réalisée grâce à 30 trames d'initialisation. Pour chaque configuration du système de transmission, correspondant à une valeur de T , le TEB a été calculé sur 75 canaux générés aléatoirement par notre modèle, avec $E_b/N_0 = 14$ dB. Les résultats sont donnés Figure III-24 où, afin d'éviter de présenter des courbes présentant des successions rapides de maximum et de minimum, le TEB dépendant bien sûr de la fonction de transfert générée à chaque test, les 75 canaux ont été classés du plus favorable au plus défavorable.

La courbe de référence, notée dans la Figure "estimation moyennée $N_t=30$ ", correspond au cas idéal pour lequel les coefficients de l'égaliseur sont connus. Lorsque ces coefficients sont issus de l'estimation semi-aveugle du canal, on observe que plus le nombre T de trames augmente, plus les TEB convergent vers une valeur limite. Le choix $T=98$ semble donc bien approprié, d'autant plus que nous avons vérifié dans ce cas, que les allocations binaires affectées aux diverses sous-porteuses variaient de 1 à 8 bits, donc dans toute la plage autorisée.

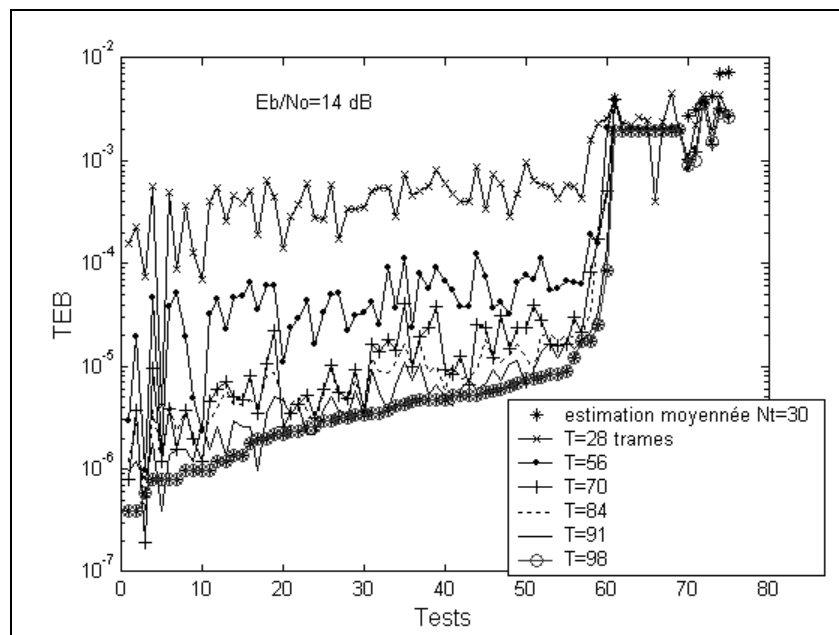


Figure III-24 : Calcul du TEB d'une liaison DMT pour 75 canaux

III.8.2. Performance de la détection aveugle aux modulations M-QAM dans un canal non stationnaire

Nous avons vu au paragraphe III.4.4.d, que le calcul de ρ , critère de détection des variations temporelles du canal, ne pouvait se faire, pour une liaison DMT, que sur un nombre N_M de sous-porteuses portant la même taille M de constellation. Or le calcul de ρ se fonde sur l'espérance des symboles de cette constellation. Pour que cette espérance puisse être correctement estimée, il faut disposer d'un grand nombre de valeurs, ce qui exclut donc le calcul sur des constellations de taille M très importantes qui ne sont mises en œuvre qu'épisodiquement. Notre choix s'est donc porté sur les constellations 2-QAM et 4-QAM.

Le but de ce paragraphe est de montrer l'efficacité de ce principe de détection de changement d'état du canal, le nombre de trames pour calculer I_ρ étant de 98. Pour cela, nous avons calculé la probabilité de détection des variations du canal en émettant 1000 paquets de 100 trames, le canal étant modifié à la 80^{ème} trame de chaque paquet. I_ρ est calculé sur les sous-porteuses modulées en 2-QAM ou en 4-QAM. Un bruit blanc, correspondant à un rapport signal sur bruit moyen de 14 dB, dans toute la bande d'émission, a été ajouté au canal. Si on s'intéresse tout d'abord à la probabilité d'une détection erronée de changement d'état (correspondant donc aux numéros de trames de 1 à 79), donc d'une estimation non nécessaire du canal, on remarque sur la courbe de la Figure III-25, que cette probabilité reste inférieure à 3.10^{-3} pour les deux modulations choisies, ce qui est tout à fait acceptable. On note ensuite que ce calcul de I_ρ sur 100 trames permet de détecter près de 70 % et 80 % des variations du canal à la 80^{ième} trame, respectivement pour la modulation 4-QAM et 2-QAM. Si le changement n'est pas détecté lors de la première trame émise dans le nouveau canal, on pourra espérer raisonnablement qu'il le sera à la deuxième ou, au pire à la troisième trame, les valeurs de ρ successives n'étant pas corrélées.

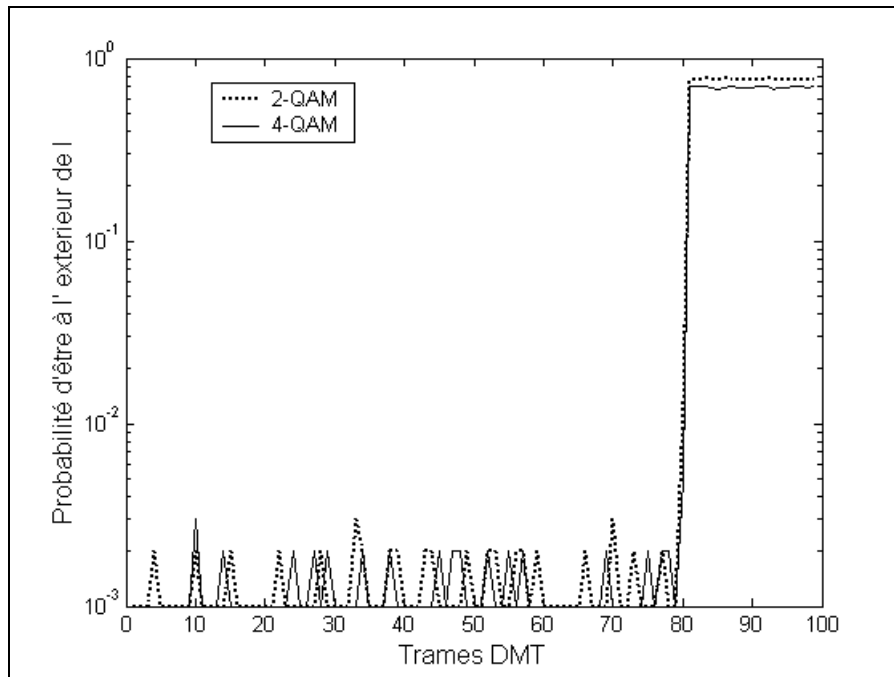


Figure III-25 : Probabilité d'être à l'extérieur de I_p quand $snr=14$ dB

III.8.3. Performances des liaisons OFDM et DMT en présence de bruits bande étroite et dans un canal sélectif en fréquence

Le but de ce paragraphe est de comparer les performances des procédés OFDM et DMT dans un canal sélectif en fréquence et non stationnaire et en présence de bruits bande étroite. Deux algorithmes d'allocation binaire tels que ceux de Fischer-Huber et *water pouring* sont testés. Nous avons vu au paragraphe III.4.1 non seulement l'importance de posséder un module d'estimation adaptative mais aussi concernant la DMT la nécessité de réactualiser l'allocation binaire après le changement d'état du canal. Cette dernière nécessité est résolue grâce au module d'estimation semi-aveugle à l'issue duquel une estimation du canal est réalisée. L'allocation binaire peut alors être réalisée puis envoyée à l'émetteur. On parle alors d'allocation binaire dynamique.

La bande de transmission est comprise entre 10 MHz et 16 MHz, la fonction de transfert du canal est issue d'un tirage généré par le modèle et présente donc une sélectivité fréquentielle. Des séries de 1000 tests chacune ont été effectuées, chaque série correspondant à une technique d'émission. Un test correspond à l'envoi de 2048 trames, soit environ 1 Mbits, qui seront perturbées par le bruit stationnaire caractéristique d'un raccordement aérien. De plus, un changement de canal, et un seul, se produit lors de la transmission.

Pour une puissance reçue dans la bande de 5 MHz, on peut en déduire la DSP moyenne du signal. Celle-ci sera choisie égale à -110 dBm/Hz, les essais étant effectués pour des transmissions OFDM ou DMT utilisant les techniques de *water pouring* ou de Fisher-Huber.

Les résultats sont présentés Figure III-26 sous la forme d'une fonction cumulative des taux d'erreurs obtenus. L'OFDM est peu performante car près de 50% des taux d'erreur sont supérieurs à $4 \cdot 10^{-2}$. Les nombreux évanouissements fréquentiels perturbent donc fortement la liaison. La DMT présente, quant à elle, de meilleurs résultats mais on peut noter que la technique de *water pouring* est moins performante que celle de Fisher Huber car, comme nous le mentionnions précédemment, l'allocation de puissance a été limitée de façon à répondre aux contraintes de puissances transmises. Or l'allocation binaire est réalisée en supposant la puissance maximale dans certaines sous-bandes. Il en résulte des constellations dont les tailles ne sont pas forcément adaptées aux sous-porteuses. L'algorithme de Fisher Huber s'avère dans ce cas, nettement plus performant.

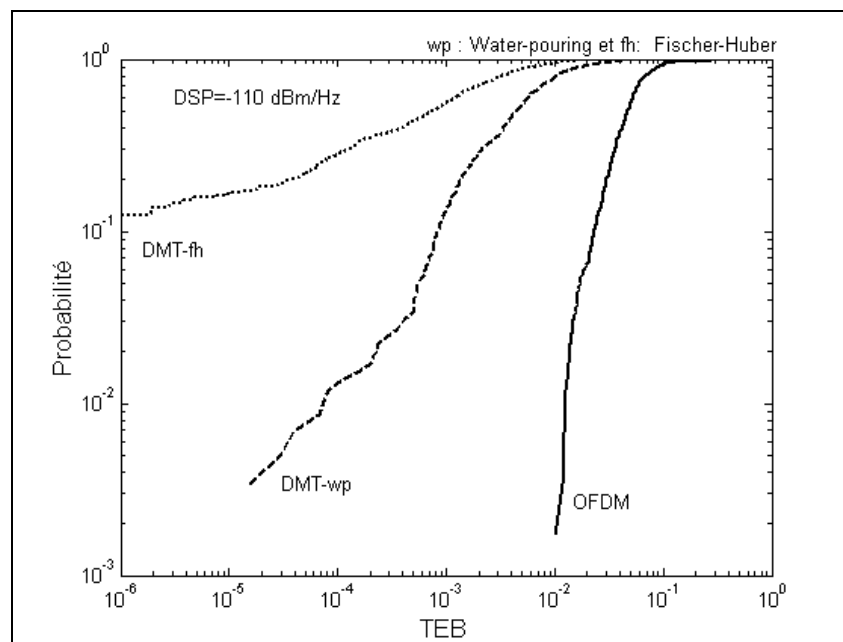


Figure III-26: Comparaison des différentes techniques dans un canal non stationnaire

III.9. Conclusion

En présence du bruit stationnaire relevé sur le réseau électrique, les résultats des simulations effectuées dans les différentes bandes de fréquences du spectre de bruit ont montré que la modulation DMT, était le procédé le mieux adapté. L'étude paramétrique a

montré, qu'en présence de bruits bande étroite et pour atteindre un taux d'erreurs binaires de 10^{-4} , une densité spectrale en réception de -100 dBm/Hz est nécessaire pour l'OFDM et seulement -125 dBm/Hz pour la DMT.

Nous avons ensuite étudié les algorithmes d'estimation classiques basés sur l'insertion de pilotes ou sur le critère de RLS. Leurs faibles performances dans les canaux non stationnaires nous ont conduit à développer un algorithme d'estimation semi-aveugle. Si la détermination du module de la fonction de transfert est simple à réaliser, la détermination de la phase a bénéficié de toute notre attention et nous avons proposé son estimation par interpolation fréquentielle. De plus pour éviter les erreurs locales obtenues lors des variations du canal, un module de détection de changement d'état a été mis au point.

En présence de bruit stationnaire et dans un canal sélectif en fréquence et non stationnaire, il s'avère que si l'égalisation fréquentielle est indispensable à chaque variation de la fonction de transfert, l'optimisation des paramètres concernant l'allocation binaire est également nécessaire. Notre module d'estimation semi-aveugle permet de rendre cette allocation binaire dynamique en renvoyant à l'émetteur, la nouvelle allocation binaire sur chaque sous-porteuse réalisée grâce à l'algorithme de Fischer-Huber et l'estimation semi-aveugle du nouveau canal.

Enfin, une comparaison des procédés OFDM et DMT avec les algorithmes dynamique d'allocation binaire de *water pouring* ou de Fischer-Huber en présence de bruits bande étroite et d'un canal non stationnaire a permis de montrer que le procédé DMT avec allocation dynamique de Fischer-Huber et estimation semi-aveugle du canal offrait les meilleures performances quand les rapports signal sur bruit dans chaque sous-bande étaient relativement faibles.

Chapitre IV : Performances et optimisation en présence de bruit impulsif

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous attacherons à mettre en évidence l'influence du bruit impulsif sur les performances des systèmes et à étudier diverses solutions pour pallier aux erreurs de transmission qui en découleront. Un bruit blanc gaussien de densité spectrale de puissance $N_0/2$ a également été ajouté au signal reçu, sa puissance ayant été calculée de façon à ce qu'en réception, le rapport E_b/N_0 soit de 14 dB. Enfin, le canal sera supposé non sélectif en fréquence.

En présence de bruit blanc et de bruit impulsif, donc en absence de bruit bande étroite, les techniques OFDM et DMT sont équivalentes. Afin de simplifier la présentation, nous retiendrons une modulation OFDM avec 256-sous-porteuses modulées en 4-QAM.

Pour diminuer l'impact du bruit impulsif sur la qualité de la transmission, on étudiera successivement deux méthodes complémentaires, l'une basée sur un algorithme de détection et d'annulation du bruit, l'autre sur le codage de canal, et qui seront exposées respectivement dans les paragraphes IV.2 et IV.3.

Nous avons montré dans le premier chapitre de ce mémoire, que le bruit impulsif se décompose en deux catégories: les impulsions isolées et les rafales, d'amplitudes similaires, et dont les durées respectives sont en moyenne de $3\mu\text{s}$ et $81\mu\text{s}$, pour les classes d'impulsions dont la pseudo-fréquence est supérieure à 500 kHz. Compte tenu de ces ordres de grandeur, on imagine aisément que les impulsions isolées seront nettement moins pénalisantes que les rafales. En conséquence, seul l'effet de ces dernières sera pris en compte pour optimiser les paramètres des modules de traitement du bruit et de codage.

Nous décomposerons l'approche en deux étapes successives, en considérant tout d'abord l'impact de l'impulsion élémentaire formant l'élément de base de la rafale, puis en tenant compte de la succession temporelle d'impulsions de ce type et qui donnera naissance à la rafale.

Dans cette démarche, un premier point critique est de caractériser le rapport signal sur bruit. Nous avons choisi d'introduire tout d'abord un SINR (*Signal to Impulsive Noise Ratio*)

qui, par convention, sera relié à la puissance moyenne de bruit d'une seule impulsion élémentaire, la moyenne étant calculée sur la durée T_{OFDM} d'un symbole OFDM. On pose donc:

$$SINR = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{impulse}}} \quad (\text{IV-1})$$

où P_{signal} est la puissance du symbole OFDM reçu, déduite de sa densité spectrale de puissance, notée DSP, et de la bande transmise W par la relation $P_{\text{signal}} = DSP.W$. On supposera que la densité spectrale du signal reçu est de -50 dBm/Hz.

P_{impulse} , compte tenu de sa définition, est calculée analytiquement à partir de l'expression mathématique d'une sinusoïde amortie, caractérisant, comme nous l'avons vu, la forme de cette impulsion. En notation complexe, on avait posé:

$$b(t) = A \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \cdot \exp(j2\pi f_0 t) \quad (\text{IV-2})$$

τ étant une constante de temps caractérisant l'amortissement de la fonction, et f_0 la pseudo-fréquence.

La puissance de l'impulsion élémentaire est alors donnée par l'expression suivante :

$$P_{\text{impulse}} = \frac{1}{T_{\text{OFDM}}} \int_0^{T_{\text{OFDM}}} b(t)b^*(t)dt \quad (\text{IV-3})$$

Comme la durée T_d de l'impulsion élémentaire est inférieure à la durée T_{OFDM} du symbole, l'équation ci-dessus devient:

$$P_{\text{impulse}} = \frac{A^2}{T_{\text{OFDM}}} \int_0^{T_d} \exp\left(-2\frac{t}{\tau}\right)dt = \frac{A^2\tau(1 - \exp\left(-\frac{2T_d}{\tau}\right))}{2.T_{\text{OFDM}}} \quad (\text{IV-4})$$

Cette puissance de bruit dépendant des divers paramètres de l'impulsion élémentaire, nous avons choisi, afin de minimiser l'étude paramétrique, de considérer comme variable, l'amplitude A , toutes les autres caractéristiques étant fixes et étant égales à leurs valeurs moyennes. En particulier, pour l'ensemble des simulations qui seront présentées, la durée T_d sera de 2 μ s. La courbe de la Figure IV-1 montre ainsi la correspondance entre la valeur choisie pour l'amplitude A et le SINR, quand la densité spectrale est de -50 dBm/Hz.

Lors de l'étude de l'impact de la rafale sur la qualité de la transmission, le paramètre supplémentaire qui sera introduit sera la durée de cette rafale, soit, de manière équivalente, le nombre d'impulsions élémentaires la constituant.

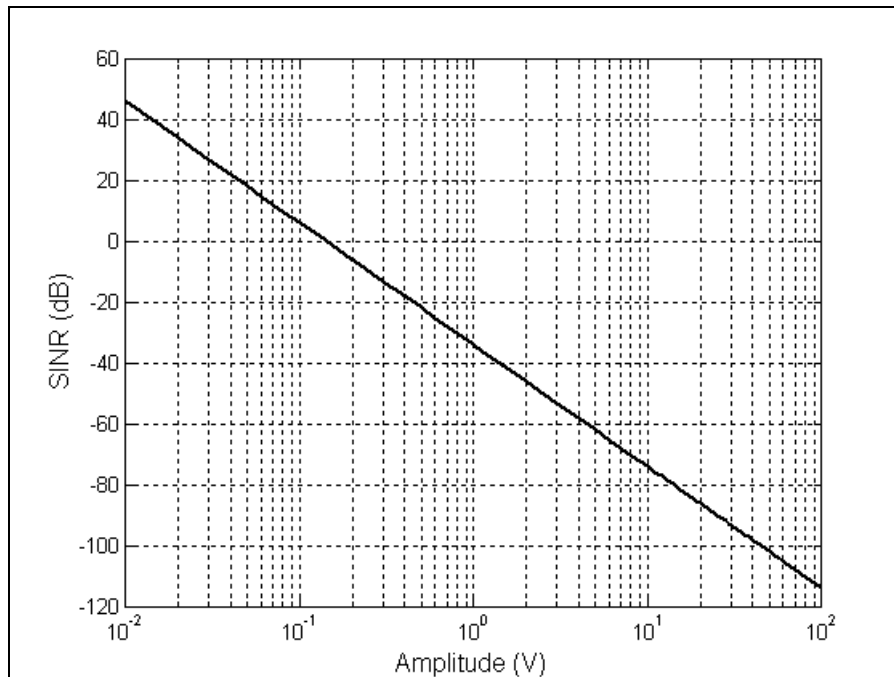


Figure IV-1 : Equivalence entre le SINR et l'amplitude A de l'impulsion élémentaire pour une DSP du signal de -50dBm/Hz

Nous terminerons ce chapitre par une étude des performances de la liaison en terme de taux d'erreurs binaires, en présence du bruit impulsif déduit du modèle stochastique.

IV.2. Apport du traitement du bruit impulsif sur les performances de la liaison.

Avant de procéder à une étude quantitative du bilan de liaison en terme de taux d'erreurs bits ou de nombre d'octets faux sur une durée déterminée, il est important de rappeler quelques ordres de grandeur. Dans le deuxième chapitre, au paragraphe II.2.4, nous avons déterminé la distribution d'amplitude que suit le signal OFDM. Pour une puissance moyenne de 1 Watt sur chaque sous-porteuse, la probabilité pour que l'amplitude du signal soit égale ou dépasse 2,1 V est de 10^{-2} . Cependant, si on considère une transmission avec une densité spectrale de puissance de -50 dBm/Hz dans une bande de 5,5 MHz, cette même probabilité est réalisée pour une amplitude de signal d'environ 30 mV. Or, si on se réfère au Tableau IV-1 ci-après, qui rappelle les valeurs moyennes caractéristiques d'une rafale, on se rend compte que l'amplitude moyenne des impulsions élémentaires est de 11 V.

Paramètres de l'impulsion rafale moyenne	f_0	Amplitude	Durée	k constante de temps normalisée	Durée de l'impulsion élémentaire
valeur	2 MHz	11 V	81 μ s	0.54 s	4/ f_0 =2 μ s

Tableau IV-1 : Synthèse des caractéristiques de la rafale moyenne

Il est bien évident qu'on peut s'attendre à une perte complète du ou des symboles affectés par cette rafale. Afin de minimiser le taux d'erreurs, il est donc indispensable de procéder à un traitement préalable des données et, si possible, de disposer d'un algorithme permettant de "soustraire" le bruit du signal reçu. Une approche, détaillée dans le paragraphe suivant, utilise un module de détection et d'annulation du bruit, appelé en abrégé "de traitement", qui sera inséré dans la chaîne de réception et qui a été décrit dans la littérature par Matsuo [Matsuo]. Cependant cette méthode fixe, a priori, certains paramètres qui, si les caractéristiques de bruit sont très variables dans le temps, peuvent se révéler tout à fait inadéquats, rendant ainsi l'algorithme inefficace. Nous avons donc développé une variante, qui introduit une phase de traitement préliminaire avant celle proposée par Matsuo. Nous verrons que cette méthode s'adapte mieux aux caractéristiques de bruit présent en environnement *indoor* et sera ainsi baptisée "version optimisée". Les performances des techniques de "base" (Matsuo seul) et "optimisée" seront quantifiées par le nombre d'octets faux par trame lors d'une transmission OFDM. On prendra tout d'abord en compte l'impulsion isolée d'une rafale, puis on introduira la rafale elle-même.

IV.2.1. Description du module de traitement du bruit impulsif

IV.2.1.a) Le module de traitement proposé par Matsuo

Le traitement proposé par [Matsuo] consiste, grâce à un procédé récursif, à déterminer dans le domaine temporel, donc sur chaque échantillon correspondant à un symbole OFDM, les amplitudes les plus importantes du bruit, puis à les soustraire de ce même signal reçu.

Le synoptique de la Figure IV-2 présente plus en détail ce module. Dans une première étape, les symboles reçus $\{r\}$, après conversion série-parallèle et suppression du préfixe cyclique, sont tout d'abord démodulés pour donner le vecteur $\{X\}$. En sortie du module de décision, le vecteur $\{\bar{X}\}$ obtenu représente une première estimation de $\{X\}$. $\{\bar{X}\}$ est remodulé par le modulateur OFDM pour donner le vecteur $\{\bar{a}\}$. Une estimation du bruit

notée $\{\hat{b}\}$ est ainsi obtenue en retranchant aux symboles reçus $\{r\}$, mémorisés durant les procédés de démodulation et de modulation, le vecteur $\{\bar{a}\}$.

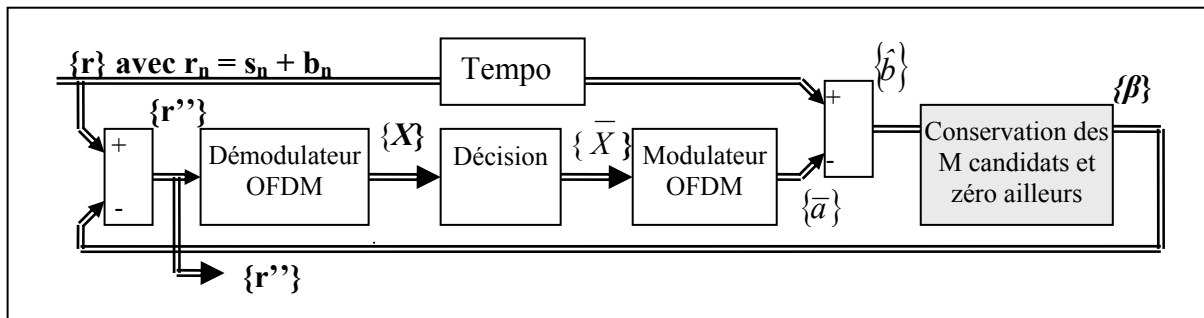


Figure IV-2 : Principe de la détection itérative du bruit basée sur M candidats

Si la décision \bar{X}_k , réalisée sur un des éléments de $\{X\}$ est fautive, l'élément correspondant du vecteur $\{b\}$ traduira implicitement, non seulement l'amplitude du bruit, mais également une amplitude résultant de la différence entre \bar{X}_k et sa valeur vraie X_k . Pour minimiser cette erreur d'estimation du bruit, l'algorithme de "soustraction" ne sera pas effectué directement et globalement sur les N symboles de la trame OFDM. On sélectionnera tout d'abord dans le vecteur $\{b\}$, les M échantillons correspondant aux valeurs les plus importantes et que l'on estime donc être bien caractéristiques du bruit impulsif. Ils seront appelés "candidats". Notons que des zéros sont substitués à la place des valeurs "non candidates" pour obtenir le vecteur de bruit estimé $\{\beta\}$. Ce vecteur de bruit est ôté du vecteur formé par les symboles reçus $\{r\}$ pour constituer le nouveau vecteur $\{r''\}$, ce processus pouvant être réitéré plusieurs fois comme indiqué sur la Figure IV-2.

Ce module d'estimation du bruit et de soustraction au signal utile, appelé globalement module de "traitement", sera inséré dans la chaîne de réception, comme le montre le synoptique global de la Figure IV-3. Dans ce schéma, on a noté $\{D\}_{1:N}$ le vecteur des symboles D_k modulés par les sous-porteuses et $\{s\}_{1:N}$ le vecteur des symboles issus du modulateur OFDM avant l'insertion du préfixe cyclique.

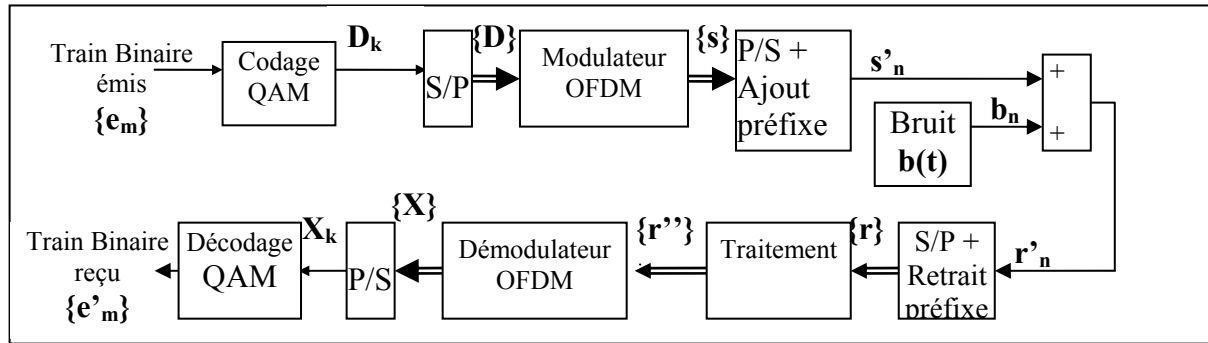


Figure IV-3 : Schéma de principe de la liaison en présence de bruit

Le choix de la valeur M de candidats peut s'avérer critique pour certains types de bruit, et notamment pour ceux présents sur les lignes d'énergie, car il n'est pas évident de trouver une corrélation entre la valeur de M à choisir et la durée de la rafale de bruit et du SINR. Nous proposons donc de modifier cet algorithme en y adjoignant une étape préliminaire qui repose sur la détection d'amplitude du signal transmis.

IV.2.1.b) Optimisation du module de traitement

Si la détection de $\{X\}$ n'est pas parfaite, le vecteur $\{\hat{b}\}$ comprendra un "résidu" de signal, dû à la mauvaise détection. Ce "résidu" est égal à la différence entre les amplitudes des signaux réel et estimé et peut donc être du même ordre de grandeur que l'amplitude d'un signal OFDM quelconque, compte tenu de la distribution des amplitudes possibles dans une constellation. Par conséquent, si la valeur estimée du bruit \hat{b}_n sur un symbole est identique ou supérieure à l'amplitude maximale d'un symbole OFDM, on peut en déduire que cette valeur contient pour une grande partie du bruit et que le symbole sur lequel le bruit a été estimé est erroné. Il suffit donc de se fixer un seuil A_s et de tester si l'amplitude du bruit estimé est supérieure à ce seuil. Nous décrirons dans le paragraphe suivant, la démarche qui a été suivie pour optimiser la valeur de A_s .

On pourra ainsi extraire, lors de la première itération du module de traitement, les échantillons ne correspondant qu'au bruit impulsif, grâce précisément à la connaissance de la distribution statistique des amplitudes du signal transmis. Cela permettra de rendre auto adaptatif le procédé de détection de seuil.

Cette solution, schématisée dans le synoptique de la Figure IV-4, n'est pas itérative car elle ne concerne que la première phase du procédé de détection, et aura donc pour effet de retirer les échantillons \hat{b}_n , dont les valeurs absolues seront supérieures à A_s . A l'issue de cette

étape préliminaire, le module de traitement, basé sur la technique de Matsuo décrite précédemment, est mis en oeuvre.

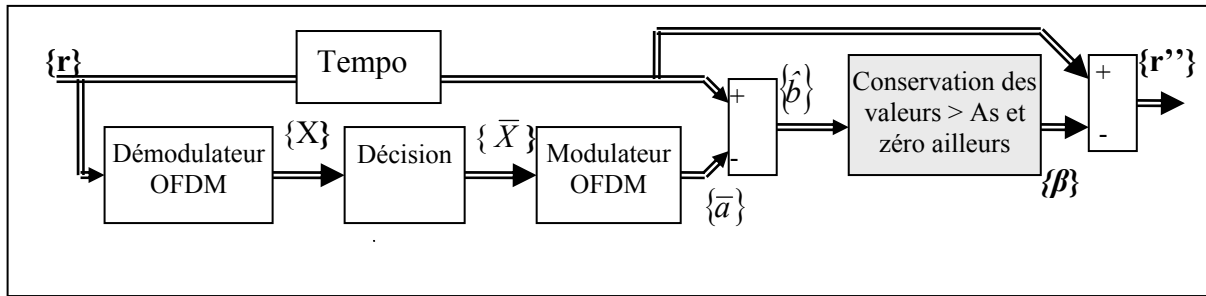


Figure IV-4 : Principe de la détection basée sur le seuil A_s

IV.2.2. Impact de l'impulsion élémentaire

Dans cette partie, nous allons définir la valeur optimale du seuil A_s lorsque le bruit impulsif est une impulsion élémentaire d'une durée de $2 \mu s$, puis nous comparerons les performances du procédé de Matsuo à celle de la version "optimisée" que nous venons de proposer. Une étude paramétrique sur le nombre M de candidats et sur le nombre d'itérations nécessaires en fonction du rapport SINR, sera présentée dans chaque cas.

IV.2.2.a) Optimisation du seuil A_s des amplitudes du signal dans la version optimisée du module de traitement

Dans une première étape, afin de procéder à une évaluation du niveau de seuil A_s , nous allons regarder les erreurs obtenues en sortie de la première phase du module optimisé, c'est-à-dire avant de mettre en oeuvre le procédé de Matsuo. Cette étude est réalisée en fonction du SINR sur une moyenne de 1000 tests, chaque test portant sur la perturbation d'une trame OFDM, de durée $50 \mu s$ et comportant 64 octets soit 512 bits. L'instant d'arrivée de l'impulsion élémentaire au sein d'une trame est donné par un tirage aléatoire. Les performances sont données en terme de moyenne de bits erronés par trame OFDM, en fonction du rapport SINR. Les courbes de la Figure IV-5 montrent les résultats pour les seuils suivants, exprimés en Volts: [2,1 2,6 3 3,4 3,7 4]. A ce stade de la présentation, il est intéressant d'associer à ces valeurs, la probabilité pour qu'un symbole OFDM les atteigne ou les dépasse. La courbe de la Figure II-6 a montré que ces probabilités valent respectivement: [10^{-2} 10^{-3} 10^{-4} 10^{-5} 10^{-6} 10^{-7}]. La courbe de la Figure IV-5, notée sans module de détection, sert de référence puisqu'elle donne le nombre de bits faux par trame en ne mettant en oeuvre aucun traitement du signal. Quand le rapport SINR diminue, c'est-à-dire quand l'amplitude A de l'impulsion perturbatrice

augmente, le nombre de bits faux par trame augmente pour atteindre 250, soit un taux d'erreurs de 0.5. On remarque ainsi que la démodulation devient complètement aléatoire lorsque le SINR est inférieur à -20 dB. Ce comportement peut sembler évident, mais il faut toutefois se souvenir que la durée d'une impulsion élémentaire n'est que de $2 \mu\text{s}$, la trame OFDM durant $51,2 \mu\text{s}$. Cette augmentation des erreurs, lorsque le SINR diminue, est due au processus de FFT qui "étale" le bruit dans la bande de transmission et, par conséquent, le nombre de sous-porteuses perturbées augmente proportionnellement à l'amplitude crête du bruit. De plus, la courbe de la Figure IV-1 précédente a montré que, les rapports SINR inférieurs à -20 dB correspondaient à des amplitudes de l'impulsion élémentaire supérieures à $0,4 \text{ V}$. En fait ceci montre que ces SINR défavorables d'un point de vue de la transmission correspondent aux amplitudes couramment mesurées sur le réseau électrique, si l'on observe la distribution des amplitudes des impulsions Figure I-14. Ces rapports SINR défavorables sont représentés sur la Figure IV-5 par la flèche noté 'SINR Mesurés'.

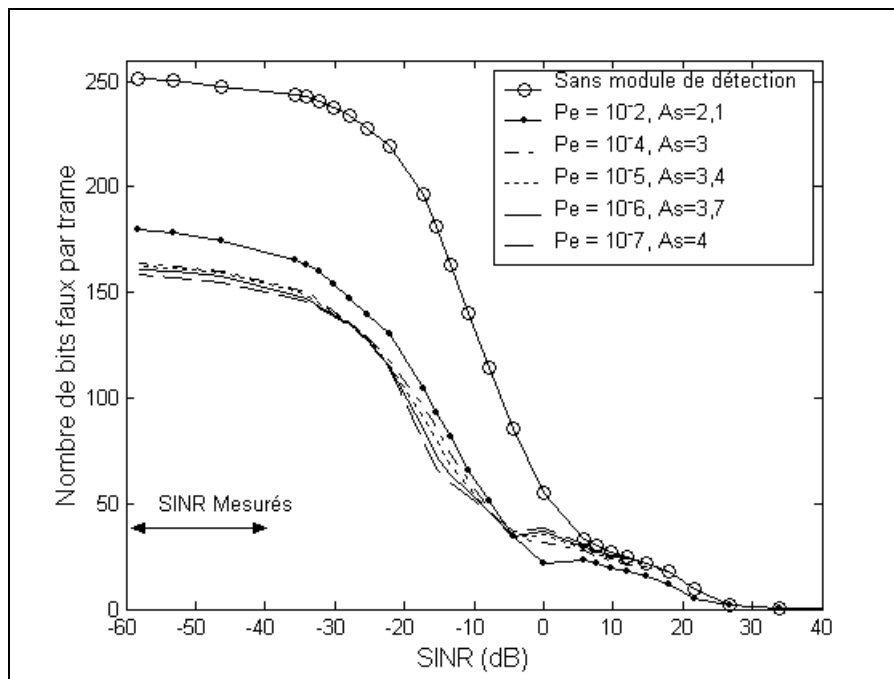


Figure IV-5 : Impact du seuil A_s sur le nombre de bits faux par trame

Lorsque le module de détection de seuil est introduit, une étude paramétrique a été menée en faisant varier le niveau A_s . Les courbes correspondantes, données sur la Figure IV-5, montrent l'amélioration ainsi apportée, puisque le nombre de bits faux par trame passe de 250 à 160.

On peut noter de plus que les résultats sont pratiquement indépendants du seuil choisi, tout au moins si celui-ci est compris entre 3 V et 4 V . Dans la suite de l'étude, les diverses

simulations seront effectuées en choisissant un seuil de 3.4 V. A titre indicatif, la probabilité pour qu'un symbole OFDM atteigne cette valeur est de 10^{-5} .

IV.2.2.b) Performances du module de Matsuo et de sa version optimisée

Dans une étape préliminaire, il est intéressant de tester les améliorations des performances de la liaison que le module de traitement apporte déjà à l'issue d'une seule itération. Nous envisageons donc deux possibilités pour réaliser cette première phase: soit avec le module basé sur une détection de seuil que nous avons proposée, soit directement avec le module de Matsuo, mais en n'introduisant qu'une seule itération. Dans ce dernier cas, le nombre M de candidats a été introduit en paramètre et varie de 2 à 12.

Les performances sont déduites d'une étude réalisée sur 100 tests, chaque test portant, comme précédemment, sur une trame OFDM à laquelle on additionne aléatoirement dans le temps, une impulsion élémentaire. Les courbes de la Figure IV-6 représentent la moyenne du nombre d'octets erronés par trame OFDM, en fonction du rapport SINR.

La courbe sans aucun module de traitement sert de référence. Nous avons préféré cette présentation faisant intervenir les moyennes d'octets faux plutôt que les bits erronés par trame car, à la fin de ce chapitre, des techniques de codage de canal, comme celle de Reed-Solomon, seront introduites, et dans ce cas, la notion d'octets est préférable à celle de bits.

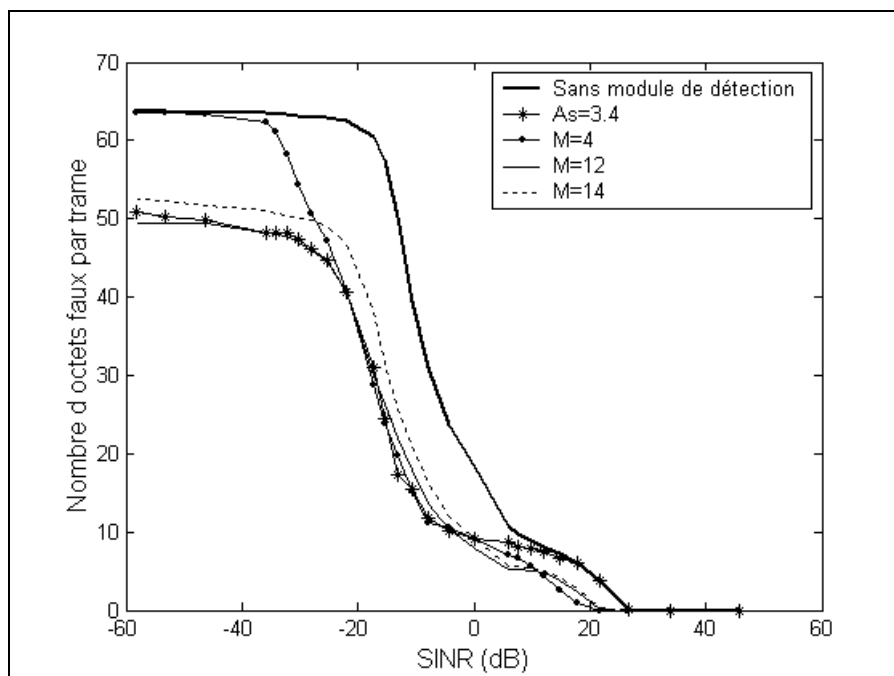


Figure IV-6 : Efficacité des deux modules possibles de détection lors de la première itération

Si on compare les performances du module de Matsuo pour différentes valeurs de M , un nombre de 12 ou 14 candidats donne les meilleures performances pour des SINR inférieurs à -40 dB. On remarque de plus, que les résultats obtenus sont très proches de ceux donnés par notre module basé sur une détection de seuil.

Une étude paramétrique a ensuite été menée en changeant les caractéristiques du bruit et notamment en étudiant l'influence de la longueur de l'impulsion élémentaire sur les performances du système. On se rend compte que le module de Matsuo seul permet de lutter efficacement contre ce type de bruit, mais à condition que le paramètre M soit ajusté au mieux pour chaque impulsion, ce qui est évidemment impossible à réaliser pratiquement.

Dans la suite de ce chapitre, on envisagera donc un module de traitement du bruit, schématisé Figure IV-7, fonctionnant en deux phases successives: Lors de la première phase, les échantillons de bruit ayant une amplitude supérieure au seuil de détection A_s sont ôtés, puis, dans la deuxième phase, qui peut être répétée plusieurs fois, le module de Matsuo est utilisé pour retirer M échantillons de bruit résiduels. Le complément d'études qui nous reste à mener, est d'optimiser le nombre de candidats pour la deuxième phase, et de vérifier si, comme on l'espère, cette valeur sera indépendante du type d'impulsions. On envisagera successivement la perturbation due à une impulsion élémentaire, puis à une rafale de longueur quelconque.

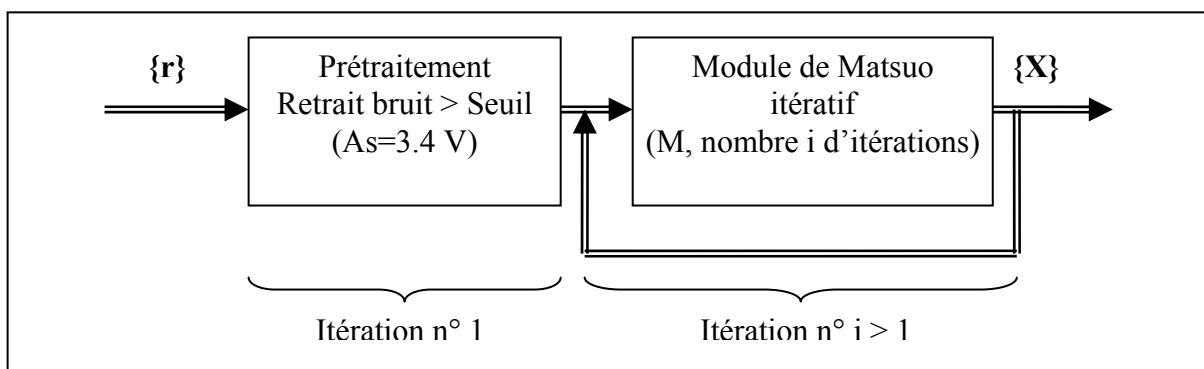


Figure IV-7 : Module de Traitement du bruit impulsif

IV.2.2.c) Impact du nombre M de candidats

Dans cette partie, nous devons donc optimiser M lors de la deuxième phase de fonctionnement. Les courbes de la Figure IV-8 représentent le nombre d'octets faux en fonction de M , pour différents rapports SINR. Comme nous avons souhaité donner le maximum d'informations sur la même Figure, on a choisi par convention, d'indiquer les performances sans aucun module de traitement à une abscisse négative ($M=-2$). De même les

résultats à l'abscisse nulle ($M=0$) sont ceux obtenus à l'issue de la première phase de détection du bruit. Les abscisses strictement positives présentent les performances lors de la deuxième phase, mais en n'effectuant qu'une seule itération dans le module de Matsuo. L'influence du nombre d'itérations sera traitée dans le prochain paragraphe. Globalement il faut remarquer que le nombre d'octets faux diminue quand M augmente jusqu'à une valeur optimale M_0 de l'ordre de 4, et ceci de façon quasiment indépendante du SINR. Au delà de cette valeur, le nombre d'octets erronés croît de nouveau, signifiant qu'au delà de $M_0=4$, les échantillons candidats ne sont plus seulement des échantillons appartenant à l'impulsion élémentaire du bruit, mais au signal lui-même.

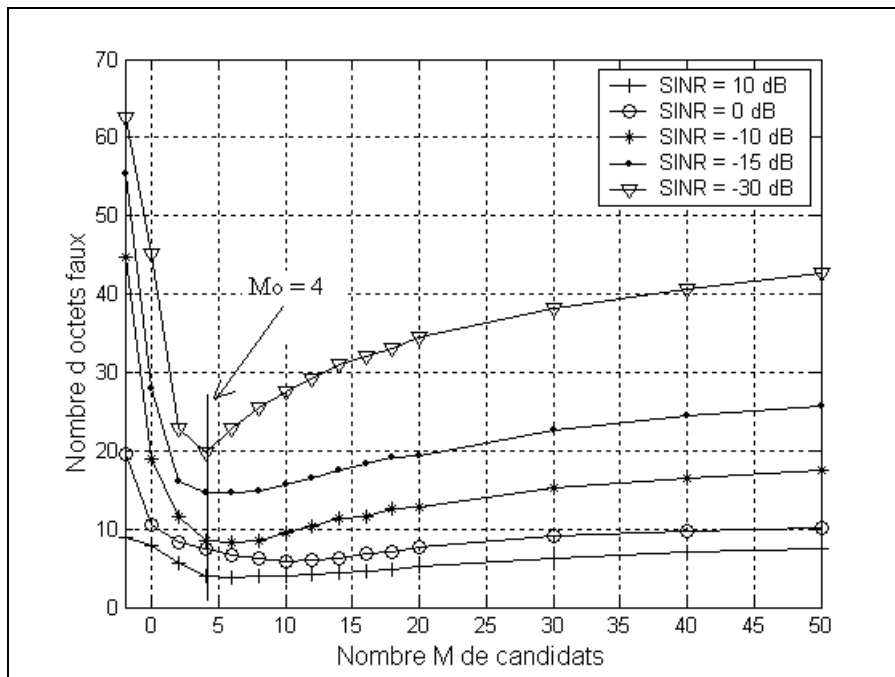


Figure IV-8 : Influence du nombre M sur le nombre d'octets faux

IV.2.2.d) Impact du nombre d'itérations

Le deuxième paramètre qu'il faut choisir de façon adéquate est le nombre d'itérations dans le module de Matsuo.

Les courbes de la Figure IV-9 présentent les performances de l'algorithme de détection pour différentes valeurs de M et plusieurs itérations. On aurait pu évidemment se contenter dans cette étape de ne choisir pour M que la valeur $M_0 = 4$, déterminée précédemment. Cependant il faut quand même vérifier si ce choix n'a pas, comme conséquence, une augmentation du nombre d'itérations nécessaires pour minimiser au mieux le nombre d'octets faux, ce qui serait pénalisant pour les temps de traitement.

Un rapport SINR de -30 dB, correspondant à un maximum d'octets faux par trame, est envisagé. Un nombre d'itérations nul signifie qu'aucun traitement n'est effectué, et une seule itération fait référence à la première phase de fonctionnement du module de traitement du bruit.

On peut observer que pour $M_0 = 4$, le nombre d'octets faux est de 45 à l'issue de la première phase de traitement, puis devient nul au-delà de la 6^{ème} itération. D'une manière générale, l'ensemble de ces courbes montre que, si le nombre d'itérations augmente, on converge asymptotiquement vers une valeur donnée de nombre d'octets faux. On note également que cette convergence est obtenue après 6 itérations et ceci indépendamment du choix de M_0 . Cependant, comme le module de traitement du bruit comporte des opérations de FFT et de IFFT, il faut trouver un compromis entre performance et temps de calcul. Compte tenu de l'allure de la Figure IV-9 et notamment de celle correspondant à $M=4$, un nombre maximum de 4 itérations pourra être retenu..

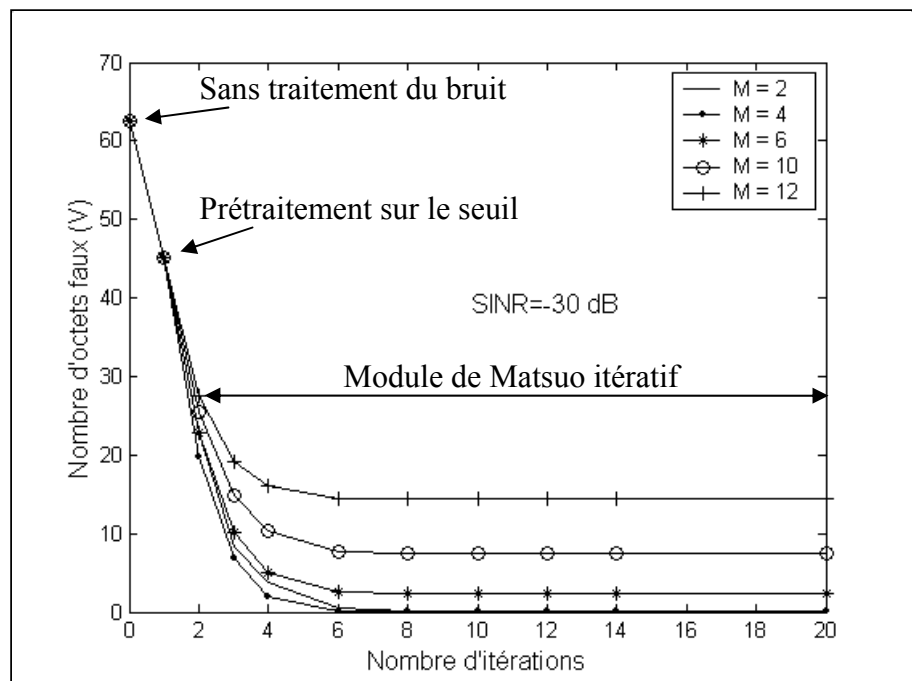


Figure IV-9 Influence du nombre d'itérations

En conclusion, ces diverses études paramétriques ont montré qu'en présence d'une impulsion élémentaire de 2 μ s, il était judicieux de choisir un seuil de détection lors de la première phase de 3.4 V et de fixer pour la deuxième phase, un nombre M_0 de candidats à 4 puis d'effectuer un calcul itératif sur au maximum 4 itérations.

L'étape suivante, dans ce processus de choix des paramètres du module de traitement, est de valider ou non les résultats précédents, lorsque le bruit perturbant la liaison est la rafale elle-même et non plus simplement l'impulsion élémentaire.

IV.2.3. Impact de la rafale

IV.2.3.a) Impact du nombre M de candidats lors de la deuxième phase

Nous avons vu dans le paragraphe précédent, que le choix de M était plus critique que celui du nombre d'itérations. En effet les courbes présentant le nombre d'octets faux, passent par un minimum quand M augmente, alors qu'elles convergent régulièrement vers un minimum quand le nombre d'itérations augmente. Une étude paramétrique, portant sur le nombre M de candidats, a été menée en fonction de la durée T_{burst} de la rafale et pour une valeur de SINR de -30 dB. Pour chaque calcul, une moyenne sur 100 tests est réalisée, l'instant d'apparition de la rafale étant aléatoire.

Les résultats sont présentés Figure IV-10 en terme de nombre d'octets faux en fonction de M . Les conventions de présentation des résultats sont les mêmes que celles choisies pour tracer les courbes de la Figure IV-8, à savoir: $M < 0$: aucun traitement, $M = 0$: Nombre d'octets faux après la première phase, $M > 0$: Nombre d'octets faux après la deuxième itération (1^{ère} phase et une seule itération dans le module de Matsuo). Pour une durée de rafale supérieure à 20 μs , les courbes de la Figure IV-10 montrent que le nombre d'octets faux reste pratiquement le même, de l'ordre de 50 à 60, quelle que soit la valeur de M . Le module de traitement du bruit se révèle donc inefficace pour un SINR de -30 dB, et si la durée de la rafale est telle qu'elle recouvre plus de la moitié de la trame d'information. Par contre, pour des durées de rafales plus courtes, une nette décroissance du nombre d'octets faux est obtenue, la valeur optimum $M_0 = 4$ étant, comme on le remarque, indépendante de la durée de la rafale. Les mêmes études, réalisées pour des SINR plus faibles, ont abouti aux mêmes conclusions.

A ce stade de l'étude, il est intéressant de rappeler quelques caractéristiques des rafales, issues des courbes de la Figure I-12. Si on s'intéresse tout d'abord à la durée moyenne d'une rafale, nous avons souligné dans le paragraphe précédent qu'elle était de 81 μs . On pourrait donc en conclure, d'après les courbes de la Figure IV-10, qu'il est inutile d'insérer un module de traitement de bruit, puisqu'il s'avérerait inefficace. Cependant la probabilité pour qu'une rafale ait une durée égale ou supérieure à sa valeur moyenne n'est que de 25 %. De plus la probabilité pour que la durée soit inférieure à 10 μs est de 50 %. Compte tenu de ces données, le module de traitement peut apporter des améliorations intéressantes.

En conclusion, en dehors des impulsions pénalisantes, c'est-à-dire supérieures à la moitié de la durée d'une trame OFDM, qui engendrent une transmission erronée, un nombre de 4 candidats est optimum, quels que soient le SINR et la durée de la rafale. Ceci représente un avantage majeur par rapport à l'utilisation du seul module de Matsuo.

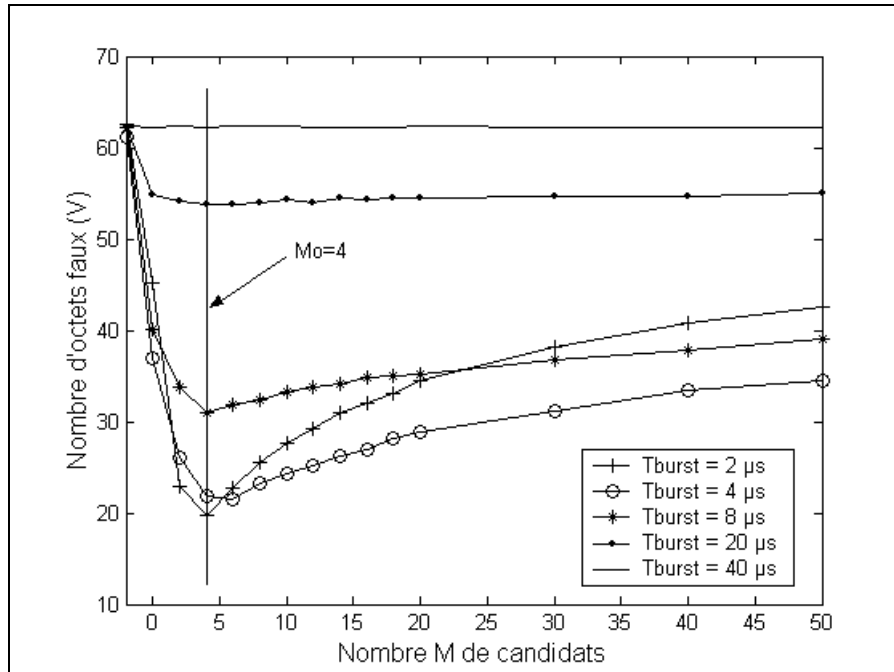


Figure IV-10 : Influence du paramètre M sur la durée Tburst

IV.2.3.b) Influence du nombre d'itérations

En suivant la même démarche que celle qui a été faite pour étudier l'impact de l'impulsion isolée, une étude paramétrique a été réalisée en fonction du SINR et de la durée de la rafale. Un exemple est donné Figure IV-11 pour une durée de rafale de 8 µs ou de 20 µs et des rapports SINR de 0 et -30 dB. Toutes les courbes ont été tracées pour une valeur de M= 4. Ces courbes donnent le pouvoir de correction P_{cor} , exprimé en %, à l'issue de la première puis de la deuxième phase de traitement. Ce pouvoir de correction est défini par

$$P_{cor} = (Nbs - Nba)/Nbs \quad (IV-5)$$

où Nbs et Nba désignent respectivement le nombre de bits faux sans traitement et avec traitement.

Tout d'abord, pour un SINR de -30 dB et une durée Tburst de 20 µs, couvrant presque la moitié d'un symbole OFDM, nous constatons que, comme précédemment, l'algorithme de traitement ne corrige que 10 % des bits reçus et ceci indépendamment du nombre d'itérations. Par contre, pour des durées de rafales inférieures, comme par exemple Tburst = 8 µs, on peut

noter que la convergence vers un pouvoir de correction de 75 % est obtenue à partir de 8 itérations. Cependant cette valeur élevée risque de mener à des temps de calcul prohibitifs des transformées de Fourier directe et inverse. Compte tenu de l'allure des courbes, un bon compromis entre efficacité et temps de calcul est de choisir, comme précédemment, un nombre maximum de 4 itérations.

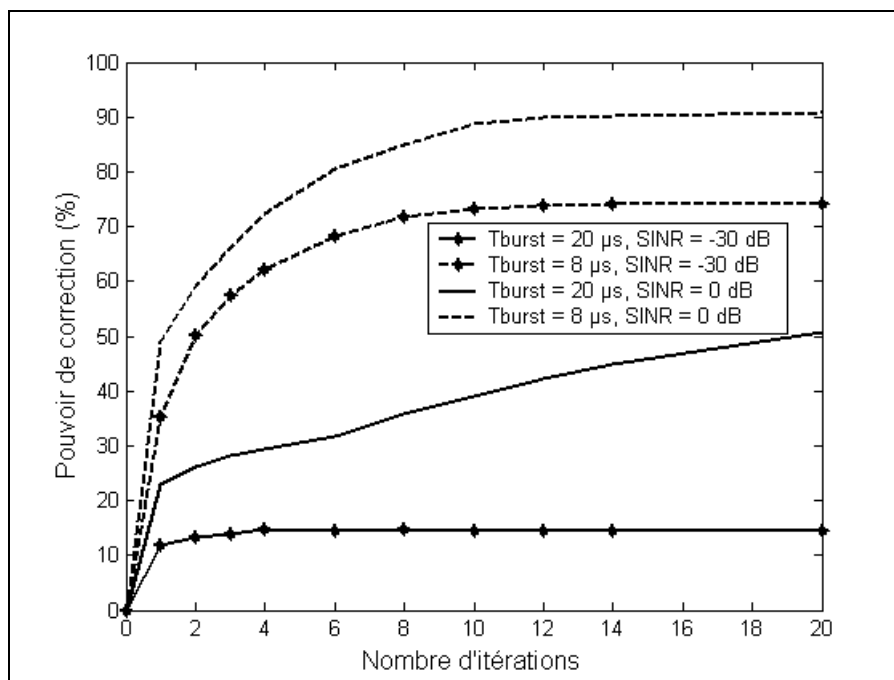


Figure IV-11 : Impact de la durée Tburst / Influence du nombre d'itérations

Cependant, avant de retenir, de façon définitive, les valeurs de M_0 et du nombre d'itérations, il est intéressant de procéder à des tests intensifs en faisant intervenir non plus les caractéristiques moyennes de la rafale, mais en tenant compte de leurs distributions statistiques. Nous introduirons donc dans la simulation, des rafales aléatoires générées par le modèle de bruit proposé dans le premier chapitre. On se placera dans le cas pire, à savoir que toutes les impulsions ont une pseudo-fréquence dans la bande de transmission du système. La valeur de cette pseudo-fréquence sera donc commune à toutes les rafales générées, et choisie égale à 2 MHz.

IV.2.4. Optimisation des paramètres du module de traitement en prenant en compte la distribution statistique du bruit.

Afin de valider les résultats des analyses précédentes, on s'intéressera à l'optimisation simultanée du nombre M de candidats et du nombre d'itérations dans la deuxième phase du module de traitement. Le seuil A_s utilisé pour extraire les échantillons de bruit lors de la première phase sera toujours fixé à 3.4 V.

Différentes séries d'essais de 1000 tests chacune ont été réalisées. Dans chaque série, la valeur de M et du nombre d'itérations est fixé et dans les exemples qui seront présentés, M sera compris entre 1 et 12, le nombre d'itérations entre 1 et 20. Chaque test correspond à une impulsion de bruit générée par le modèle et introduite à un instant aléatoire dans la chaîne de transmission. Dans cette partie, nous ne tenons pas compte du temps d'interarrivée, puisque le module de traitement du bruit fonctionnera d'une façon indépendante d'une trame OFDM à l'autre. La densité spectrale de puissance du signal est fixée à -50 dBm/Hz.

A la fin de chaque série de 1000 tests, le nombre total de bits faux est calculé, ce qui permet d'en déduire le pourcentage de correction apporté par le module de traitement et qui a été défini dans le paragraphe précédent.

Les courbes de la Figure IV-12 présentent le pourcentage de bits corrigés en fonction du nombre d'itérations et pour différentes valeurs de M .

Sur ces courbes, on observe que lors de la première itération (prétraitement par le seuil A_s), 13% des bits sont corrigés. Mais ces courbes montrent que le pouvoir de correction maximal pouvant être atteint grâce au module de traitement du bruit impulsif est de 21% avec $M=2$ ou 4, et une dizaine d'itérations. Compte tenu de l'allure des courbes, on remarque qu'au-delà de 4 itérations, le gain en pourcentage de bits corrigés devient vite très faible. Afin de minimiser le temps de calcul, le meilleur compromis est réalisé avec $M=4$ et 2 itérations, ce qui élimine 17,5 % d'erreurs.

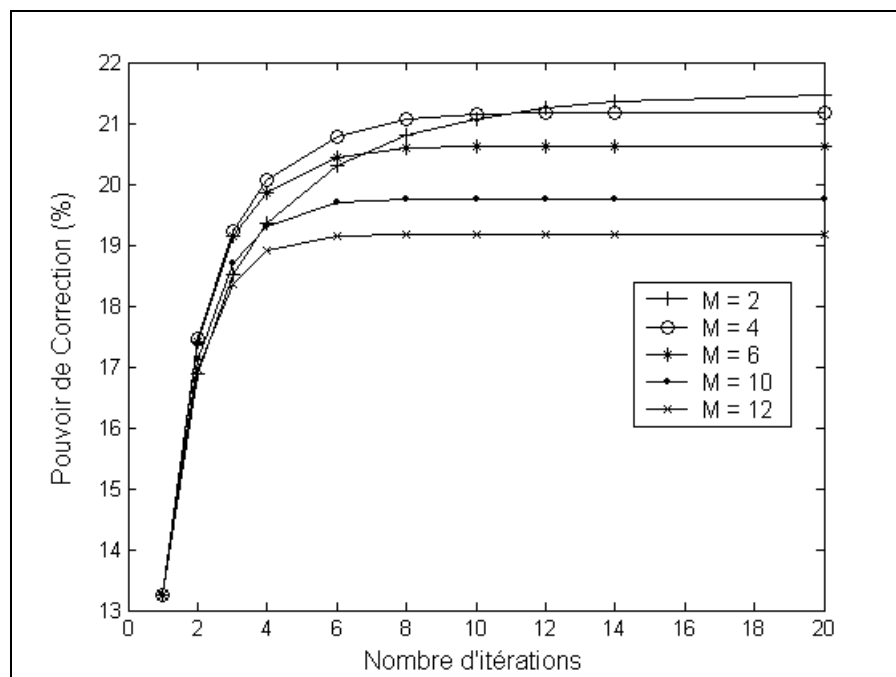


Figure IV-12 : Optimisation de nombre M et du nombre d'itérations pour une DSP du signal de -50 dBm/Hz.

Afin de diminuer les erreurs résiduelles, une solution consiste à effectuer un codage de canal et c'est cette technique qui sera décrite dans le prochain paragraphe.

Il faut souligner que l'on pourrait envisager d'introduire uniquement ce codage de canal dans la chaîne d'émission réception, sans aucun module de traitement du bruit. Il est donc important de déterminer au préalable, ses performances intrinsèques en présence d'une impulsion élémentaire de rafale, puis de la rafale globale, d'autant que l'introduction ultérieure du module de traitement du bruit sera transparente pour cette méthode.

IV.3. Apport du codage de canal sur les performances de la liaison en présence d'une impulsion moyenne

Il est usuel, pour le concepteur d'un système de télécommunications, de se trouver face à des contraintes techniques liées notamment à la largeur de la bande de fréquences allouée. Une première option est de rechercher le débit maximal à transmettre pour une probabilité d'erreurs donnée. Le contexte de l'étude est ici totalement différent car aucun standard n'existant actuellement pour les systèmes PLT, notre objectif sera de minimiser la probabilité d'erreurs avec un débit binaire constant, même au prix d'un léger accroissement de la bande nécessaire. Dans les simulations qui seront présentées, le débit utile de la transmission sera toujours constant, et nous mettrons en évidence l'apport d'un codage de canal, en signalant bien entendu, l'augmentation de bande nécessaire pour le mettre en œuvre.

Nous rappellerons tout d'abord son principe, puis nous étudierons ses performances en présence d'une impulsion élémentaire puis d'une rafale.

IV.3.1. Le codage de canal

Le code correcteur d'erreurs, introduit à l'émission avant le modulateur OFDM, permet de détecter et de corriger les erreurs qui se produisent lors d'une transmission, grâce à une redondance de l'information. Nous nous sommes basés sur le code de Reed-Solomon et sur un entrelacement, ces techniques ayant été normalisées pour l'ADSL afin de lutter contre le bruit impulsif conduit sur les lignes téléphoniques.

IV.3.1.a) Le codage de Reed-Solomon

Le code de Reed-Solomon, noté RS(N,K), est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Ce code, schématisé dans la Figure IV-13, transforme un mot informatif de K symboles de m bits en un mot code de N symboles de m bits en ajoutant $R_s = N-K$ symboles de redondance. La longueur du mot code est définie par $N = 2^m - 1$ et m doit être supérieur ou égal à 3. [Proakis]

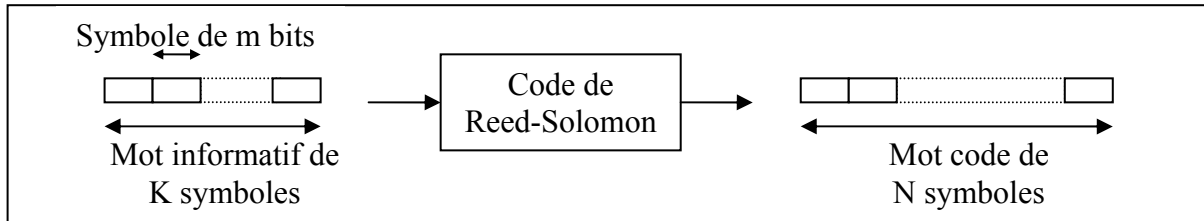


Figure IV-13 : Principe du code de Reed-Solomon

Le rendement du code est défini par $R = \frac{K}{N}$. Ainsi à débit binaire constant, la bande de transmission augmente du facteur $1/R$.

Le pouvoir de correction est lié à la notion de distance minimale au sens de Hamming, c'est-à-dire à la plus petite distance, $d_{\min} = N - K + 1$, entre deux mots distincts du code. On peut montrer que l'on corrige ainsi $t = \frac{d_{\min} - 1}{2}$ symboles de m bits.

La norme ADSL[ITU] stipule que les symboles sont regroupés en octets ($m=8$) et donc que la longueur d'un mot code est $N=255$. De plus le nombre d'octets de redondance doit être pair et compris entre 0 et 16, soit K compris entre 255 et 239.

IV.3.1.b) L'entrelacement

Pour éviter les erreurs consécutives qui dépasseraient le pouvoir de correction du code correcteur d'erreurs, on modifie l'ordre de transmission des symboles de manière à éloigner au maximum les bits consécutifs faux. L'entrelacement le plus simple, appelé entrelacement par bloc, est réalisé grâce à une matrice $M(D_e, N)$. D_e est défini comme le facteur ou degré d'entrelacement et N correspond en général, à la longueur du mot codé. Pour entrelacer les données, les bits sont introduits dans la matrice M ligne par ligne et ils sont transmis colonne par colonne.

Inversement pour désentrelacer les données, les bits sont rangés colonne par colonne et ils sont lus ligne par ligne.

Une deuxième possibilité consiste à utiliser l'entrelacement convolutif. Il s'agit dans ce cas, de modifier l'ordre des octets en leur affectant un retard en fonction de leur position dans le mot code. Cette technique n'a pas été mise en oeuvre.

IV.3.2. Paramètres de la transmission

Concernant les paramètres du codage de canal, il serait judicieux, pour faciliter l'interprétation, que la longueur du mot code de 255 octets et celle d'une trame multiporteuse soient multiples. Comme nous nous sommes fixés une trame de 512 bits ou 64 octets pour la liaison OFDM, nous avons augmenté d'un octet la longueur d'un mot code, grâce à l'insertion d'un « zéro », cette technique étant connue sous l'appellation "*zero-padding*". L'entrelacement sera réalisé au moyen d'une matrice de 256 colonnes par D_e lignes. Ainsi chaque mot code de Reed-Solomon contient 4 trames OFDM.

Pour illustrer le principe du code de Reed Solomon, prenons l'exemple d'une trame OFDM formée de 256 sous-porteuses et de 64 octets avec un codage RS(255,239). Un mot code de 256 octets (après "*zero padding*") sera donc réparti sur 4 trames OFDM. Comme le code corrige jusqu'à $t=(N-K)/2$ octets, il pourra dans notre cas, corriger jusqu'à 8 octets par mot code. Le schéma de la Figure IV-14 montre une représentation dans le domaine temporel et fréquentiel d'un mot code réparti sur 4 trames OFDM et perturbé par le bruit impulsif.

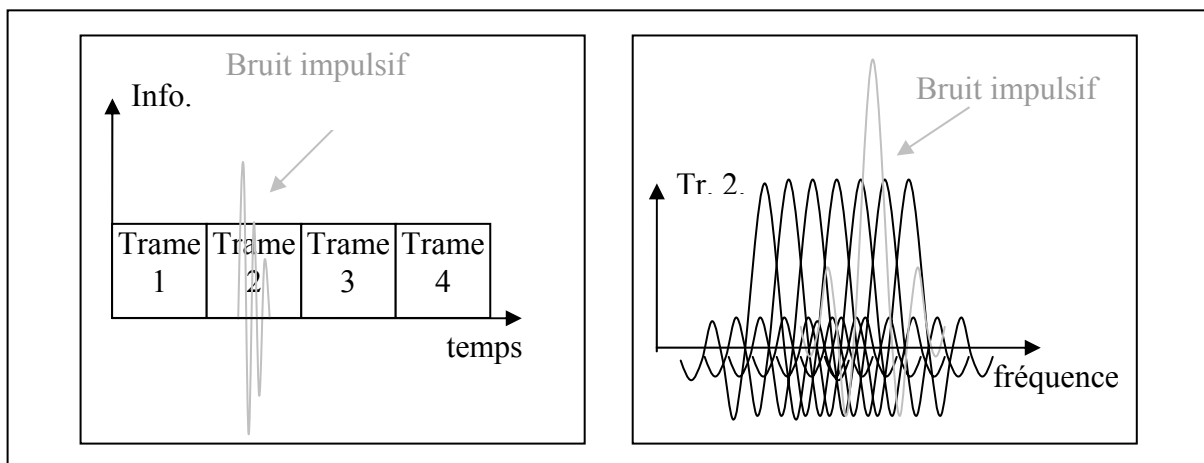


Figure IV-14 : Représentation temporelle et fréquentielle du bruit impulsif présent dans un mot code de 255 octets réparti sur 4 trames OFDM

IV.3.3. Impact de l'impulsion élémentaire

Dans ce paragraphe, nous présentons les performances de la liaison associée au codage de canal, en présence d'une impulsion élémentaire de $2 \mu\text{s}$. Ces performances sont calculées à partir d'une moyenne effectuée sur le nombre d'octets faux obtenus lors d'un test réalisé sur 100 tirages aléatoires d'apparition de l'impulsion. Dans une étape préliminaire, nous avons testé les performances de la liaison pour des valeurs de K variant de 239 à 243. Les résultats ont bien entendu montré que $K=239$ permet de corriger le plus grand nombre d'octets, soit 8 par mot code. Nous fixerons pour la suite de l'étude K à 239, l'augmentation de la bande de transmission étant de 7%. Désormais la période d'échantillonnage sera donc $T_e=0,169 \mu\text{s}$ et la durée T_{OFDM} d'une trame OFDM, égale à $47,8 \mu\text{s}$.

K étant fixé, le nombre d'octets faux est donné sur la Figure IV-15 par la courbe " $T_d = 2 \mu\text{s}$ ", et ceci en fonction du rapport SINR, pour une liaison sans et avec (courbe RS) codage de canal. On peut observer que pour ne plus obtenir d'erreurs, il est nécessaire que le SINR soit de 25 dB sans code de RS, mais que 15 dB suffisent avec le code RS et $K=239$.

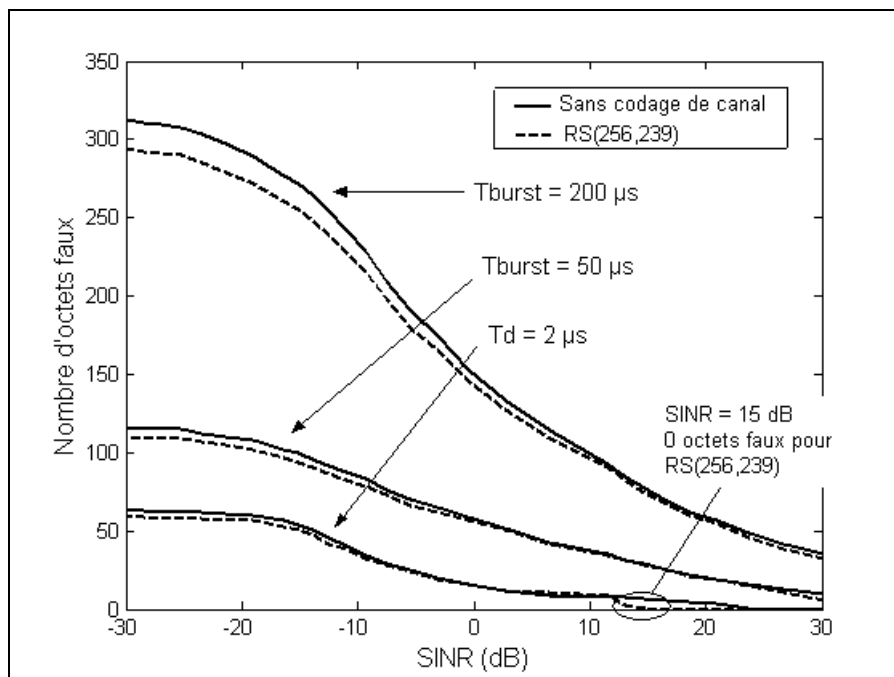


Figure IV-15 : Impact de la durée de la rafale

Pour des rapports SINR faibles, de l'ordre de -30 dB, les 64 octets que comptent une trame OFDM sont pratiquement tous erronés.

Comme le code de Reed-Solomon choisi ne corrige au maximum que 8 octets erronés sur 256, un entrelacement des octets est nécessaire si le nombre d'octet faux par mot code devient supérieur à ce pouvoir de correction. En effet l'entrelacement a pour but de répartir les octets erronés sur plusieurs mots code afin que, sur chacun d'eux, le nombre d'octets faux devienne inférieur à 8, permettant ainsi au code de Reed-Solomon de corriger la totalité des erreurs. La profondeur d'entrelacement minimale est, dans ce cas, égale au quotient du nombre d'octets faux sur le pouvoir de correction du code. Si on se reporte à la Figure IV-15, une impulsion élémentaire avec un SINR de -30 dB provoquant 64 octets faux, un facteur d'entrelacement D_e minimum de 8 est nécessaire pour les éviter.

IV.3.4. Impact de la rafale

Pour étudier l'influence de la rafale sur la transmission en présence de codage de canal, la méthode de simulation est identique à celle décrite précédemment et les résultats sont également présentés Figure IV-16. Les courbes associées à deux durées de la rafale, sont notées ' $T_{burst} = 50 \mu s$ ' et ' $T_{burst} = 200 \mu s$ '. Quand T_{burst} est égal à $50 \mu s$, la rafale peut perturber deux trames OFDM et on remarque dans ce cas que, pour des rapports SINR inférieurs à -20 dB, le nombre d'octets faux peut atteindre 128. De même, pour une durée de $200 \mu s$, le nombre moyen d'octets faux pour un SINR de -30 dB est de 300.

Pour mettre clairement en évidence l'influence de l'entrelacement, nous présentons Figure IV-16, les résultats d'une étude paramétrique en faisant varier également la durée de la rafale. Le SINR est fixé à -30 dB pour l'ensemble des simulations. On observe tout d'abord sur les résultats obtenus sans codage de canal, que le nombre d'octets faux est proportionnel à la durée des rafales. Pour que la correction apportée par l'entrelacement soit efficace, on remarque également que le facteur D_e doit être proportionnel au nombre d'octets faux, donc à la durée de la rafale. Si on envisage, par exemple une rafale ayant une durée de $200 \mu s$, le nombre d'erreurs sans codage est de 300 ce qui mène à une profondeur d'entrelacement minimum D_e égale à 64. La courbe correspondante, notée $D=64$, montre bien que dans ce cas, la liaison est sans erreur.

Comme nous avons vu dans le chapitre I, que la durée moyenne d'une rafale est de $81 \mu s$, celle-ci corrompt deux ou trois trames OFDM. Pour notre application, le facteur d'entrelacement D_e est donc de 16 ou 32.

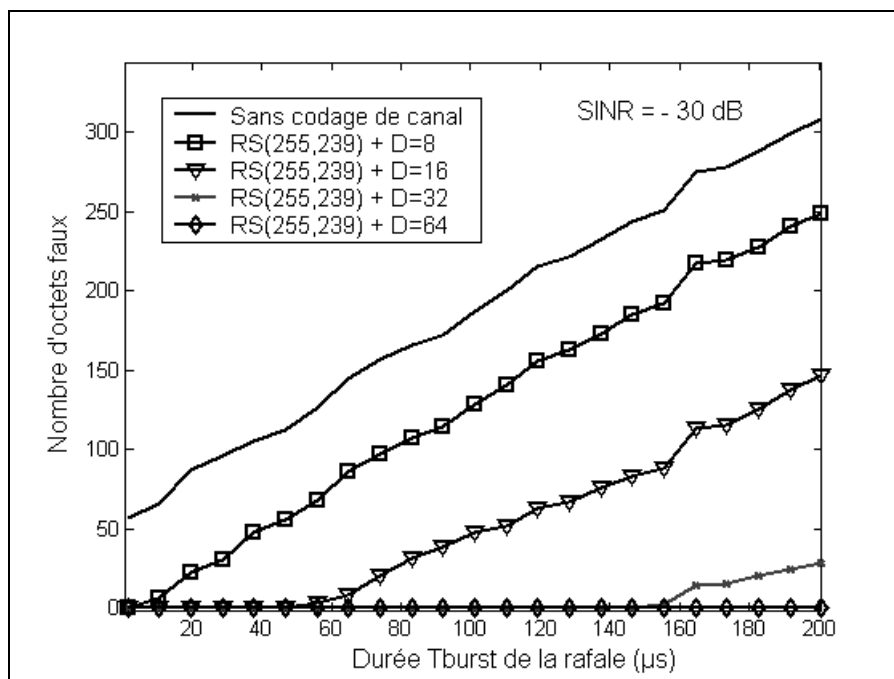


Figure IV-16 : Influence de l'entrelacement

Cependant ces conclusions ne sont valables que si l'intervalle de temps séparant deux rafales est plus grand que la durée des mots de code utilisés pour l'entrelacement.

Le codage par entrelacement reste la solution la plus efficace mais nécessite, pour des rafales de durées importantes, des facteurs D_e grands et par voie de conséquence, des temps de calculs et de l'espace mémoire très élevés au sein des microcontrôleurs. On conçoit donc qu'une optimisation de D_e ne puisse être faite qu'en introduisant dans la simulation, les propriétés statistiques des rafales.

IV.4. Etude statistique du taux d'erreurs binaires

Cette étude statistique sera menée en deux étapes. Considérons tout d'abord les perturbations les plus pénalisantes, que sont les rafales, et faisons varier de façon statistique, grâce au modèle, leur durée et le temps d'interarrivée. Leurs amplitudes crêtes et leurs pseudo-fréquences sont maintenues constantes, respectivement égales à 11 V et 2 MHz.

Les courbes de distributions statistiques du nombre d'octets faux, présentés dans la Figure IV-17, ont été obtenues en complexifiant peu à peu la chaîne d'émission réception. Les configurations testées sont indiquées sur cette Figure et correspondent à la mise en œuvre ou non, d'un codage Reed-Solomon avec ou sans entrelacement et en présence ou non du module

de traitement du bruit. Pour une chaîne d'émission réception donnée, 3824 octets sont envoyés, la DSP du signal étant de -50 dBm/Hz.

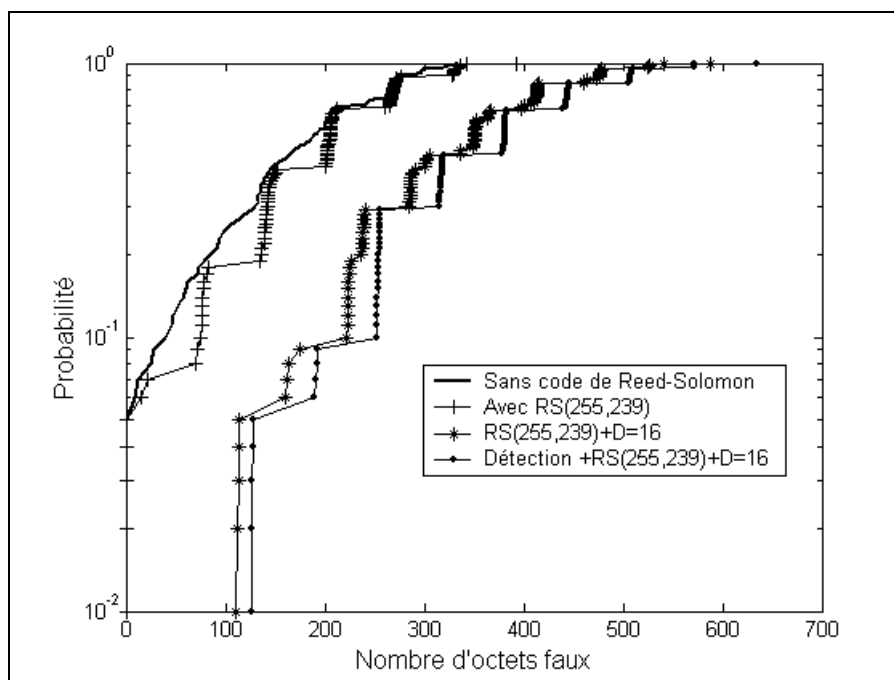


Figure IV-17 : Distribution cumulative du nombre d'octets faux en présence de bruit impulsif. Influence des modules du traitement du bruit et du codage.

La courbe en trait plein, notée "sans code de Reed Solomon" donne le nombre d'octets faux, lorsque ni codage, ni traitement du bruit ne sont effectués. Elle sert donc de courbe de "référence". Si un codage de Reed Solomon RS(255,239) est utilisé, on constate une légère amélioration des résultats, mais qui est nettement amplifiée en présence d'un entrelacement ayant une profondeur $D_e=16$. On remarque enfin le léger gain supplémentaire lorsque le module de traitement du bruit est intégré dans la chaîne de réception.

Dans une deuxième et dernière étape, la simulation prend en compte la chaîne complète (Codage de Reed Solomon, entrelacement et module de traitement du bruit), les seuls paramètres introduits étant la profondeur d'entrelacement. De plus, le bruit généré par le modèle est celui auquel on peut s'attendre sur les lignes d'énergie, puisque toutes les caractéristiques statistiques ont été introduites (impulsions isolées ou rafales, variation de l'amplitude crête, ...). Le cas pire a cependant été envisagé, puisque seules les rafales ou les impulsions isolées ayant une pseudo-fréquence située dans la bande du signal ont été retenues.

Les courbes de la Figure IV-18 présentent la distribution cumulative du taux d'erreurs binaires (TEB). Chaque test est basé sur l'émission de 2390 trames OFDM, soit environ 1.2 Mbits, ce nombre de bits correspondant à la réception de 10 matrices d'entrelacement avec le

facteur D_e le plus élevé. Mentionnons tout d'abord que chaque simulation donnant pour résultat un nombre de bits faux nul, peut se voir attribué un taux d'erreur arbitraire de 10^{-5} .

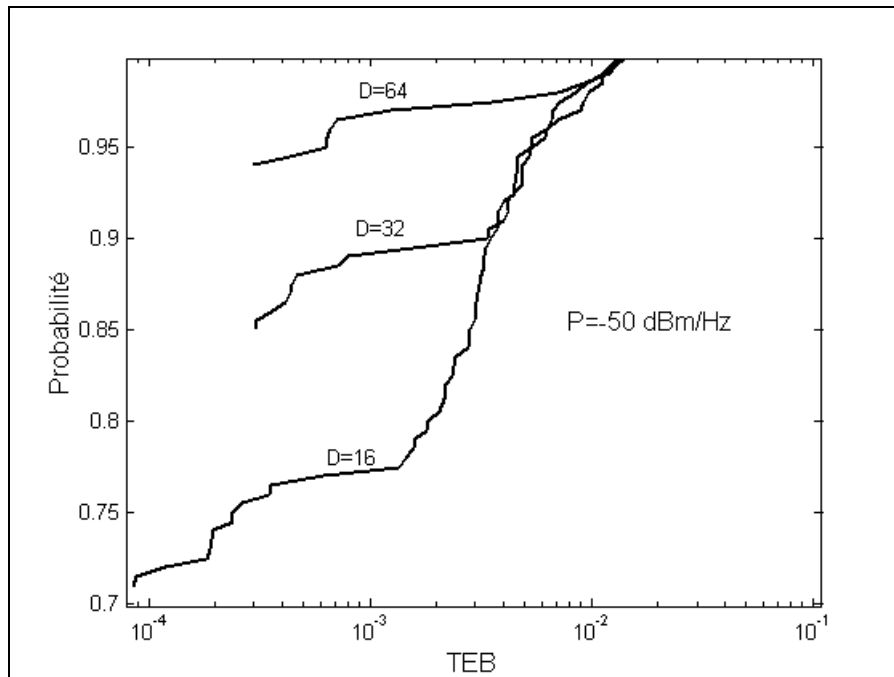


Figure IV-18 : Distribution cumulative du taux d'erreurs en présence du bruit impulsif

On remarque le rôle important que joue la profondeur d'entrelacement sur le TEB, mais le point le plus fondamental est la valeur même de ce TEB. En effet la probabilité exprimée en pourcentage pour que le TEB soit inférieur à 10^{-3} est de 77% si $D=16$, elle augmente à 88% si $D=32$ et à 96% si $D=64$.

Le choix de D dépendra finalement de contraintes opérationnelles liées au taux d'erreurs bits admissibles et au retard maximum toléré pour la transmission, ce retard étant introduit par l'opération d'entrelacement et de désentrelacement. Lorsque le bruit impulsif présent sur la ligne sera tel que sa pseudo-fréquence soit située dans la bande utile du signal, un codage du signal plus performant devra donc être utilisé si on souhaite atteindre et de garantir des taux d'erreurs très faibles.

Pour conclure ce point, le tableau ci-dessous donne le pourcentage d'impulsions ayant une pseudo-fréquence comprise entre F et $F + 6$ MHz. F correspondra, du point de vue du système de transmission, à la plus basse fréquence des sous-porteuses, 6 MHz étant la bande passante nécessaire, en tenant compte des codes mis en œuvre.

Fréquences:	1MHz-7MHz	3MHz-9MHz	6MHz-12MHz	9MHz-15MHz
Pourcentage	14%	5%	16%	18%

Tableau IV-2 : Pourcentage d'impulsions ayant une fréquence comprise entre F et $F+6$ MHz

On pourrait donc penser pondérer les probabilités associées au TEB par celle d'apparition d'une impulsion dans la bande de transmission. Cependant, cela ne suffirait pas à tirer des conclusions définitives, car il faudrait également tenir compte de la fréquence d'apparitions temporelles de ces impulsions. On rejoint la notion de qualité de service liée au pourcentage du temps pendant lequel on tolère une dégradation des performances du système. Pour aborder ce point, il serait nécessaire de disposer de fichiers de mesures de bruit beaucoup plus importants, dans des environnements très variés, et en datant chaque évènement enregistré.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, les performances d'une liaison OFDM à 256 sous-porteuses perturbée par le bruit impulsif, décrit dans le chapitre I, ont été calculées pour un débit binaire de 10 Mbit/s dans une bande de transmission de 5,5 MHz.

Deux méthodes pour pallier au bruit impulsif ont été analysées. La première, dénommée traitement du bruit, est une technique de détection et d'annulation du bruit impulsif et se compose de deux modules, le premier se basant sur les amplitudes du signal et le deuxième, issu du module de Matsuo et pouvant être réitéré plusieurs fois. Les paramètres de ce traitement du bruit ont été optimisés grâce à l'impulsion rafale moyenne. La deuxième méthode est le codage de canal, et plus précisément le code de Reed-Solomon et l'entrelacement par bloc. Nous avons adopté la même démarche que précédemment pour optimiser les paramètres du code.

Enfin, nous avons associé les deux méthodes et calculé les performances de la liaison pour une transmission de densité spectrale de puissance de -50 dBm/Hz en présence d'un bruit impulsif, généré par le modèle stochastique développé lors du premier chapitre. Trois profondeurs d'entrelacement de 16, 32 et 64 ont été testées et nous avons exprimé les probabilités cumulatives pour chaque paramètre dans le cas pire, c'est-à-dire quand tous les bruits impulsifs sont contenus dans la bande de transmission. Le choix définitif de l'entrelacement dépendra des performances requises pour le système final et du retard de transmission toléré.

Conclusion générale

Afin d'optimiser les systèmes de communications PLT qui pourraient être installés dans les bâtiments résidentiels, une étude exhaustive des différentes techniques de modulation et de codage a été menée, afin de dégager le système de transmission le plus performant. Une des difficultés principales de ce travail a été l'absence de toutes normes dédiées à cette application de transmission sur lignes d'énergie, l'harmonisation entre les instances de normalisation et les différents consortiums industriels prenant un temps important. Les lignes directrices qui se dégagent des diverses réunions traitant ce sujet sont: une bande de transmission située dans l'intervalle [1-30] MHz pour les applications aussi bien *Indoor* que *Outdoor*, mais pour l'instant sans choix de bande précise, et une densité spectrale maximum de puissance de -50 dBm/Hz.

Il faut signaler qu'un des points critiques de mise en œuvre des techniques PLT est la Compatibilité Electromagnétique, et plus précisément, la valeur de la puissance rayonnée maximum admissible. De nombreux travaux en cours portent, par exemple, sur la relation entre puissance injectée dans la ligne et puissance rayonnée, sachant que dans cette gamme de fréquences, les mesures de champ électrique sont délicates, et que, de toute façon, la carte de champ électromagnétique au voisinage d'une ligne risque de dépendre fortement de son environnement. Des études statistiques sont donc indispensables pour figer la technique de mesure et d'interprétation des résultats. Dans le cadre de notre travail, ce point n'a pas été abordé et nous nous sommes focalisés sur les aspects liés à la transmission de l'information, en nous inspirant des précédentes études effectuées pour les lignes téléphoniques et ayant abouti à la norme ADSL.

Rappelons que la densité spectrale de puissance autorisée pour les communications ADSL ne doit pas dépasser -36 dBm/Hz. Les canaux supportant l'information sur une ligne d'énergie ou sur une paire téléphonique n'ont cependant pas les mêmes caractéristiques. En effet, si on s'intéresse tout d'abord au bruit, le bruit stationnaire est pratiquement identique dans les deux configurations, mais les niveaux de bruit impulsif sont complètement différents, les perturbations conduites produites par les appareils électriques jouant un rôle majeur dans la technique PLT.

Le premier chapitre de cette thèse décrit donc une analyse statistique complète du bruit électromagnétique présent sur les lignes d'énergie, qui a été réalisée à partir de mesures intensives. Nous avons notamment porté l'accent sur la distribution fréquentielle du bruit et de son amplitude. Nous avons ainsi pu voir que la moyenne de l'amplitude des impulsions rafales était de 11 V alors que celle des impulsions sur les lignes téléphoniques se situe autour de 100 mV. Une autre différence majeure entre les deux supports physiques réside dans la fonction de transfert du canal, le réseau électrique se comportant comme un canal multi-trajets non stationnaire, puisque chaque branchement ou débranchement des appareils électriques va provoquer un changement d'état du canal. A l'issue de cette étude statistique, un modèle de canal a été proposé.

Dans un deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés aux mêmes techniques de transmission que pour l'ADSL, basées sur les modulations OFDM et DMT. De plus, deux algorithmes d'allocation binaire, le water-pouring utilisé en ADSL et l'algorithme de Fischer-Huber ont été exposés.

Dans le troisième chapitre, les procédés OFDM et DMT ont été comparés dans un canal non stationnaire auquel un bruit bande étroite a été ajouté. Différentes méthodes d'estimation du canal ont été testées et nous avons montré qu'il était possible de s'affranchir des variations brutales de la fonction de transfert en associant une estimation semi-aveugle à un procédé de détection de changement d'état. Enfin, une comparaison des performances obtenues avec l'OFDM ou la DMT et en introduisant différents algorithmes d'allocation binaire est réalisée dans un canal non stationnaire. Nous avons montré que la DMT avec l'algorithme de Fischer-Huber offrait les meilleurs résultats pour notre application.

Dans le dernier chapitre, la modulation multiporteuses est testée en présence de bruit impulsif et différentes méthodes pour pallier aux effets de ce bruit ont été mises en œuvre. Il apparaît qu'un traitement du bruit associé à un codage de canal, existant d'ailleurs dans la norme ADSL, tel que le code de Reed-Solomon et un entrelacement, était efficace. Trois profondeurs d'entrelacement de 16, 32 et 64 restent à choisir, compte tenu des performances requises pour le système final et du retard de transmission toléré.

Quant aux perspectives de ces recherches, des mesures complémentaires de bruit seraient à mener pour aborder l'aspect "qualité de service". De plus, afin d'améliorer le taux d'erreurs de la liaison, l'ajout d'autres codes de correction tels que les turbo-codes pourrait être envisagé. Un point qui n'a pas non plus été traité dans ce mémoire concerne l'aspect multi utilisateurs. Il serait également intéressant d'étudier les potentialités de cette

transmission PLT pour d'autres environnements et notamment industriels, ou encore au sein d'un véhicule. En effet les caractéristiques statistiques du bruit et la longueur des chemins de câbles différent notablement de celles d'une habitation, et une extrapolation brutale des résultats précédents paraît difficile.

Annexes

A. Création du bruit impulsif

Le détail de la création du bruit impulsif est donné ci-dessous avec T_{occ} temps d'occurrence de la première impulsion, F_0 définit la pseudo-fréquence, A l'amplitude crête, T_i la durée de l'impulsion, τ le facteur d'amortissement, T_d la durée de l'impulsion élémentaire pour une rafale, et T_{IA} le temps d'interarrivée.

Etape 1 : T_{occ} déterminé aléatoirement sur la première trame par une loi uniforme.

Etape 2 : Création des impulsions

Etapes 2.1 : Tirage de Bernoulli pour avoir 42 % d'impulsions isolées et 58% de rafales.

Si l'impulsion tirée est une impulsion isolée, on détermine :

Paramètres	Distribution	Valeurs des paramètres des distributions
F_0 (MHz)	Bernoulli	83% $F_0 < 3$ MHz et 17 % > 3 MHz
Si $F_0 < 3$ MHz	Weibull	$a = 0.59$, $b = 2.27$
Si $F_0 > 3$ MHz	Weibull	$a = 5.10^{-7}$, $b = 6.07$
A (V)	Gauss	$\mu = 7.7283$, $s = 2.9697$
T_i (μ s)	Weibull	$a = 0.1338$, $b = 1.2279$
τ	Gauss	$\mu = 0.84$, $s = 0.5353$

Si l'impulsion tirée est une impulsion rafale, on détermine :

Paramètres	Distribution	Valeurs des paramètres des distributions
F_0 (MHz)	Bernoulli	37% $F_0 < 3$ MHz et 63 % > 3 MHz
Si $F_0 < 3$ MHz	Weibull	$a = 0.59$, $b = 2.27$
Si $F_0 > 3$ MHz	Weibull	$a = 5.10^{-7}$, $b = 6.07$
A (V)	Gauss	$\mu = 11.1715$, $s = 3.8680$
T_i (μ s)	Weibull	$a = 0.1293$, $b = 0.5424$

τ	Gauss	$a = 2.3917, b = 1.7102$
$nbTo^{(1)}$	Rayleigh	$\sigma_r = 2.7359$

(1) : La durée de l'impulsion élémentaire T_d est déterminée comme le nombre de pseudo-périodes ($nbTo$) par impulsion élémentaire, $nbTo$ et $T_d = Fo * nbTo$.

Si $T_i \geq T_d$, l'impulsion élémentaire est modifiée au cours du temps jusqu'à 5 fois :

Tirage du nombre N_v de variations par une loi uniforme entre 1 et 5

Tirage uniforme des (N_v-1) instants de variation sur la durée de l'impulsion, sachant que l'impulsion élémentaire du début de l'impulsion a été déterminée précédemment.

Tirage pour les (N_v-1) rafales théoriques suivantes (v variant de 1 à N_v-1)

Paramètres	Distribution	Valeurs des paramètres des distributions
$Fo(v)/Fo$	Gauss	$\mu = 1,0032, s = 0,1657$
τ	Weibull	$a = 1.9813, b = 1.2535$
$nbTo^{(1)}$	Rayleigh	$\sigma_r = 2.7359$

Étape 2.2 : Calcul de la durée T_{IA} (μs) entre deux impulsions :

Tirage de Bernoulli : 31,4% que $T_{IA} < 100$ ms et 68,6 % que $T_{IA} > 100$ ms

Si $T_{IA} > 100$ ms, $T_{IA} = 100$ ms

Si $T_{IA} < 100$ ms : T_{IA} (μs) : Tirage de Weibull ($a = 49.2328, b = 1.0323$)

L'étape 2 est répétée jusqu'à ce que la durée totale du bruit créé soit égale à la durée de transmission.

B. Transformation complexe /réelles

Soit la séquence originale des N symboles D_k échantillonnés à T_e .

Pour obtenir une séquence réelle à la sortie de la IFFT, on réalise une symétrie hermitienne sur les symboles D_k , soit :

$$\left. \begin{array}{l} D'_k = D_k \\ D'_{2N-k} = D_k^* \end{array} \right\} k \in [1, N-1] \quad \text{et} \quad \begin{array}{l} D'_0 = 0 \\ D'_N = 0 \end{array} \quad (\text{B-1})$$

Pour vérifier cette méthode, la transformée inverse de Fourier discrète est effectuée sur les symboles D'_k . Soit s'_n , le résultat :

$$s'_n = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{2N-1} D'_k \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{2N}\right) \quad (\text{B-2})$$

Si on développe la somme :

$$s'_n = \frac{1}{2N} \left[\sum_{k=1}^{N-1} D'_k \cdot \exp\left(\frac{j\pi kn}{N}\right) + \sum_{k=N+1}^{2N-1} D'_k \cdot \exp\left(\frac{j\pi kn}{N}\right) \right] \quad (\text{B-3})$$

En remplaçant les D'_k par leurs expressions en fonction des D_k , on obtient :

$$s'_n = \frac{1}{2N} \left[\sum_{k=1}^{N-1} D_k \cdot \exp\left(\frac{j\pi kn}{N}\right) + \sum_{k=N+1}^{2N-1} D_{2N-k}^* \cdot \exp\left(\frac{j\pi kn}{N}\right) \right] \quad (\text{B-4})$$

$$\text{On pose alors } An = \sum_{k=N+1}^{2N-1} D_{2N-k}^* \cdot \exp\left(\frac{j\pi kn}{N}\right) \quad (\text{B-5})$$

et si on opère le changement de variable suivant : $t = 2N - n$, on obtient :

$$An = \sum_{k=1}^{N-1} D_t^* \cdot \exp\left(\frac{j\pi k(2N-t)}{N}\right) = \sum_{k=1}^{N-1} D_t^* \cdot \exp\left(\frac{-j\pi kt}{N}\right) \quad (\text{B-6})$$

En remplaçant dans s'_n :

$$s'_n = \frac{1}{2N} \left[\sum_{k=1}^{N-1} D_k \cdot \exp\left(\frac{j\pi kn}{N}\right) + \sum_{k=1}^{N-1} D_k^* \cdot \exp\left(\frac{-j\pi kt}{N}\right) \right] \quad (\text{B-7})$$

$$\text{Soit } s'_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}(D_k \cdot \exp\left(\frac{j\pi kn}{N}\right)) \quad (\text{B-8})$$

Au coefficient $1/N$ près, cette dernière expression est identique à l'expression du signal OFDM réelle.

C. Structure de l'algorithme issu du *water pouring*

Etape 1 : On définit les paramètres fixes tels que P la puissance totale, N le nombre de sous-porteuses, D le débit bit et W la bande de transmission.

Etape 2 : On estime les caractéristiques du canal telles que les composantes fréquentielles de la réponse du canal H_i et la puissance du bruit η_i dans les sous-bandes i .

Pour cela on envoie plusieurs trames de symboles pilotes, connus du récepteur, modulés en 4-QAM et avec une puissance équirépartie sur chaque sous-porteuse. Dans un premier temps, on recherche la phase en vue de l'égalisation, puis on moyenne les trames pour obtenir le niveau de bruit.

Etape 3 : On détermine a priori une probabilité d'erreur maximale 'p' sur chaque sous-porteuse. On peut calculer Γ tel que $Q(\Gamma^2) = p/4$.

Puis on calcule les puissances P_j grâce à l'expression (II-35).

Etape 4 : On calcule les tailles M_j des constellations : $M_j = 1 + \frac{3P_j |H_j|^2}{\eta_j \Gamma^2}$

Puis on en déduit R_j le nombre de bits et le débit atteint, noté Γ_b avec $\Gamma_b = \Delta f \cdot \sum_{i=1}^N R_i$.

Etape 5 : Allocation binaire

1) Si $\Gamma_b < D$, les performances désirées ne peuvent pas être atteintes ; il faut donc revoir l'étape 3 et augmenter p.

2) $\Gamma_b \geq D$, les performances sont donc réalisables.

Si $\Gamma_b - D \geq A.N.\Delta f$ avec A un entier positif, alors on retire A bits à chaque sous-porteuse.

Etape 6 : Les nombres de bits n_i de chaque porteuse sont approchés par l'entier \check{n}_i le plus proche. La différence $(n_i - \check{n}_i)$ est appelé (diff_bit)_i. On recalcule ensuite R_b , puis $R_b - D$.

Si $R_b < D$, on ajoute un bit à la sous-porteuse dont le (diff_bit) est le plus grand.

Si $R_b \geq D$, on retire un bit à la sous-porteuse dont le (diff_bit) est le plus petit.

On réitère l'étape 6, jusqu'à ce que R_b soit égal à D.

Etape 7 : On réajuste les puissances. Il peut apparaître des sous-porteuses où le nombre de bit associé est nul. Dans ce cas, il faut annuler aussi la puissance de la sous-porteuse.

Bibliographie

- [Bahai] A. R. S. BAHAI, B. R. SALTZBERG
"Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Application of OFDM", Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [Boumard] S. BOUMARD, A. MAMMELA
"Channel Estimation Versus Equalization in an OFDM WLAN System", VTC 2001 Spring, IEEE Vehicular Technology Conference, Rhodes, Greece, May 6-9, 2001.
- [Chang] R. CHANG
"Orthogonal frequency division multiplexing", US. Patent 3,488,445, filed November 14, 1966, issued January 6, 1970.
- [Chini] A. CHINI, Y. WU, M. EL-TANANY, S. MAHMOUD
"Filtered Decision Feedback Channel Estimation for OFDM-based DTV Terrestrial Broadcasting System", IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 44, n°1, March 1998, pp 2-10.
- [Chow] P.S. CHOW, J.M. CIOFFI, J.A.C. BINGHAM
"A Practical Discrete Multitone Transceiver Loading Algorithm for Data Transmission over Spectrally Shaped Channels", IEEE Trans. Com., Feb/march/April 1995, Vol. 43, pp 773-775.
- [DAB] "Digital Audio Broadcasting- Overview and Summary of the DAB System", World DAB Forum
http://www.worlddab.org/public_documentation/eureka_brochure.pdf

- [Degardin,1] V. DEGARDIN, M. LIENARD, P. DEGAUQUE
Rapport semestriel d'avancement portant sur : " Susceptibilité du système de transmission de données ", Décembre 2000.
- [Degardin,2] V. DEGARDIN, M. LIENARD, P. DEGAUQUE
Rapport semestriel d'avancement portant sur : " Susceptibilité du système de transmission de données ", Mai 2001.
- [Degardin,3] V. DEGARDIN, M. LIENARD, P. DEGAUQUE
Rapport semestriel d'avancement portant sur : " Susceptibilité du système de transmission de données ", Décembre 2001.
- [Delogne] P. DELOGNE et M. BELLANGER
" The Impact of Signal Processing on an Efficient Use of the Spectrum ",
Radio Science Bulletin, N° 289, juin 1999.
- [Devroye] L. DEVROYE
"Non-Uniform Random Variate Generation", Springer-Verlag Ed., New York, 1986
- [Dostert] K.M. DOSTERT
"Frequency-Hopping Spread-Spectrum Modulation for Digital Communications Over Electrical Power Lines", IEEE Journal on Select. Areas in Comm., Vol. 8, N°4, May 1990, pp 700-710.
- [DVB] "Digital Video Broadcasting", ETSI
<http://www.etsi.org>
- [Edfors] O. EDFORS, M. SANDELL, J.J. VAN DE BEEK, S. WILSON, P. BORJESSON
"OFDM Channel estimation by Singular Value Decomposition ", IEEE Trans. on Comm., vol.46, n°7, July 1998, pp 931-939.

- [Esmailian] T. ESMAILIAN, P.G. GULAK, F.R. KSCHISCHANG
"A discrete multitone power line communications system", Proc. IEEE Int. Conf. on ICASSP, Istanbul, Turkey, 5-9 June 2000, pp 2953-2956.
- [Fischer] R. F.H. FISCHER, J. B. HUBER
"A New Loading for Discrete Multitone Transmission", Proc. IEEE, Globecom'96, London, Nov. 1996, pp 724-728.
- [Fischer,2] R. F.H. FISCHER, L. LAMPE, S. CALABRO
"Differential Encoding Strategies for Transmission over Fading Channels", *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*. Vol. 54, No. 1, pp. 59-67, 2000.
- [Giebel] T. GIEBEL, H. ROHLING
"Regularity Aspects of OFDM Based Power-Line Applications", *Proceedings of the 2000 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, (ISPCL'2000)*, Limerick, Ireland, April 5-7 2000, Proc. pp. 1-8.
- [Hanso] L. HANSO, W. WEBB, T. KELLER
"Single-and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation", John Wiley & Sons, 2001.
- [Häring] J. HARING, A. J. HAN VINCK
"OFDM Transmission Corrupted by Impulsive Noise", *Proceedings of the 2000 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, (ISPCL'2000)*, Limerick, Ireland, April 5-7 2000, Proc. pp. 9-14
- [Haykin] S. HAYKIN
"Communication Systems ", Third Edition, John Wiley & Sons, 1994.

- [Hensen,1] C. HENSEN, W. SCHULZ
"Time dependence of the Channel Characteristics of Low Voltage Power-Lines and its Effects on Hardware Implementation", *AEU International Journal of Electronics and Communications*, 2000, pp 23-32.
- [Hensen,2] C. HENSEN, W. SCHULZ
"Hardware Design of a Multi-user DS-CDMA Processor for Power-Line Communications", *Proceedings of the 2000 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, (ISPCL'2000)*, Limerick, Ireland, April 5-7 2000, Proc. pp. 68-73
- [HPA] <http://www.homeplug.org>
- [ITU] IUT-T
"Draft new recommendation G. 992.1: Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL) Transceiver", March 1999.
- [Kalet] I. KALET
"The Multitone channel", *IEEE Trans. Comm.*, Feb 1989, Vol. 37, pp 119-124.
- [Kang] M. KANG, W. SONG
"A Robust Channel Equalizer for OFDM TV Receivers ", *IEEE Trans. on Cons. Electr.*, vol. 44, n°3, Aug. 1998, pp 1129-1133.
- [Keller] T. KELLER et L. HANZO
"Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications", *Proceedings of IEEE*, Vol 88, No. 5, May 2000, pp 611-640.

- [Matsuo] H. MATSUO, D. UMEHARA, M. KAWAI, Y MORIHIRO
"An Iterative Detection for OFDM over Impulsive Noise Channel",
*Proceedings of the 2002 International Symposium on Power-Line
Communications and its Applications, (ISPCL'2002)*, Athens, Greece,
March 27-29 2002, Proc. pp. 213-217.
- [Mestdagh] D. J. G. MESTDAGH, P. M. P. SPRUYT
"A method to Reduce the Probability of Clipping in DMT-based
Transceiver " *IEEE Trans. Commun.* Vol. 44, Oct 1996, pp. 1234-1238.
- [Moulin] F. MOULIN
"Etude de l'impact des bruits impulsifs sur la qualité de transmission
d'une liaison ADSL", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences
Appliquées de Rennes, Janvier 2001.
- [Ouvry] L. OUVRY, D. LATTARD, M. LAUGEOIS, M. COMBET, B. PIAGET
"A Spread Spectrum Based Implementation for a Powerline
Transmission system", *Proceedings of the 2002 International Symposium
on Power-Line Communications and its Applications, (ISPCL'2002)*,
Athens, Greece, March 27-29 2002, Proc. pp. 285-289.
- [Parmantier] J.P. PARMANTIER, P. DEGAUQUE
"Topology Based Modeling of Very Large Systems", *Modern Radio
Science* 1996, J. Hamelin Ed., Oxford University Press, 1996, pp 151-
177.
- [Proakis] J. G. PROAKIS
"Digital Communication " Mc Graw Hill international Editions.1995.
- [Rappaport] T. S. RAPPAPORT
"Wireless Communication *Principle and Practice*", *Prentice Hall PTR*,
1996.

- [Sandell] M. SANDELL, J.J. VAN BEEK, et P. O. BORJESSON
"Timing and Frequency Synchronisation in OFDM Systems Using the cyclic Prefix " in Proc. Int. Symp. Synchronisation, Essen, Germany, Dec. 14--15, 1995, pp. 16-19.
- [Santella] G. SANTELLA and F. MAZZENGA
" A Hybrid Analytical-Simulation Procedure for Performance Evaluation in M-QAM-OFDM Schemes in Presence of Nonlinear Distorsions ", *IEEE Trans on Vehicul. Techn.*, Vol. 47, feb. 1998, pp. 142-151.
- [Tang] L.T. TANG, P.L SO, E. E. GUNAWAN, S CHEN, T.T. LIE, Y.L. GUAN
"Characterization of Power Distribution Lines for High-Speed Data Transmission", Proc. Int. Conf. on Power System Technology, Aустarli, 2000, pp445-450.
- [Voglsang] A.VOGLGSANG, T. LANGGUTH, G. KORNER
"Measurement, Characterization and Simulation of Noise on Powerline Channels", *Proceedings of the 2002 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, (ISPCL'2002)*, Athens, Greece, March 27-29 2002, Proc. pp. 139-146.
- [Weinstein] S. B. WEINSTEIN
"Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Trans. On Comm.*, vol. 19, N°5, Oct. 1971, pp 628-634.
- [Wilkinson] T. A. WILKINSON, A. E JONES
"Minimization of the Peak-to-Mean Envelope Power ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding", *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Chicago*, pp. 825-829, July 1995.

- [Zhao] Y. ZHAO and A. HUANG
"A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform-Domain Processing", *IEEE Veh. Technol. Conf.*, 1997, pp 2089-2093.
- [Zhou] S. ZHOU, G. B. GIANNAKIS
"Finite-Alphabet Based Channel Estimation for OFDM and related Multicarrier Systems ", *IEEE Trans. On Comm.*, vol. 49, N°8, Aug 2001, pp 1402-1414.
- [Zou] W.Y. ZOU et Y. WU
"COFDM: An Overview", *IEEE Trans. On Broadcasting*, March 1995.
- [Zimmerman] M. ZIMMERMANN, K. DOSTERT
"An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Powerline Networks", *Proceedings of the 2000 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, (ISPCL'2000)*, Limerick, Ireland, April 5-7 2000, Proc. pp. 131-138.

Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension

Depuis plusieurs années, les communications intra bâtiment connaissent un véritable engouement car elles sont le prolongement de la boucle locale radio, qui permet l'accès de l'information (vidéo, Internet, fichiers numériques) chez l'abonné. Différentes technologies d'accès ont été mises au point et sont désormais commercialisées. Citons par exemple l'ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) qui utilise, comme support physique de la transmission, les paires téléphoniques cuivrées ou encore la technique PLT (*Power Line Telecommunication*), qui fait l'objet de cette thèse et qui consiste à transmettre, par l'intermédiaire, de l'installation électrique existante les données à des débits supérieurs à 1 Mb/s. Ce réseau filaire comporte des dérivations et des impédances de charge, leurs caractéristiques étant éminemment variables d'un réseau à l'autre ou en fonction du temps. Les réflexions sur ces discontinuités vont se traduire par l'apparition de trajets multiples rendant le canal sélectif en fréquence et non stationnaire. De plus, la liaison est soumise à un bruit stationnaire dont la densité spectrale de puissance varie fortement en fonction de la fréquence et à un bruit impulsif, dû aux perturbations générées par les appareils électriques ou par leurs commandes.

Un modèle stochastique déduit des mesures de fonction de transfert et de bruit effectuées sur le réseau est proposé puis intégré dans un simulateur de canal. Pour lutter contre les bruits bande étroite, des méthodes d'allocation binaire sont comparées, puis pour s'affranchir de la sélectivité et de la non stationnarité du canal, une nouvelle méthode d'estimation du canal adaptée aux transmissions PLT est proposée.

Enfin des techniques de codage du canal et de détection du bruit sont optimisées pour des liaisons multiporteuses OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) et DMT (*Discrete MultiTone*) pour lutter contre le bruit impulsif. Grâce au modèle stochastique du canal, la distribution de la probabilité d'erreurs en fonction de la puissance d'émission et des paramètres du codage est déterminée.

Analysis of the feasibility of a high bit rate transmission on low-voltage power line network

The PLT (Power Line Transmission) technology consists in using the existing power line network to transmit data with high bit rate, greater than one Mb/s. Nevertheless, it is necessary to minimize the effect of a frequency selective and time-varying channel and of the impulsive noise and the background noise.

A stochastic model, deduced from extensive measurements of transfer functions and noise, is proposed and introduced in a simulation tool. Binary allocation methods for MultiTone transmission are compared to cope with narrow band noise and a novel channel estimation method is studied to compensate the distortion and time varying effects of the channel. Finally, in presence of impulsive noise, channel coding techniques are optimized.

Mots Clefs

Bruit impulsif, DMT, Estimation du canal, Modèle de canal, Modulation multiporteuses, OFDM, réseau électrique, transmission de données.