

THESE

Présentée à
L' Ecole Supérieure des Communications, Tunis
et l'Université des Sciences et Technologies de Lille

En vue d'obtenir le Diplôme de

Docteur

en

Technologies de l'Information et des Communications

En co-tutelle avec

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

Présentée par

Fatma Rouissi

Thème

**Optimisation de la couche PHY des systèmes de
communication sur le réseau d'énergie en présence de
bruit Impulsif**

Soutenue à SUP'COM, le 23 mai 2008 devant le jury d'examen composé de :

<i>Président</i>	M. Abdelaziz Samet	Professeur à l'INSAT, Tunisie
<i>Rapporteurs</i>	M. Dominique Dallet	Professeur à l'ENSEIRB, France
	M. Ali Gharsallah	Professeur à la FST, Tunisie
<i>Examineurs</i>	M. Hichem Besbes	Maître de Conférences à SUP'COM, Tunisie
	M. Pierre Degauque	Professeur à l'USTL, France
<i>Directeurs de Thèse</i>	Mme Martine Liénard	Professeur à l'USTL, France
	M. Adel Ghazel	Professeur à SUP'COM, Tunisie
<i>Invités</i>	M. Ahmed Zeddou	Ingénieur à Orange Labs, France
	Mlle Virginie Degardin	Maître de Conférences à l'USTL, France
	M. Fethi Tlili	Maître Assistant à SUP'COM, Tunisie

A mes parents,

A ma fille Malèke, et mon époux Mahrez,

Avant propos

Le travail que nous présentons dans cette thèse de Doctorat a été réalisé au sein de l'unité de recherche "Circuits et Techniques Avancées pour les systèmes de Communications" (CIRTA'COM) de l'École Supérieure des Communications de Tunis (SUP'COM) en Tunisie en collaboration avec le laboratoire IEMN groupe « Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique » (TELICE) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL) en France. Cette thèse a été co-dirigée par Monsieur Adel Ghazel de SUP'COM et Madame Martine Liénard de l'USTL.

Au terme de ce travail de thèse je tiens à remercier sincèrement :

Monsieur Abdelaziz Samet, Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées et de Technologie (INSAT), pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider mon jury de thèse malgré ses nombreuses responsabilités.

Monsieur Dominique Dallet, Professeur des Universités à l'École Nationale Supérieure d'Électronique, d'Informatique et de Radiocommunications de Bordeaux (ENSEIRB), pour avoir apporté sa caution scientifique en acceptant d'être le rapporteur de mon travail de thèse et pour avoir fait le déplacement en Tunisie, malgré ses nombreuses occupations, pour faire partie de mon jury de thèse.

Monsieur Ali Gharsalla, Professeur à la Faculté des Sciences de Tunis (FST), pour avoir accepté d'être rapporteur de mon travail de thèse et pour la discussion scientifique très enrichissante qu'il a bien voulu m'accorder lors de la période d'évaluation de mon manuscrit de thèse.

Monsieur Hichem Besbes, Maître de Conférences à l'École Supérieure des Communications de Tunis (SUP'COM), d'abord pour toute la formation de qualité en communications numériques qu'il m'a dispensé durant mes études d'ingénieur à SUP'COM et maintenant pour avoir accepté d'être membre de mon jury thèse et contribuer par sa remarquable compétence dans le domaine des communications numériques à la discussion des résultats de mes travaux de recherche.

Monsieur Pierre Degauque, Professeur à l'Université des Sciences et Technologie de Lille (USTL) et Responsable du groupe TELICE/IEMN, qui me fait beaucoup d'honneur, en tant que spécialiste de renommée mondiale dans les CPL, en faisant partie des examinateurs de mon jury de thèse et enrichir, avec ses compétences scientifiques, le débat sur mes contributions de recherche.

Monsieur Ahmed Zeddou, Ingénieur, Docteur d'État, Directeur du laboratoire CEM à Orange Labs, Groupe France Télécom et Vice-Président du Comité 5 de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT), pour le grand honneur qu'il me fait en acceptant malgré ses nombreuses responsabilités de participer à mon jury de thèse et discuter mes travaux de point de vue d'un industriel très actif dans l'innovation technologique dans le domaine de mes recherches.

Je tiens aussi à remercier sincèrement Monsieur Adel Ghazel, Professeur à SUP'COM et Chef de l'Unité de Recherche CIRTA'COM et Madame Martine Liénard, Professeur à l'USTL, pour m'avoir acceptée au sein de leurs équipes et me proposer ce sujet de recherche. Je leur exprime toute ma gratitude pour leur encadrement de

qualité, leurs directives, leurs conseils ainsi que les bonnes conditions et ambiance de travail offertes par leurs équipes de recherche.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur Fethi Tili, Maître Assistant à SUP'COM et Mademoiselle Virginie Dégardin, Maître de conférences à l'USTL, pour leur contribution pertinente dans l'encadrement de mes travaux de thèse, leur suivi et les discussions fructueuses qui m'ont permis de s'affranchir des multiples complexités du sujet de recherche. Un grand merci à Virginie qui m'a supportée pendant mes séjours à Lille, qui a accepté de partager son bureau avec moi, et a pris la charge d'effectuer le dépôt de thèse au niveau de l'USTL avec toute la complexité de la procédure administrative.

Je tiens également à remercier Monsieur Arbi Hadj Slama, pour ses propositions et ses conseils précieux concernant la dernière partie de codage canal.

Mes remerciements les plus vifs vont à toutes les autres personnes du TELICE qui font sa bonne humeur et son ambiance confortable.

J'associe à ces remerciements, tous mes enseignants de SUP'COM, qui ont participé à ma formation d'ingénieur, ainsi que tout le personnel administratif toujours disponible et prêt à aider.

Enfin, et surtout, je voudrais remercier ma famille, et amies, qui ont toujours été à mes côtés pour me soutenir, m'encourager et me supporter, sans compter le temps passé à m'aider pour achever à terme ce travail. Merci à mes parents.

Résumé

Les travaux de cette thèse concernent l'étude et la proposition de nouvelles solutions d'adaptation d'un système de transmission CPL haut débit aux caractéristiques du canal ligne électrique en accordant un intérêt particulier au bruit impulsif qui représente une contrainte sévère encore difficile à surmonter.

Le premier objectif concerne la conduite d'une analyse statistique des mesures du bruit impulsif puis l'étude et la définition d'un modèle à la fois simple et fidèle qui servira à dimensionner et évaluer par simulation les techniques à proposer.

Les campagnes de mesure réalisées dans les milieux Indoor et automobile ont permis de dégager les caractéristiques du bruit dans les deux environnements et de les comparer pour déduire l'agressivité du bruit Indoor et la délicatesse de sa compensation.

Dans la phase de modélisation du bruit Indoor, trois modèles ont d'abord été présentés et étudiés : la classe A du modèle de Middleton, l'approche basée sur les chaînes de Markov et l'approche stochastique. Ensuite, une approche hybride, permettant à la fois une simplicité et une efficacité à reproduire les caractéristiques temporelles, a été proposée. La comparaison des mesures aux différents modèles étudiés ainsi qu'à celui proposé a montré l'efficacité de l'approche hybride qui sera adoptée dans les travaux de la thèse.

Le deuxième objectif concerne la proposition d'une nouvelle méthode de compensation de l'effet du bruit impulsif qui soit à la fois performante et à faible complexité d'implantation matérielle. D'abord, la solution d'ajout de modules d'annulation de bruit au niveau du récepteur a été étudiée en proposant des techniques d'annulation de bruit basées sur l'estimation de sa puissance, ensuite différentes structures de codage canal ont été développées, et leurs performances ont été vérifiées et comparées en présence de plusieurs types de scénarios de bruit impulsif.

Les résultats ainsi obtenus avec les techniques proposées montrent une bonne amélioration des performances par rapport aux techniques conventionnelles.

Mots clés

Bruit impulsif, OFDM, HomePlug 1.0, Modèle de Markov, réseau Indoor, codage canal, transmission de données haut débit.

Abstract

Research work presented in this thesis concerns the proposal of new communication techniques to compensate the effect of high impulsive noise on broad band power line communication systems.

Statistical behaviour of impulsive noise is first characterized through an analysis of experimental measurement of indoor and vehicle power lines noise. Results of this study are used to define a novel noise hybrid model combining Markov chains and the stochastic modelling approaches. Proposed model is simple, easy to implement and allows a better fitting to measured noise characteristics.

New appropriate and cost-effective compensation techniques for impulsive noise effect are investigated. A first solution is based on adding a noise canceller module in the PLC system receiver. This solution is improved by adding to the canceller processing a noise power estimator. Among the three channel coding techniques studied more performances enhancement is obtained by defining a modified serial concatenated convolutional and Reed-Solomon coding technique. Improved performances in presence of multiple impulsive noise scenarios are obtained thanks to a soft Viterbi algorithm and RS decoding with erasures.

Keywords

Powerline communication, Impulsive noise, OFDM, HomePlug 1.0, Markov model, Indoor network, channel coding.

Sommaire

Avant propos	i
Résumé et mots clés	
iii	
Introduction générale	1
Chapitre I. Caractérisation du bruit impulsif et limitations des systèmes de transmission conventionnels	
I.1. Introduction	8
I.2. Contraintes de transmission en haute fréquence sur ligne d'énergie	9
I.2.1. Présentation du réseau d'énergie électrique	9
I.2.2. Réponse du canal CPL.....	11
I.2.3. Phénomène du bruit stationnaire.....	12
I.2.4. Phénomène du bruit impulsif.....	13
I.3. Caractérisation expérimentale du bruit impulsif en milieux Indoor et véhicules	14
I.3.1. Caractérisation du bruit impulsif sur le réseau électrique Indoor.....	15
I.3.2. Caractérisation du bruit impulsif dans le réseau électrique des véhicules.....	17
I.3.3. Analyse et comparaison du bruit impulsif des milieux Indoor et véhicules.....	24
I.4. Analyse des performances des systèmes CPL conventionnels en présence de bruit impulsif.....	28
I.4.1. Présentation des techniques de transmission CPL Indoor.....	28
I.4.2. Analyse des performances du système de codage de HomePlug 1.0.	33
I.5. Conclusion.....	36
Chapitre II. Mise en œuvre et validation de modèles de bruit impulsif pour le réseau électrique Indoor	
II.1. Introduction	40
II.2. Mise en œuvre d'un modèle de Middleton	40
II.2.1. Principe de modélisation	40
II.2.2. Modélisation des paramètres de bruit	46
II.2.3. Résultats du modèle de Middleton et comparaison avec les mesures	49
II.3. Le modèle de Markov.....	52
II.3.1. Principe de modélisation	52
II.3.2. Modélisation des paramètres de bruit	56
II.3.3. Résultats du modèle de Markov et comparaison avec les mesures..	61
II.4. Mise en oeuvre d'un modèle hybride	65
II.4.1. Modèle stochastique	66

II.4.2. Etude comparative des modèles de Markov et stochastique.....	67
II.4.3. Conception du modèle hybride	69
II.5. Conclusion.....	75

Chapitre III. Mise en œuvre d'une technique de compensation de bruit impulsif

III.1. Introduction.....	79
III.2. Description de la chaîne de transmission et du modèle de bruit.....	79
III.2.1. Structure de la chaîne de transmission OFDM.....	79
III.2.2. Modèle de bruit impulsif.....	80
III.3. Etat de l'art des techniques de compensation de bruit	83
III.3.1. Récepteur optimum DPSK.....	83
III.3.2. Algorithme adaptatif d'élimination de bruit	84
III.3.3. Module de traitement de bruit proposé par Matsuo.....	85
III.4. Optimisation du module de Matsuo.....	86
III.4.1. Etude de l'étage de pré-traitement	86
III.4.2. Etude du module itératif de Matsuo.....	88
III.4.3. Optimisation de l'étage de pré-traitement	90
III.5. Définition d'une nouvelle technique d'annulation du bruit impulsif ...	97
III.5.1. Technique d'insertion des zéros	97
III.5.2. Analyse des performances.....	98
III.6. Conclusion.....	97

Chapitre IV. Codage de canal adapté aux signaux perturbés par du bruit impulsif

IV.1. Introduction.....	108
IV.2. Mise en œuvre d'une technique de décodage avec estimation de bruit	109
IV.2.1. Bases théoriques de la technique de correction	109
IV.2.2. Techniques de régularisation pour l'estimation du bruit impulsif	115
IV.3. Définition d'une structure de turbo codes RS avec effacement	119
IV.3.1. Structure des turbo code RS.....	120
IV.3.2. Principe de décodage itératif avec effacements	121
IV.3.3. Dimensionnement du turbo codeur RS avec effacements.....	124
IV.3.4. Tests et analyse des performances.....	126
IV.4. Structure de concaténation série à décodage avec effacements	128
IV.4.1. Principe de la technique de décodage.....	128
IV.4.2. Technique proposée de pondération des symboles décodés par l'algorithme de Viterbi.....	130
IV.4.3. Tests de validité de l'hypothèse d'étude.....	133
IV.4.4. Tests et analyse des performances.....	136
IV.5. Conclusion.....	137

Conclusion générale.....	136
---------------------------------	------------

Annexe I. Rappel des expressions analytiques de fonctions de densité de probabilité

Annexe II. Optimisation du modèle de Markov

AII.1. Critères d'optimisation	153
AII.2. Optimisation du modèle des amplitudes des impulsions	155
AII.3. Optimisation du modèle des pseudo- fréquences des impulsions	156
AII.4 Optimisation du modèle des durées des impulsions.....	157
AII.5. Optimisation du modèle des facteurs d'amortissement des impulsions	157
AII.6. Optimisation du modèle des temps d'inter- arrivées des impulsions	158
AII.7. Optimisation du modèle des durées moyennes des impulsions élémentaires des impulsions.....	159

Annexe III. Etude analytique de l'effet d'une impulsion élémentaire

AIII.1. Détermination de la puissance moyenne de l'impulsion	163
AIII.2. Développement analytique de la probabilité d'erreurs	163

Annexe IV. Estimation de la puissance du bruit impulsif

AIV.1. Etude de l'estimateur <i>ML</i>	171
AIV.2. Etude de l'estimateur <i>SNV</i>	174

Annexe V. Principe de décodage souple de Viterbi et calcul des pondérations des symboles décodés

AV.1. Décodage souple de Viterbi.....	177
AV.2. Calcul des pondérations des bits décodés selon la méthode SOVA ..	178

Bibliographie

.....	176
-------	-----

Liste des figures

Figure I.1. Topologie du réseau étendu des lignes d'énergie électrique	9
Figure I.2. Topologie du réseau de distribution électrique en basse tension	10
Figure I.3. Exemples de mesures d'impulsions de bruit Indoor	16
Figure I.4. Distribution cumulative des durées des impulsions	16
Figure I.5. Plate-forme de mesure du bruit impulsif	18
Figure I.6. Principe de traitement des segments de bruit pour extraction d'impulsions	19
Figure I.7. Exemples d'impulsions mesurées sur le réseau 12V de la voiture C5	20
Figure I.8. Distribution cumulative complémentaire des durées des impulsions	21
Figure I.9. Observation de la répartition des pseudo-fréquences	22
Figure I.10. Distribution cumulative complémentaire des fréquences des impulsions	23
Figure I.11. Répartition spectrale des impulsions caractéristiques	23
Figure I.12. Pourcentages des impulsions isolées et rafales dans les milieux véhicules et Indoor	24
Figure I.13. Représentation des pseudo-fréquences en fonction des amplitudes dans les deux environnements Indoor et véhicules	25
Figure I.14. Représentation des pseudo-fréquences en fonction des durées dans les deux environnements Indoor et véhicules	25
Figure I.15. Densité spectrale moyenne des impulsions dans les environnements Indoor et véhicules	26
Figure I.16. Densité spectrale maximale des impulsions dans les environnements Indoor et véhicules	27
Figure I.17. Chaîne de communication de la norme HomePlug 1.0	29
Figure I.18. Structure de la couche physique de la norme HomePlug AV	32
Figure I.19. Densité de probabilité des temps d'inter-arrivées mesurés inférieurs à 100 ms	34
Figure I.20. Distribution cumulative complémentaire des performances du système de codage de la norme HomePlug 1.0 en terme de nombre d'octets faux par mot de code	34
Figure I.21. Performances du bloc de codage HomePlug 1.0 en fonction des durées des 100 premières impulsions mesurées	35
Figure II.1. Distribution cumulative complémentaire des amplitudes instantanées d'un segment de bruit mesuré	46
Figure II.2. Résultat de modélisation de l'indice impulsif A	47
Figure II.3. Résultat de modélisation du facteur gaussien Γ	48

Figure II.4. Exemple de segment de bruit impulsif généré par le modèle de Middleton	49
Figure II.5. Comparaison du modèle de Middleton au bruit Indoor mesuré en terme de DSP	50
Figure II.6. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Middleton	51
Figure II.7. Distribution cumulative complémentaire des durées d'absence d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Middleton	52
Figure II.8. Présentation générale d'une chaîne de Markov	53
Figure II.9. Chaîne de Markov partitionnée pour la modélisation du bruit impulsif	54
Figure II.10. Chaîne de Markov discrète modélisant la nature des impulsions du bruit Indoor	56
Figure II.11. Modélisation de Markov des amplitudes des impulsions du bruit Indoor	56
Figure II.12. Modélisation de Markov des classes de pseudo-fréquences séparées	57
Figure II.13. Modélisation de Markov des pseudo-fréquences du bruit Indoor	57
Figure II.14. Modélisation de Markov des durées des impulsions du bruit Indoor	58
Figure II.15. Modélisation de Markov des facteurs d'amortissement des impulsions du bruit Indoor	58
Figure II.16. Modélisation de Markov des <i>TITs</i> du bruit Indoor	59
Figure II.17. Modélisation de Markov des durées moyennes des impulsions élémentaires des rafales du bruit Indoor	60
Figure II.18. Principe de la génération du bruit impulsif Indoor selon le modèle de Markov	61
Figure II.19. zoom sur un segment de bruit impulsif généré par le modèle de Markov	62
Figure II.20. Comparaison du modèle de Markov au bruit Indoor mesuré en terme de DSP	62
Figure II.21. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Markov	63
Figure II.22. Distribution cumulative complémentaire des durées d'absence d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Markov	64
Figure II.23. Principe de la génération du bruit impulsif selon le modèle stochastique	66
Figure II.24. Comparaison des modèles de Markov et stochastique aux mesures en terme de DSP moyenne	67
Figure II.25. Comparaison des modèles de Markov et stochastique aux mesures en terme de DSP maximale	67
Figure II.26. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs -	68

Comparaison des modèles de Markov et stochastique	70
Figure II.27. Résultats du Modèle hybride et des mesures pour les durées des impulsions	71
Figure II.28. Résultats du Modèle hybride et des mesures pour les temps d'inter-arrivées des impulsions	72
Figure II.29. Principe de la génération du bruit impulsif selon le modèle hybride	72
Figure II.30. Exemple de segment de bruit impulsif généré par le modèle hybride	73
Figure II.31. Comparaison des modèles de Markov et hybride en terme de DSP	74
Figure II.32. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs - Comparaison des mesures aux modèles hybride et de Markov	74
Figure II.33. Distribution cumulative complémentaire des durées d'absence d'erreurs - Comparaison des mesures aux modèles hybride et de Markov	79
Figure III.1. Schéma de la structure de la chaîne de communication OFDM	80
Figure III.2. Densité de probabilité de la séquence des pseudo- fréquences mesurées dans la bande [4.49 MHz, 20.7 MHz]	81
Figure III.3. Effet d'une impulsion élémentaire moyenne du bruit impulsif sur la liaison OFDM en terme de TEB et P_{eb}	82
Figure III.4. Schéma bloc du récepteur optimum DPSK	83
Figure III.5. Schéma bloc du récepteur avec transformation non linéaire pour l'élimination du bruit impulsif	84
Figure III.6. Schéma bloc du module de Matsuo de traitement de bruit avec étage de pré-traitement	85
Figure III.7. Distribution cumulative complémentaire de l'amplitude du signal OFDM	86
Figure III.8. Apport de l'étage de pré-traitement pour A_s fixe	87
Figure III.9. Influence du nombre de candidats M sur le nombre moyen de bits erronés par symbole OFDM	88
Figure III.10. Influence du nombre d'itérations sur les performances du module de traitement	90
Figure III.11. Comparaison des performances des estimateurs ML et SNV en terme d' EQM	90
Figure III.12. Apport de l'étage de pré-traitement pour A_s adaptatif	92
Figure III.13. Performances de l'étage de pré-traitement optimisé pour différentes durées de rafales	92
Figure III.14. Structure de la chaîne OFDM avec l'étage de pré-traitement	95
Figure III.15. Influence de la durée de la rafale sur le pouvoir de correction de l'étage de pré-traitement optimisé	96
Figure III.16. Structure d'un symbole OFDM émis avec insertion de zéros	97
Figure III.17. Structure du symbole OFDM reçu avec insertion d'un zéros	

entre chaque deux échantillons	98
Figure III.18. Structure de la chaîne OFDM avec la technique d'insertion de zéros	98
Figure III.19. Comparaison des pouvoirs de correction des techniques de Matsuo optimisée et d'insertion de zéros	99
Figure III.20. Performances de la technique d'insertion des zéros pour différentes longueurs de rafales	100
Figure III.21. Distribution cumulative complémentaire du pouvoir de correction de la technique d'insertion de zéros par symbole OFDM	101
Figure IV.1. Schéma de base d'un système OFDM avec ajout de zéros	108
Figure IV.2. Nouvelle structure du récepteur OFDM avec décodage RS	109
Figure IV.3. Comparaison des performances des techniques MC et MCCQ pour différentes longueurs de rafales	114
Figure IV.4. Distribution cumulative complémentaire du nombre de bits erronés par symbole OFDM	115
Figure IV.5. Performances de la technique MCCQ en concaténation avec le bloc FEC du standard HomePlug 1.0. $T_d = 81 \mu s$	116
Figure IV.6. Structure du turbo codeur RS	117
Figure IV.7. Structure du turbo décodeur RS	118
Figure IV.8. Organigramme de processus itératif de turbo décodage RS	119
Figure IV.9. Comparaison décodage RS conventionnel et décodage RS avec effacements. $T_d = 2 \mu s$	120
Figure IV.10. Influence de la profondeur M de l'entrelaceur. $T_d = 81 \mu s$	121
Figure IV.11. Influence du nombre d'itérations. $T_d = 81 \mu s$	122
Figure IV.12. Nouvelle structure de l'étage FEC	122
Figure IV.13. Comparaison des performances de la structure initiale de la norme HomePlug 1.0 avec la nouvelle structure utilisant TC-RS avec $T_d = 81 \mu s$	123
Figure IV.14. Distribution cumulative complémentaire du nombre d'octets faux par mot de code. Comparaison du bloc FEC initial de la norme HomePlug 1.0 et la nouvelle structure utilisant TC-RS	124
Figure IV.15. Organigramme de la procédure de décodage proposée pour le bloc FEC	126
Figure IV.16. Représentation en treillis du code convolutif [5 7]	127
Figure IV.17. Relation entre fiabilité des symboles décodés et leurs décisions de décodage	130
Figure IV.18. Distribution cumulative complémentaire du rapport de fiabilité des fausses décisions sur la fiabilité maximale atteinte	131
Figure IV.19. Comparaison, en terme de nombre d'octets faux par mot de code, des performances de la technique de décodage proposée et celles du bloc FEC initial du standard HomePlug 1.0	132
Figure IV.20. Courbe cumulative du TEB pour les techniques de décodage	133

	proposées -Comparaison avec celles du standard HomePlug 1.0	
Figure AII.1.	Optimisation du modèle d'amplitude : Evolution des valeurs associées aux critères d'erreurs en fonction du nombre d'états N_s	151
Figure AII.2.	Optimisation du modèle de la classe LF des pseudo- fréquences	152
Figure AII.3.	Optimisation du modèle de la classe HF des pseudo- fréquences	152
Figure AII.4.	Optimisation du modèle des durées des impulsions du bruit Indoor	152
Figure AII.5.	Optimisation du modèle des facteurs d'amortissement des impulsions du bruit Indoor	153
Figure AII.6.	Optimisation du modèle des <i>TITs</i> des impulsions du bruit Indoor	153
Figure AII.7.	Optimisation du modèle des durées moyennes des impulsions élémentaires	154
Figure AV.1.	Schéma représentatif d'une transition du treillis	172

Liste des tableaux

Tableau I.1. Classification des impulsions du bruit Indoor	17
Tableau I.2 Synthèse de la caractérisation des bruits impulsifs sur le réseau électrique des véhicules et en milieu Indoor dans la bande passante des CPL	27
Tableau II.1. Approximation de l'indice impulsif du bruit Indoor par des lois statistiques	47
Tableau II.2. Approximation du facteur gaussien du bruit Indoor par des lois statistiques	48
Tableau II.3. Approximation des paramètres du bruit impulsif Indoor par des lois statistiques selon le modèle stochastique	65
Tableau II.4. Données d'approximation de la durée du bruit impulsif Indoor par des lois statistiques selon le modèle hybride	69
Tableau II.5. Données d'approximation des <i>TITs</i> du bruit impulsif Indoor par des lois statistiques selon le modèle hybride	70
Tableau III.1. Valeurs des paramètres d'une impulsion moyenne	81
Tableau IV.1. Analogie entre codage RS et modulation OFDM	109

Liste des notations

BBAG	: Bruit Blanc Additif Gaussien
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CM	: Chaîne de Markov
CMC	: Chaîne de Markov Cachée
CPL	: Courants Porteurs de Ligne
DBPSK	: Differential Binary Phase Shift Keying
DSP	: Densité Spectrale de Puissance
FEC	: Forward Error correction Coding
FFT	: Fast Fourier Transform
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
MAP	: Maximum A Posteriori
MC	: Moindres Carrés
MCCQ	: Moindres Carrés à Contrainte Quadratique
ML	: Maximum Likelihood
Peb	: Probabilité d'erreur par bit
pdf	: Probability density function
RS	: Reed Solomon
SABIS	: Système d'Acquisition de Bruit Impulsif et Stationnaire
SINR	: Signal to Impulsive Noise Ratio
SISO	: Soft Input Soft Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
SNV	: Squared signal to Noise Variance
SOVA	: Soft Output Viterbi Algorithm
TEB	: Taux d'Erreurs Binaire
TIT	: Temps d'Inter-arrivée

Introduction générale

Ces dernières décennies ont connu un développement efficace et rapide des techniques et des technologies de l'information et des communications. Ceci a permis la mise sur le marché de nombreux produits et systèmes de communications innovants. Les industriels à la recherche de meilleurs résultats économiques pour les technologies développées cherchent toujours à proposer de nouveaux services qui répondent au mieux aux besoins des utilisateurs. L'engouement de l'utilisateur pour ces nouveaux services ainsi que la libéralisation du marché des télécommunications ont incité des nouveaux opérateurs à apparaître et offrir des services diversifiés dans des réseaux à haute capacité (télévisuel et voix sur IP). Néanmoins, les fournisseurs d'accès, utilisant ce panel de technologies tantôt concurrentes, tantôt complémentaires, ont cherché depuis l'ouverture du marché à augmenter des débits plutôt qu'à augmenter des portées. Ainsi, les régions urbaines bénéficient d'offres à très haut débit grâce à la modernisation de la boucle locale cuivre (technologies DSL : *Digital Subscriber Line*), alors que les zones rurales, ne pouvant accéder qu'à l'Internet à bas débit, souffrent d'une fracture numérique par rapport aux zones urbaines.

Afin de résoudre ce problème, de se démarquer de la boucle locale cuivre, qui constitue un monopole, et d'offrir leurs propres réseaux d'accès, les fournisseurs d'accès ont essayé de s'ouvrir à des nouvelles technologies permettant de desservir, à moindre coût, des zones géographiques encore sinistrées. En effet, certains ont aménagé des réseaux interurbains avec des fibres optiques en profitant de l'infrastructure offerte par les lignes à haute tension de partenaires actifs dans la distribution d'énergie. Le dernier tronçon d'accès à l'utilisateur restait toutefois sous le contrôle de l'opérateur de télécommunications original. Il a fallu donc trouver une alternative rapide et efficace à ce problème du « dernier kilomètre ». Un moyen pour contourner ce monopole exclu de la libre concurrence consiste alors en l'utilisation du réseau électrique comme support de transmission à haut débit.

Les communications par courants porteurs en ligne (CPL) ou PLC en anglais (*Power Line Communication*) sont ainsi devenues d'actualités. Leur principe consiste à exploiter la boucle locale électrique du réseau d'énergie pour véhiculer des signaux de communications. On cherche donc à superposer sur les réseaux basse tension des ondes courtes d'informations à haute fréquence (allant de quelques centaines de *Hz* à *30 MHz*) avec des signaux électriques de

fréquences égales à 50 ou 60 Hz. La superposition est obtenue par une opération de couplage inductif ou capacitif. A titre d'exemple, nous citons comme applications à haut débit l'accès à Internet ou à de nouveaux services comme la mise en réseau d'appareils ménagers, d'un système de sécurité (alarme, détection d'incendie, vidéosurveillance...). La technologie CPL permet ainsi d'apporter une valorisation technique et financière du réseau de distribution d'énergie électrique qui, grâce à la mise à disposition de débits élevés, permettra le développement et l'offre de nouveaux services.

L'utilisation des CPL date du début des années 1920 pour des applications de télémétrie et télé contrôle. A partir des années 80, l'apparition des CPL numériques a permis d'abord son utilisation pour des applications domotiques à bas débit. Les applications CPL à haut débit ont commencé au milieu des années 90. L'accroissement du débit des CPL et l'atteinte de performances de communication comparables à celles des supports dédiés de télécommunications se sont vite confrontés aux contraintes sévères de ce canal de transmission qui n'a pas été conçu pour le transport de l'information. Ces contraintes de transmission sont dues à l'importante sélectivité fréquentielle et variation d'impédance de la ligne électrique qui engendre une propagation multi-trajet causant de fortes atténuations et évanouissements du signal CPL transmis [Zimmermann00, Zimmermann02b]. Les contraintes de transmission sont d'autant plus sévères que les signaux transmis sont aussi perturbés par différents types de bruit classés en bruit de fond, bruit à bande étroite et bruit impulsif [Degardin02b, Tanaka88].

Ces contraintes sévères du canal ont motivés de nombreux chercheurs à travers le monde pour mener des travaux de recherche de qualité à la fois concernant la caractérisation et la modélisation du canal composé de la ligne électrique ainsi que la définition de chaînes de communication numérique permettant de limiter les effets indésirables des principales perturbations du canal CPL. Particulièrement les effets de la propagation multi-trajet et le bruit stationnaire ont été compensés par l'utilisation de techniques de transmission telles que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), la DMT (Discrete Modulation Tone) et l'étalement de spectre [Dostert90] [Rouissi03].

Cependant, le bruit impulsif, qui est variable dans le temps, reste la contrainte la plus sévère sur les systèmes CPL. Pour apporter des solutions à ce problème, des études récentes ont commencé à caractériser expérimentalement ce type de bruit afin d'établir le modèle le plus fiable [Degardin02b], [Kim02]-[Mann02] et par conséquent chercher à définir de nouvelles techniques de

compensation de ce type de bruit [Matsuo02]-[Fukami02]. Les travaux de la littérature concernant la caractérisation et la modélisation du bruit impulsif ne comportent pas d'études statistiques très précises et proposent l'utilisation de modèles soit très complexes soit très simples au détriment de leur précision [Middleton73]. Les techniques de compensation de bruit proposées dans la littérature se divisent en deux catégories. La première catégorie se base sur la détection du bruit et sa comparaison avec le signal transmis [Degardin02a]. La deuxième catégorie utilise les techniques de codage canal pour la détection et la correction des erreurs de transmission [Umehara04, Faber03, Wada03]. Par ailleurs, l'ensemble de ces techniques n'ont pas encore permis d'atteindre un meilleur compromis entre capacité de correction et complexité d'implantation [Wada03, Umehara04].

C'est dans ce cadre que s'inscrivent les travaux de cette thèse consacrée à l'étude et la proposition de nouvelles solutions d'adaptation d'un système de transmission CPL haut débit aux caractéristiques du canal électrique en accordant un intérêt particulier au bruit impulsif qui représente une contrainte sévère encore difficile à surmonter.

Deux objectifs sont alors fixés pour nos travaux de recherche. Le premier objectif concerne la conduite d'une analyse statistique des mesures du bruit impulsif puis l'étude et la définition d'un modèle à la fois simple et fidèle qui servira à dimensionner et évaluer par simulation les techniques à proposer. Le deuxième objectif est la proposition d'une nouvelle méthode de compensation de l'effet du bruit impulsif qui soit à la fois performante et à faible complexité d'implantation matérielle.

Ce manuscrit de thèse est alors organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre concerne la caractérisation du canal CPL. Ses différentes contraintes de transmission sont exposées, et le bruit impulsif est particulièrement analysé. Les résultats de campagnes de mesures réalisées sur le bruit Indoor d'une part, et sur celui des véhicules d'autre part permettront de mener une étude comparative afin de classer les caractéristiques les plus représentatives du bruit à utiliser dans l'étape de modélisation. Nous terminerons ce chapitre par une brève présentation des systèmes de communications CPL sur le réseau interne des maisons dit « Indoor » spécifiés par l'alliance HomePlug, en particulier la norme HomePlug 1.0 dont les limitations seront montrées.

Le second chapitre est consacré à l'étude de différentes approches de modélisation du bruit impulsif caractérisées chacune par un degré de complexité et de fidélité différent. Le principe de base de chacun des modèles de Middleton, de Markov et stochastique sera détaillé et adapté à notre cas d'étude. Une confrontation entre les résultats expérimentaux et théoriques permettra de retenir les modèles les plus pertinents pour notre application. De plus, afin d'allier efficacité et simplicité, un nouveau modèle hybride sera suggéré sur la base des modèles retenus.

Dans le troisième chapitre, l'élaboration d'une méthode de détection et d'annulation de bruit est développée. En partant d'un module de suppression de bruit initialement proposé dans la littérature, nous développerons une version optimisée de ce module permettant de traiter les impulsions de bruit d'une manière adaptative. La limitation de cette méthode en présence d'impulsion de bruit de type rafale de forte puissance et de longue durée nous conduira à la conception d'une nouvelle technique basée sur l'estimation de la puissance de bruit sur chaque voie du modulateur OFDM. Les performances et les limitations de cette dernière seront exposées.

Dans le quatrième chapitre, nous étudions les principales techniques de codage canal afin de dimensionner un codeur adéquat à notre cas d'étude permettant de détecter et corriger les erreurs engendrées par les rafales. Dans un premier temps, nous adopterons la technique de décodage basée sur l'analogie entre le modulateur OFDM et le codeur RS. Cette technique sera étudiée et optimisée en faisant appel aux outils de régularisation permettant de mieux estimer les composants de bruit au niveau des voies utiles porteuses d'information. Ensuite, en s'intéressant à la structure innovante des turbo codes, nous mettrons l'accent sur un turbo codeur dont les codes composants sont de type RS. Cette étude conceptuelle sera complétée par la définition d'un algorithme qui fait appel au décodage de Viterbi à sortie pondérée utilisée dans la structure de concaténation de la norme HomePlug 1.0. Les performances des différentes techniques proposées seront évaluées analytiquement et par simulation en terme de taux d'erreurs et de nombres d'octets faux en traitant tout d'abord individuellement le cas des impulsions isolées et des rafales, ensuite en considérant le modèle global du bruit.

Chapitre I

**Caractérisation du bruit impulsif et
limitations des systèmes de
transmission conventionnels**

I.1. Introduction

Les systèmes de transmission sur ligne d'énergie souffrent encore de limitations pour égaler en terme de performances les systèmes de communications sur supports dédiés (câble, fibre, radio). Ces limitations viennent du fait que le canal qui a été optimisé pour le transport du courant électrique à 50 Hz n'est pas adapté aux besoins de la transmission haut débit. De même, les techniques de transmission utilisées pour la mise en œuvre des systèmes CPL ne tiennent pas compte de toutes les caractéristiques du canal.

En s'intéressant dans le cadre de cette thèse à l'adaptation d'un système de transmission haut débit aux caractéristiques du canal électrique, nous commencerons ce premier chapitre par une présentation des contraintes de transmission du canal CPL. Un intérêt particulier sera accordé au bruit impulsif qui représente une contrainte sévère encore difficile à surmonter. Dans ce chapitre, nous présenterons aussi les principaux systèmes CPL déployés et nous analyserons leurs performances vis-à-vis des perturbations du bruit impulsif. Le but de cette étude est de montrer l'intérêt de notre travail de recherche visant à améliorer la compensation de l'effet du bruit impulsif sur les systèmes CPL haut débit.

Ce premier chapitre est alors organisé en trois parties détaillées comme suit.

La première partie décrira l'architecture générale du réseau électrique et présentera une caractérisation qualitative de toutes les contraintes de transmission haut débit sur la ligne électrique. Parmi les contraintes énumérées, nous insisterons sur le bruit impulsif présent sur la ligne; son caractère aléatoire et sa forte puissance feront l'objet d'une étude approfondie.

Sachant que la technique CPL ne concerne pas uniquement les réseaux Indoor des maisons et que nous parlons aujourd'hui des CPL automobiles, la deuxième partie concernera une étude comparative des caractéristiques du bruit impulsif dans les deux milieux Indoor et véhicules. Cette étude est basée sur des mesures réalisées dans chacun des deux environnements. Nous exposerons dans chaque cas les détails des mesures et le découpage du bruit dont nous analyserons les caractéristiques dans les domaines temporels et fréquentiels.

Dans la dernière partie, nous donnerons les spécifications des chaînes de transmission de deux principales normes CPL Indoor haut débit. Afin de bien mettre en évidence les verrous que nous devons lever et qui font l'objet du

travail de cette thèse, nous analyserons dans cette partie les résultats de simulation qui montrent les limitations du système CPL spécifié par la norme HomePlug 1.0 à combattre le bruit impulsif.

I.2. Contraintes de transmission en haute fréquence sur ligne d'énergie

I.2.1. Présentation du réseau d'énergie électrique

Les lignes d'énergie électrique sont prévues pour le transport et la distribution du courant électrique depuis les centrales de production aux utilisateurs. Selon le niveau de tension supportée, on distingue, comme le montre le schéma de la figure I.1, trois classes de lignes d'énergie électrique : les lignes haute tension (HT), les lignes moyenne tension (MT) et les lignes basse tension (BT). Selon les pays, la haute tension varie de 90 kV à 1100 kV , la moyenne tension varie de 3 kV à 60 kV et la basse tension varie de 110 V à 400 V [Dostert97, Crussière05].

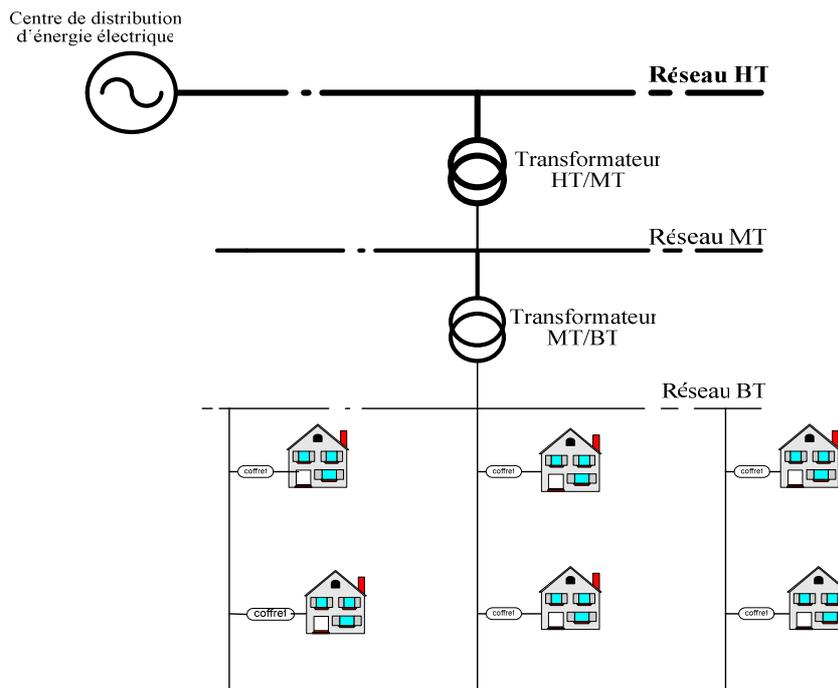


Figure I.1. Topologie du réseau étendu des lignes d'énergie électrique.

La technique CPL de transmission de données sur ligne d'énergie est essentiellement utilisée dans la section BT du réseau électrique. Dans le cadre de ce travail de recherche, nous nous intéressons à l'application des CPL pour cette branche du réseau.

Ainsi, avant d'analyser les principales contraintes des transmissions CPL sur une telle infrastructure, nous commençons par donner les principales

caractéristiques de la section BT du réseau d'énergie électrique. En effet, cette section, comme l'indique le schéma de la figure I.2, présente une structure arborescente de lignes avoisinant quelques centaines de mètres. Le transformateur MT/BT alimente plusieurs départs ou branches principales desservant plusieurs clients par l'intermédiaire de branches secondaires.

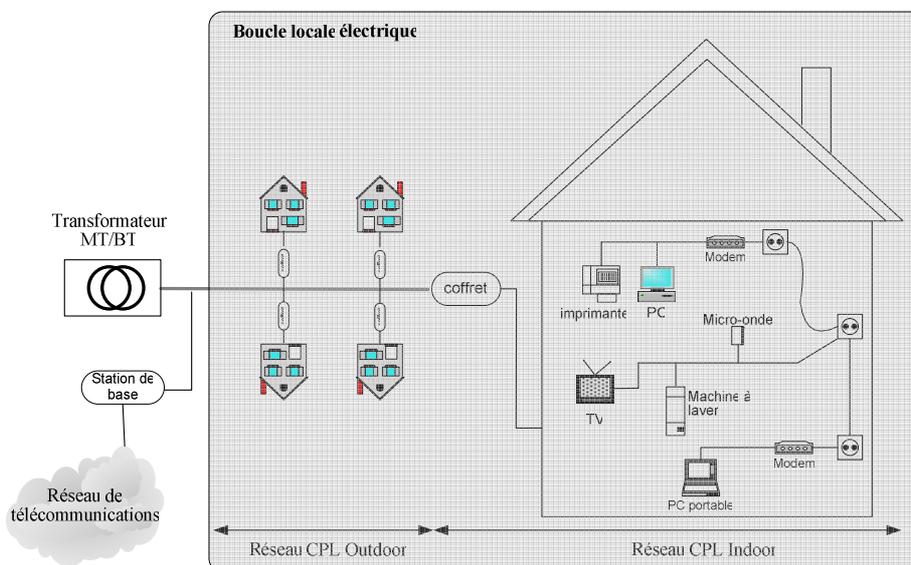


Figure I.2. Topologie du réseau de distribution électrique en basse tension.

D'après cette topologie du réseau BT, on distingue :

- Le réseau extérieur (Outdoor) : il est formé par les lignes électriques reliant le poste de livraison au disjoncteur de branchement de l'installation de l'utilisateur. C'est au niveau du réseau Outdoor que se fait l'interconnexion du réseau CPL au cœur du réseau de télécommunication.
- Le réseau intérieur (Indoor) : il est formé par les lignes électriques assurant la distribution du courant électrique à l'intérieur des bâtiments. C'est un réseau multi-branches fortement chargé par une multitude d'équipements électriques (éclairage, ordinateurs, appareils électroménagers ou industriels,...). C'est au niveau de ce réseau que seront connectés les terminaux utilisateurs de transmission CPL.

Les caractéristiques physiques des conducteurs utilisés dans les réseaux d'énergie électriques sont optimisées pour assurer un meilleur rendement énergétique à la distribution des différents calibres du courant électrique à 50 Hz ou 60 Hz. De même, ces lignes sont chargées par une grande variété d'équipements qui sont continuellement branchés et débranchés d'une manière aléatoire. Ainsi, les caractéristiques des lignes électriques et leur mode

d'exploitation font du canal CPL, un canal de transmission non stationnaire, dispersif, à forte atténuation et très bruité. Ce canal est d'autant plus hostile aux CPL que ses caractéristiques évoluent aléatoirement en fonction du temps.

I.2.2. Réponse du canal CPL

La transmission CPL souffre, en plus de l'atténuation sévère, de la sélectivité en fréquence due à la propagation multi-trajet et de la variation temporelle due à la commutation variable et aléatoire des dispositifs électriques sur le réseau électrique.

I.2.2.1. Phénomène d'atténuation

La ligne électrique, adaptée au 50 Hz, cause une forte atténuation aux signaux CPL haute fréquence, ce qui limite la portée de transmission à une distance qui ne dépasse pas 500 m [Hooijen98a]. Cette atténuation des signaux CPL est causée à la fois par l'atténuation linéique des conducteurs, les pertes de couplage des équipements CPL aux lignes électriques et les pertes d'insertion au niveau des boîtes de dérivation des lignes d'alimentation électrique.

Les pertes linéiques dépendent de la topologie du réseau électrique et de la catégorie de zone (rurale, sub-urbaine, urbaine). Elles varient typiquement de 40 dB/Km à 100 dB/Km [Hooijen98a, Hooijen98b]. Les pertes de couplage, causées par la désadaptation des impédances de l'émetteur et du récepteur par rapport à celle de la ligne d'énergie peuvent atteindre quelques dizaines de dB [Hooijen98a].

Il a été remarqué que l'atténuation du canal CPL dépend fortement, non seulement de la fréquence [Langfeld01], mais aussi de la position relative des équipements qui communiquent et par conséquent, du nombre des dérivations sur le trajet de propagation [Esmailian00, Hooijen98a, Hooijen98b].

I.2.2.2. Propagation multi-trajet

Dans le cas du canal CPL, le support physique de transmission consiste en un réseau filaire arborescent de longueur très variable et comportant des dérivations. Chacune de ces dérivations met en jeu une charge dont l'impédance n'est à priori pas adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne. Le réseau comporte donc un grand nombre de discontinuités sur lesquelles l'onde propagée se réfléchit suivant un certain coefficient de réflexion. Ainsi, plusieurs ondes constituant des répliques de l'onde incidente principale apparaissent [Dostert01, Crussière05]. Aussi, toute dérivation de la ligne fait intervenir la

transmission d'une proportion de l'onde propagée d'un tronçon de ligne à un autre [Zimmermann02b]. Le réseau électrique se comporte donc comme un canal multi-trajet et est par conséquent sélectif en fréquence.

De même, le canal introduit des dispersions temporelles génératrices d'interférences inter symboles.

1.2.2.3. Variation temporelle de la réponse du canal

La fonction de transfert du canal CPL est couramment décrite comme lentement variable dans le temps [Hooijen98a, Zimmermann02a, Zimmermann02b]. Cependant, le canal peut être considéré constant et invariable pendant des périodes temporelles bien supérieures à la durée des symboles d'information transmis. Toutefois, des variations soudaines peuvent survenir, provoquant des atténuations jusqu'à 20 dB supérieures à la fonction de transfert initiale dans certaines plages de fréquences [Dostert97]. Ces variations sont principalement dues au changement d'impédance lors de la mise sous tension, de l'extinction, du branchement ou débranchement d'appareils sur le réseau. Dans la plupart des références, le canal est supposé quasi-statique et peut être adéquatement représenté par une succession d'états stationnaires.

1.2.3. Phénomène du bruit stationnaire

Outre les distorsions apportées par le canal ligne d'énergie sur la forme des signaux CPL, il faut aussi considérer comme élément perturbateur le bruit, qui vient s'ajouter à l'énergie utile transmise. Deux types principaux sont distingués : le bruit de fond ou bruit stationnaire et le bruit impulsif.

Le bruit stationnaire regroupe toutes les perturbations dont les propriétés demeurent stationnaires durant des périodes suffisamment importantes. Il est composé d'un bruit de fond coloré et d'un bruit à bande étroite. Son effet est négligeable sur la qualité de transmission mais il limite la capacité du canal [Zimmermann02a].

1.2.3.1 Bruit de fond coloré

Ce bruit possède une densité spectrale de puissance (DSP) relativement basse et décroissante avec la fréquence. Il résulte de la superposition de plusieurs sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes. Son niveau de puissance varie à l'échelle des minutes voir même des heures. Le bruit coloré présente une nette dépendance en fréquence dans la partie basse du spectre [Degardin02a, Degardin02b]. Au delà de 2 MHz, cette

dépendance devient négligeable, on peut dans ce cas considérer une DSP constante égale à -140 dBm/Hz.

I.2.3.2 Bruit à bande étroite

Ce bruit est le résultat de la captation par les lignes électriques des émissions de radiodiffusion qui apparaissent souvent sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude et occupant des sous-bandes correspondant aux diffusions grandes et moyennes ondes. Leurs amplitudes varient lentement en cours de la journée et deviennent beaucoup plus élevées la nuit où les conditions de réflexion sur la couche ionosphérique sont plus propices [Dostert01, Zimmermann02a, Zimmermann02b].

I.2.4 Phénomène du bruit impulsif

Le bruit impulsif représente la contrainte de transmission la plus sévère pour les signaux CPL.

Habituellement, ce type de bruit est défini par un train d'impulsions (isolées ou en rafales) caractérisées par de faibles durées, d'une forte DSP et d'une fréquence de répétition à caractère aléatoire. La durée des impulsions peut varier de quelques μ s à des millisecondes [Chan89, Hooijen98a, Degardin02b, Zimmermann02b]. Ce bruit provient principalement des manœuvres aléatoires d'enclenchement et déclenchement des appareils domestiques reliés à la ligne d'énergie. A titre d'exemple, les moteurs électriques, les redresseurs commandés et les dispositifs de commutation sont connus comme des générateurs de bruit impulsif [Hooijen98a, Esmailian00, Esmailian03].

Dans le domaine fréquentiel, il a été observé que la DSP des impulsions excède celle du bruit de fond dans la majorité de la bande de fréquence. Au moment d'occurrence des impulsions, cette DSP augmente considérablement d'une manière brève et rapide. Dans le domaine temporel, le bruit impulsif est modélisé par des sinusoïdes amorties ou par la superposition de sinusoïdes amorties permettant d'approximer l'allure générale des impulsions observées dans le canal. Ainsi, une impulsion isolée peut être exprimée par (I.1) [Degardin02a, Degardin02b].

$$bi(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right).$$

(I.1)

Les paramètres caractéristiques A , f_0 et τ sont respectivement l'amplitude, la pseudo-fréquence et le facteur d'amortissement de l'impulsion. La caractérisation de ces impulsions est complétée par deux autres paramètres : sa durée et le temps d'inter-arrivée entre deux impulsions successives.

Une rafale est considérée comme une succession d'impulsions élémentaires dont les caractéristiques pouvant varier d'une impulsion à une autre.

Selon la périodicité des impulsions et leur synchronisation avec la fréquence 50 Hz du courant électrique, le bruit impulsif a été classé en 3 types [Dostert01 Zimmermann02a] :

- Bruit impulsif périodique non synchrone : il est composé d'impulsions dont la fréquence de répétition est généralement comprise entre 100 kHz et 200 kHz. Dans le domaine fréquentiel, ces impulsions apparaissent sous la forme de raies spectrales espacées de la fréquence de répétition [David00, Crussière05].
- Bruit impulsif périodique synchrone : il est composé d'impulsions synchrones à la fréquence 50 Hz avec un taux de répétition de 50 et 100 kHz [Vines84, Chan89, Hooijen98a, Zimmermann02a].
- Bruit impulsif asynchrone : il est le plus énergétique des trois et son niveau de puissance peut excéder celui du bruit de fond de plus de 50 dB [David00, Zimmermann02a]. Dans le domaine fréquentiel, les impulsions de ce type de bruit peuvent affecter la totalité de la bande [Hooijen98a].

Compte tenu de la difficulté d'atteindre une qualité de communication CPL satisfaisante provoquée essentiellement par la présence du bruit impulsif dans le canal, nous nous intéressons dans la suite de ce manuscrit à l'étude de ce type de bruit, sa meilleure modélisation pour le choix d'un simulateur de tests de liaisons CPL, et l'ajustement des différentes techniques de compensation et de codage canal. Avant cela, une première étape consiste à dégager les différentes caractéristiques du bruit impulsif en se basant sur des campagnes de mesure récentes. C'est l'objet du paragraphe suivant.

I.3. Caractérisation expérimentale du bruit impulsif en milieux Indoor et véhicules

Cette étude est basée sur des mesures expérimentales des caractéristiques du bruit impulsif se propageant sur les lignes électriques de deux environnements différents. En effet, nous avons mené au laboratoire TELICE une campagne de mesure relative au réseau d'alimentation électrique d'un

véhicule alors que pour les mesures sur un réseau électrique Indoor, nous avons utilisé les résultats obtenus par une équipe de France Télécom R&D (FTR&D).

I.3.1. Caractérisation du bruit impulsif sur le réseau électrique Indoor

I.3.1.1. Description des mesures expérimentales

La campagne de mesure a été réalisée dans une maison individuelle pendant 40 heures. Ces mesures ont été effectuées grâce à une station SABIS (Système d'Acquisition de Bruit Impulsif et Stationnaire), composée d'un ordinateur et de 3 cartes d'acquisition permettant de mesurer le bruit impulsif et les temps d'inter-arrivées. Cette station d'acquisition a été connectée au réseau électrique, entre la phase et le neutre, grâce à un coupleur capacitif [FTR&D00].

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 mesure.

Le traitement des segments de mesure a été également effectué par France Télécom R&D pour extraire les impulsions de bruit. Dans ce traitement, un seuil de début d'impulsion et un seuil de fin d'impulsion en dessous duquel on considère que l'impulsion est terminée, est déterminé. Une fois la fin de l'impulsion détectée, un temps de garde est utilisé durant lequel l'impulsion est considérée non terminée si l'amplitude du signal dépasse à nouveau le seuil de fin d'impulsion. La durée de ce temps de garde est égale à n fois la période dominante mesurée dans le signal.

Ce traitement a permis de dégager 1644 impulsions enregistrées sur la période des 40 heures.

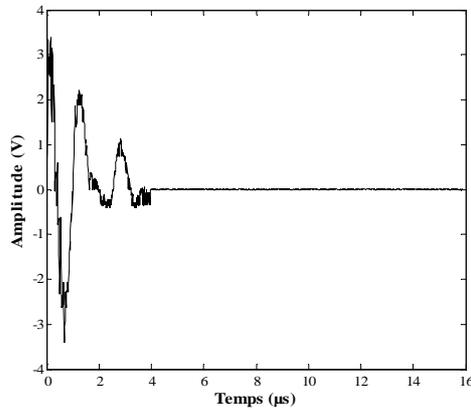
I.3.1.2. Analyse des résultats des mesures

Nous résumons dans ce paragraphe les principaux résultats, présentés dans [Degardin02a], relatifs à l'étude des mesures effectuées par France Télécom R&D.

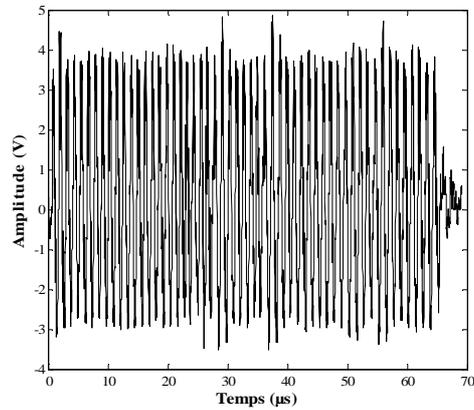
I.3.1.2.1. Observations dans le domaine temporel

Les impulsions enregistrées présentent, dans le domaine temporel, et comme le montre les exemples de mesure de la figure I.3, deux formes principales :

- Des impulsions isolées, avec un pourcentage de 68 %
- Des rafales d'impulsions, avec un pourcentage de 32 %



(a) Cas d'une impulsion isolée,



(b) Cas d'une rafale,

Figure I.3. Exemples de mesures d'impulsions de bruit Indoor.

En considérant les impulsions dont les pseudo-fréquences sont supérieures à 500 kHz, les amplitudes de celles-ci varient entre 0.74 V et 10.05 V. L'analyse de la fonction cumulative de leurs durées présentée en figure I.4 montre que les rafales sont plus longues que les impulsions isolées. La représentation des durées des impulsions élémentaires de la rafale montre que celles-ci sont plus courtes que les impulsions isolées.

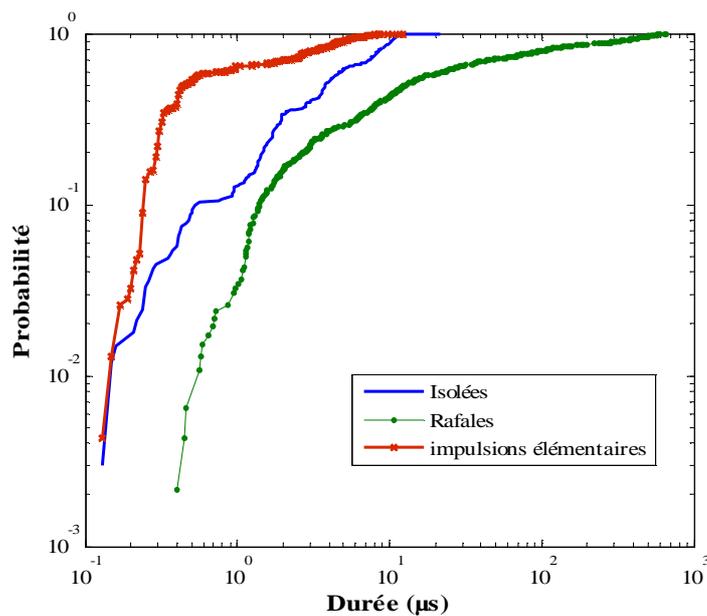


Figure I.4. Distribution cumulative des durées des impulsions.

I.3.1.2.2. Observations dans le domaine fréquentiel

La représentation des amplitudes et des durées en fonction des fréquences montre que les impulsions peuvent être classées en deux groupes selon leurs pseudo- fréquence :

- Des impulsions « courtes » ayant une pseudo-fréquence grande ($\geq 3 \text{ MHz}$)
- Des impulsions « longues », avec des pseudo-fréquences faibles ($< 3 \text{ MHz}$)

L'étude a permis de répartir le bruit impulsif en cinq classes, dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau I.1 où P_b représente la probabilité d'apparition des impulsions.

1644 impulsions	$f_0 < 500 \text{ kHz}$	$500 \text{ kHz} < f_0 < 3 \text{ MHz}$	$f_0 > 3 \text{ MHz}$
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. Classification des impulsions du bruit Indoor.

I.3.2. Caractérisation du bruit impulsif dans le réseau électrique des véhicules

L'étude du bruit impulsif se propageant sur les lignes d'alimentation électrique des véhicules est motivée par la grande opportunité qu'offre ces lignes d'alimentation pour supporter la transmission des données haut débit. En effet, le développement que connaît l'électronique embarquée a permis l'équipement des véhicules de systèmes multimédia et télématique qui utilisent des réseaux haut débit allant de 2 à 25 *Mbits/s*. Ainsi, le recours aux lignes d'alimentation électrique comme support physique de ces réseaux permet de s'affranchir du coût et du degré de complexité élevés que posent les câbles dédiés, c'est-à-dire les fibres optiques ou les paires torsadées utilisés actuellement pour les réseaux de l'électronique de confort à bord des véhicules.

Compte tenu de cet intérêt pour ce type d'environnement CPL, nous avons réalisé des mesures sur le réseau de distribution 12 Volts d'une voiture Citroën C5. Les résultats des mesures dans l'environnement automobile seront comparés avec ceux obtenus dans le milieu Indoor.

I.3.2.1. Description du dispositif expérimental

Les mesures du bruit impulsif ont été réalisées en utilisant la plateforme mobile, représentée sur la figure I.5, qui a été développée au laboratoire TELICE [Degardin05].

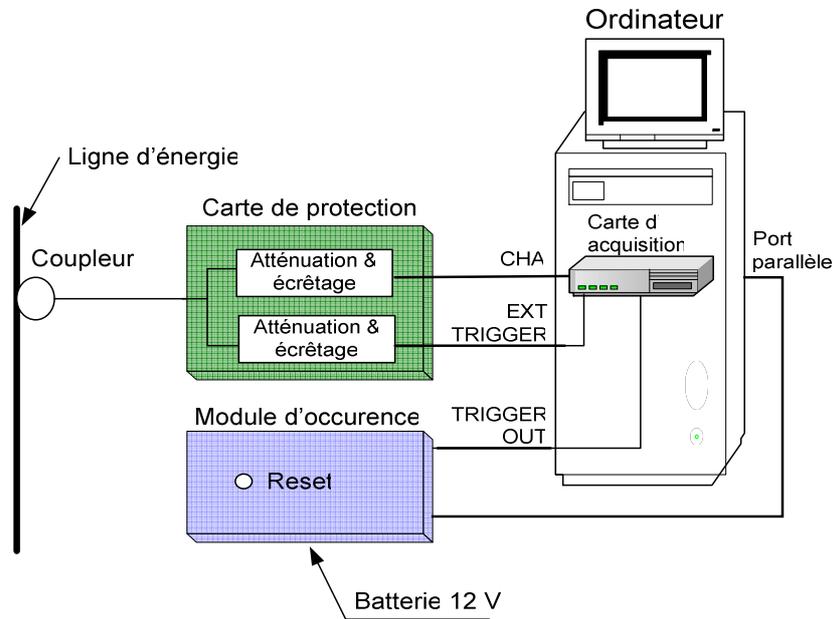


Figure I.5. Plate-forme de mesure du bruit impulsif.

Le coupleur qui permet de connecter l'équipement de mesure aux lignes d'alimentation du véhicule a pour but d'isoler le 12 V du bruit impulsif grâce à un filtre passe haut à 500 kHz et à un transformateur d'isolement. Son impédance de sortie est de 50 Ω. La carte de protection, d'entrée 50 Ω, protège la carte d'acquisition et dirige le signal sur deux voies distinctes préalablement atténuées et écrêtées : le signal du segment d'impulsions sur la voie *CHA* et un signal de trigger sur la voie *EXT TRIGGER* [Degardin05]. Cette plate-forme permet de mesurer des valeurs crêtes jusqu'à 15 V.

La carte d'acquisition, intégrée au PC, se déclenche quand la tension à ses bornes est supérieure au seuil demandé et sauvegarde un segment de bruit de N échantillons à la cadence dt , soit sur une durée $T=dt*N$. Le PC pilote les modules d'acquisition et sauvegarde les segments. A la fin des mesures, un fichier de mesures et un fichier des temps d'occurrence (en μs) sont créés.

Pour ces mesures, la fréquence d'échantillonnage ($1/dt$) a été choisie égale à 100 MHz, pour permettre de décrire un spectre de bruit jusqu'à 50 MHz. 2000 segments d'observations, de durée égale à 655.08 μs ont été enregistrés pendant 20 minutes sur le véhicule en mouvement et en actionnant la majeure partie

des commandes électriques du véhicule (clignotant, warning, pompe et essuie-glace,...).

Des mesures du bruit stationnaire sur le réseau ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de spectres. Les résultats montrent que dans la bande $[500 \text{ kHz}, 2 \text{ MHz}]$, le bruit ambiant de la ligne est une fonction décroissante de la fréquence et qu'à partir de la fréquence 2 MHz , il est considéré comme un bruit blanc de DSP constante autour de -130 dBm/Hz [Olivas06a].

Une fois les segments de bruit obtenus, une étape de traitement des données brutes a été effectuée afin d'extraire les impulsions du bruit.

Le découpage de bruit a été réalisé en calculant la variance cumulative y du signal échantillonné défini par l'expression (I.2).

$$y(k) = \sum_{i=0}^{k-1} \left[x_i^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i \right)^2 \right], \quad (\text{I.2})$$

où N est le nombre d'échantillons total dans la fenêtre d'observation, $N = 65508$.

Ainsi, une impulsion est détectée quand nous constatons une rupture brusque de la pente dans la droite d'évolution du signal $y(k)$, comme le montre la figure I.6.

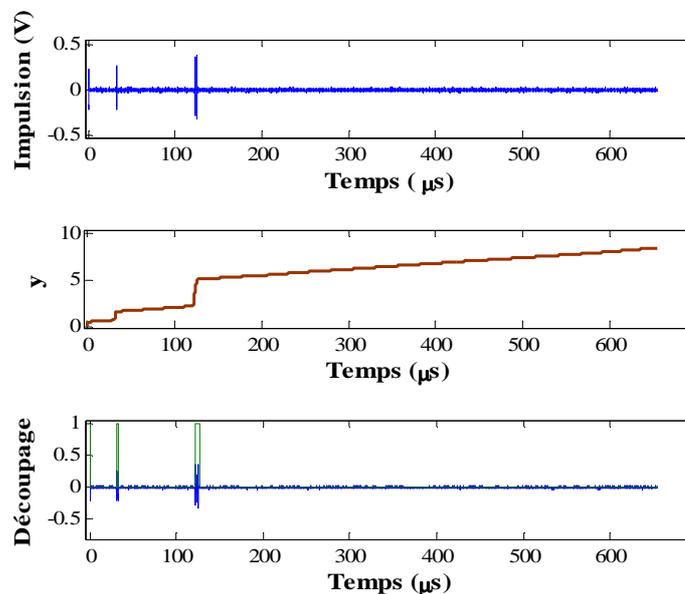


Figure I.6. Principe de traitement des segments de bruit pour extraction d'impulsions.

Le programme de découpage a permis l'extraction de 2383 impulsions. Comme la forme générale du bruit impulsif est composée de sinusoïdes

amorties, nous procédons, pour chacune des impulsions extraites, à un calcul de son amplitude crête, sa durée, son temps d'occurrence, sa pseudo-fréquence, son facteur d'amortissement et du temps d'inter-arrivée.

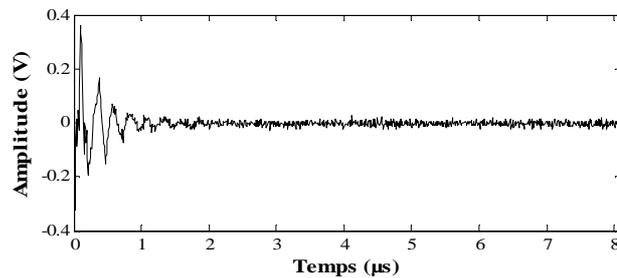
I.3.2.2. Analyse des résultats des mesures

I.3.2.2.1. Observations dans le domaine temporel

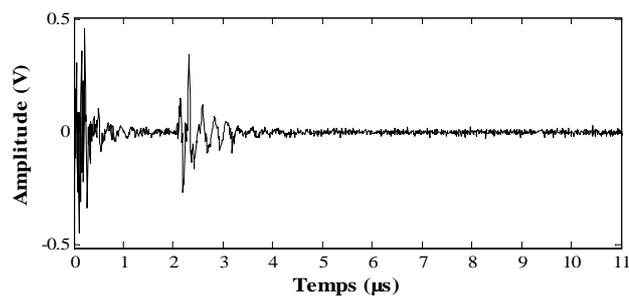
Les mesures des impulsions du bruit dans le domaine temporel ont permis de dégager les statistiques pour les trois types d'impulsions suivants :

- 1726 impulsions isolées, formées d'une seule sinusoïde amortie.
- 620 impulsions en rafales, se présentant sous la forme d'une succession d'impulsions élémentaires, ayant chacune un facteur d'amortissement élevé.
- 37 impulsions atypiques, de forme quelconque, qui ne peuvent pas être assimilées à des sinusoïdes amorties.

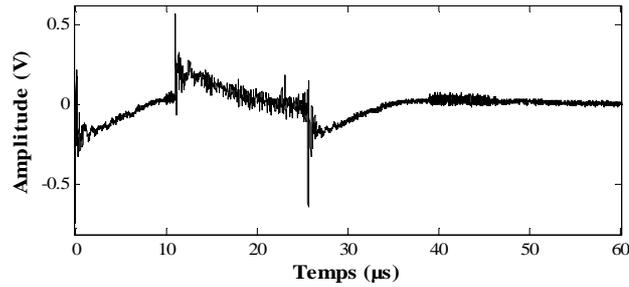
La figure I.7 présente un exemple d'impulsion appartenant à chacune de ces catégories.



(a) Impulsion isolée,



(b) Impulsion en rafale,

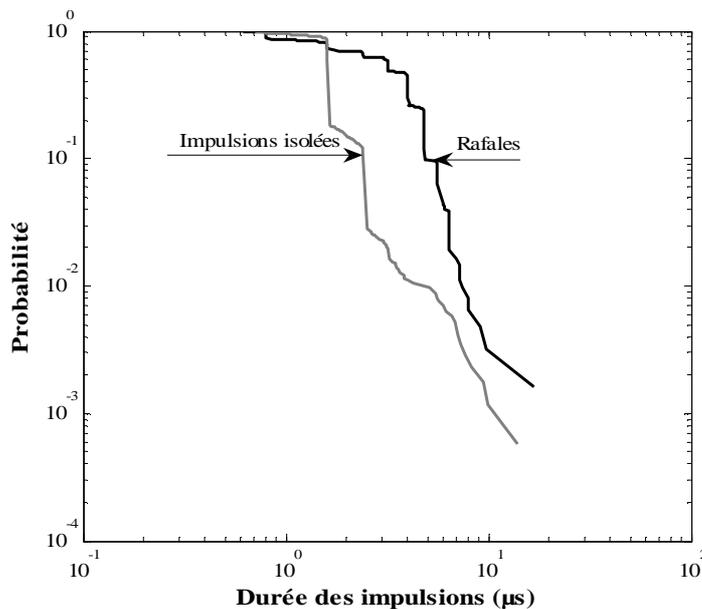


(c) Impulsion atypique,

Figure I.7. Exemples d'impulsions mesurées sur le réseau 12V de la voiture C5.

Cependant, nous constatons que toutes les impulsions sont caractérisées par de faibles amplitudes ne dépassant pas 2.2 V et des durées courtes comprises entre $0.62\ \mu\text{s}$ et $16.8\ \mu\text{s}$, seules les impulsions atypiques atteignent des durées allant jusqu'à $69.6\ \mu\text{s}$.

La figure I.8 montre la variation de la fonction de répartition des durées des impulsions isolées et celles des rafales. Nous constatons que les durées de ces dernières sont supérieures à celles des impulsions isolées.

**Figure I.8. Distribution cumulative complémentaire des durées des impulsions.**

I.3.2.2.2. Observations dans le domaine fréquentiel

Pour dégager les caractéristiques du bruit impulsif dans le domaine fréquentiel, nous avons, en premier lieu, représenté les fréquences des impulsions en fonction de leurs amplitudes et de leurs durées, comme le montre la figure I.9. Dans cette représentation, les impulsions atypiques ne sont pas prises en compte.

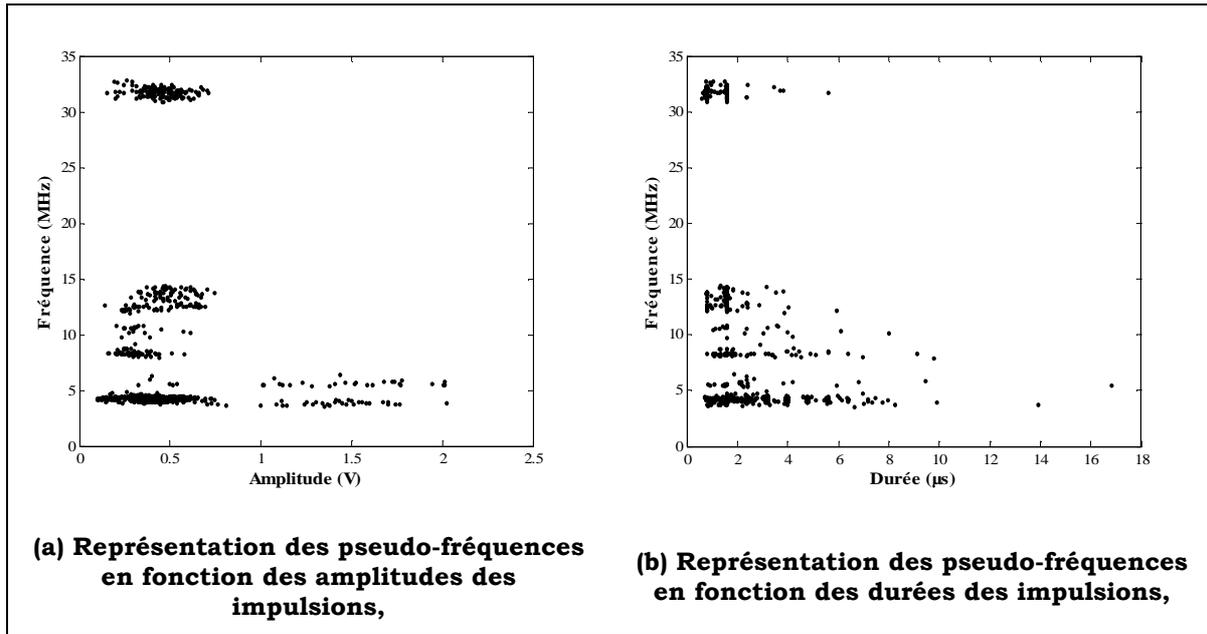


Figure I.9. Observation de la répartition des pseudo-fréquences.

Les mesures de la figure I.9 montrent que les impulsions peuvent être divisées en 3 classes selon leurs pseudo-fréquences :

- La première classe dont la pseudo-fréquence est comprise entre 3 MHz et 7 MHz représente un pourcentage de 85.46 % des impulsions.
- La deuxième classe dont la pseudo-fréquence est comprise entre 7.8 MHz et 15 MHz, représente un pourcentage de 8.44 % des impulsions.
- La troisième classe dont la pseudo-fréquence est comprise entre 30 MHz et 33 MHz, représente un pourcentage de 6.10 % des impulsions.

Les mesures de la figure I.10 relatives à la répartition des fréquences des impulsions isolées et rafales permettent de dégager les observations suivantes :

1. le spectre des impulsions isolées a une largeur comparable à celui des rafales, le premier est situé entre 3.5 MHz et 32.75 MHz, le second est compris entre 3.75 MHz et 32.69 MHz.
2. Les rafales sont caractérisées par des pseudo-fréquences plus élevées que celle des impulsions isolées.

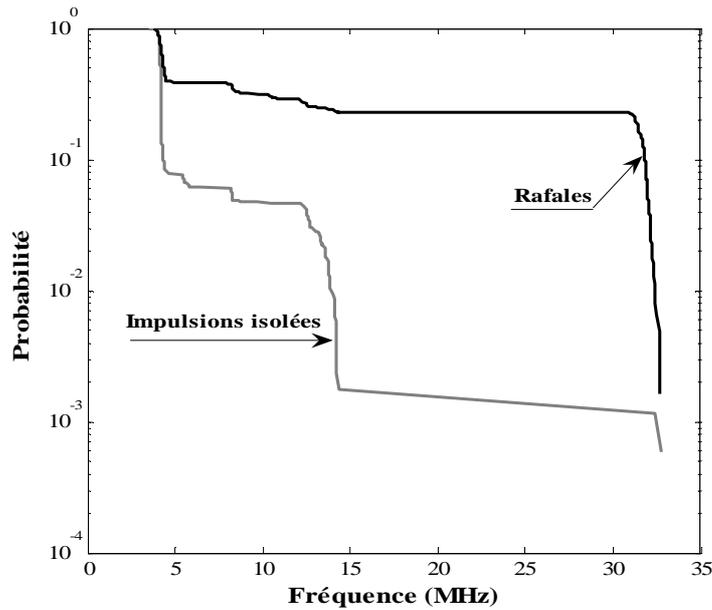


Figure I.10. Distribution cumulative complémentaire des fréquences des impulsions.

Enfin, pour observer l'occupation spectrale des impulsions, nous avons calculé la DSP moyenne de trois types d'impulsions caractéristiques séparément, à savoir les impulsions en rafale, les impulsions isolées et les impulsions atypique. Les résultats sont présentés sur la figure I.11.

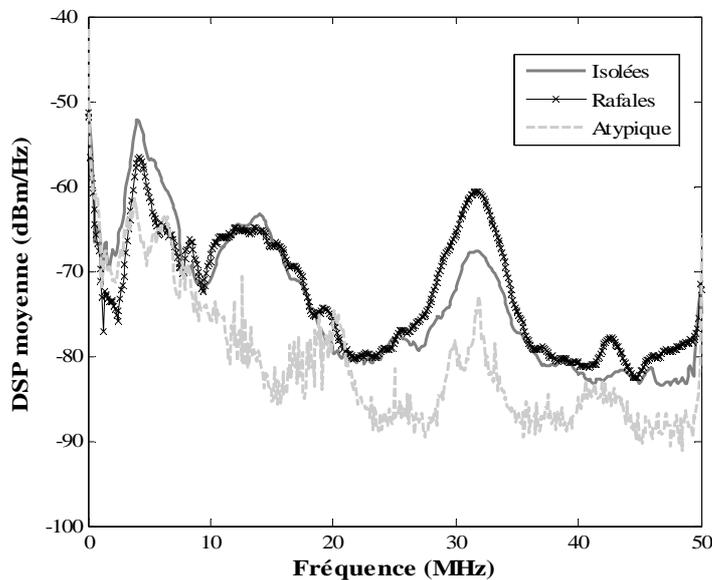


Figure I.11. Répartition spectrale des impulsions caractéristiques.

Les résultats de la figure I.11 montrent que la densité spectrale moyenne des impulsions isolées est comparable à celle des rafales. Ceci est expliqué par le fait que les impulsions élémentaires correspondantes aux différentes rafales ont des paramètres caractéristiques (amplitude, pseudo-fréquence et durée) sensiblement équivalents à ceux des impulsions isolées. Cependant, la DSP

moyenne des impulsions atypiques est inférieure à celle des impulsions isolées et des rafales. De plus ces impulsions atypiques ont des occurrences faibles et ne seront donc pas traitées dans la suite de ce travail.

I.3.3. Analyse et comparaison du bruit impulsif des milieux Indoor et véhicules

Les résultats de mesure, présentés précédemment, seront exploités pour comparer les caractéristiques du bruit impulsif dans les deux environnements véhicules et Indoor. Etant donné l'intérêt de notre travail pour les CPL Indoor, qui opèrent sur des bandes de fréquences supérieures à 500 KHz, nous allons limiter cette étude comparative aux impulsions isolées et aux rafales dont les pseudo- fréquences sont supérieures à cette fréquence.

I.3.3.1. Répartition isolée - rafale

Les résultats de la figure I.12 montrent que le réseau électrique des véhicules est caractérisé par un nombre d'impulsions isolées beaucoup plus élevé que celui du réseau indoor, où les rafales présentent plus de la moitié des impulsions (58.2 %).

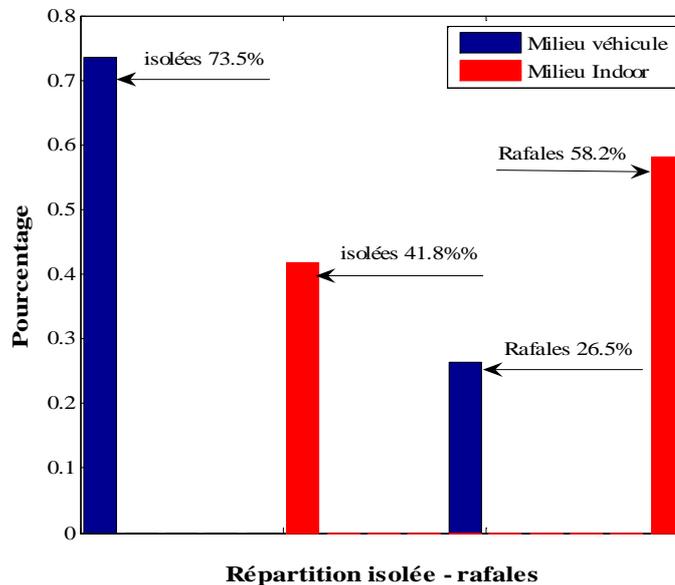


Figure I.12. Pourcentages des impulsions isolées et rafales dans les milieux véhicules et Indoor.

I.3.3.2. Comparaison dans le domaine temporel et fréquentiel

Les figures I.13 et I.14 donnent la répartition des classes de fréquences dans les deux environnements, en représentant les fréquences des impulsions en fonction de leurs amplitudes et de leurs durées.

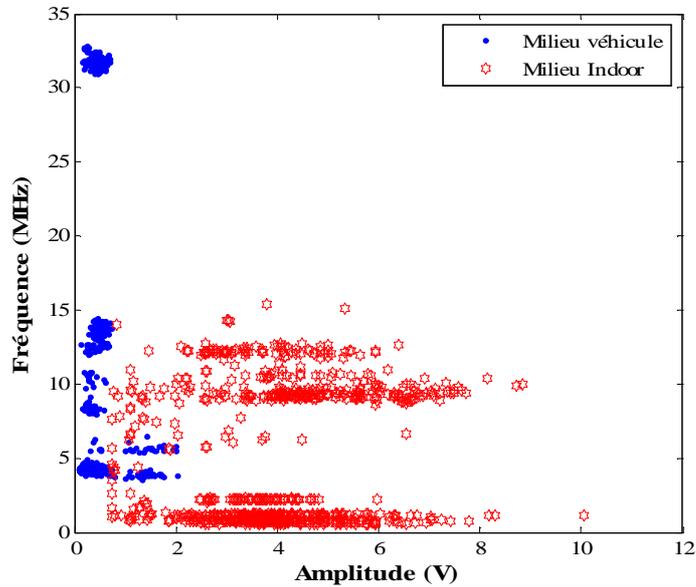


Figure I.13. Représentation des pseudo-fréquences en fonction des amplitudes dans les deux environnements Indoor et véhicules.

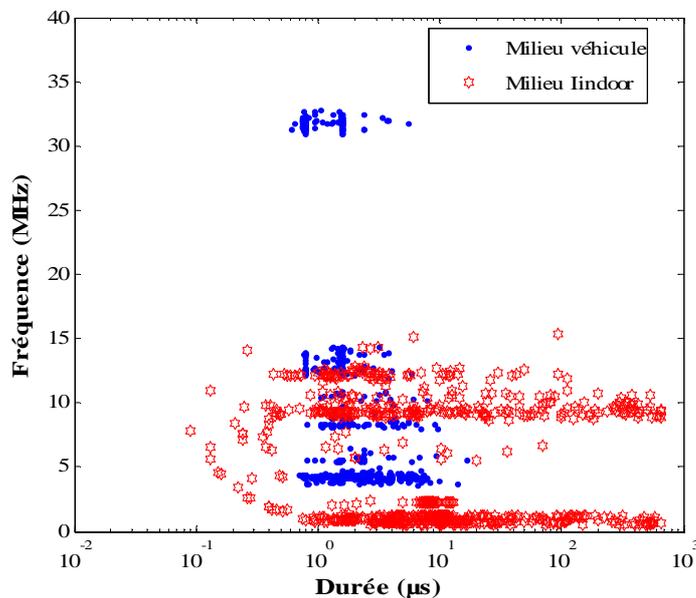


Figure I.14. Représentation des pseudo-fréquences en fonction des durées dans les deux environnements Indoor et véhicules.

Les courbes des figures I.13 et 1.14 montrent que les impulsions du réseau Indoor ont des amplitudes plus élevées que celles du réseau des véhicules. On

observe que les amplitudes des impulsions du réseau Indoor varient dans l'intervalle $[0.74 V, 10.05 V]$, alors que les impulsions dans l'environnement véhicule ne dépassent pas une amplitude de $2.2 V$. La figure I.14 illustre le domaine de variation des durées des impulsions dans le réseau Indoor qui est beaucoup plus large que celui du réseau des véhicules. Ces résultats permettent de conclure que le bruit impulsif est plus pénalisant dans l'environnement Indoor que dans un environnement véhicule à DSP d'émission constante.

Dans le domaine fréquentiel, les figures I.13 et I.14 montrent que le réseau Indoor est caractérisé par un nombre important d'impulsions dont la pseudo-fréquence est inférieure à $3.5 MHz$. Par contre, dans le réseau électrique des véhicules, nous trouvons des impulsions, de nature presque toutes rafales, qui se trouvent dans la bande supérieure à $30 MHz$, ce qui n'est pas le cas pour le réseau Indoor où la fréquence maximale atteinte est de l'ordre de $15 MHz$.

Une caractérisation dans le domaine fréquentiel du bruit impulsif consiste à analyser les DSP maximale et moyenne. La mesure de la DSP maximale permet une évaluation de la puissance instantanée en un point de fréquence et celle de la DSP moyenne donne une indication sur les pseudo- fréquences des impulsions les plus récurrentes.

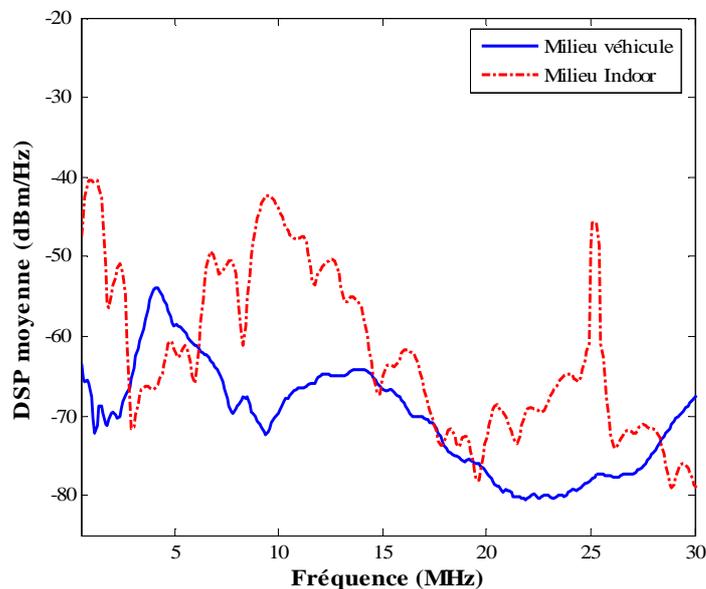


Figure I.15. Densité spectrale moyenne des impulsions dans les environnements Indoor et véhicules.

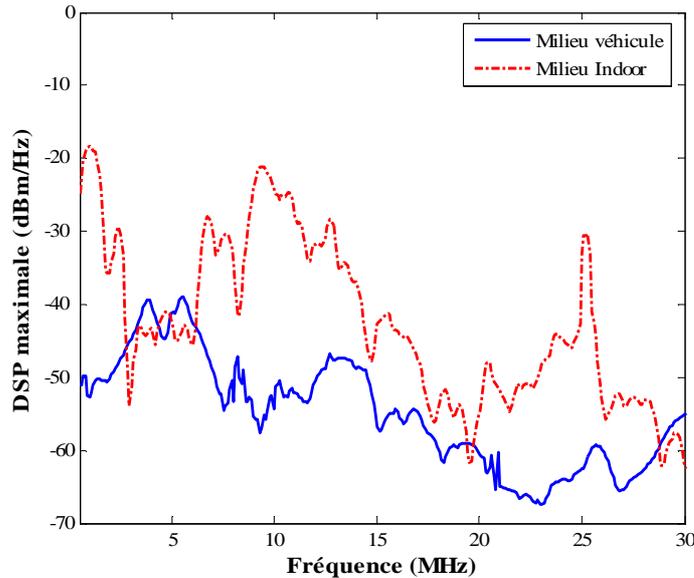


Figure I.16. Densité spectrale maximale des impulsions dans les environnements Indoor et véhicules.

Les résultats des figures I.15 et I.16 relatifs à l'évaluation des DSP montrent que les puissances moyenne et maximale du bruit impulsif Indoor sont plus élevées que celles du milieu véhicule sur toute la bande $[0.5 \text{ MHz}, 30 \text{ MHz}]$ sauf autour des fréquences comprises entre 3 MHz et 6 MHz et celles supérieures à 29 MHz . Ceci est dû au fait que dans l'environnement véhicule, le nombre des impulsions du bruit dont les pseudo-fréquences sont situées dans la bande $[3 \text{ MHz}, 6 \text{ MHz}]$ est nettement plus élevé que dans le cas du réseau Indoor. Ces résultats prouvent que les caractéristiques du bruit impulsif dépendent fortement de l'environnement. Nous remarquons que le bruit impulsif dans le milieu Indoor, objet de notre travail de thèse, présente des contraintes de transmission plus sévères que celui dans l'environnement véhicule au regard de l'amplitude, de la durée des impulsions. Dans le tableau I.2, une synthèse des caractéristiques principales des bruits est donnée en fonction de l'application.

	DSP bruit stationnaire	Caractéristiques temporelles (rafales et isolées confondues)
Véhicule	-130 dBm/Hz	Amplitude moyenne = 0.432 Volts Durée moyenne = 16.8 μs TIT moyenne = 515 ms
Indoor	-140 dBm/Hz	Amplitude moyenne = 3.98 Volts Durée moyenne = 46.12 μs TIT moyenne = 182 s

Tableau I.2 Synthèse de la caractérisation des bruits impulsifs sur le réseau électrique des véhicules et en milieu Indoor dans la bande passante des CPL.

Pour mieux situer notre contribution relative à la compensation des effets du bruit impulsif sur les CPL en environnement Indoor, nous analyserons dans la section suivante les principaux systèmes de communication CPL existants.

I.4. Analyse des performances des systèmes CPL conventionnels en présence de bruit impulsif

I.4.1. Présentation des techniques de transmission CPL Indoor

Depuis le début des années 90, différents schémas de communications numériques sont proposés dans la littérature pour la mise en œuvre de systèmes CPL à haut débit et opérant essentiellement dans la bande [1 MHz, 30 MHz]. Les 1^{ères} solutions utilisaient comme technique de transmission à haut débit des schémas de communication basée sur l'étalement du spectre [Dostert01, Hensen00, Ouvry02]. Par ailleurs, les études approfondies d'analyse des contraintes de transmission sur le canal ligne d'énergie électrique ont permis aux chercheurs d'identifier la technique OFDM comme la solution de communication la mieux adaptée aux contraintes du canal CPL [Crussièr05, Dostert01, Häring00, Xia01].

Les résultats prometteurs obtenus par les chercheurs pour la technique OFDM ont motivés les industriels à se regrouper pour définir des projets de normes CPL haut débit afin de faciliter la commercialisation des produits. Différents groupes de standardisation pour les CPL haut débit ont été créés. Les plus importants sont les suivants : UPLC (*United Power Line Council*) créée en 1998, HomePlug Alliance créée en mars 2000, plcforum créée en 2000, PLCA (*Power Line Communications Association*) créée en décembre 2001 et enfin le programme européen OPERA (*Open PLC European Research Alliance*) créée en janvier 2004.

Un des standards le plus reconnu étant HomePlug [HomePlug], nous nous baserons pour notre étude sur le schéma de la couche PHY proposé dans la première version 1.0 de HomePlug dont le débit peut atteindre 14 Mbits/s puis nous présenterons sa seconde version, HomePlug AV à 200 Mbits/s [HomePlug01, HomePlugAV]. Dans le cadre de cette étude, nous détaillons les caractéristiques de la couche physique afin d'évaluer les performances des algorithmes de communication en présence du bruit impulsif.

I.4.1.1. Spécifications de la chaîne de communication de HomePlug 1.0

La chaîne de communication numérique (couche physique) de la norme HomePlug 1.0 est représentée sur le schéma de la figure I.17.

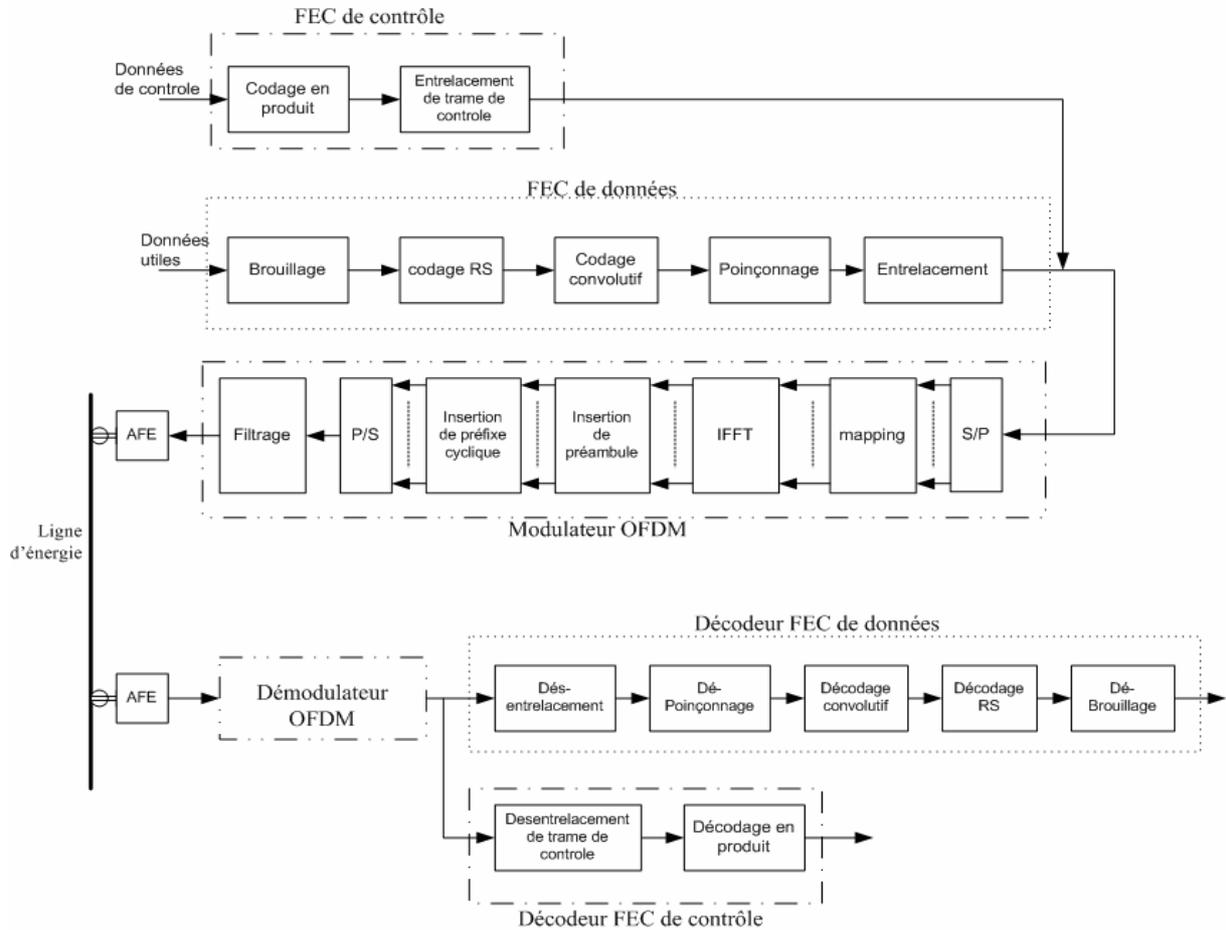


Figure I.17. Chaîne de communication de la norme HomePlug 1.0.

Les différents modules de cette chaîne vont être successivement décrits.

I.4.1.1.1. Modulation OFDM

La technique de transmission employée par la norme HomePlug 1.0 est l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) à 128 sous-porteuses dont seules 84 sont porteuses d'information et s'étendent sur la bande de fréquence allant de 4.49 MHz jusqu'à 20.7 MHz ; la bande totale de transmission allouée est $[0 \text{ MHz}, 25 \text{ MHz}]$ et le débit atteint est au maximum de 14 Mbits/s.

Trois types de modulation peuvent être considérées : BPSK, DBPSK ou DQPSK et la DSP du signal à transmettre est de -50 dBm/Hz.

L'émetteur OFDM est composé des étages de traitement suivants :

- Un mapping permettant de spécifier la constellation à mettre en œuvre
- Une transformation complexe conjuguée permettant d'obtenir mathématiquement un signal réel en sortie du module IFFT; l'échantillonnage des signaux temporels doit alors être doublé en passant de 25 MHz à 50 MHz
- Une IFFT permettant d'effectuer la modulation OFDM et de fournir 256 symboles dans le domaine temporel.
- Un étage d'insertion de préfixe cyclique qui permet d'étendre la longueur du symbole OFDM à 428 échantillons en lui répliquant au niveau de la tête du symbole les derniers 172 échantillons. Le but de cet étage est de diminuer les interférences entre symboles dues à l'effet multi-trajet du canal CPL et de conserver l'orthogonalité entre les sous-porteuses.
- Un filtrage en cosinus surélevé de roll-off égal à 0.03

A la sortie du modulateur, le symbole OFDM a une durée de 8.4 μ s pour un système basé sur une horloge de 50 MHz.

I.4.1.1.2. Etages de codage correcteur d'erreur

La norme HomePlug 1.0 prévoit deux blocs de codage correcteur d'erreur (*FEC : Forward Error correction Coding*). Le premier bloc, « FEC de contrôle de trame », concerne les données de contrôle. Le second bloc, « FEC de données », sert au codage des données d'information utiles. Compte tenu de l'importance de son impact sur les performances du système CPL, nous détaillons la description du bloc FEC de données qui est composé d'une concaténation série des étages de brouillage, codage RS, codage convolutif et entrelacement.

a) Etage de brouillage

Cette opération permet de redistribuer les bits d'information dans un ordre aléatoire en utilisant une fonction OU exclusif des données source avec une séquence de pseudo-bruit répétitive créée en faisant appel au polynôme générateur $S(x) = x^7 + x^4 + 1$.

b) Codage Reed-Solomon (RS)

Le codage RS utilisé est dimensionné avec un rendement variant de 23/39 à 238/254 avec un pouvoir de correction égal à 8. Les symboles RS sont générés dans le corps de Galois $GF(2^8)$ et ont donc une taille de 8 bits chacun. Si la transmission effectuée est de type ROBO (ROBust OFDM), le code RS

correspondant est dérivé de celui dont le rendement est $247/255$ avec un pouvoir de correction de 4 [HomePlug01].

c) Codage convolutif

Deux variantes de codes convolutifs sont spécifiées par le standard selon si un poinçonnage est envisagé ou non. Initialement, le code convolutif considéré est celui dont le polynôme générateur est $[171\ 131]$ en octal et de rendement $\frac{1}{2}$. Cependant, si on effectue un poinçonnage aux mots codés à la sortie du code convolutif, le rendement sera de $\frac{3}{4}$.

d) Entrelacement

Le standard HomePlug 1.0 fait appel à un entrelaceur en bloc matriciel avec 10 ou 20 colonnes et un nombre de lignes qui est fixé à deux fois le nombre des sous-porteuses utiles dans un symbole OFDM. Ceci donne un nombre de lignes maximales égal à 168.

Cet entrelaceur est binaire, un bloc d'entrelacement a ainsi une taille de 40 symboles OFDM si le nombre de colonnes est 20, soit 3360 bits dans le cas d'une modulation BPSK ou DBPSK, et 6720 bits si la modulation utilisée est DQPSK.

Il faut noter que dans le cas d'une transmission ROBO, l'entrelaceur correspondant ajoute une redondance de facteur égale à 4 : chaque bit à l'entrée de l'entrelaceur est représenté par 4 bits à sa sortie.

Une évolution de la norme HomePlug 1.0 fut la nouvelle norme HomePlug AV qui a vu le jour courant 2005. Nous présenterons brièvement cette norme dans le paragraphe suivant.

I.4.1.2. Spécifications de la chaîne de communication de HomePlug AV

Il s'agit de la nouvelle génération de technologie proposée par l'alliance HomePlug. Son objectif est de fournir des réseaux CPL à haute qualité de service avec une meilleure sécurité, ainsi que la possibilité de transmettre de l'audio et de la vidéo comme la télévision haute définition.

Tout en étant compatible avec les spécifications HomePlug 1.0, cette nouvelle norme fait appel à des techniques avancées au niveau des couches physiques et MAC permettant d'atteindre un débit sur le canal de 200 Mbits/s , et un débit d'information de 150 Mbits/s .

La structure de la couche physique est illustrée par le schéma de la figure I.18.

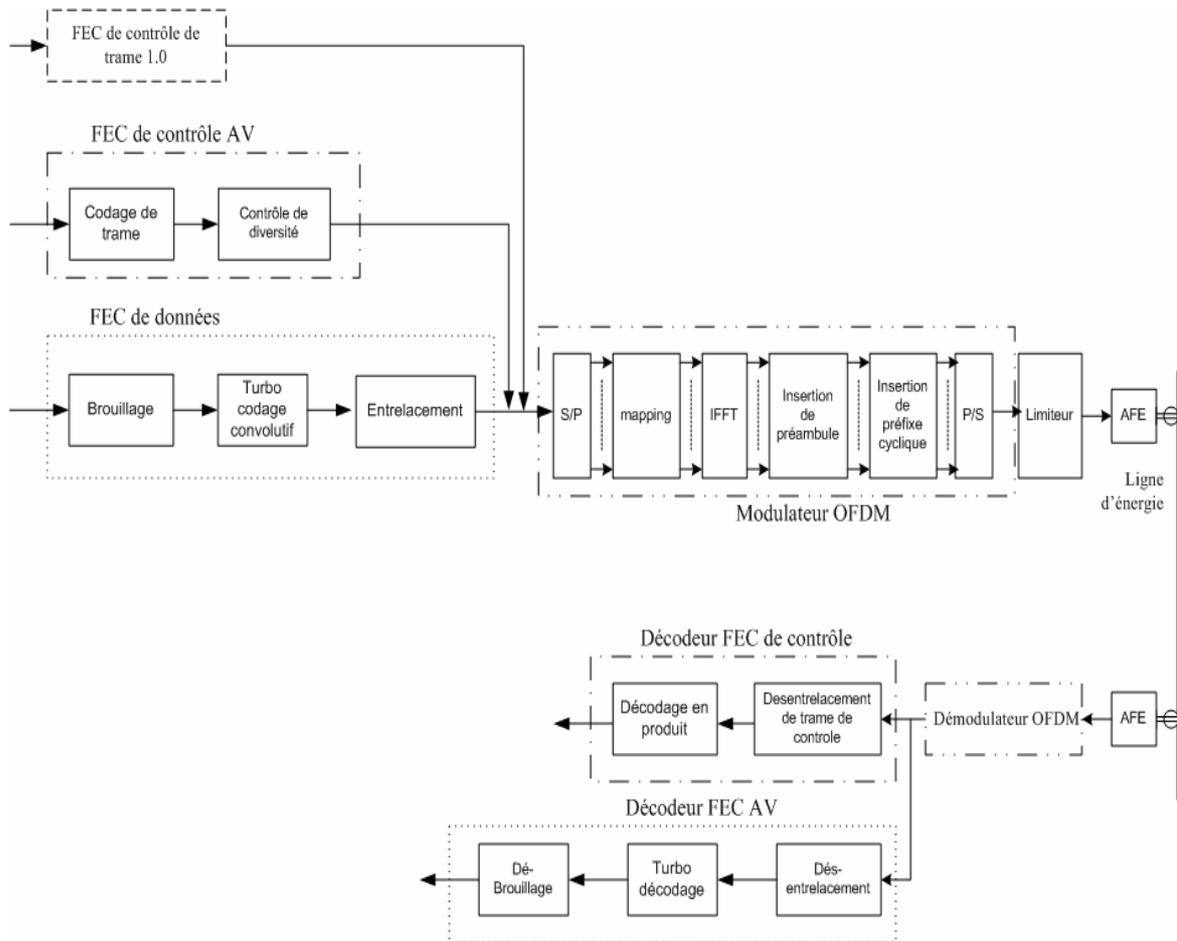


Figure I.18. Structure de la couche physique de la norme HomePlug AV.

Le bloc FEC correspondant à la source des données d'information est composé de trois étages : brouillage, turbo codage conventionnel et entrelacement.

Contrairement à la norme HomePlug 1.0, le bloc de modulation OFDM comporte 1536 sous-porteuses dont 917 portent l'information utile et opèrent dans la bande de fréquence allant de 2 à 28 MHz. Chacune des sous-porteuses peut transmettre de 1 à 10 bits, respectivement suivant une modulation BPSK à une modulation QAM-1024, en fonction des caractéristiques du canal dans chaque sous-bande.

L'application des turbo codes permet une meilleure immunité contre les contraintes de transmission sur la ligne d'énergie, rendant possible l'augmentation du débit par rapport à celui de la norme HomePlug 1.0.

Dans la suite, nous allons analyser les limitations du système de codage spécifié par le standard HomePlug 1.0 en ce qui concerne la compensation de l'effet du bruit impulsif.

I.4.2. Analyse des performances du système de codage de HomePlug 1.0

Comme nous l'avons cité précédemment, le système de codage spécifié par le standard HomePlug 1.0 est composé d'étages de brouillage, de codage RS, de codage convolutif et d'entrelacement. Notre analyse portera sur la structure de concaténation série des trois derniers blocs, le brouilleur n'ayant aucun effet sur le bruit. De plus, le préfix cyclique n'est pas inséré puisqu'on considère un canal plat dans la bande de transmission. Dans notre cas, le symbole OFDM a donc une durée de $5.12 \mu s$.

En observant la durée des impulsions mesurées en Indoor, on constate que les impulsions isolées ont une durée moyenne de $2 \mu s$ et que les rafales, plus pénalisantes, sont caractérisées par une durée moyenne de $81 \mu s$. Pour ce dernier cas, une rafale moyenne corrompt jusque 16 symboles OFDM, ce qui veut dire que $1/3$ du bloc d'entrelacement serait erroné. Comme la lecture des symboles, au niveau du désentrelaceur s'effectue ligne par ligne, nous aurons sur chaque ligne de la matrice 8 erreurs et 12 symboles BPSK intacts. Ainsi, si le code convolutif n'ajoute pas d'erreurs, un mot de code RS, de taille 254 octets, soit 2032 bits, aura 153 octets erronés dans le cas de modulation BPSK ou DBPSK, ce nombre est très élevé par rapport à son pouvoir de correction égal à 8 . Par conséquent, aucun effet n'est ajouté par l'entrelaceur. Une amélioration consiste à utiliser un entrelaceur par octet.

L'analyse de la séquence des temps d'inter-arrivées (TIT) mesurés montre que sa valeur moyenne avoisine 182.7 s. Cette valeur ne permet absolument pas de conclure sur l'effet du bruit sur la liaison. En effet, la variation de ce temps occupe un intervalle très large qui peut aller de l'ordre de quelques μs à plusieurs secondes. Evidemment, quand le TIT est supérieure à 100 ms, Les symboles perturbés seront non corrélés. Afin de poursuivre l'analyse de l'effet du bruit impulsif, nous avons tenu compte uniquement des TIT s inférieures à 100 ms, et nous avons dégagé la valeur la plus probable dans la séquence des mesures correspondantes. La figure I.19 présentant la densité de probabilité des TIT s et la valeur de $TIT=2.51$ ms sera retenue dans la suite d'étude.

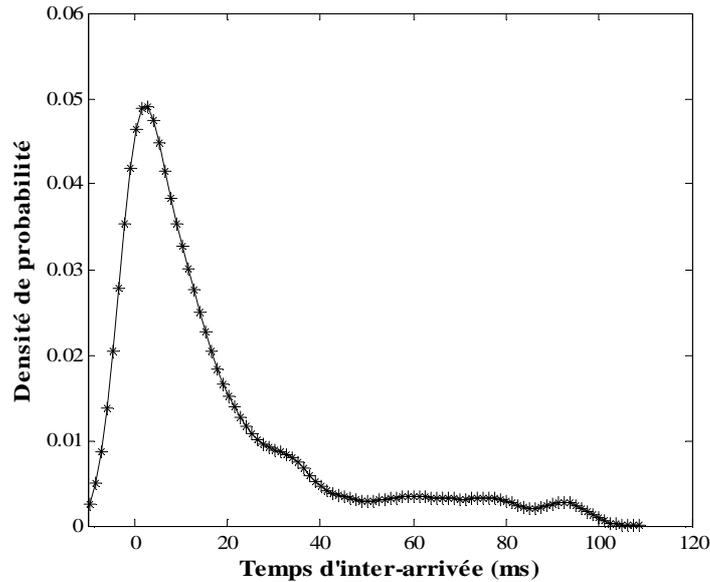


Figure I.19. Densité de probabilité des temps d'inter- arrivées mesurés inférieurs à 100 ms.

La chaîne de communication est dimensionnée suivant la norme HomePlug1.0 avec un codeur convolutif de rendement $\frac{1}{2}$, le brouilleur et les étages d'insertion de préfixe cyclique et de préambule ayant été volontairement omis. Les impulsions de bruit mesurées sont ajoutées au signal reçu, la valeur du *TIT* étant celle la plus probable.

La figure I.20 illustre les distributions cumulatives complémentaires des nombres d'octets faux par mot de code dans le cas du système OFDM conventionnel sans et avec utilisation de l'étage FEC spécifié par la norme en question.

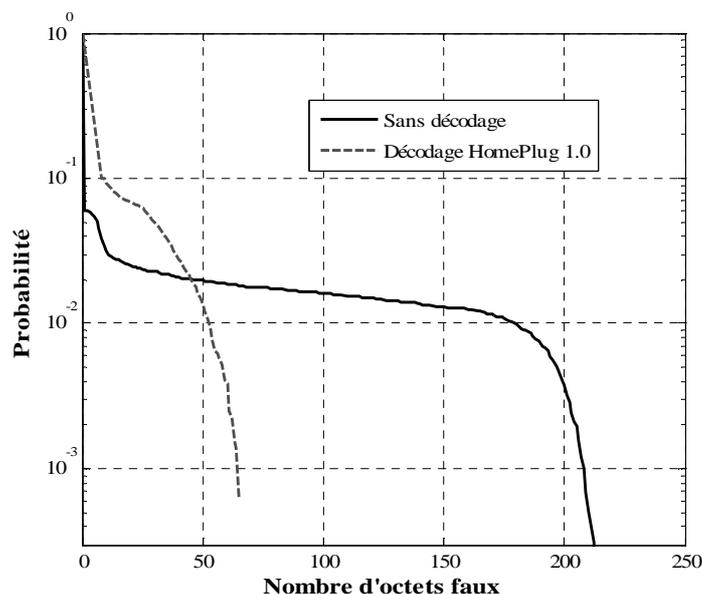


Figure I.20. Distribution cumulative complémentaire des performances du système de codage de la norme HomePlug 1.0 en terme de nombre d'octets faux par mot de code.

Cette figure montre que la probabilité d'avoir un nombre d'octets faux supérieur à 50 est plus importante si le système n'utilise pas le décodage HomePlug 1.0. Néanmoins, pour un nombre d'octets faux inférieur à 50, la courbe de probabilité correspondante au système conventionnel est au-dessous de celui intégrant le décodage. Ce résultat met en évidence les faiblesses du codage HomePlug 1.0 dans certains cas.

Pour illustrer cette conclusion, nous présentons dans la figure I.21 le taux d'erreurs binaire en fonction de la durée des impulsions mesurées. Il s'agit d'une analyse qualitative effectuée sur les cent premières impulsions mesurées qui ont été classées en fonction de leur durée, de la plus courte à la plus longue indépendamment de leur amplitude. Les conditions de simulation sont identiques à la celles de la figure I.20.

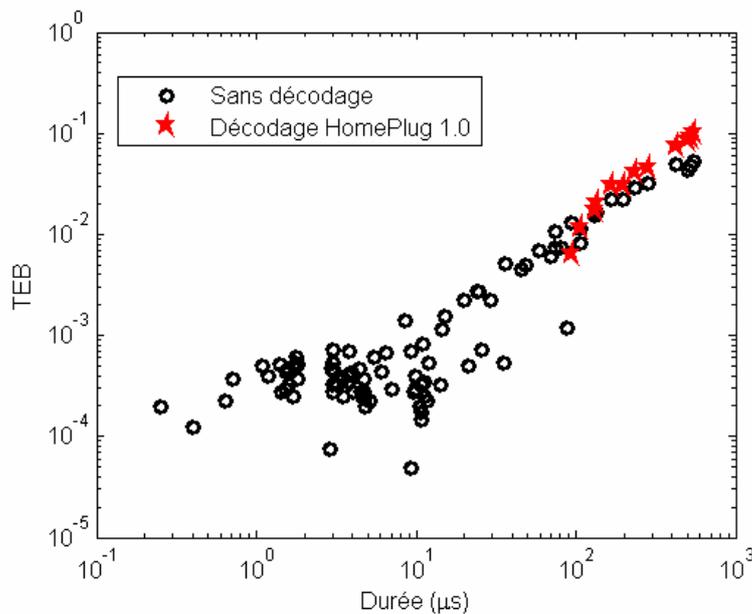


Figure I.21. Performances du bloc de codage HomePlug 1.0 en fonction des durées des 100 premières impulsions mesurées.

La figure I.21 montre que le codage HomePlug 1.0 permet d'obtenir des *TEBs* nuls pour des impulsions de bruit de faibles durées, inférieures à 100 μs . En raison de l'échelle choisie, ces *TEBs* nuls ne sont pas représentés sur la courbe. Théoriquement, des taux d'erreurs non nuls n'étaient prédits que pour des valeurs supérieures à 80 μs , mais dans l'exemple ci-dessus, les amplitudes des impulsions dans l'intervalle 80 μs et 100 μs étaient très faibles ce qui justifie l'absence d'erreur dans cet intervalle. Par contre pour des durées supérieures à

100 μ s, les taux d'erreurs augmentent, le codage proposé dans HomePlug devient alors inefficace.

Sachant que 20% des rafales et 12% des impulsions ont une durée supérieure à 100 μ s, on comprend fort bien la nécessité d'explorer de nouvelles solutions basées sur le traitement du signal pour améliorer la fiabilité de la liaison.

I.5. Conclusion

Ce premier chapitre a permis de préciser le contexte de l'étude à travers l'analyse des caractéristiques expérimentales du bruit impulsif et de ces conséquences sur les performances des systèmes de transmission CPL conventionnels.

Après une présentation des principales contraintes de transmission à haut débit sur le réseau électrique, une étude détaillée des caractéristiques du bruit impulsif a été menée. Cette étude est basée sur des résultats de mesures expérimentales de bruit sur le réseau électrique Indoor et celui des véhicules. La comparaison des mesures a montré que le bruit impulsif se propageant sur le réseau Indoor est caractérisé par un pourcentage élevé de rafales, avec des durées et des puissances élevées par rapport à celles obtenues sur le réseau des véhicules. Dans la suite de l'étude, ces impulsions obtenues sur le réseau Indoor seront utilisées pour tester la robustesse des algorithmes de compensation de bruit proposés.

La dernière partie du chapitre a été consacrée à la description de la couche PHY des systèmes CPL définie par les normes HomePlug1.0 et HomePlug AV. Cette étude a permis d'évaluer les limitations du système de codage de la 1^{ère} norme en présence de bruit impulsif de type rafales. Le résultat de cette étude nous servira de référence pour mettre en valeur l'amélioration du compromis complexité-capacité de correction des algorithmes proposés.

Une étape préliminaire à cette optimisation de la chaîne est le développement d'un modèle fidèle du bruit impulsif, ce point est discuté dans le chapitre suivant.

Chapitre II

**Mise en œuvre et validation de modèles
de bruit impulsif pour le réseau
électrique Indoor**

II.1. Introduction

La présence du bruit impulsif dans plusieurs environnements de transmission et la limitation considérable qu'il présente pour obtenir des taux d'erreurs satisfaisants, a conduit les chercheurs à développer diverses approches pour la modélisation de ce type de bruit. Les principaux modèles proposés dans la littérature récente concernent les modèles basés sur les chaînes de Markov [Gonzalez01, Zimmermann02], le modèle de bruit de Classe A de Middleton [Nakagawa05, Seo89] et le modèle stochastique [Degardin02b].

Nous nous intéressons dans ce chapitre à la comparaison de ces différents modèles en terme de précision à reproduire statistiquement le bruit mesuré, de facilité d'intégration dans un logiciel et de rapidité d'exécution.

Ce chapitre rappelle les principes de base des trois modèles cités précédemment et compte tenu des avantages et inconvénients de chacun d'entre eux, un « modèle hybride », inspiré des modèles retenus, sera développé.

II.2. Mise en œuvre d'un modèle de Middleton

II.2.1. Principe de modélisation

De nombreux auteurs [Middleton73, Yamauchi89, Häring01, Matsuo02, Nakagawa05] ont fait l'hypothèse que le bruit impulsif mesuré sur le réseau électrique domestique s'apparente à un bruit de Middleton de classe A. Celui-ci a supposé que toute interférence électromagnétique est composée d'un bruit gaussien et d'un bruit impulsif, et selon sa largeur de bande, il a spécifié trois classes de bruit [Middleton77]:

- *la classe A* est caractérisée par une bande de largeur inférieure ou égale à celle du récepteur. Dans cette classe, le bruit est totalement absent dans certains intervalles de temps de la période d'observation.
- *la classe B* représente les interférences ayant des bandes de fréquences plus larges que celle du récepteur, avec une présence permanente du bruit sur toute la période d'observation.
- *la classe C* est la somme des deux classes A et B.

Middleton mentionne très brièvement dans [Middleton99] que les classes A et B peuvent être utilisées pour simuler les bruits présents sur le réseau électrique. Yamauchi dans [Yamauchi89], décrit et modélise par un bruit de

classe A le bruit mesuré sur le réseau électrique autour d'une fréquence centrale de 1.43 MHz et dans une bande passante de 30 kHz . Etant donné que la classe A est utilisée dans la majorité des travaux de modélisation du bruit impulsif pour les communications CPL, nous allons considérer cette classe pour évaluer la précision du modèle de Middleton par rapport au bruit impulsif mesuré dans la bande $[1 \text{ MHz}, 30 \text{ MHz}]$.

Après avoir rappelé brièvement les principes de base de la théorie de Middleton, nous décrirons la méthode de calcul qui a été suivie pour déterminer les paramètres du modèle. Nous présenterons par la suite les résultats de simulation avec ce modèle et nous les comparons avec les résultats des mesures en terme de distributions statistiques des paramètres de bruit.

II.2.1.1. Théorie de Middleton

Cette théorie a permis d'établir une formulation analytique unique pour décrire une interférence dans un environnement quelconque.

Pour nos applications, la bande utile des signaux OFDM, et donc celle du récepteur, s'étend de 1 MHz à 30 MHz , tandis que le bruit impulsif, ayant une forme de sinusoïde amortie, présente une densité spectrale importante seulement au voisinage de sa pseudo-fréquence. Si on envisage donc la bande totale de la transmission OFDM, un modèle de classe A semble être adapté aux applications envisagées. Dans ce cas, l'amplitude instantanée du bruit à bande étroite $X(t)$ peut être exprimée en terme de ses composants en phase et en quadrature de phase X_c and X_s par (II.1).

$$\begin{aligned} X(t) &= X_c(t)\cos(2\pi f_0 t) + X_s(t)\sin(2\pi f_0 t) \\ &= \text{Real}(E(t)\exp(j(2\pi f_0 t + \varphi(t)))) \end{aligned} \quad \text{(II.1)}$$

Dans [Middleton79a], l'enveloppe $E(t)$ est donnée par (II.2).

$$E(t) = \sqrt{X_c(t)^2 + X_s(t)^2} \quad \text{(II.2)}$$

La théorie de Middleton permet de déterminer analytiquement la distribution de $X(t)$ ou de $E(t)$ et $\varphi(t)$ en supposant les principaux hypothèses suivants [Middleton77]:

- Le nombre de sources de bruit est infini.
- Les ondes d'interférences émises sont caractérisées par des formes, des durées et des fréquences aléatoires.

- Les positions des sources dans l'espace ainsi que les instants de leurs émissions suivent des distributions de poisson.

D'après ces hypothèses, le bruit est décrit par l'expression (II.3) :

$$X(t) = \int_{Z(=A \times \varepsilon)} U(t/Z) dN(Z), \quad (\text{II.3})$$

où $U(t)$ est une forme d'onde typique émise par une source, et a pour expression (II.4).

$$U(t) = B_0(t) \exp(j\psi(t)). \quad (\text{II.4})$$

$B_0(t)$ et $\psi(t)$ représentent respectivement l'enveloppe et la phase instantanée de $U(t)$. A représente le domaine d'espace des sources d'émission, ε représente le domaine temporel et $dN(Z)$ est le processus de poisson.

En partant de la fonction caractéristique du bruit définie par (II.5),

$$F(i\xi)_X = \exp \left\{ \left\langle \int_{A \times \varepsilon} \rho(\lambda, \varepsilon) \exp(i\xi U(t, \lambda, \varepsilon)) - 1 \right\rangle d\lambda d\varepsilon \right\}, \quad (\text{II.5})$$

toute simplification et approximation faites [Middleton73], l'expression (II.5) devient (II.6)

$$F(i\xi)_X = e^{-A} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{A^m}{m!} \exp \left(-\Omega_{2A} (1+\Gamma) \frac{\sigma_m^2 \xi^2}{2} \right), \quad (\text{II.6})$$

avec $A = \int_A \rho(\lambda) d\lambda$ appelée indice impulsif, $\Omega_{2A} = A \frac{E\{B_0^2\}}{2}$, $\Gamma = \frac{\sigma_G^2}{\Omega_{2A}}$, σ_G^2 étant la

variance de la composante gaussienne du bruit et $\sigma_m^2 = \frac{m}{1+\Gamma}$.

Cette expression est dépendante de plusieurs paramètres dont la signification physique de chacun est la suivante [Middleton79a]:

1. A , l'indice impulsif, représente le produit du nombre moyen, par seconde, d'émissions arrivant au niveau du récepteur, par la durée moyenne d'une émission typique du bruit. Il mesure ainsi la quantité de formes d'ondes émises par les sources d'interférences.

Lorsque A est faible, un nombre faible de sources contribue à la création du bruit, ce qui mène à un bruit de caractère impulsif élevé. Plus A est grand, plus on s'approche d'un bruit gaussien.

2. Ω_{2A} représente la variance de la composante impulsive du bruit de la classe A.
3. Γ est appelé le facteur gaussien. Il permet de déterminer le rapport de l'intensité de la composante gaussienne sur la composante impulsive. Ce rapport est d'autant plus élevé que le bruit de la classe A est proche d'un bruit gaussien.
4. σ_m^2 représente la variance des échantillons du bruit créée par la $m^{i\grave{e}me}$ source.

A partir de l'expression de la fonction caractéristique, la densité de probabilité de l'amplitude instantanée normalisée $z(t) = \frac{X(t)}{\sqrt{\Omega_{2A}(1+\Gamma)}}$ ainsi que sa probabilité à posteriori sont déduites et sont données par (II.7) et (II.8) [Middleton77]

$$p(z) = e^{-A} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (\text{II.7})$$

$$P_1(z_0) = \text{Pr ob}(z \geq z_0) = e^{-A} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{A^m}{2m!} \text{erfc}\left(\frac{z_0}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \quad (\text{II.8})$$

L'expression (II.7), qui s'écrit de la forme $p(z) = \sum_{m=0}^{+\infty} P(m, A) G(z, \sigma_m^2)$, montre que le bruit de la classe A peut être interprété comme étant une somme infinie d'interférences, chacune créée par une source dont la localisation suit une loi de Poisson ($P(m, A) = e^{-A} \frac{A^m}{m!}$), et dont la $m^{i\grave{e}me}$ interférence suit une distribution

gaussienne de moyenne nulle et de variance σ_m^2 ($G(z, \sigma_m^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right)$)

[Middleton73].

Le bruit de classe A est donc déterminé à partir de l'ensemble P , des trois paramètres $P = \{A, \Gamma, \Omega_{2A}\}$. La détermination des valeurs de ces paramètres est une tâche essentielle qui doit être effectuée avec précision en utilisant les mesures.

A partir du calcul des moments d'ordre 2, 4 et 6 de l'amplitude instantanée, Middleton a trouvé des relations permettant la détermination de ces paramètres [Spaulding77]. A titre d'exemple, le moment d'ordre 4 de l'amplitude instantanée est donné par l'expression (II.9).

$$x_4 = \langle X^4 \rangle = 3 \Omega_{2A}^2 \left(\frac{1}{A} + (1 + \Gamma)^2 \right). \quad (\text{II.9})$$

II.2.1.2. Ajustement des paramètres de P

Le modèle de la classe A proposé par Middleton est caractérisé par les propriétés suivantes [Middleton79a]:

1. **modèle canonique** : Les expressions analytiques décrivant l'aspect statistique du modèle restent invariantes même si on change de milieu et/ou de sources d'interférences.
2. **Indépendance** : Les événements d'interférences sont supposés indépendants ce qui rend les échantillons du bruit indépendants les uns des autres.
3. **Homogénéité** : Les échantillons de bruit (en terme d'amplitudes ou d'enveloppes instantanées) appartiennent toujours à la même population statistique.
4. **Robustesse** : Un faible changement dans les valeurs des paramètres définissant le modèle engendre un faible changement de sa densité de probabilité et de sa probabilité à posteriori
5. **Stabilité** : Le mécanisme statistique (*pdf* et probabilité à posteriori) ainsi que les paramètres qui le définissent restent invariants durant toute la période d'observation.

Cependant, l'examen des mesures du bruit impulsif montre que certaines de ces propriétés ne sont pas vérifiées. Tout d'abord, Middleton suppose que les échantillons d'une même impulsion du bruit sont indépendants les uns des autres, or, nous avons déjà vu que ces impulsions sont assimilées à des sinusoides amorties qui montrent que les échantillons d'une même impulsion dépendent les uns des autres.

De plus, les expressions analytiques proposées par le modèle peuvent ne pas être compatibles aux mesures expérimentales quelque soit les valeurs des paramètres A , Γ et Ω_{2A} .

Enfin, dans un même milieu, les caractéristiques A , Γ et Ω_{2A} varient fortement d'une fenêtre d'observation à une autre.

Ainsi, dans notre application, nous avons calculé les paramètres de P pour chaque fenêtre d'observation, de durée $655 \mu\text{s}$, afin d'en déduire la distribution des P pour l'ensemble des fenêtres. L'étape suivante consiste à approcher la

distribution des termes de P par des fonctions connues, le modèle étant ensuite basé sur le tirage aléatoire de ces paramètres à partir de ces fonctions.

Trois méthodes sont données dans [Middleton79a] pour calculer les paramètres de P à partir des amplitudes instantanées du bruit. La première méthode repose sur la visualisation graphique des valeurs de P grâce à une représentation de la densité de probabilité des amplitudes mesurées. Cette méthode est inapplicable dans notre cas, puisqu'on a un ensemble de plusieurs segments de données et qu'il s'avère impossible d'automatiser cette méthode. Une seconde possibilité, consiste à déduire P des moments d'ordre supérieur des amplitudes instantanées, celle-ci n'a pas mené à des résultats intéressants. Nous avons donc privilégié l'approche basée sur la définition intrinsèque de chacun des termes du P . Pour obtenir A et Γ , le terme Ω_{2A} est d'abord calculé. Ω_{2A} étant définie comme la variance des impulsions présentes sur tout le segment de mesure, son expression est donnée par (II.10).

$$\Omega_{2A} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_{imp}} x_{imp}^2(i) - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_{imp}} x_{imp}(i) \right)^2, \quad (\text{II.10})$$

où N est le nombre d'échantillons du segment de mesure, N_{imp} le nombre d'échantillons des impulsions du segment et x_{imp} les amplitudes instantanées de bruit impulsif du segment.

Connaissant Ω_{2A} , on en déduit Γ qui vaut, par définition, $\Gamma = \frac{\sigma_G^2}{\Omega_{2A}}$ où σ_G^2 , la

variance de la composante gaussienne du bruit, est calculée à partir de la DSP du bruit stationnaire mesurée sur la ligne, égale à -140 dBm/Hz. Enfin, la valeur de A est obtenue à partir de (II.11), expression déduite de (II.9), et dans laquelle x_4 est calculé en utilisant la définition même du moment d'ordre 4 [Middleton79a].

$$A = \frac{1}{\frac{x_4}{3\Omega_{2A}^2} - (1+\Gamma)^2}. \quad (\text{II.11})$$

Pour vérifier cette méthode de calcul, nous avons déterminé sur le premier segment de mesure, les valeurs de A , Γ et Ω_{2A} selon la méthode décrite, ensuite l'expression (II.8) a été calculée.

La figure II.1 montre la distribution cumulative complémentaire de l'amplitude instantanée normalisée du segment de mesure et de l'expression

théorique (II.8). Les deux courbes montrent que la méthode utilisée pour le calcul de A , Γ et Ω_{2A} et pour la génération du bruit est correcte.

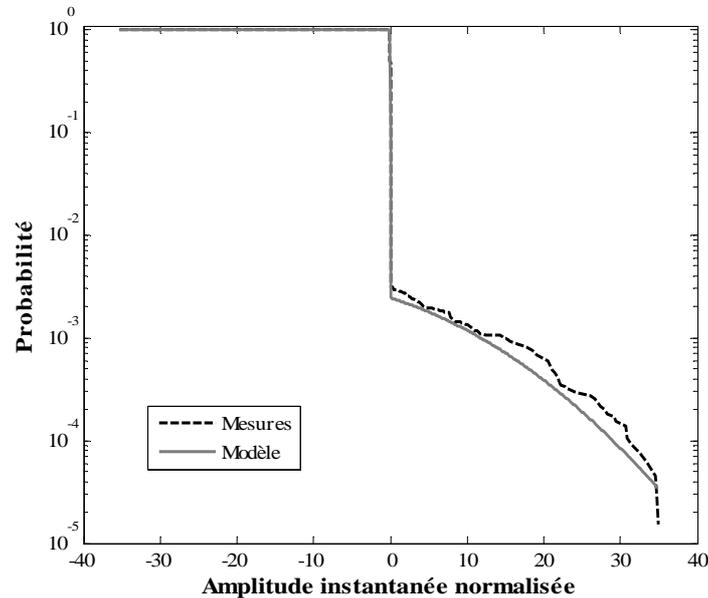


Figure II.1. Distribution cumulative complémentaire des amplitudes instantanées d'un segment de bruit mesuré.

A , Γ et Ω_{2A} étant calculés pour chaque fenêtre d'observation, on pourra trouver des fonctions connues approchant les distributions de A et Γ . Dans la phase de modélisation, les valeurs de ces deux paramètres, pour chaque fenêtre d'observation, seront tirées aléatoirement puis introduites dans le modèle de Middleton, la valeur du paramètre Ω_{2A} sera déduite directement de Γ .

II.2.2. Modélisation des paramètres de bruit

Dans ce paragraphe, nous allons exposer le résultat de l'étude statistique effectuée sur les paramètres A et Γ de P .

II.2.2.1. Modélisation de l'indice impulsif A

La mesure de A étant réalisée sur chaque segment, nous cherchons à approcher la distribution des valeurs mesurées par une loi statistique connue. Les valeurs de A étant faibles, un gain de 10^3 est introduit pour augmenter artificiellement la distinction entre les valeurs.

La courbe en pointillé de la figure II.2 représente la distribution cumulative des valeurs de A obtenues à partir des différentes fenêtres d'observation enregistrées. Pour approcher cette courbe à l'aide de fonctions connues, des essais successifs ont montré que les meilleurs résultats étaient obtenus en

considérant 7 intervalles successifs de valeurs de A et en associant à chacun d'eux une fonction de distribution différente: Normale, de Weibull, exponentiel et Gamma.

Le tableau II.1 donne les valeurs des coefficients intervenant dans les expressions mathématiques de ces fonctions rappelées en annexe I. La courbe de distribution issue de cette modélisation est en bon accord avec celle déterminée à partir des résultats de mesure.

Paramètre $A.10^3$	Probabilité d'apparition	Loi d'approximation
$[0, 0.58[$	1.38 %	Weibull ($a = 0.43, b = 4.24$)
$[0.58, 0.96[$	2.26 %	Normale ($\mu = 0.77, \sigma = 0.11$)
$[0.96, 1.34[$	3.9 %	Normale ($\mu = 1.13, \sigma = 0.12$)
$[1.34, 5.52[$	38.24 %	Weibull ($a = 3.55, b = 2.69$)
$[5.52, 14.35[$	24.91 %	Gamma ($a = 11.62, b = 0.69$)
$[14.35, 525.4[$	22.14 %	Weibull ($a = 106.62, b = 0.97$)
$[525.4, 3.23 \cdot 10^4[$	7.17 %	Exponentielle ($\mu = 3.37 \cdot 10^3$)

Tableau II.1. Approximation de l'indice impulsif du bruit Indoor par des lois statistiques.

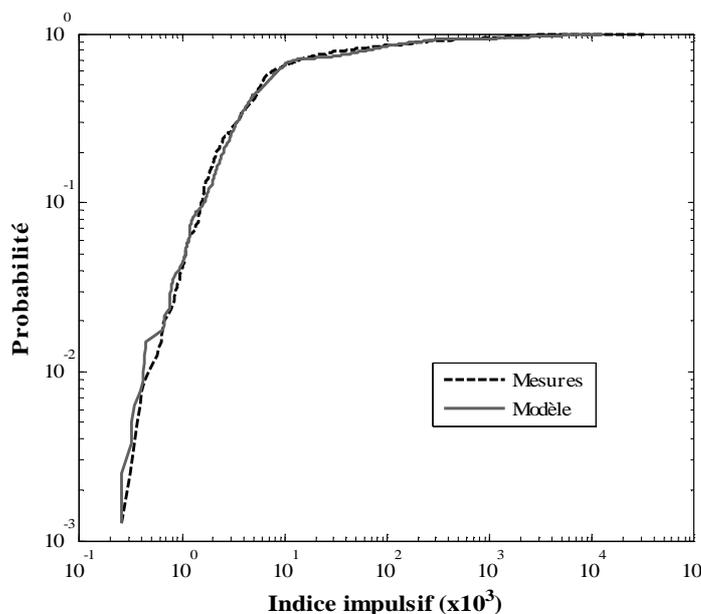


Figure II.2. Résultat de modélisation de l'indice impulsif A.

II.2.2.2. Modélisation du facteur gaussien Γ

La même étude a été effectuée pour trouver la distribution du facteur gaussien. Une association de 6 lois : Normale, Weibull, Gamma et Exponentiel a été utilisée et les valeurs des paramètres de chacune de ces fonctions sont données dans le tableau II.2.

Paramètre $\Gamma \cdot 10^5$	Probabilité d'apparition	Loi d'approximation
$\Gamma \cdot 10^5 < 3.168 \cdot 10^{-5}$	0.63 %	Normale ($\mu=2.59 \cdot 10^{-5}$, $\sigma=7.2 \cdot 10^{-6}$)
$[3.168 \cdot 10^{-5}, 6.58 \cdot 10^{-5}[$	4.4 %	Normale ($\mu=4.54 \cdot 10^{-5}$, $\sigma=1.01 \cdot 10^{-6}$)
$[6.58 \cdot 10^{-5}, 1.936 \cdot 10^{-3}[$	18.87 %	Weibull ($a=6.9 \cdot 10^{-4}$, $b=1.13$)
$[1.936 \cdot 10^{-3}, 3.816 \cdot 10^{-3}[$	5.53 %	Gamma ($a=24.21$, $b=1.19 \cdot 10^{-4}$)
$[3.816 \cdot 10^{-3}, 7.193 \cdot 10^{-2}[$	61.51 %	Gamma ($a=2.04$, $b=0.01$)
$[7.193 \cdot 10^{-2}, 2.68[$	9.06 %	Exponentielle ($\mu=0.52$)

Tableau II.2. Approximation du facteur gaussien du bruit Indoor par des lois statistiques.

La figure II.3 présente ainsi les distributions cumulatives mesurées et modélisées.

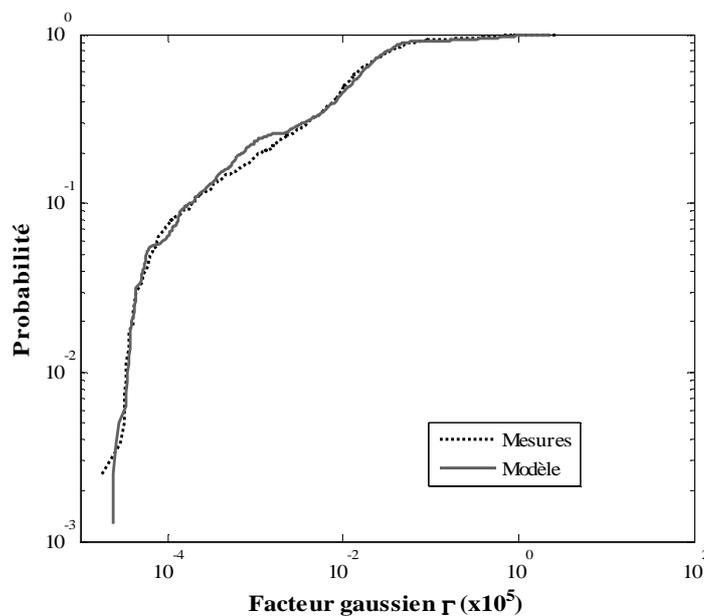


Figure II.3. Résultat de modélisation du facteur gaussien Γ .

Dans la suite, nous allons décrire la méthode de génération du bruit selon le modèle de Middleton et comparer le bruit théorique ainsi généré aux mesures réalisées sur le réseau électrique.

II.2.3. Résultats du modèle de Middleton et comparaison avec les mesures

La génération du bruit est réalisée segment par segment. Sur chaque segment, les valeurs des paramètres A et Γ sont d'abord tirées aléatoirement selon leurs lois statistiques établies dans les paragraphes précédents, ensuite, la distribution cumulative complémentaire de l'amplitude instantanée est calculée selon (II.8). Cette distribution permettra de générer la séquence des échantillons du bruit correspondant sur tout le segment.

La figure II.4 illustre un exemple de segment généré par le modèle de Middleton et montre déjà les différences entre le bruit modélisé et celui mesuré dont une représentation est donnée dans la figure I.3. En effet, sur le segment généré, on peut noter la présence de nombreuses impulsions de Dirac réparties sur toute la durée de la fenêtre d'observation et dont les amplitudes sont aléatoires. Ceci peut-être facilement justifié puisque aucune contrainte n'est introduite sur la durée du bruit au sein de la fenêtre. De plus, il n'existe, par principe, aucune corrélation entre deux échantillons de bruit successifs, ce qui ne permet évidemment pas de rendre compte de la forme pseudo sinusoïdale du bruit observée sur les impulsions mesurées.

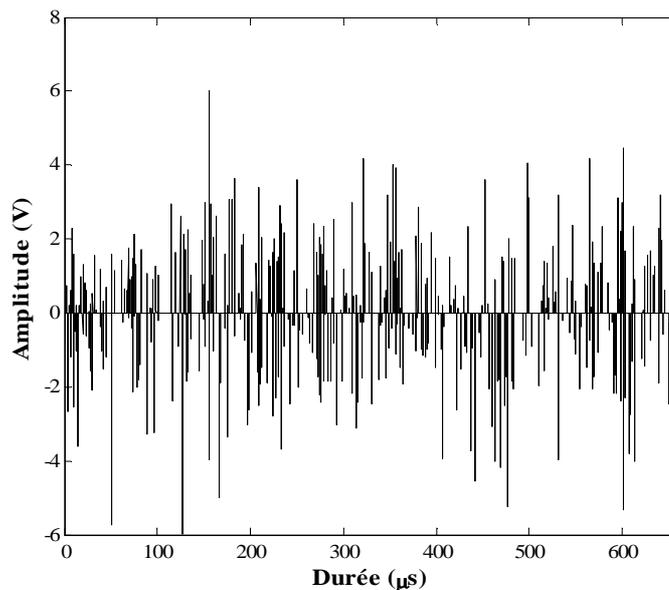


Figure II.4. Exemple de segment de bruit impulsif généré par le modèle de Middleton.

Enfin, pour juger de la pertinence de cette approche, une comparaison entre les caractéristiques du bruit mesuré et généré par le modèle est présentée dans le domaine fréquentiel. Dans cette optique, on s'intéressera à la DSP moyenne et maximale calculées sur un ensemble de 795 fenêtres temporelles ayant chacune une durée de $655 \mu s$. D'un point de vue système, les performances de la transmission, basée sur le standard HomePlug 1.0 [HomePlug] seront également comparées.

II.2.3.1. Comparaison dans le domaine fréquentiel

La DSP est calculée, par la méthode de périodogramme, sur chaque segment issu du modèle et des mesures. La comparaison s'effectue en terme de DSP moyenne et maximale sur tous les segments, présenté sur la figure II.5.

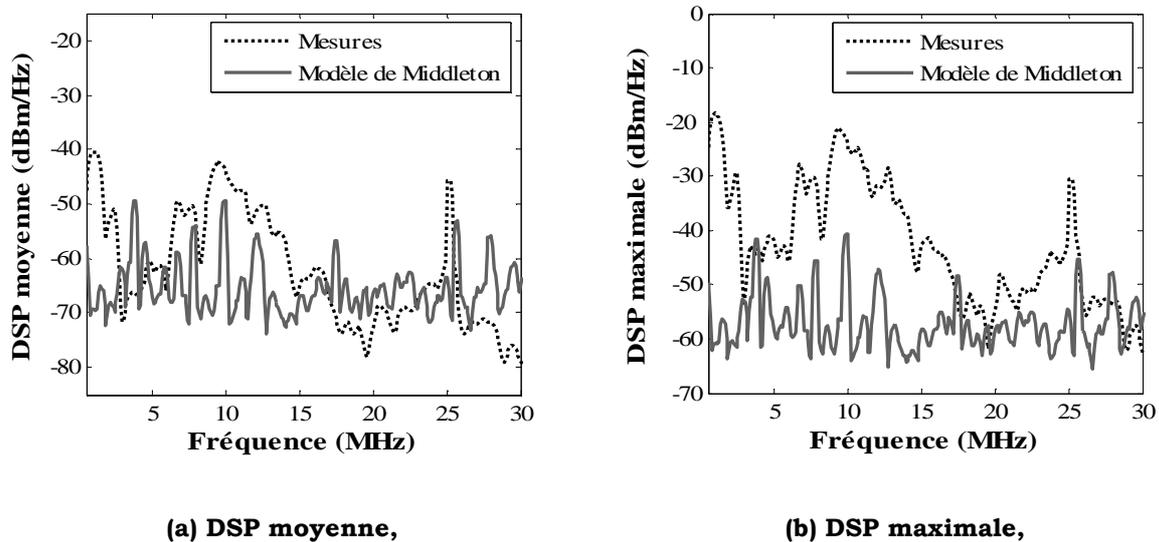


Figure II.5. Comparaison du modèle de Middleton au bruit Indoor mesuré en terme de DSP.

La DSP du modèle de Middleton montre que le bruit généré se comporte effectivement comme un bruit blanc, dont la densité spectrale est indépendante de la fréquence. Ce résultat confirme les remarques formulées sur la forme temporelle des impulsions générées.

II.2.3.2. Impact du bruit modélisé sur une communication de type HomePlug 1.0

Une liaison BPSK-OFDM à 128 sous-porteuses, dont 84 utiles, est simulée sur la bande de fréquence de la norme HomePlug 1.0. Les symboles OFDM

considérés sont sans préfixe cyclique, de durée $5.12 \mu s$ et la DSP du signal injectée est de -50 dBm/Hz .

Afin de bien faire apparaître l'impact du bruit sur la qualité de la liaison, aucun codage correcteur d'erreur ni entrelacement des données n'a été introduit. L'impact du bruit impulsif est calculé au moyen d'un signal informatif de taille 128 symboles OFDM et de durée totale de $655 \mu s$, donc identique à une fenêtre d'observation du bruit. Le même signal d'information est affecté par le bruit soit généré par le modèle, soit mesuré. Le nombre d'octets faux est calculé sur des trames indépendantes du signal informatif de durée $655 \mu s$, la valeur moyenne des temps d'inter arrivée étant supérieure à cette durée. A la réception, les durées d'octets consécutifs faux ainsi que les durées d'absence d'erreurs au sein du signal d'information sont déterminées.

Les courbes de la figure II.6 représentent la distribution cumulative complémentaire de la durée des erreurs, en octets, obtenues respectivement avec le bruit mesuré et celui obtenu par le modèle de Middleton.

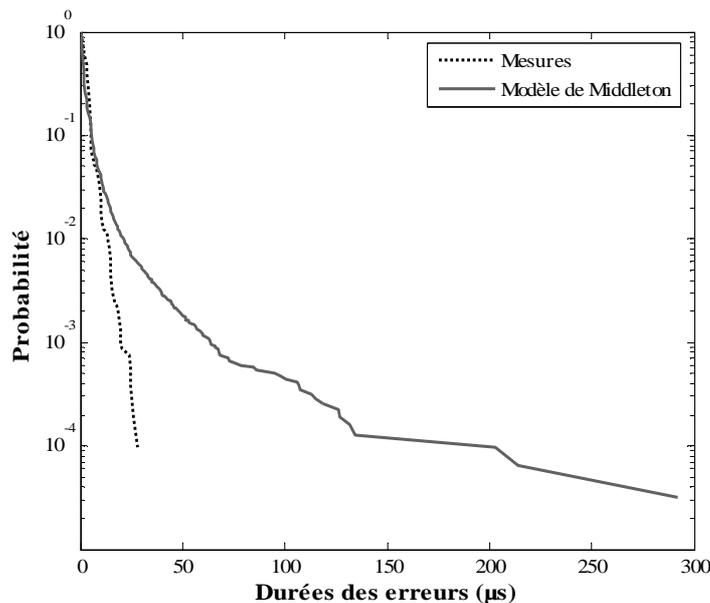


Figure II.6. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Middleton.

Nous remarquons qu'avec le modèle de Middleton, nous atteignons des durées d'erreurs nettement supérieures à celles des mesures. Pour une probabilité de 10^{-4} , la durée maximale d'erreurs est de $30 \mu s$ pour les mesures, alors qu'elle atteint $150 \mu s$ avec le modèle de classe A de Middleton.

Si nous étudions le temps durant lequel aucune erreur ne se produit sur les octets au sein d'une trame perturbée par un bruit impulsif, les courbes de la

figure II.7 montrent que la probabilité qu'il n'y ait pas d'erreurs pendant une durée supérieure à $600 \mu\text{s}$ est de 7 % si les calculs sont effectués avec les résultats de la mesure du bruit. Le modèle de Middleton, par contre, prévoit une probabilité beaucoup plus faible puisqu'elle n'est que de 0.7 %.

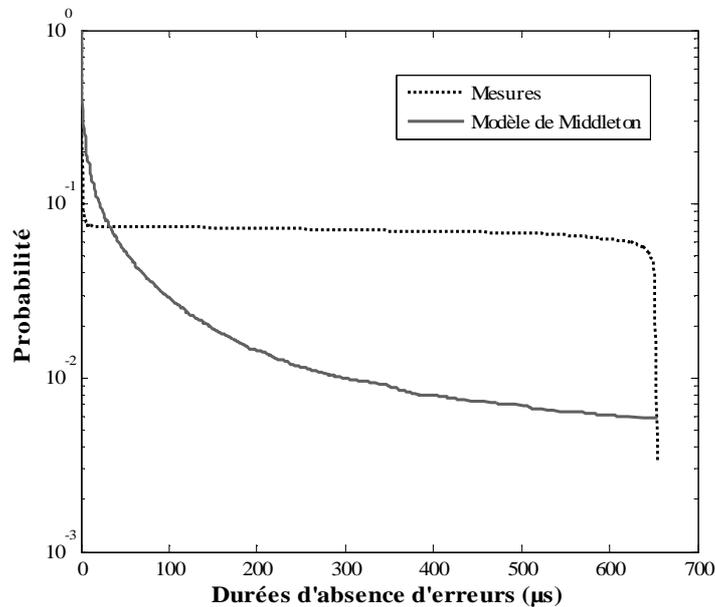


Figure II.7. Distribution cumulative complémentaire des durées d'absence d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Middleton.

Ces résultats montrent que le modèle de Middleton ne permet pas de prédire l'effet du bruit sur les performances de la liaison. En effet, celui-ci, utilisant comme critère principal, la distribution des amplitudes, le bruit généré s'apparente à une succession d'impulsions de courtes durées. Un tel type de bruit provoque des erreurs isolées mais répétitives et permet par conséquent des durées longues d'octets erronés. Les impulsions isolées ou les rafales ont d'une part des durées pouvant être du même ordre de grandeur que les trames de données et, d'autre part, que les temps d'inter arrivées sont parfois très longs.

II.3. Le modèle de Markov

II.3.1. Principe de modélisation

Les chaînes de Markov représentent une classe de processus stochastiques à temps discret qui permettent une description mathématique de nombreux phénomènes aléatoires. La modélisation proposée par Markov permet de bien décrire les processus aléatoires dont le comportement futur dépend de leurs

états présents. Elles sont donc souvent utilisées dans des domaines tels que la reconnaissance de parole [Rabiner89, Liporace82, Bahl88, Vaseghi95, Deng88], la modélisation des canaux de communication avec mémoire [Fritchman67, Pimentel98, Wang95] et la modélisation du bruit impulsif [Levey01].

Après avoir énoncé la théorie de Markov, nous présenterons la démarche suivie pour la modélisation dans cette application.

II.3.1.1. Principes de base de la théorie de Markov

Soit un phénomène aléatoire qui prend des états dans un ensemble E . Cet ensemble d'états peut être fini, ou infini, dénombrable ou continu, et ce phénomène est observé à des instants $\tau = \{0, 1, \dots\}$. Ce phénomène se traduit alors par l'ensemble ou la suite $\{X_n\} = \{X_0, X_1, \dots\}$ où n est l'indice du temps.

La suite $\{X_n\}$ est appelée une chaîne de Markov si elle vérifie la propriété markovienne [Baccelli98] donnée par (II.12).

$$\forall i \in E, \text{Prob}\{X_{n+1}=i/X_0, X_1, \dots, X_n\} = \text{Prob}\{X_{n+1}=i/X_n\}. \quad (\text{II.12})$$

Seul l'évènement le plus récent X_n a une influence sur le futur du processus. On dit que le processus est sans mémoire.

L'évolution de la chaîne est cependant entièrement décrite par l'espace des états $E = \{1, 2, \dots, N_s\}$ et le nombre N_s , la matrice de transition $P = \{p_{ij}\}$ où $p_{ij} = \text{Prob}\{X_{n+1} = j/X_n = i\}$ et le vecteur de probabilités initiales des états.

La figure II.8 schématise la représentation d'une chaîne de Markov à N_s états.

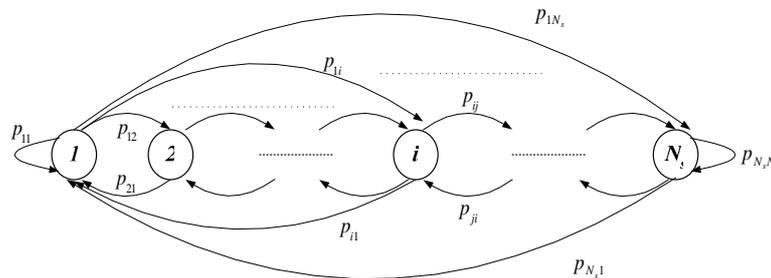


Figure II.8. Présentation générale d'une chaîne de Markov.

Il existe plusieurs types de chaînes, suivant les propriétés vérifiées par les états. On distingue principalement la chaîne de Markov discrète, quand l'espace des états est discret, c'est à dire fini et dénombrable et la chaîne de Markov cachée (CMC). Dans ce cas, chaque état ne correspond plus à une seule

observation mais à plusieurs observations où l'ensemble des observations correspondantes à un état représente lui-même une variable aléatoire générée par une loi statistique bien déterminée.

Une propriété intéressante et d'un grand usage caractérise les CMCs avec des densités de probabilités continues : « *Les distributions correspondantes aux états sont généralement de forme concave ou elliptique* » [Rabiner89]. Ainsi, pour modéliser un évènement aléatoire en utilisant ce type de chaînes de Markov, une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance 1, notée $N(0,1)$, peut être utilisée comme distribution correspondante à chaque état, à condition de bien définir l'espace des états et la séquence d'observations correspondante à chacun. Ce théorème sera utilisé dans la suite du travail.

II.3.1.2. Principe de modélisation du bruit impulsif par les chaînes de Markov

La modélisation du bruit impulsif par des chaînes de Markov a été d'abord réalisée dans [Zimmermann02]. Dans cette approche, seuls les durées et les temps d'inter-arrivée sont décrits par une chaîne de Markov partitionnée à N_t états divisés en deux groupes A et B. Le groupe A est composé de v états correspondants aux temps d'absence d'impulsions de bruit et le groupe B contient les $w=N_t-v$ états de présence de bruit. Cette chaîne de Markov est représentée par la figure II.9 où les probabilités de transition ($u_{i,j}$) et ($g_{i,j}$) sont déterminés par les mesures et permettent de déduire les densités de probabilités des durées des impulsions et des temps d'inter-arrivée.

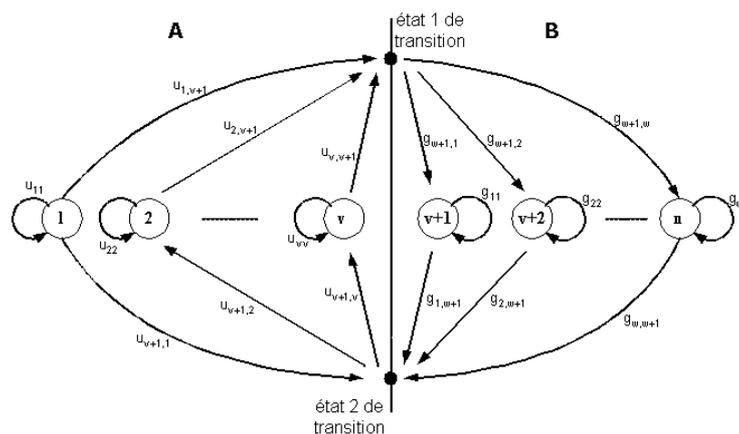


Figure II.9. Chaîne de Markov partitionnée pour la modélisation du bruit impulsif.

Néanmoins, cette approche est loin de modéliser le bruit impulsif dans son intégralité. En effet, ce dernier dépend d'autres paramètres tels que la nature des impulsions, leurs amplitudes, leurs pseudo-fréquences, leurs facteurs

d'amortissement et les durées des impulsions élémentaires des rafales. Ainsi, l'idée est de modéliser chacun de ces paramètres par une chaîne de Markov, dont les caractéristiques, c'est-à-dire l'ensemble d'états, la matrice de transition et la matrice de probabilité des observations, sont déduites des mesures.

La nature des impulsions est déterminée par une chaîne discrète dont les deux états représentent respectivement les impulsions isolées et rafales. Pour les autres paramètres, deux méthodes ont été étudiées. La première consiste à modéliser chaque paramètre par une CMC avec des densités d'observations continues. Dans chacune de ces CMC, un état correspond à un intervalle de valeurs prises par le paramètre, et à chaque état, on suppose que la distribution des observations vérifie une loi normale de moyenne nulle et de variance 1, notée $N(0, 1)$.

La difficulté majeure de ce modèle est le choix des états, c'est à dire la découpe en intervalles constants de valeurs afin que l'ensemble des observations, correspondant à un état, suive une distribution proche de $N(0, 1)$. Cette condition pourra être d'autant plus facilement satisfaite que l'intervalle des valeurs est étroit. En effet, dans ce cas, le nombre d'observations correspondant à un état sera faible et il sera facile d'ajuster une distribution normale à ces observations. Cependant, le grand nombre d'états possibles augmentera la complexité du modèle. Dans la deuxième méthode, une optimisation du nombre d'états N_s est effectuée dans le but de réduire cette complexité.

II.3.1.3. Critères d'optimisation du nombre d'états

Le but de cette optimisation est de déterminer le nombre N_s minimum pour lequel une bonne adéquation est obtenue entre les résultats du modèle et les mesures. L'approche d'étude proposée consiste à comparer, pour chaque paramètre caractéristique de l'impulsion, les résultats du modèle et celle des mesures en variant le nombre d'états.

Pour quantifier l'adéquation entre mesures et modèle, le critère du maximum de vraisemblance est couramment utilisé pour les CMCs [Liporace82]. Cependant il s'avère très coûteux en temps calcul. Nous choisissons alors le critère de minimum d'erreur quadratique moyenne (EQM) et celui de la distance maximale de Kolmogorov dont les détails de leurs formulations sont présentés en annexe II.

II.3.2. Modélisation des paramètres de bruit

II.3.2.1. Modélisation de la nature des impulsions

Etant donné que les mesures du bruit impulsif ont montré la présence des impulsions isolées et des rafales dans le réseau électrique Indoor, nous utilisons une chaîne de Markov discrète à deux états dont les probabilités de transitions déduites des mesures sont données par l'expression (II.13).

$$P_{indoor} = \begin{bmatrix} 0.7895 & 0.2105 \\ 0.4584 & 0.5416 \end{bmatrix}. \quad (\text{II.13})$$

La chaîne de Markov correspondante est schématisée par la figure II.10.

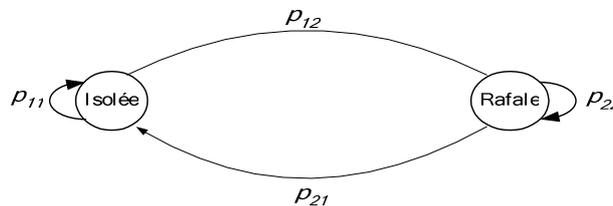


Figure II.10. Chaîne de Markov discrète modélisant la nature des impulsions du bruit Indoor.

II.3.2.2. Modélisation de l'amplitude des impulsions du bruit

Le résultat de l'étude d'optimisation du nombre d'états de la CMC correspondante au paramètre amplitude, détaillée en Annexe II, donne une valeur optimale de N_s de l'ordre de 27. Ceci correspond à un pas constant d'amplitude de 300 mV.

La figure II.11, représentant la distribution cumulative des amplitudes, montre la bonne concordance entre les résultats des mesures et ceux obtenus par la CMC à 27 états.

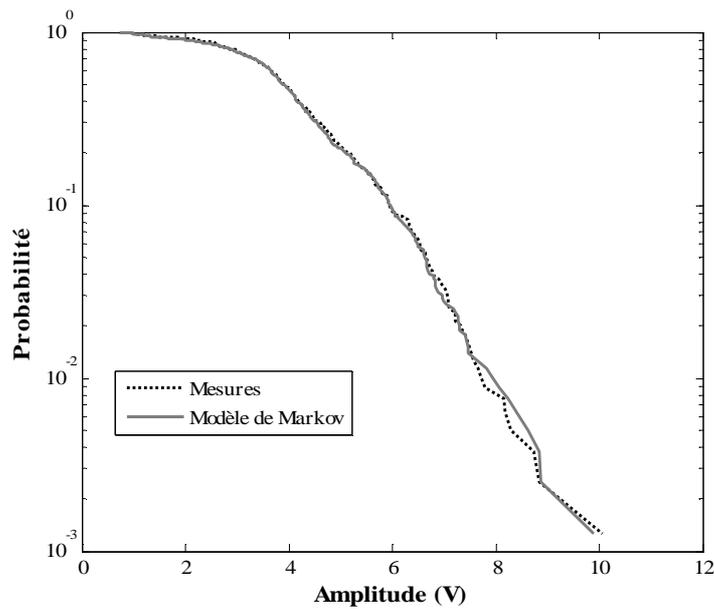


Figure II.11. Modélisation de Markov des amplitudes des impulsions du bruit Indoor.

II.3.2.3. Modélisation des pseudo- fréquences des impulsions du bruit

L'étude effectuée dans [Degardin02a] a montré que, selon leur pseudo-fréquence, deux classes d'impulsions doivent être considérés :

- la classe 1, notée BF, présente les pseudo-fréquences appartenant à l'intervalle $[500 \text{ kHz}, 3 \text{ MHz}]$, avec une probabilité d'apparition de 56.23 %.
- la classe 2, notée HF, associe les impulsions dont les pseudo-fréquences se trouvent dans l'intervalle $[3.4 \text{ MHz}, 15.36 \text{ MHz}]$, avec une probabilité d'apparition de 43.77 %.

Les pseudo-fréquences de la classe BF sont modélisées par une CMC à 32 états avec des intervalles de largeur constante, égale à 46 kHz. Il faut noter que les intervalles de fréquence dans lesquelles aucune pseudo-fréquence mesurée n'appartient, n'ont pas été pris en compte dans le nombre d'états. Les pseudo-fréquences de classe HF sont représentées par une CMC de 24 états de largeur 398 kHz.

Pour modéliser la séquence complète des pseudo-fréquences, nous utilisons une chaîne de Markov discrète à deux états, où chaque état représente un groupe et est lié à la CMC correspondante.

Les figures II.12 et II.13 montrent la bonne concordance entre les modèles et les mesures, pour les groupes de fréquences séparés, ainsi que pour toute la séquence des pseudo-fréquences.

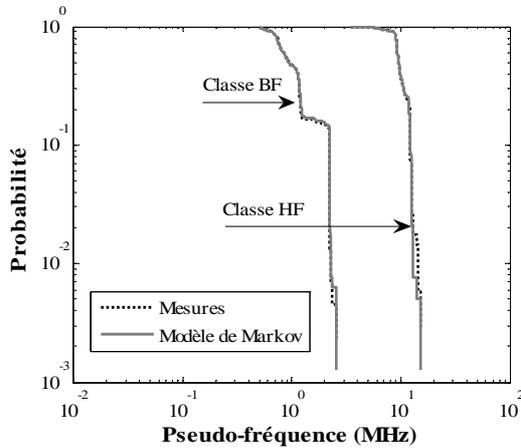


Figure II.12. Modélisation de Markov des classes de pseudo-fréquences séparées.

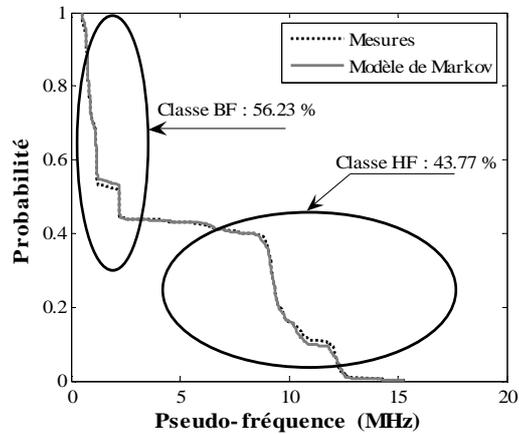


Figure II.13. Modélisation de Markov des pseudo-fréquences du bruit Indoor.

II.3.2.4. Modélisation des durées des impulsions de bruit

La séquence des durées des impulsions extraite des mesures est modélisée par une CMC à 43 états ayant des pas temporels de $2.775 \mu\text{s}$ et $55.5 \mu\text{s}$. Cette modélisation permet une bonne adéquation, ce qui est vérifié dans la figure II.14.

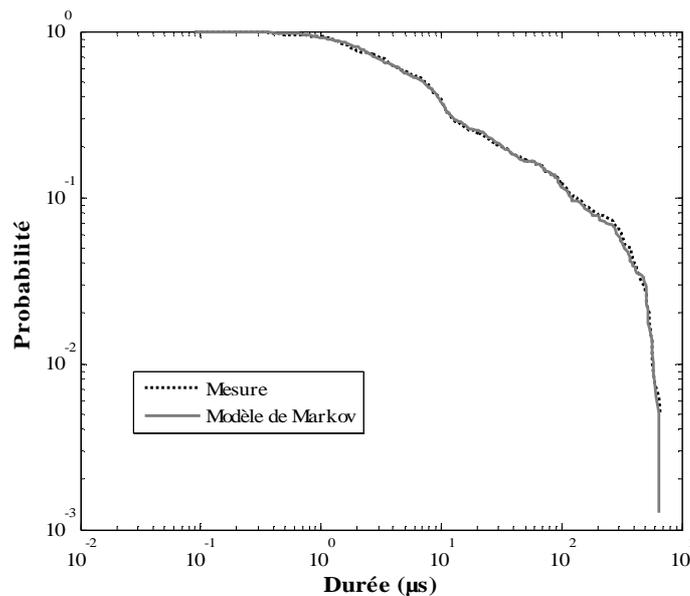


Figure II.14. Modélisation de Markov des durées des impulsions du bruit Indoor.

II.3.2.5. Modélisation des facteurs d'amortissements des impulsions de bruit

Nous utilisons une CMC à 36 états avec un pas de 0.0584. Ce nombre d'états permet une coïncidence parfaite entre la courbe des mesures et celle du modèle, comme le montre la figure II.15.

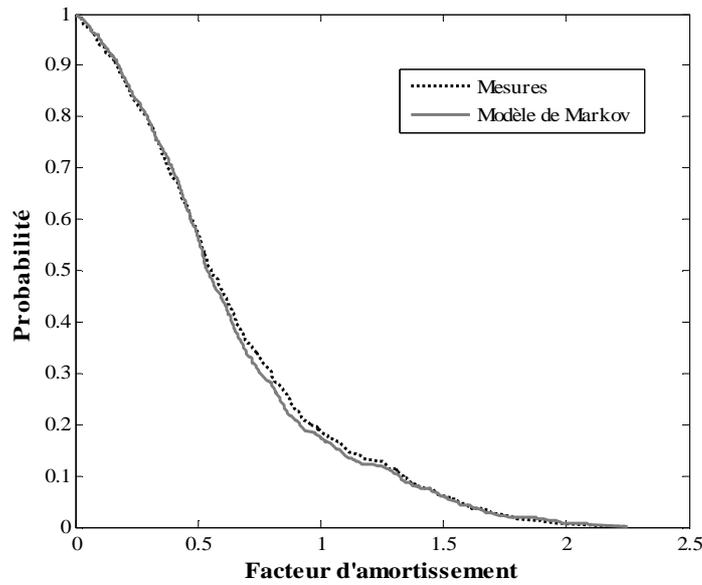


Figure II.15. Modélisation de Markov des facteurs d'amortissement des impulsions du bruit Indoor.

II.3.2.6. Modélisation des temps d'inter-arrivées

Ce paramètre, s'étendant sur un intervalle de temps très important, est compris entre 270 μs et 2880 s, nécessite une CMC dont le nombre d'états optimal est de 149, avec un pas temporel qui peut prendre les valeurs 216.6 μs , 247.77 μs , 1.87 ms, 42.85 ms, 4.5 s, 12.85 s, 32.14 s et 71.42 s. La figure II.16 illustre la juxtaposition des mesures avec le modèle.

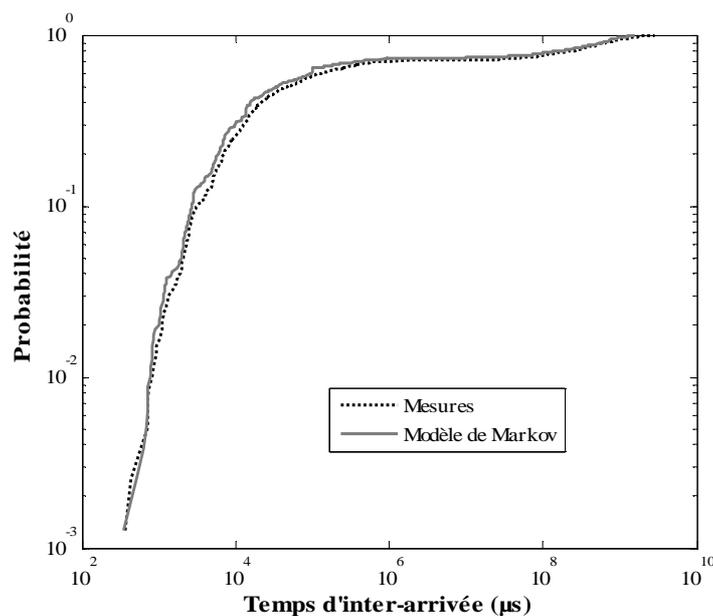


Figure II.16. Modélisation de Markov des *TITs* du bruit Indoor.

II.3.2.7. Modélisation de la durée moyenne des impulsions élémentaires des rafales

Une CMC à 28 états, où chaque état représente un intervalle de temps de largeur 410.7 ns , paraît suffisante pour obtenir une bonne modélisation de ce paramètre.

La figure II.17 représente la distribution cumulative complémentaire des durées moyennes des impulsions élémentaires des rafales mesurées et celles modélisées.

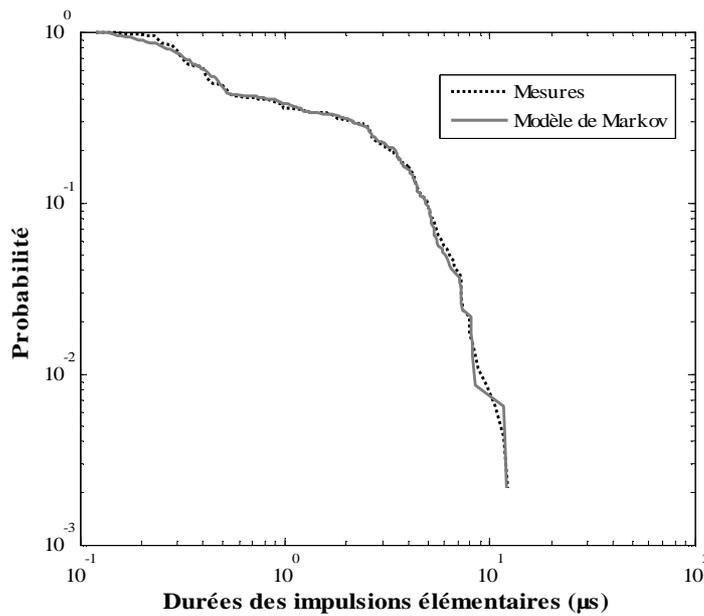


Figure II.17. Modélisation de Markov des durées moyennes des impulsions élémentaires des rafales du bruit Indoor.

La modélisation des différents paramètres caractéristiques de l'impulsion étant complète, nous décrirons dans la suite les étapes de génération du bruit impulsif et nous comparerons ces résultats aux mesures.

II.3.3. Résultats du modèle de Markov et comparaison avec les mesures

Nous avons défini le modèle global du bruit impulsif en programmant les étapes suivantes illustrées sur la figure II.18 :

- Génération du type d'impulsion, isolée ou rafale, à partir de la chaîne de Markov discrète à 2 états.
- Génération des paramètres caractéristiques du bruit à partir des CMCs définies dans l'étude précédente.

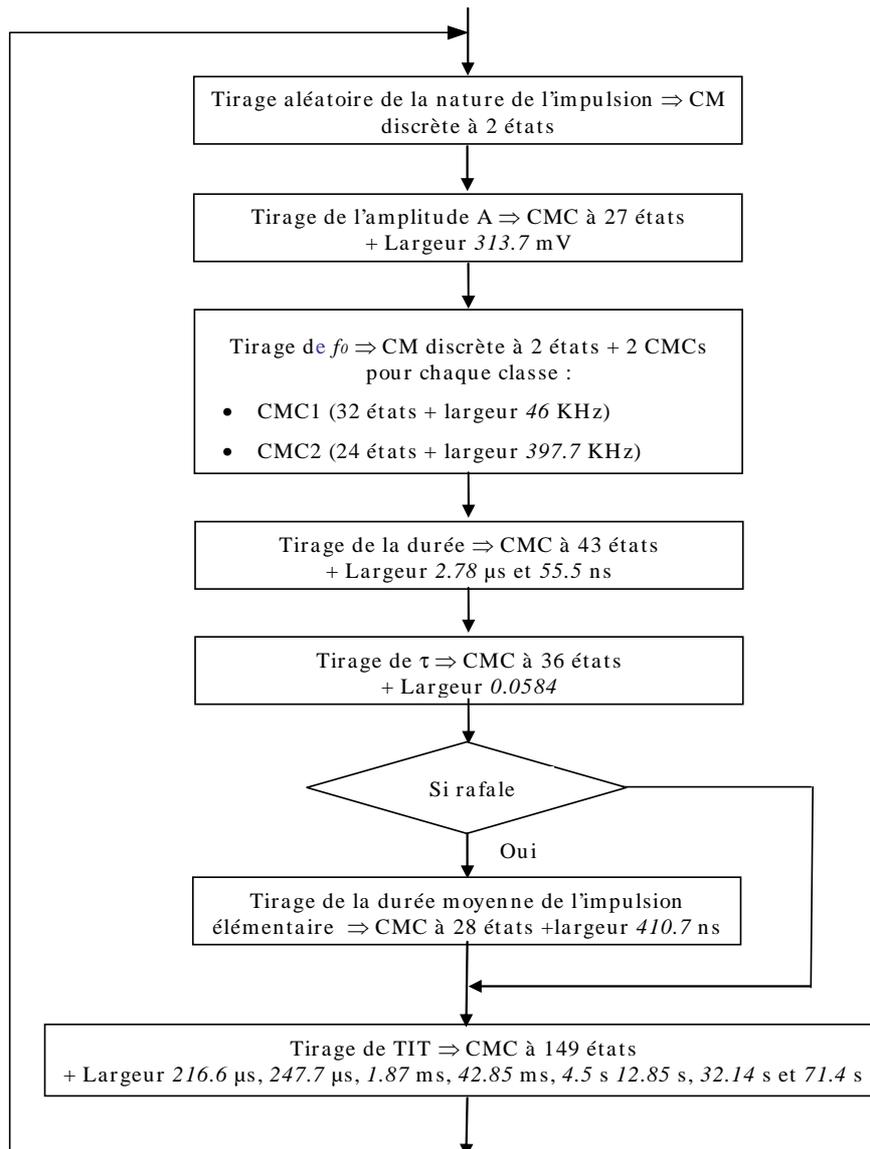


Figure II.18. Principe de la génération du bruit impulsif Indoor selon le modèle de Markov.

Un exemple de segment de bruit généré par cette approche est illustré dans la figure II.19.

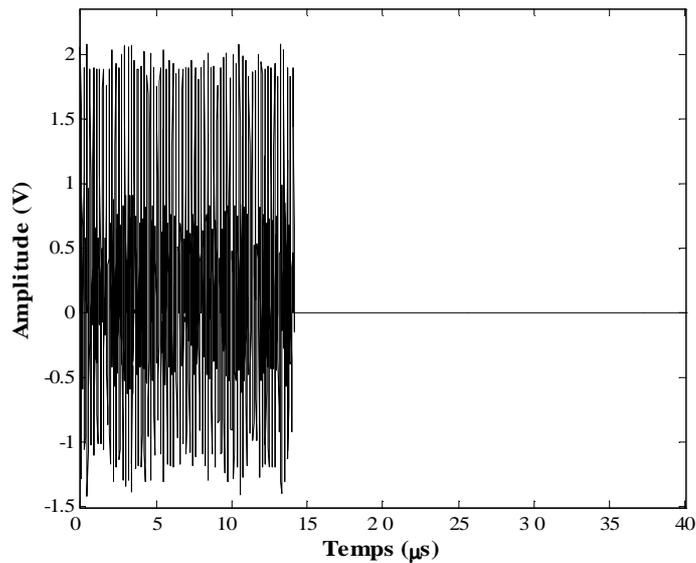


Figure II.19. zoom sur un segment de bruit impulsif généré par le modèle de Markov.

Pour comparer ce modèle aux mesures, nous faisons appel aux mêmes critères de comparaison utilisés pour la validation du modèle de Middleton. Ainsi, une comparaison est effectuée en terme de DSP maximale, DSP moyenne, et l'impact du bruit sur une communication de type HomePlug 1.0.

II.3.3.1. Comparaison dans le domaine fréquentiel

Les DSP moyenne et maximale du bruit modélisé par l'approche de Markov sont calculées de la même manière que dans II.2.3.1. La figure II.20 illustre ces DSP comparés à celles des mesures.

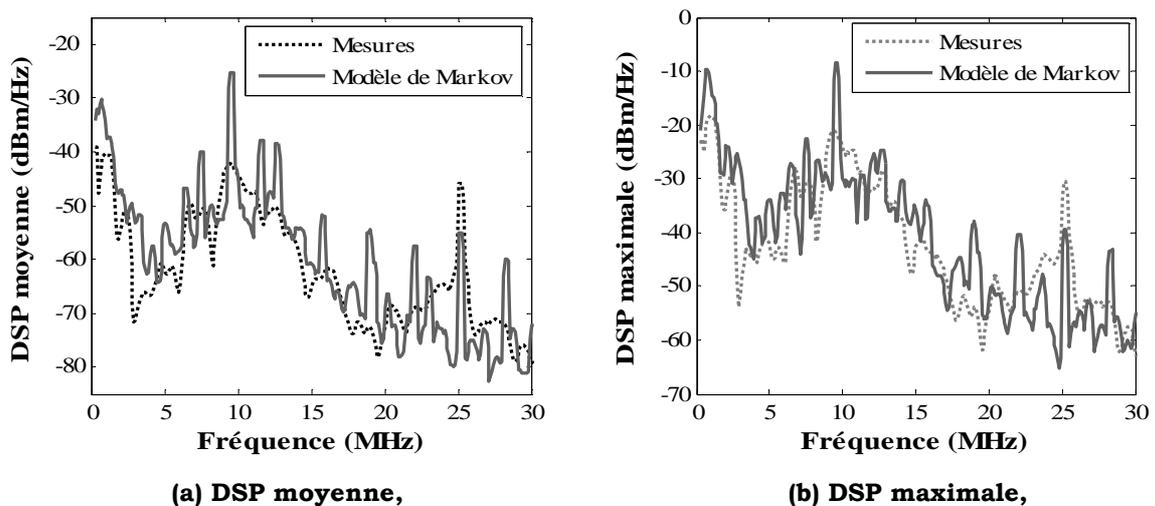


Figure II.20. Comparaison du modèle de Markov au bruit Indoor mesuré en terme de DSP.

Une bonne concordance est observée entre la courbe issue des mesures et celle déduite du modèle de Markov.

II.3.3.2. Impact du bruit modélisé sur une communication de type HomePlug 1.0

En considérant la même liaison BPSK-OFDM décrite dans le paragraphe II.2.3.2, l'impact du bruit impulsif modélisé par l'approche de Markov a été étudié en terme de durées d'erreurs consécutives sur les octets et de durées d'absence d'erreurs.

La courbe de la figure II.21 présente les variations de la distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs.

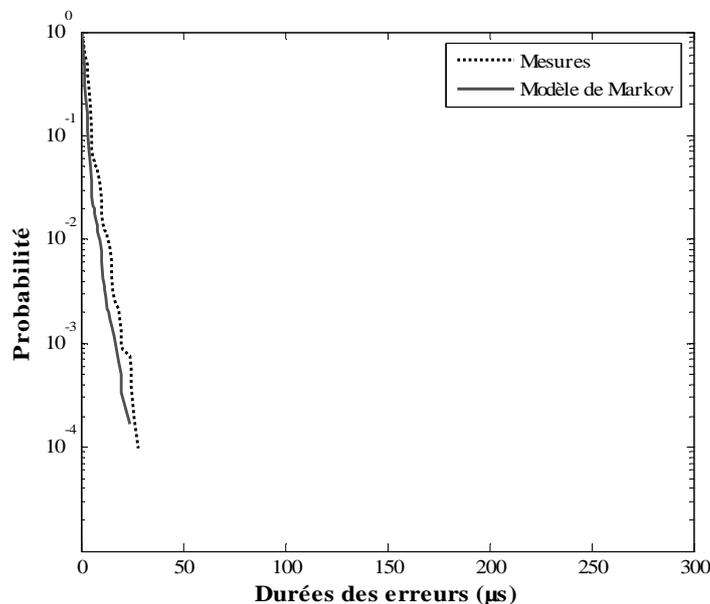


Figure II.21. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Markov.

On constate une bonne adéquation entre les durées d'erreurs générées par les mesures et celles déduites du modèle de bruit de Markov. La durée moyenne d'erreurs est de $2 \mu\text{s}$ pour les deux cas.

De même, en étudiant le temps d'absence d'erreurs dont la distribution cumulative complémentaire est illustrée dans la figure II.22, nous remarquons que la probabilité qu'il n'y a pas d'erreurs pour le modèle de Markov est très proche de celles des mesures. Par exemple, la probabilité d'avoir une durée d'absence d'erreurs supérieure à $600 \mu\text{s}$ est de 7 % pour les mesures et de 10 % dans le cas du bruit modélisé.

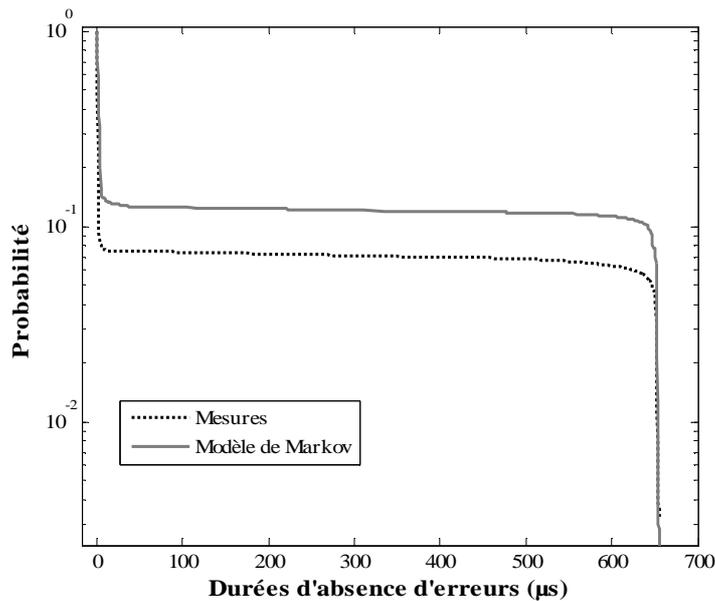


Figure II.22. Distribution cumulative complémentaire des durées d'absence d'erreurs - Comparaison des mesures au modèle de Markov.

Ces résultats montrent que l'effet du bruit sur les performances de la liaison peut être prédit de façon satisfaisante en simulant dans la chaîne de communication un bruit généré à partir du modèle de Markov.

A l'issue de cette étude, nous concluons que le modèle de Markov permet de bien suivre les résultats des mesures dans les domaines temporel et fréquentiel.

Néanmoins, l'approche de Markov souffre d'une complexité de traitement et d'un temps de calcul important. Ceci est dû essentiellement à l'utilisation des CMCs dont le nombre d'états est élevé. En effet, le nombre d'états optimum de chaque CMC pour modéliser un paramètre est compris entre 20 et 40, à l'exception des durées et des *TITs* pour lesquels les nombres d'états choisis valent respectivement 43 et 149. Ces grands nombres d'états sont dus à la dispersion importante des valeurs mesurées.

La complexité du modèle de Markov nous a motivé à établir un nouveau modèle à faible complexité mais qui conserve la précision de celui de Markov, il est décrit dans la suite de ce chapitre.

II.4. Mise en oeuvre d'un modèle hybride

Pour s'affranchir de la complexité du modèle de Markov tout en profitant de sa précision, nous proposons de définir un nouveau modèle dit Hybride. Ce modèle hybride, qui intègre l'approche stochastique, se base sur le principe de

Markov pour la modélisation des paramètres temporels et permet de gérer la dépendance temporelle entre les impulsions.

Dans cette partie, nous allons rappeler brièvement le modèle stochastique, et comparer ses performances à celles du modèle de Markov, ensuite, nous détaillerons le principe de l'approche hybride et nous présenterons ses performances.

II.4.1. Modèle stochastique

L'approche stochastique utilisée par [Degardin02a], se base sur l'étude séparée des principaux paramètres caractérisant le bruit impulsif tels que la pseudo-fréquence (f_0), le temps d'inter-arrivée, la durée, l'amplitude et le facteur d'amortissement normalisé défini par $k = \frac{1}{\tau f_0}$. Cette étude consiste à déterminer, à partir des échantillons de mesure prélevés, le comportement statistique de chacun de ces paramètres et dégager une loi connue pour sa distribution qui s'adapte le mieux possible aux résultats expérimentaux. Le tableau II.3 résume les résultats de cette étude en terme de lois de distributions associées à chacun des paramètres du bruit impulsif.

Paramètre	Loi de distribution	Valeurs des paramètres des lois
Amplitude	Normale	$\begin{cases} \mu = 7.73, & \sigma = 2.97 & \text{si isolée} \\ \mu = 11.17, & \sigma = 3.87 & \text{si rafale} \end{cases}$
Pseudo- fréquence	Weibull	$\begin{cases} a = 0.59, & b = 2.27 & \text{si } f_0 \leq 3\text{MHz} \\ a = 5 \cdot 10^{-7}, & b = 6.07 & \text{si } f_0 > 3\text{MHz} \end{cases}$
Durée	Weibull	$\begin{cases} a = 0.13, & b = 1.22 & \text{si isolée} \\ a = 0.13, & b = 0.54 & \text{si rafale} \end{cases}$
Facteur d'amortissement	Weibull	$\begin{cases} a = 0.84, & b = 0.5353 & \text{si isolée} \\ a = 2.39, & b = 1.7102 & \text{si rafale} \end{cases}$
TIT (< 100 ms)	Exponentielle	$\mu = 2.2078 \cdot 10^4$

Tableau II.3. Approximation des paramètres du bruit impulsif Indoor par des lois statistiques selon le modèle stochastique.

Le principe de génération du bruit impulsif, selon le modèle stochastique, est détaillé dans l'organigramme de la figure II.23.

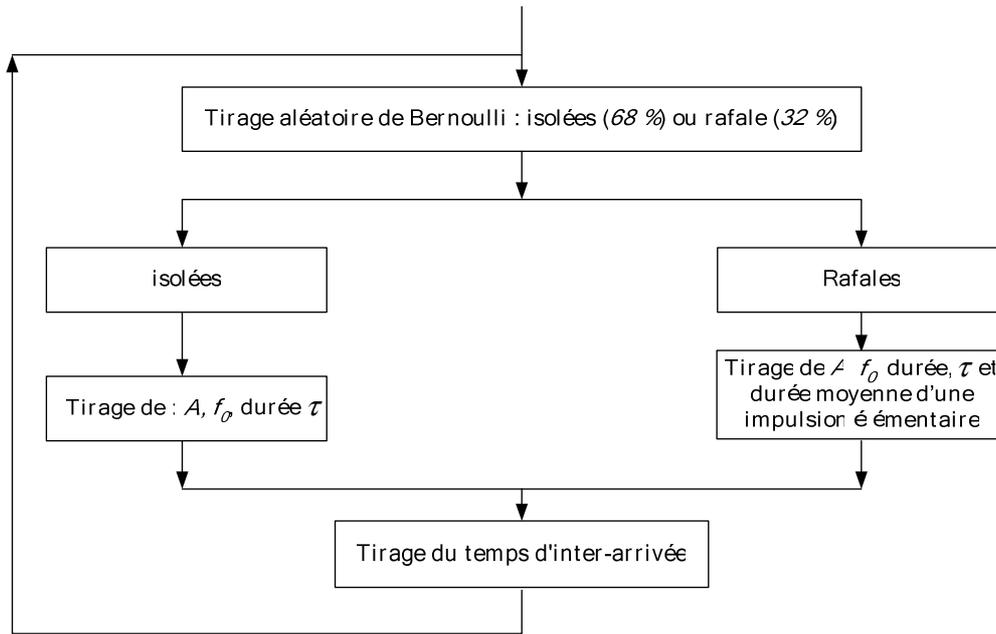


Figure II.23. Principe de la génération du bruit impulsif selon le modèle stochastique.

Cette génération s'effectue impulsion par impulsion. Pour chaque impulsion, sa nature est définie à partir d'un tirage de Bernoulli avec un pourcentage de 68 % que l'impulsion soit isolée et 32 % pour qu'elle soit une rafale. Ensuite, les autres paramètres du bruit seront fixés par tirage aléatoire selon les lois statistiques citées dans le tableau II.3. L'expression (I.1) est utilisée pour générer les échantillons du bruit dans le temps. Enfin, le temps d'inter-arrivée est tiré aléatoirement à partir d'une distribution exponentielle et on recommence le processus par le tirage de Bernoulli sur la forme isolée ou rafale d'impulsion, jusqu'à ce que le temps total du bruit généré soit celui voulu.

Un bruit blanc gaussien, de densité spectrale de puissance égale à -140 dBm/Hz, représente le bruit stationnaire sur la ligne entre chaque impulsion.

II.4.2. Etude comparative des modèles de Markov et stochastique

En calculant, par la méthode de périodogramme, les DSPs des segments de bruit générés par les deux approches, stochastique et de Markov, les figures II.24 et II.25 montrent respectivement les DSP moyenne et maximale en comparaison celles des mesures.

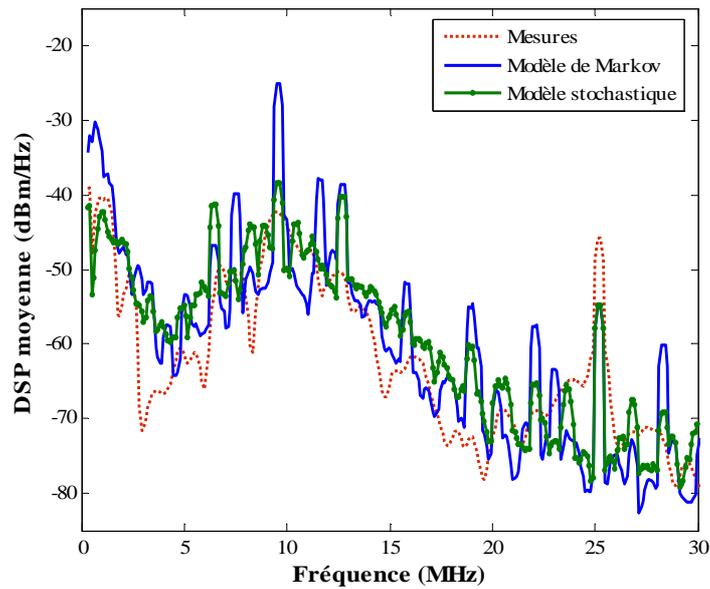


Figure II.24. Comparaison des modèles de Markov et stochastique aux mesures en terme de DSP moyenne.

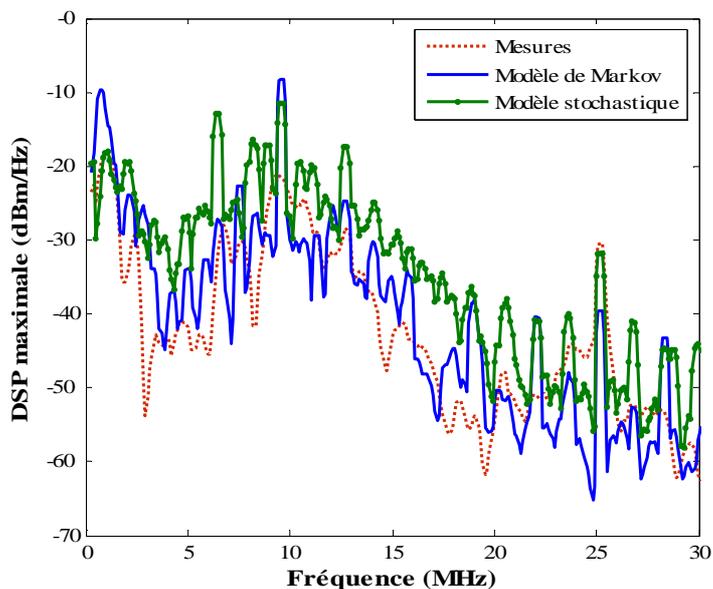


Figure II.25. Comparaison des modèles de Markov et stochastique aux mesures en terme de DSP maximale.

Les courbes de la figure II.25 montrent une très bonne concordance de l'approche de Markov aux mesures alors que le modèle stochastique suit les mesures avec un léger décalage.

Ces résultats permettent de déduire que l'approche stochastique est moins précise que le modèle de Markov. Ceci est aussi vérifié en considérant l'effet du bruit soit mesuré, soit modélisé sur la chaîne de communication décrite en II.2.3.2. En effet, les courbes de distribution cumulatives de durées d'erreurs nous permettent d'aboutir aux mêmes conclusions.

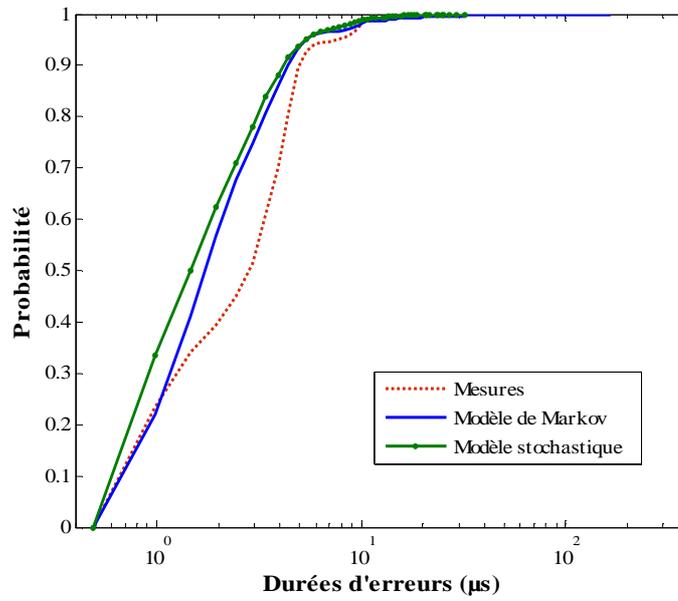


Figure II.26. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs -Comparaison des modèles de Markov et stochastique.

II.4.3. Conception du modèle hybride

La modélisation par une approche hybride consiste à modéliser les paramètres « durées » des impulsions et « temps d'inter-arrivée » par des CMCs, les autres paramètres de l'impulsion (amplitude, pseudo-fréquence, facteur d'amortissement) seront déterminés par l'approche stochastique. La nature des impulsions sera donnée en utilisant une chaîne de Markov discrète à deux états.

Notons que dans le modèle de Markov, une des raisons pour lesquelles le nombre d'états des CMCs est élevé, est liée à l'utilisation de la distribution normale $N(0,1)$ pour caractériser la statistique des observations au sein de l'intervalle de valeurs de chaque état. Si on envisage de diminuer le nombre d'états, les intervalles de valeurs deviennent plus importants et la distribution $N(0,1)$ n'est plus forcément vérifiée. Une solution consiste donc à rechercher d'autres lois de distribution mieux appropriées.

II.4.3.1. Modélisation des durées des impulsions

L'étude de la distribution des durées montre qu'une CMC à seulement trois états peut être utilisée. Le premier état détermine les durées inférieures à $1 \mu s$ et la distribution associée est une distribution gaussienne. Le second état correspond aux durées comprises entre 1 et $15,5 \mu s$ avec une distribution de Rayleigh, et enfin le troisième état pour des durées supérieures à $15,5 \mu s$ est associé à une loi de Weibull.

En appliquant les tests d'ajustement des distributions mentionnés précédemment, les valeurs optimales des différentes variables intervenant dans les distributions de Gauss, Rayleigh et Weibull sont données dans le tableau II.4.

durée	Probabilité d'apparition	Loi d'approximation
$[0.09 \mu s, 0.96 \mu s[$	7.17 %	Normale ($\mu=0.47, \sigma=0.24$)
$[0.96 \mu s, 15.15 \mu s[$	65.79 %	Rayleigh ($\sigma = 4.77$)
$[15.15 \mu s, 655.31 \mu s[$	27.04 %	Weibull ($a = 161.41, b = 0.92$)

Tableau II.4. Données d'approximation de la durée du bruit impulsif Indoor par des lois statistiques selon le modèle hybride.

La matrice de transition de la CMC correspondante est donnée par l'expression (II.14).

$$P_{durée} = \begin{bmatrix} 0.31 & 0.49 & 0.2 \\ 0.06 & 0.73 & 0.21 \\ 0.04 & 0.52 & 0.44 \end{bmatrix}. \quad \text{(II.14)}$$

En utilisant un tel modèle, la figure II.27 montre la bonne concordance entre les distributions des durées mesurées et celles modélisées.

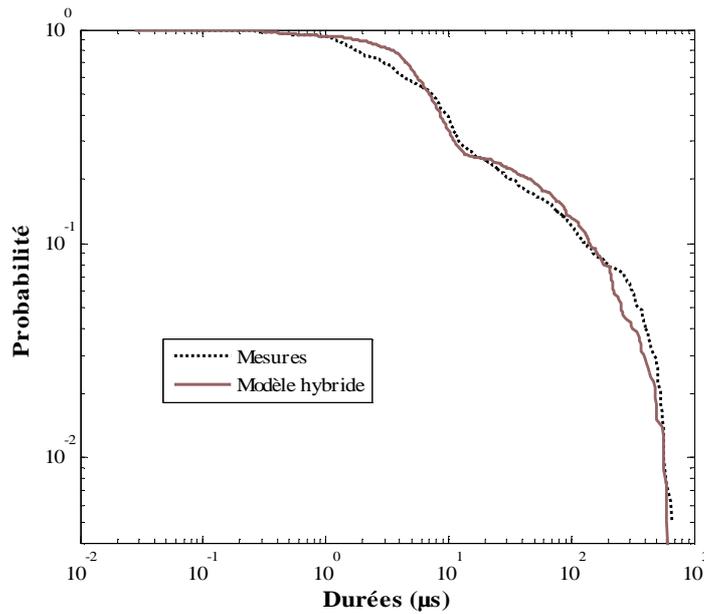


Figure II.27. Résultats du Modèle hybride et des mesures pour les durées des impulsions.

II.4.3.2. Modélisation des temps d'inter-arrivées

La séquence des temps d'inter-arrivées est modélisée par une CMC à 5 états dont les lois de distribution correspondantes sont deux gaussiennes, deux exponentielles, et une loi gamma. La figure II.28 présente les résultats de cette modélisation et les valeurs des différents paramètres des fonctions de distribution sont données dans le tableau II.5.

TIT	Probabilité d'apparition	Loi d'approximation
$[269.87 \mu s, 919.5 \mu s[$	1.64 %	Normale ($\mu = 687.1, \sigma = 215.3$)
$[919.5 \mu s, 22.58 ms[$	38.92 %	Normale ($\mu = 8.85 \cdot 10^3, \sigma = 5.8 \cdot 10^3$)
$[22.58 ms, 550 ms[$	28.72 %	Exponentielle ($\mu = 1.35 \cdot 10^5$)
$[550 ms, 40.94s[$	3.27 %	Gamma ($a = 0.64, b = 1.19 \cdot 10^7$)
$[40.94 s, 2880 s[$	27.46 %	Exponentielle ($\mu = 6.64 \cdot 10^8$)

Tableau II.5. Données d'approximation des TITs du bruit impulsif Indoor par des lois statistiques selon le modèle hybride.

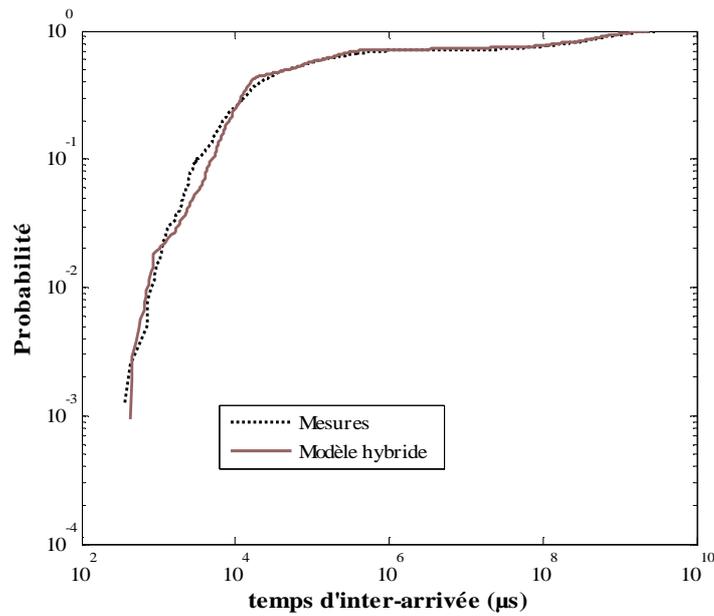


Figure II.28. Résultats du Modèle hybride et des mesures pour les temps d'inter-arrivées des impulsions.

L'expression (II.15) donne la matrice de transition de la CMC.

$$P_{inter} = \begin{bmatrix} 0 & 0.3 & 0.07 & 0 & 0.62 \\ 0.023 & 0.49 & 0.12 & 0.03 & 0.312 \\ 0.02 & 0.289 & 0.372 & 0.03 & 0.28 \\ 0.038 & 0.69 & 0.15 & 0.038 & 0.076 \\ 0 & 0.313 & 0.442 & 0.027 & 0.21 \end{bmatrix}. \quad (\text{II.15})$$

II.4.3.3. Résultat du modèle hybride et comparaison

La génération du bruit impulsif par ce modèle hybride est détaillée dans l'organigramme de la figure II.29.

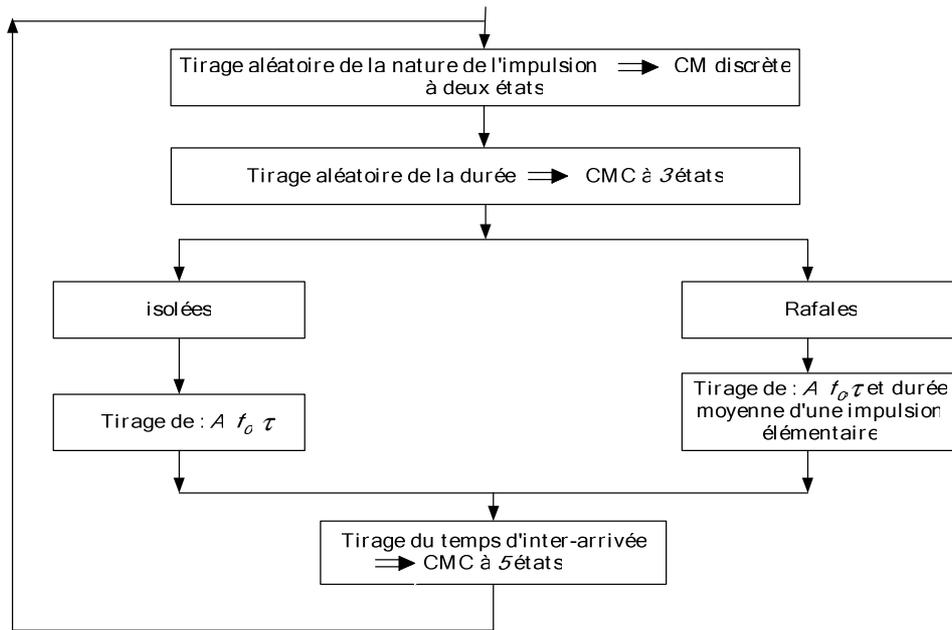


Figure II.29. Principe de la génération du bruit impulsif selon le modèle hybride.

Un exemple de segment de bruit généré par le modèle hybride est illustré par la courbe de la figure II.30.

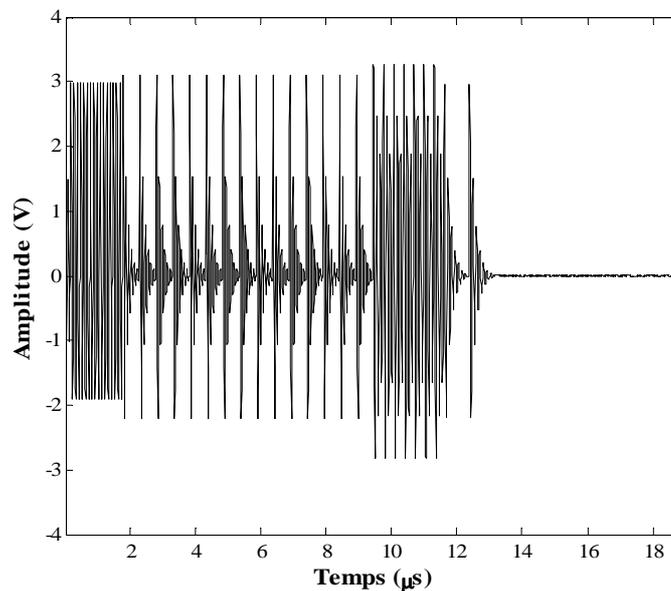


Figure II.30. Exemple de segment de bruit impulsif généré par le modèle hybride.

Il faut noter que l'évolution des caractéristiques de l'impulsion au sein d'une rafale a été prise en compte pour assurer le maximum de fidélité aux mesures et éviter les pics périodiques observés dans la DSP du modèle de Markov dus principalement à la périodicité de la rafale définie initialement comme une répétition de l'impulsion élémentaire.

Afin de valider l'approche hybride, la comparaison est effectuée d'une part par rapport aux mesures, et d'autre part, par rapport au modèle de Markov.

La figure II.31 donne les DSPs moyenne et maximale des deux modèles hybride et de Markov comparées à celles des mesures.

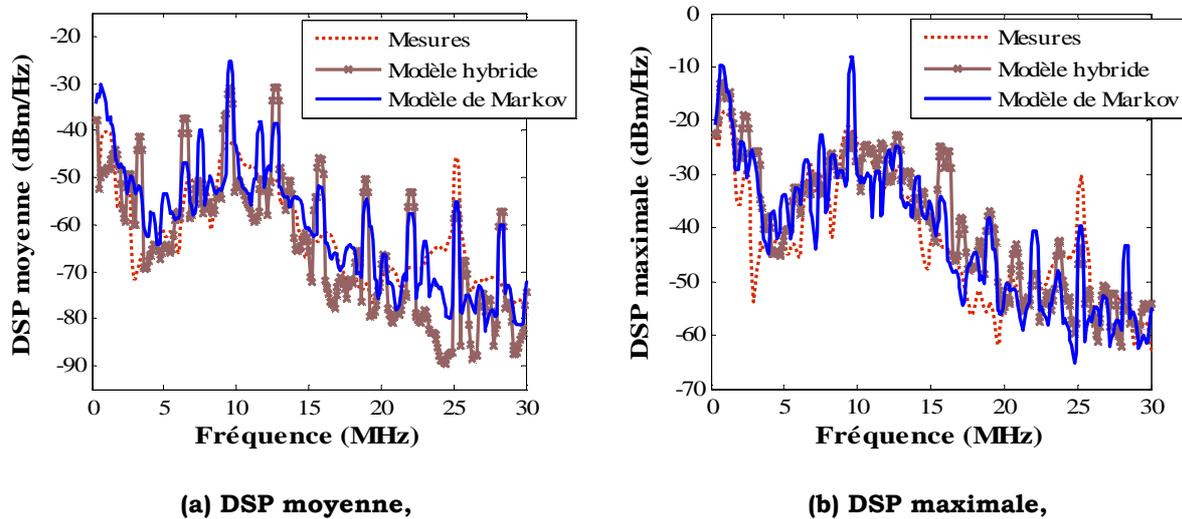


Figure II.31. Comparaison des modèles de Markov et hybride en terme de DSP.

La figure II.31 montre que le modèle hybride, plus simple que le modèle basé intégralement sur les chaînes de Markov, permet de bien suivre les résultats des mesures.

Les performances de la chaîne de communication HomePlug 1.0 sont également déterminés dans ces trois configurations et les résultats sont données dans les figures II.32 et II.33 en terme respectivement de distribution cumulative de présence et d'absence d'octets erronés. Un accord satisfaisant est obtenu.

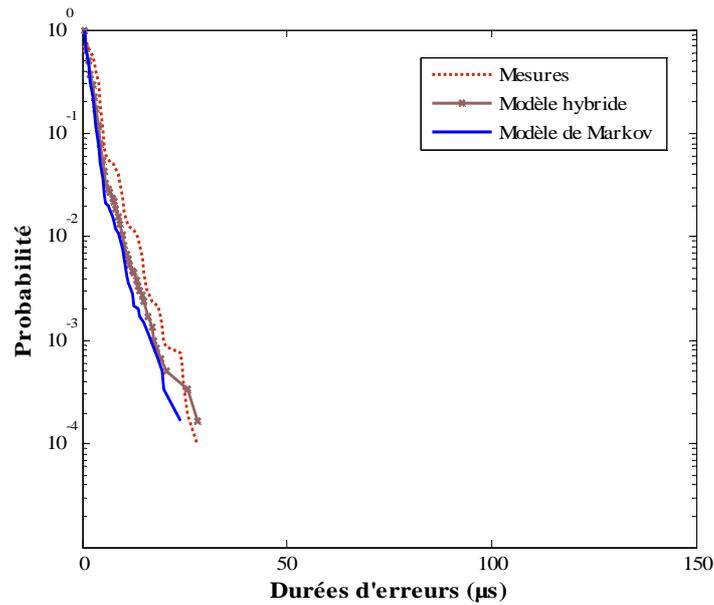


Figure II.32. Distribution cumulative complémentaire des durées d'erreurs - Comparaison des mesures aux modèles hybride et de Markov.

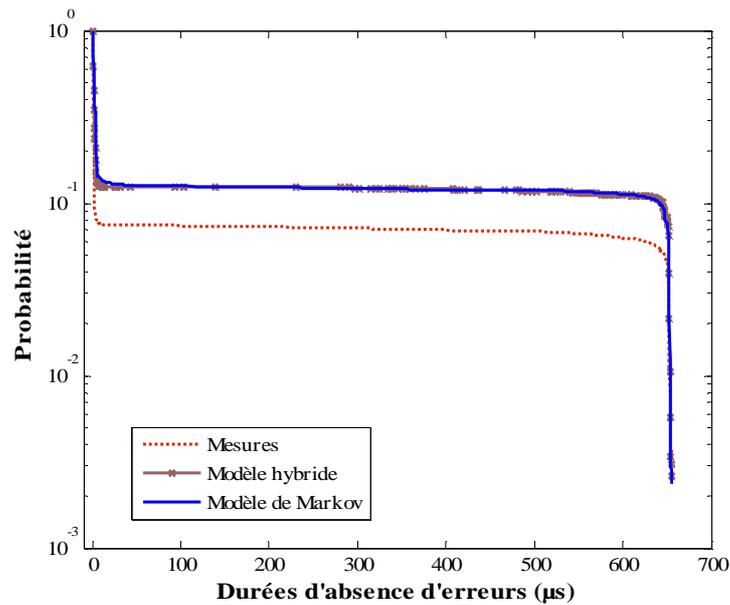


Figure II.33. Distribution cumulative complémentaire des durées d'absence d'erreurs - Comparaison des mesures aux modèles hybride et de Markov.

II.5. Conclusion

L'objectif des travaux présentés dans ce second chapitre portait sur la modélisation du bruit impulsif présent sur le réseau électrique Indoor. Un intérêt particulier a été accordé à cette étape de modélisation compte tenu de

l'importance d'avoir un modèle le plus fidèle possible de la réalité, ce dernier devant être intégré dans des simulateurs de chaînes de communications afin d'évaluer l'apport des techniques de compensation du bruit impulsif proposés dans la suite de cette étude.

La méthodologie suivie a consisté à définir et évaluer les performances de modèles de bruit impulsif en se basant sur les approches classiques de modélisation proposées dans la littérature pour ce type de bruit. Tout d'abord, la pertinence des modèles proposés est analysée en comparant les densités spectrales de puissance des impulsions générées par les modèles à celle déduite des impulsions mesurées. Une approche similaire a été menée concernant l'impact du bruit modélisé et mesuré sur les performances d'une chaîne de communication CPL de type HomePlug 1.0. Cette première étude nous a permis d'écarter la modélisation basée sur l'approche de Middelton. En effet, d'une part les bruits générés par ce modèle simple ne présentent pas les mêmes caractéristiques temporelles que celles du bruit réel, de plus les performances déduites des simulations ont montré un écart important par rapport à celles obtenus avec les impulsions mesurées.

Les chaînes de Markov et le modèle stochastique ont donné des résultats comparables à ceux obtenus expérimentalement. Cependant le modèle de Markov est complexe à mettre en œuvre, car la taille et le nombre des matrices de transitions et de probabilités des observations sont importants. Pour conserver la précision du modèle de Markov tout en évitant sa complexité de mise en œuvre, nous avons proposé un nouveau modèle hybride qui associe les approches de Markov et stochastique. Les durées et des temps d'inter-arrivées qui nécessitaient un nombre de distributions statistiques important pour être fidèles à la réalité seront modélisées par des chaînes de Markov, les autres paramètres seront générés par les lois statistiques fixées dans le modèle stochastique.

Dans la suite de ce travail de thèse, nous nous intéresserons à l'étude et à l'optimisation des techniques de compensation du bruit impulsif. Le modèle hybride sera utilisé pour générer le bruit impulsif à considérer dans les simulations.

Chapitre III

**Mise en œuvre d'une technique de
compensation de bruit impulsif**

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons différents algorithmes pour détecter et annuler le bruit impulsif.

A partir d'une technique de compensation des effets du bruit présentée dans la littérature, nous proposerons une version optimisée dont les différents paramètres seront ajustés pour diminuer les erreurs en présence d'impulsions. Les limitations de cette version seront par la suite justifiées en présence de rafales de bruit.

Les conclusions dégagées de cette première étude nous mèneront à présenter une technique basée sur le même principe d'annulation de bruit, et qui fait appel à une estimation de la puissance de bruit sur chaque symbole temporel à l'entrée du récepteur OFDM considéré.

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre de ce mémoire, le bruit impulsif se décompose en deux catégories : les impulsions isolées et les rafales, d'amplitude similaires, et dont les durées respectives sont en moyenne de $2 \mu s$ et $81 \mu s$, pour les classes d'impulsions dont la pseudo- fréquence est supérieure à $500 kHz$. Compte tenue de ces ordres de grandeur, nous supposons aisément que les impulsions isolées seront nettement moins pénalisantes que les rafales. En conséquence, nous effectuerons l'étude de ces techniques de traitement de bruit en deux étapes, la première en considérant l'impact de l'impulsion élémentaire formant l'élément de base de la rafale, la seconde en tenant compte des rafales.

III.2. Description de la chaîne de transmission et du modèle de bruit

III.2.1. Structure de la chaîne de transmission OFDM

Dans ce travail, nous considérons le schéma de communication proposé par la norme HomePlug 1.0., qui nous permettra d'évaluer les techniques de compensation de bruit puis de codage canal proposées dans cette thèse en comparant leurs performances avec les techniques de correction d'erreurs définies dans HomePlug 1.0. Les spécifications de la couche physique de HomePlug 1.0 ont été exposées dans le paragraphe I.4.1.1 du premier chapitre. Dans cette partie, nous nous intéressons uniquement à l'étage de modulation/démodulation OFDM, illustré sur la figure III.1.

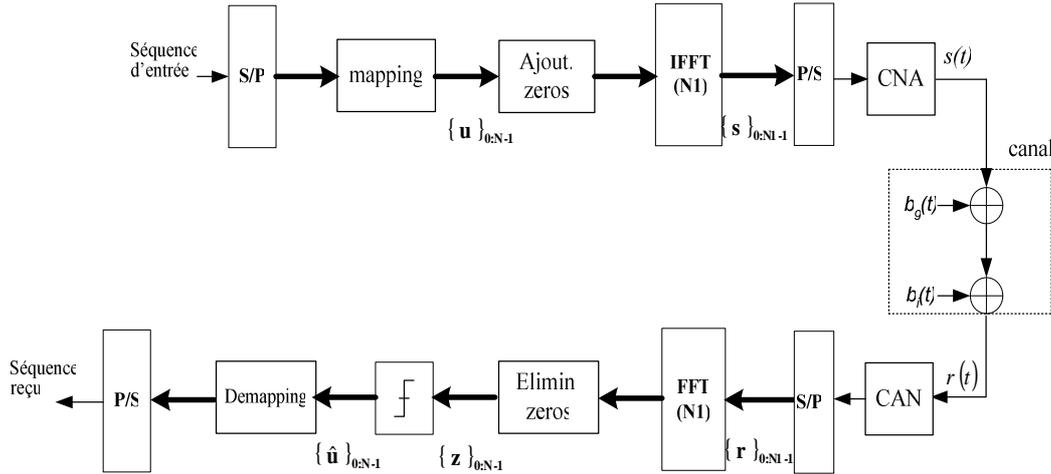


Figure III.1. Schéma de la structure de la chaîne de communication OFDM.

Des séquences de 84 bits, noté N sur la figure III.1, sont tout d'abord converties en symboles BPSK puis 22 zéros sont insérés à chacune de ses extrémités, la taille de cette trame à l'entrée de la IFFT étant de 128, noté $N1$. En sortie de ce module, un symbole OFDM de $N1$ échantillons à 25 MHz est transmis dans le canal, la durée d'un symbole OFDM est de 5.12 μs .

Le débit de la séquence d'entrée est de 16.4 Mbits/s et la bande utile d'émission s'étend de 4.49 MHz à 20.7 MHz. La DSP du signal émis est de -50 dBm/Hz.

Des mesures sur sites ont montré que la DSP du bruit stationnaire est de l'ordre de -140 dBm/Hz au-delà de 2 MHz. De plus, dans la suite nous supposons le canal plat en fréquence avec une atténuation fixée à 0 dB. On obtient à la réception un rapport signal sur bruit (SNR) de 90 dB. Ainsi, dans la figure III.1, $b_g(t)$ représente un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et dont la variance est calculée de manière à obtenir un SNR de 90 dB. Le bruit impulsif noté $b_i(t)$ sera décrit dans le paragraphe suivant.

III.2.2. Modèle de bruit impulsif

Nous utilisons dans les simulations le modèle hybride de bruit impulsif. Ce modèle décrit l'impulsion avec une sinusoïde amortie dont les paramètres caractéristiques sont l'amplitude (A), sa pseudo-fréquence (f_0), son facteur d'amortissement ($1/\tau$), ou son facteur d'amortissement normalisé défini par $k = \frac{1}{\tau f_0}$, sa durée (T_d) et son temps d'inter-arrivée (TIT). L'expression analytique

de l'impulsion est $b_i(t) = A \sin(j2\pi f_0 t) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$. A l'exception des paramètres

temporels T_d et TIT qui sont obtenus en utilisant des CMCs respectivement à 3

et 5 états, les autres paramètres sont déterminés par approximation de leurs distributions grâce aux lois mentionnées dans le tableau II.3.

Cependant pour étudier les techniques d'annulation de bruit, nous considérons d'abord l'effet d'une impulsion élémentaire, ensuite celui d'une rafale. Comme paramètre caractérisant la puissance du bruit impulsif, nous avons choisi d'utiliser le rapport signal sur bruit en introduisant la notion du *SINR* (*Signal to Impulsif Noise Ratio*) défini par l'expression (III.1).

$$SINR = \frac{P_{signal}}{P_{impulse}}, \quad \text{(III.1)}$$

Avec

- P_{signal} : la puissance du symbole OFDM reçu
- $P_{impulse}$: la puissance moyenne de bruit d'une impulsion élémentaire calculée sur la durée T_{OFDM} d'un symbole OFDM.

D'après les courbes de la figure I.16 représentant la DSP maximale du bruit impulsif et en considérant une DSP du signal transmis de -50 dBm/Hz, on peut obtenir des *SINR* variant entre -30 dB et 0 dB. Notons qu'aucune atténuation dans le canal n'est prise en compte dans les simulations. La puissance de bruit étant dépendante des quatre paramètres de l'impulsion élémentaire, nous avons choisi de faire varier uniquement l'amplitude et de fixer les trois autres paramètres soit à leurs valeurs moyennes pour la durée et le facteur d'amortissement, soit à la valeur la plus probable pour les fréquence. La figure III.2 illustre la densité de probabilité des pseudo-fréquences comprises dans la bande HomePlug 1.0, entre 4.49 MHz et 20.7 MHz, et montre qu'une pseudo-fréquence de 9 MHz est un choix judicieux. Les paramètres fixes de l'impulsion élémentaire sont donnés dans le tableau III.1.

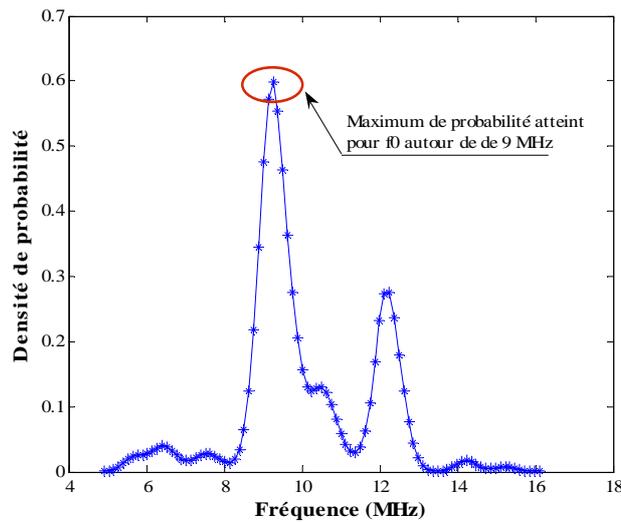


Figure III.2. Densité de probabilité de la séquence des pseudo- fréquences mesurées dans la bande [4.49 MHz, 20.7 MHz].

Paramètres	Pseudo- fréquence (f_0)	Durée (T_d)	Facteur d'amortissement normalisé (k)
Impulsion moyenne	9 MHz	2 μ s	0.54

Tableau III.1. Valeurs des paramètres d'une impulsion moyenne.

Enfin, une rafale est modélisée par une succession d'impulsions élémentaires de même caractéristiques, l'amplitude variant selon le $SINR$ souhaité et le nombre d'impulsions par rafale variant selon la durée de la rafale.

Afin de valider notre modèle, une étude préliminaire consiste à évaluer l'effet d'une impulsion élémentaire sur les performances de la chaîne HomePlug dépourvue de tout module de codage de canal pour différentes valeurs de $SINR$. Pour cela, nous avons développé en annexe III les expressions analytiques de sa puissance et sa probabilité d'erreurs (P_{eb}). Ensuite nous avons comparé l'expression théorique (AIII.25) de P_{eb} et le TEB (Taux d'erreurs binaires) obtenu par notre modèle en effectuant 5000 tests, chaque test portant, comme précédemment, sur un symbole OFDM entachée d'une impulsion élémentaire dont les caractéristiques sont celles données ci-dessus, le temps d'occurrence de l'impulsion au sein d'un symbole OFDM suivant une loi uniforme.

Les résultats théoriques et ceux issus de la simulation sont illustrés sur la figure III.3 sur laquelle on peut noter un très bon accord entre les deux approches.

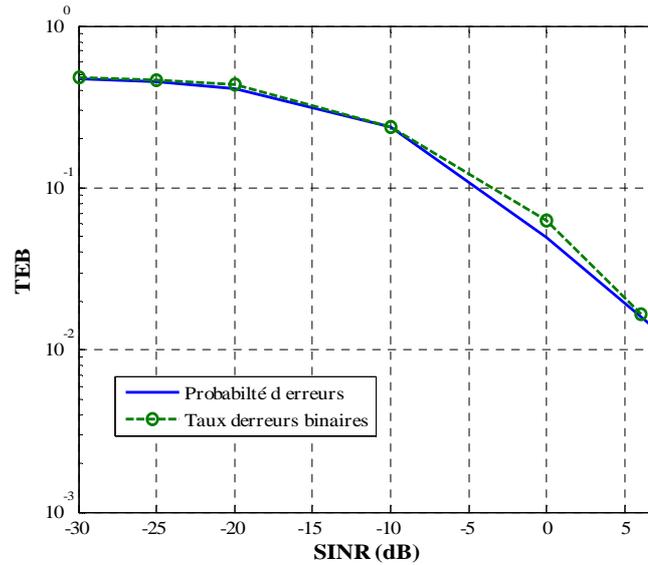


Figure III.3. Effet d'une impulsion élémentaire moyenne du bruit impulsif sur la liaison OFDM en terme de TEB et P_{eb} .

III.3. Etat de l'art des techniques de compensation de bruit

Le problème de bruit impulsif se pose non seulement pour les systèmes CPL, mais aussi pour les techniques DSL. Plusieurs résultats de recherche sont présentés dans la littérature dans le but de réduire l'effet de la perturbation engendrée par ce type de bruit [Degardin02a, Fukami02, Henkel95, Kato03, Kim95, Petrovic03, Rangachiri04, Rouissi04b]. Nous présenterons dans ce paragraphe les avantages et inconvénients des différentes techniques de suppression de bruit ajoutées au niveau du récepteur. Les techniques de codage de canal seront étudiées dans le chapitre suivant.

III.3.1. Récepteur optimum DPSK

La structure de ce récepteur, présentée sur la figure III.4, a été établie en considérant la classe A du modèle de Middleton [Fukami02, Umehara02] du bruit impulsif.

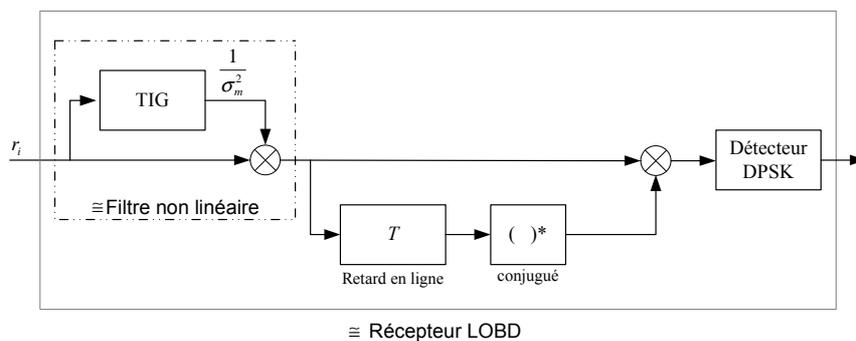


Figure III.4. Schéma bloc du récepteur optimum DPSK.

L'idée de cette technique provient de celle du récepteur LOBD (Locally Optimum Bayes Detector) conçu par [Spaulding77] pour s'affranchir du bruit gaussien. Le récepteur LOBD est composé d'un détecteur conventionnel non cohérent DPSK auquel on ajoute un filtre non linéaire adaptatif défini par l'expression (III.2).

$$l(z) = -\frac{\partial}{\partial x} \text{Ln}(p_z(z)) - j \frac{\partial}{\partial y} \text{Ln}(p_z(z)), \quad (\text{III.2})$$

où $p_z(z)$ est la fonction densité de probabilité du bruit, et x et y sont respectivement les parties réelle et imaginaire de z .

En appliquant cette expression à l'échantillon reçu r_i affecté par le bruit impulsif de la classe A de Middleton, il a été montré dans [Fukami02] que :

$$l(r_i) = \frac{|r_i|}{\sigma_m^2}, \quad (\text{III.3})$$

avec σ_m^2 la variance du bruit impulsif, m étant l'indice de la source de bruit, comme définie dans [Spaulding77, Middleton73]. Pour des raisons de simplification, m a été considéré variant entre 0 et 2 [Fukami02]. D'où, le générateur TIG (Trusty Information Generator) a été conçu afin d'estimer le paramètre m , selon le critère du "maximum de ressemblance" ("most likely") et calculer par la suite la valeur de $\frac{1}{\sigma_m^2}$. Physiquement, ce générateur a pour fonction d'amplifier la composante gaussienne du bruit dans le signal reçu et d'atténuer sa composante impulsive [Fukami02].

L'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle est conçue selon un modèle spécifique de bruit impulsif à savoir celui de Middleton dont nous avons montré l'inadéquation aux mesures dans le chapitre II.

III.3.2. Algorithme adaptatif d'élimination de bruit

Le principe de cet algorithme, illustrée dans la figure III.5, se base sur l'utilisation d'une transformation non linéaire du signal permettant d'éliminer le bruit impulsif [Kim95].

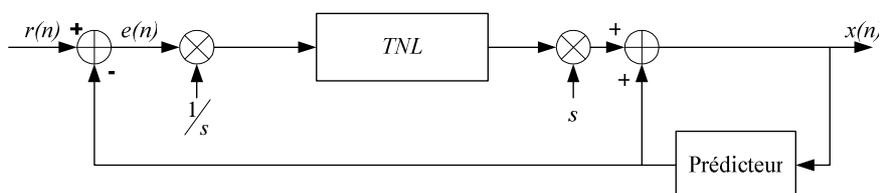


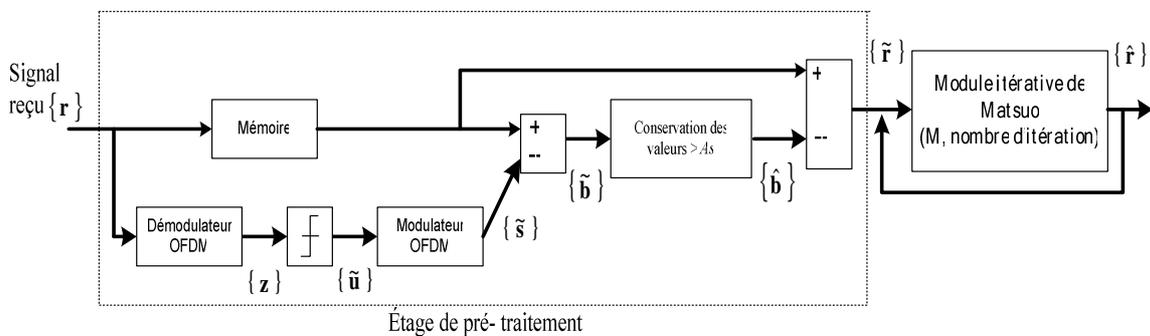
Figure III.5. Schéma bloc du récepteur avec transformation non linéaire pour l'élimination du bruit impulsif.

Le signal reçu $r(n)$ est d'abord multiplié par un gain de contrôle du niveau de signal permettant de protéger l'étage non linéaire contre les amplitudes très élevées. La transformation non linéaire (TNL) est ensuite appliquée au signal reçu pour annuler les échantillons affectés par le bruit impulsif. Le prédicteur est par la suite utilisé pour estimer les valeurs des échantillons qui ont été annulés, à partir des valeurs précédentes [Kim95].

Ce schéma de traitement de bruit est très complexe à réaliser. En effet, le choix de la valeur de gain s , de la caractéristique de la TNL et des coefficients du prédicteur doit être judicieux pour aboutir à des résultats satisfaisants. Cela n'est pas garanti avec le bruit impulsif dont les caractéristiques varient beaucoup au cours du temps.

III.3.3. Module de traitement de bruit proposé par Matsuo

Le traitement proposé par [Matsuo02, Degardin02a] consiste, grâce à un procédé récursif, à déterminer dans le domaine temporel les amplitudes les plus importantes du bruit, puis à les soustraire du signal reçu. Le synoptique de la figure III.6 présente en détail le module de Matsuo, optimisé par [Degardin02a] par l'ajout d'un étage de pré-traitement de bruit.

**Figure III.6. Schéma bloc du module de Matsuo de traitement de bruit avec étage de pré-traitement.**

Dans l'étage de pré-traitement, le vecteur $\{\hat{b}\}$ représente une estimation des échantillons du bruit dont les amplitudes sont supérieures à une valeur seuil A_s . Cette dernière avait été déterminée en étudiant les statistiques de l'amplitude d'un signal OFDM. En effet, un échantillon est supposé contenir du bruit pour une grande partie si son amplitude est supérieure à l'amplitude maximale d'un symbole OFDM.

Le module itératif de Matsuo, se différencie de l'étage de prétraitement par son calcul de $\{\hat{b}\}$, qui est obtenu en conservant les M échantillons, nommés par

la suite candidats, d'amplitudes les plus grandes. Le bruit estimé à sa sortie représente la somme du bruit réel et de l'erreur de décision introduite par le démodulateur OFDM, cette erreur devant se réduire à chaque itération.

L'ajout de l'étage de pré-traitement se justifie par la difficulté à choisir la valeur M de candidats très critique pour certains types de bruit, et notamment pour ceux présents sur les lignes d'énergie. En effet, une corrélation entre la valeur de M , la durée et la puissance de la rafale n'est pas évidente.

Dans la suite de notre travail, nous avons choisi d'étudier plus en détail le module de traitement de bruit impulsif et de proposer une amélioration de ses performances. Notre choix est motivé par le fait que le module de Matsuo est indépendant du type de bruit, son principe est simple et il est adapté à une transmission multi-porteuse de type OFDM. De même, cet algorithme a été utilisé dans le cas d'une modulation multi-porteuse OFDM-QPSK et un bruit impulsif suivant la classe A du modèle de Middleton et a permis une amélioration de 4 dB pour un TEB de 10^{-3} [Matsuo02].

III.4. Optimisation du module de Matsuo

III.4.1. Etude de l'étage de pré-traitement

Pour déterminer la valeur optimale du seuil A_s , nous avons considéré les statistiques de l'amplitude du signal OFDM généré. Un échantillon reçu est ainsi supposé être affecté par le bruit si son amplitude est supérieure à l'amplitude maximale du signal OFDM. Cette étude statistique est basée sur l'analyse des signaux OFDM générés par la simulation de la chaîne de communication décrite dans le paragraphe III.2.1. Le résultat de cette étude, illustré dans la figure III.7, sera utilisé pour le choix de la valeur de A_s . Cette courbe montre que la probabilité d'avoir une amplitude de signal supérieure aux seuils $[0.49 ; 0.6 ; 0.7 ; 0.83 ; 0.9 ; 1]$, est respectivement de 10^{-2} , 10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-5} , 10^{-6} et 10^{-7} .

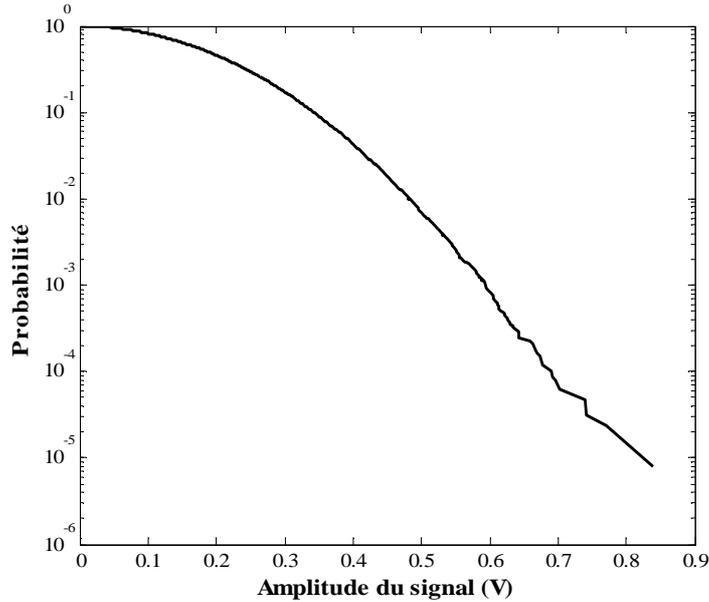


Figure III.7. Distribution cumulative complémentaire de l'amplitude du signal OFDM.

Afin de montrer l'amélioration des performances de la chaîne apportée par l'étage de pré-traitement seul et optimiser le choix de la valeur de A_s , nous observons le nombre moyen de bits erronés par symbole OFDM en sortie de ce premier étage. Cette étude est réalisée en fonction du $SINR$ sur une moyenne de 1000 tests, chaque test portant sur la perturbation d'un symbole OFDM par une impulsion élémentaire. Le temps d'occurrence de l'impulsion suit une loi uniforme.

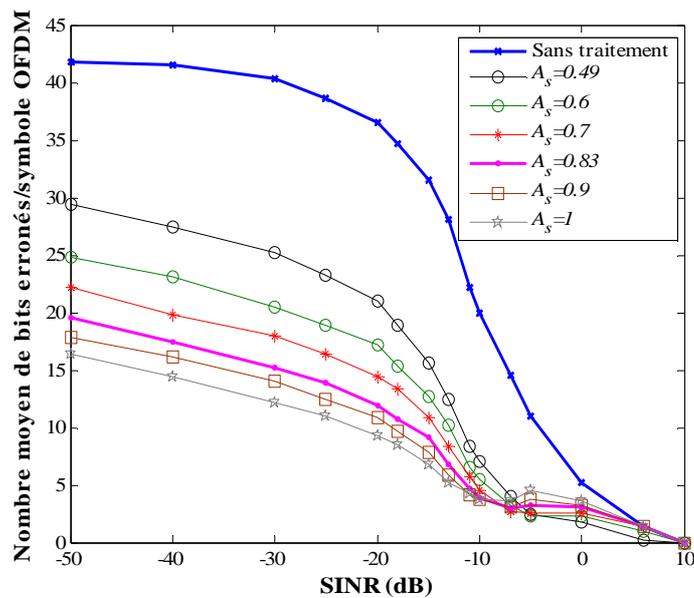


Figure III.8. Apport de l'étage de pré-traitement pour A_s fixe.

La courbe de la figure III.8 notée sans traitement sert de référence puisqu'elle présente le nombre de bits erronés de la chaîne de transmission sans traitement de bruit. Les autres courbes présentent les performances de la chaîne avec l'étage de pré-traitement pour différentes valeurs de seuil A_s et montrent que ce module contribue à minimiser les erreurs dues au bruit impulsif. A partir d'un seuil supérieur à 0.83, on constate que le nombre de bits erronés par symbole OFDM évolue peu en fonction de A_s . Dans la suite de l'étude, nous avons choisi $A_s = 0.83$ comme amplitude seuil du signal OFDM, la probabilité d'avoir des valeurs supérieures à celle étant de l'ordre de 10^{-5} .

Il faut noter que lorsque le $SINR$ diminue (< -20 dB), nous atteignons un pourcentage d'erreurs binaires par symbole OFDM de presque 50 % si aucun traitement n'est effectué, la décision est dans ce cas complètement aléatoire malgré une durée de l'impulsion de $2 \mu s$. Ce comportement est évident car avec le procédé de la FFT, le bruit s'étale dans la bande de transmission et le nombre de sous-porteuses affectées par le bruit augmente.

III.4.2. Etude du module itératif de Matsuo

Dans cette étude, nous nous proposons de déterminer le nombre de candidats M et le nombre d'itérations optimum qui permettent les meilleures performances.

Pour déterminer la valeur optimale de M , notée M_{opt} , une série de simulations est réalisée pour différentes valeurs de $SINR$ et le résultat est donné par la figure III.9. $M = -1$ signifie qu'aucun traitement de bruit n'est effectué, et pour $M = 0$, seul l'étage de pré-traitement est intégré. Ces simulations sont réalisées avec une seule itération dans le module de Matsuo.

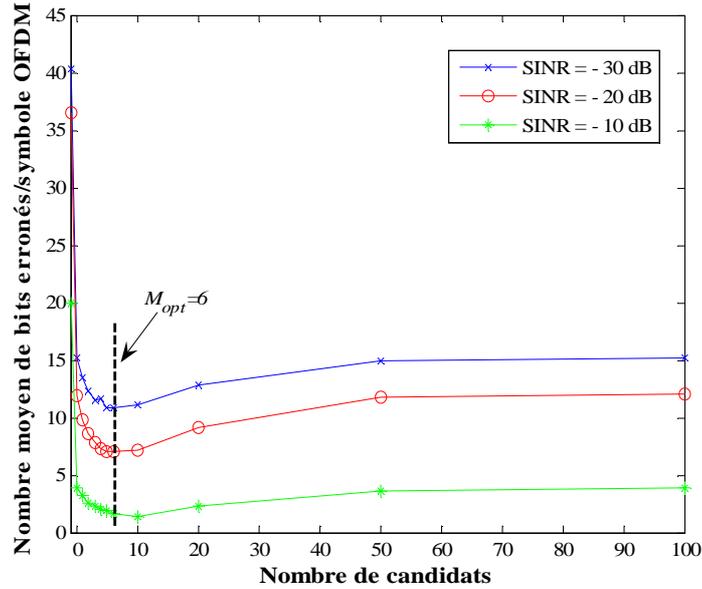


Figure III.9. Influence du nombre de candidats M sur le nombre moyen de bits erronés par symbole OFDM.

D'après la figure III.9, nous remarquons que quelque soit le $SINR$, le nombre d'erreurs diminue pour M compris entre 4 et 10, et que au delà de cette valeur, le nombre d'erreurs augmente de nouveau. La valeur optimale de M correspondant au minium des courbes est $M_{opt} = 6$.

Pour déterminer le nombre d'itérations optimal, une série de simulations est réalisée en fixant M à sa valeur optimale et en faisant varier le nombre d'itérations. Les résultats sont présentés figure III.10 pour laquelle un nombre d'itérations de -1 signifie, comme pour la figure III.9, qu'aucun traitement de bruit n'est effectué, et qu'un nombre nulle signifie que seul l'étage de pré-traitement est intégré

Les courbes de la figure III.10 montrent qu'à partir de la troisième itération le nombre de bits erronés ne varie plus de façon significative. Nous choisissons de fixer à 3 le nombre d'itérations, ce qui semble être un bon compromis entre performances et temps de traitement.

Cependant, il faut noter que l'amélioration apportée par le module itératif n'est pas très significative en terme de nombre d'erreurs par rapport à celle de l'étage de pré-traitement, même en utilisant M_{opt} .

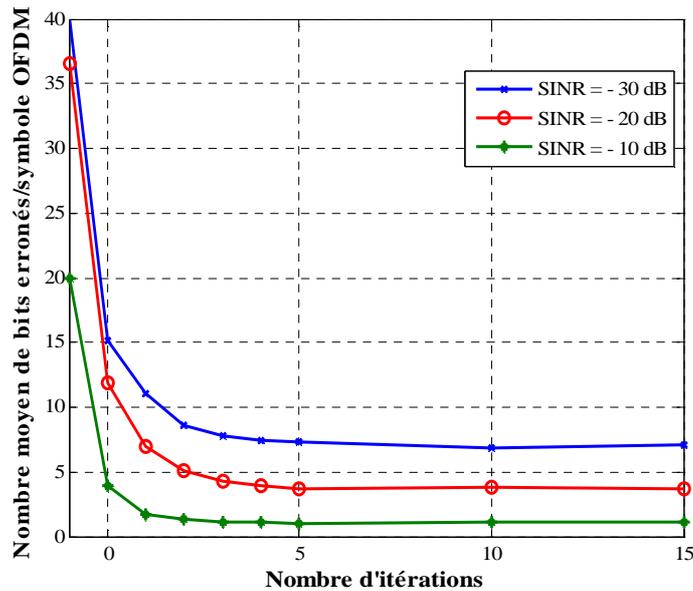


Figure III.10. Influence du nombre d'itérations sur les performances du module de traitement.

En conclusion, ces études paramétriques ont prouvé qu'en présence d'une impulsion élémentaire de durée $2 \mu s$, il est judicieux de choisir un seuil de détection de 0.83 dans l'étage de pré-traitement, et de fixer pour le module itératif un nombre de candidats $M_{opt} = 6$ et un nombre d'itérations de 3.

Dans cette partie, nous avons présenté brièvement les performances de la technique de traitement de bruit telle qu'elle est définie dans la littérature en se contentant d'analyser l'influence d'une impulsion élémentaire sur les performances de la liaison. L'impact d'une rafale de bruit sera traité dans la suite de ce chapitre.

III.4.3. Optimisation de l'étage de pré-traitement

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré que l'étage itératif de Matsuo n'apporte pas une amélioration significative du nombre de bits erronés par symbole OFDM par rapport à l'étage de pré-traitement utilisé seul. Pour cela, nous allons mettre l'accent sur ce premier étage en proposant des traitements supplémentaires pour diminuer le nombre d'erreurs.

Nous avons déjà mentionné que cet étage est caractérisé par un seuil A_s au dessus duquel l'échantillon reçu est supposé être affecté par le bruit. Le choix de A_s dépend du niveau du signal OFDM pour lequel nous avons effectué une étude statistique pour déterminer une valeur adéquate représentant un niveau maximum que le signal OFDM pourrait atteindre pour une probabilité donnée.

Cependant, l'amplitude des échantillons du bruit impulsif varie aléatoirement dans le temps et peut très souvent être en dessous de A_s . Dans ce cas, le bruit ne serait pas détecté et nous aurons un résidu égal à la différence entre l'amplitude du signal réel et celui estimé encore bruité. Ce résidu peut parfois être de même grandeur que l'amplitude du signal OFDM, et peut par conséquent introduire des erreurs de décision.

L'idée qui peut être appliquée dans ce cas consiste à fixer le seuil A_s en tenant compte plutôt de l'amplitude minimale de bruit estimée $\{\tilde{\mathbf{b}}\}$. Comme la puissance de bruit impulsif est variable, il serait donc intéressant d'adapter la valeur de A_s selon cette puissance pour chaque durée de symbole OFDM. Ainsi, il faut d'abord estimer la puissance de bruit pour chaque période T_{OFDM} , ensuite fixer A_s en fonction de cette puissance estimée. Cette estimation de puissance s'effectue si la puissance du signal utile est connue [Pauluzzi00].

Pour estimer la puissance du bruit impulsif, nous avons étudié deux estimateurs inspirés des techniques d'estimation de SNR dans un canal BBAG (Bruit Blanc Additif Gaussien) et appliqués à des signaux modulés en BPSK. Le premier estimateur, noté ML (Maximum Likelihood) s'appuie sur la fonction de maximum de vraisemblance, le second concerne l'estimateur SNV (Squared signal to Noise Variance) et dépend des moments du premier et second ordre des échantillons du signal reçu [Pauluzzi00].

L'étude analytique des deux estimateurs est détaillée en annexe IV et les expressions de la puissance de bruit déduite des estimateurs ML et SNV sont respectivement données par (AIV.16) et (AIV.20):

$$\begin{cases} p\hat{b}i_{ML} = \frac{1}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} |r_n|^2 + P_s + P_{bg} - \frac{2}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} \text{Real}(r_n^* \tilde{s}_n) - \frac{2}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} \text{Real}(r_n^* \tilde{b}g_n) + \frac{2}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} \text{Real}(\tilde{s}_n^* \tilde{b}g_n) \\ p\hat{b}i_{SNV} = \frac{1}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} |r_n|^2 - P_s - P_{bg} \end{cases}$$

Où P_s est la puissance du signal émis, P_{bg} et $\tilde{b}g_n$ respectivement la puissance et un échantillon du bruit blanc gaussien.

III.4.3.1. Choix de l'estimateur

Une comparaison des performances des deux estimateurs étudiés (ML et SNV) est réalisée en terme d' EQM en effectuant une série de 2000 tests. Dans chacun des tests, une impulsion élémentaire moyenne de durée $2 \mu s$ vient perturber un symbole OFDM, et sa puissance est estimée par les deux méthodes ML et SNV . Le résultat de cette étude est représenté dans la figure III.11.

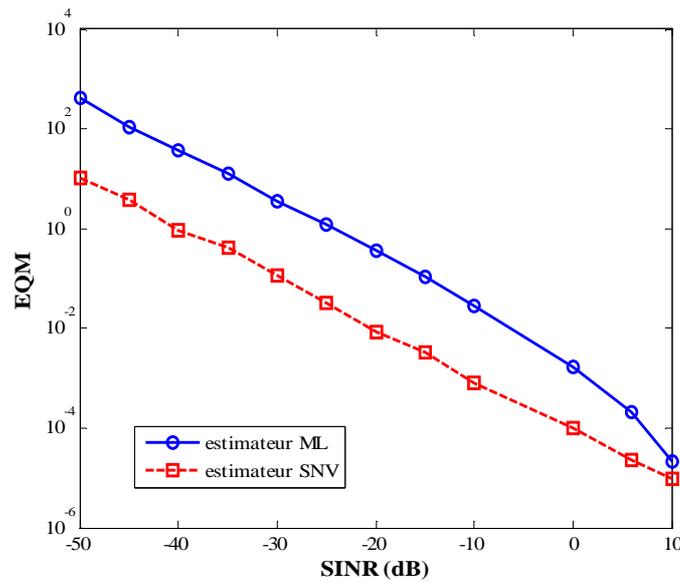


Figure III.11. Comparaison des performances des estimateurs *ML* et *SNV* en terme d'*EQM*.

Le résultat de la figure III.11 montre que l'estimateur *SNV* est le plus performant, nous l'utiliserons alors dans la suite de ce travail.

III.4.3.2. Contribution du seuil adaptatif

Une relation doit être trouvée entre la puissance estimée du bruit impulsif et A_s . La démarche suivie est ici intuitive en proposant trois valeurs de A_s , en fonction de la puissance estimée du bruit, et notées sur la courbe. Sur la figure III.12, les performances de l'étage adaptatif sont données en terme de nombre de bits erronés, pour les différentes valeurs de A_s testées.

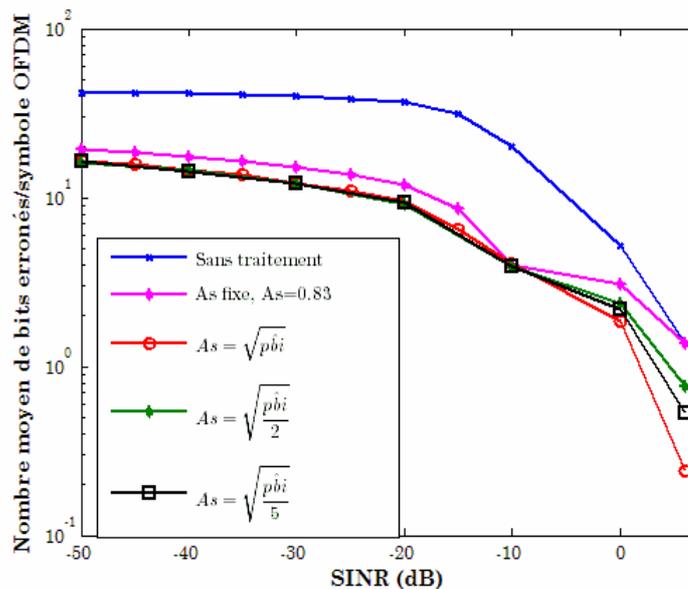


Figure III.12. Apport de l'étage de pré-traitement pour A_s adaptatif.

Les courbes notées « sans traitement » et « A_s fixe » servent de référence et mettent en relief l'amélioration apportée par le traitement d'adaptation du seuil mis à jour pour chaque période symbole T_{OFDM} . Cet apport n'est pas très significatif pour les faibles $SINR$. Quand le $SINR$ devient grand, l'amplitude du bruit devient comparable à celle du signal OFDM, voir même plus faible si le $SINR > 0$ dB. Dans ce cas, il serait plus intéressant de considérer un seuil adaptatif.

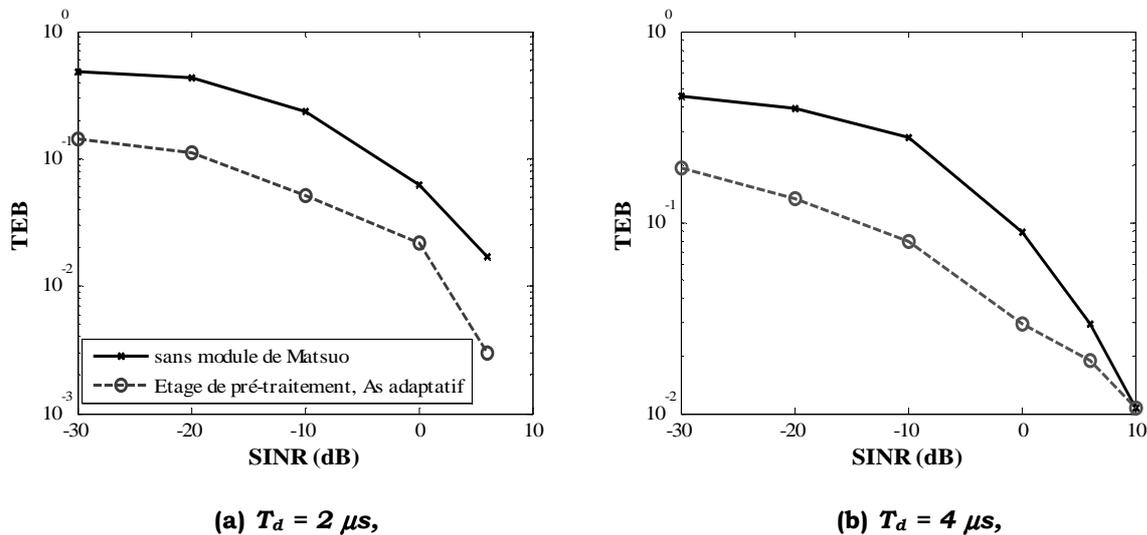
Nous choisissons dans toute la suite $A_s = \sqrt{p\hat{b}i}$, qui confère les meilleures performances.

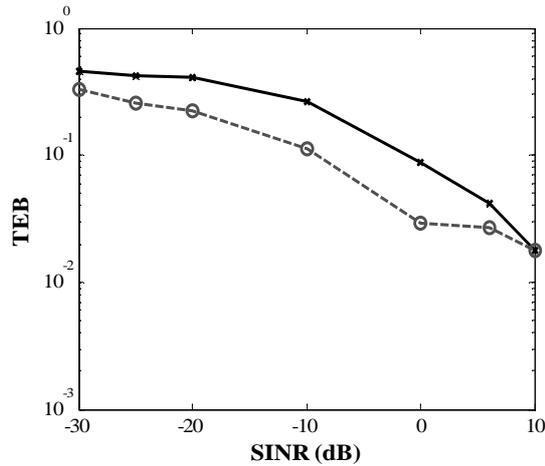
III.4.3.3. Impact de la rafale

Pour vérifier les performances du module de pré-traitement adaptatif, nous avons traité dans cette partie le cas d'une impulsion en rafale de durée variable.

Les courbes de la figure III.13 illustrent les performances de la technique optimisée sous sa nouvelle version pour une impulsion élémentaire puis pour une rafale de durées respectivement égale à $4 \mu s$ et $5.12 \mu s$. Dans ce dernier cas, la rafale perturbe la totalité d'un symbole OFDM.

Dans les simulations, chaque test considère un seul symbole OFDM, leur traitement s'effectue indépendamment les unes des autres. On considère $A_s = \sqrt{p\hat{b}i}$





(c) $T_d=5.12 \mu s$,

Figure III.13. Performances de l'étage de pré-traitement optimisé pour différentes durées de rafales.

Sur les courbes de la figure III.13, nous remarquons que l'efficacité du traitement adaptatif diminue quand la durée des rafales augmente. Ceci peut être expliqué mathématiquement en considérant la structure de la chaîne de communication avec l'étage de pré-traitement optimisé.

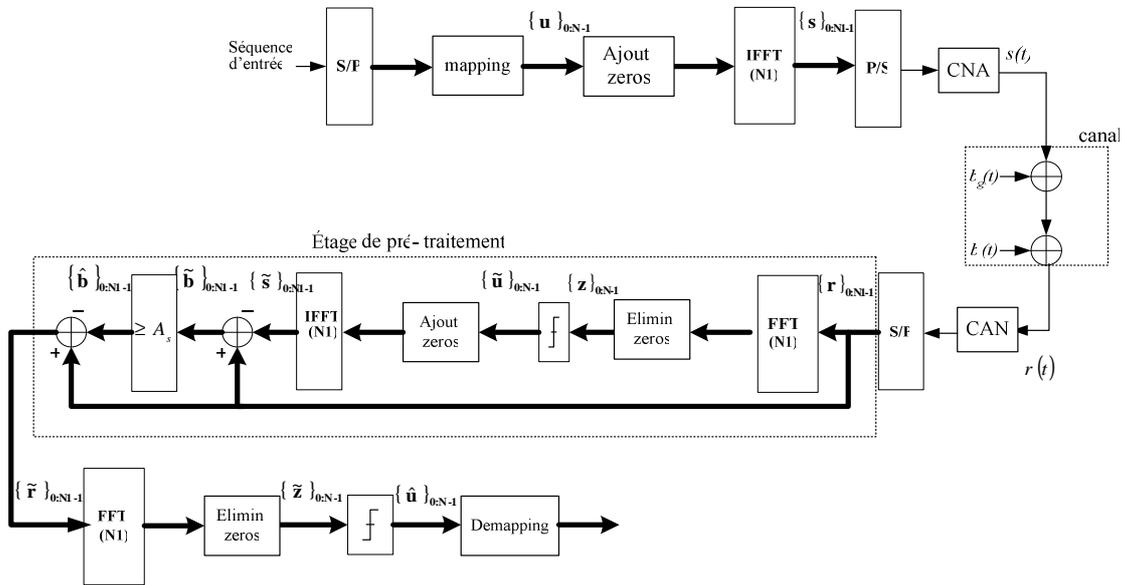


Figure III.14. Structure de la chaîne OFDM avec l'étage de pré-traitement.

Soit $P_{eb,Matsuo,k}$ la probabilité d'erreur sur la $k^{ième}$ voie lorsqu'on fait appel à l'étage de pré-traitement du module de Matsuo, et $P_{eb, sans Matsuo,k}$ sa probabilité d'erreurs pour une chaîne OFDM conventionnel.

D'abord,

$$P_{eb, Matsuo, k} = \Pr ob[\hat{u}_k = -1/u_k = 1] \Pr ob[u_k = 1] + \Pr ob[\hat{u}_k = 1/u_k = -1] \Pr ob[u_k = -1] \quad \text{et}$$

$$P_{eb, \text{ sans Matsuo, } k} = \Pr ob[\tilde{u}_k = -1/u_k = 1] \Pr ob[u_k = 1] + \Pr ob[\tilde{u}_k = 1/u_k = -1] \Pr ob[u_k = -1].$$

Pour déterminer $P_{eb, Matsuo}$, il suffit donc de déterminer $\Pr ob[\hat{u}_k = -1/u_k = 1]$ et $\Pr ob[\hat{u}_k = 1/u_k = -1]$.

D'une part,

$$\begin{aligned} \hat{u}_k = -1 &\Rightarrow \text{Real}(\tilde{z}_k) \leq 0 \\ &\Rightarrow \text{Real}(FFT(\{\tilde{\mathbf{r}}\})|_k) \leq 0 \\ &\Rightarrow u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} + \text{Real}(FFT(\{\mathbf{b}\} - \{\hat{\mathbf{b}}\})|_k) \leq 0 \\ &\Rightarrow \text{Real}(FFT(\{\mathbf{b}\} - \{\hat{\mathbf{b}}\})|_k) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \end{aligned} \quad \text{(III.4)}$$

D'autre part, la rafale perturbe le symbole OFDM en entier, donc, pour un SINR faible, $\{\hat{\mathbf{b}}\} = \{\tilde{\mathbf{b}}\}$, ce qui donne (III.5).

$$\text{Real}(FFT(\{\mathbf{b}\} - \{\hat{\mathbf{b}}\})) = \text{Real}(FFT(\{\mathbf{b}\} - \{\tilde{\mathbf{b}}\})). \quad \text{(III.5)}$$

Cependant,

$$\begin{aligned} \text{Real}(FFT(\{\mathbf{b}\} - \{\tilde{\mathbf{b}}\})|_k) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} &\Rightarrow \text{Real}(FFT(\{\tilde{\mathbf{s}}\} - \{\mathbf{s}\})|_k) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \\ &\Rightarrow \text{Real}\left(FFT\left(IFFT\left(\{\tilde{\mathbf{u}}\} - \{\mathbf{u}\} \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}}\right)\right)|_k\right) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \\ &\Rightarrow \tilde{u}_k - u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \\ &\Rightarrow \tilde{u}_k \leq 0 \Rightarrow \tilde{u}_k = -1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\Rightarrow \text{Real}(z_k) \leq 0 \\ &\Rightarrow \text{Real}(FFT(\{\mathbf{r}\})|_k) \leq 0 \\ &\Rightarrow \text{Real}(FFT(\{\mathbf{b}\})|_k) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \end{aligned}$$

D'où

$$\Pr ob \left[\text{Real} \left(FFT \left(\{\mathbf{b}\} - \{\tilde{\mathbf{b}}\} \right) \Big|_k \right) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \right] = \Pr ob \left[\text{Real} \left(FFT \left(\{\mathbf{b}\} \right) \Big|_k \right) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \right] \quad (\text{III.6})$$

D'après les expressions (III.4), (III.5) et (III.6), nous pouvons conclure (III.7).

$$\begin{aligned} \Pr ob[\hat{u}_k = -1/u_k = 1] &\Rightarrow \Pr ob \left[\text{Real} \left(FFT \left(\{\mathbf{b}\} - \{\tilde{\mathbf{b}}\} \right) \Big|_k \right) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \right] \\ &\Rightarrow \Pr ob \left[\text{Real} \left(FFT \left(\{\mathbf{b}\} \right) \Big|_k \right) \leq -u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \right] \\ &\Rightarrow \Pr ob[\tilde{u}_k = -1/u_k = 1] \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

De la même manière, nous avons

$$\Pr ob[\hat{u}_k = 1/u_k = -1] = \Pr ob[\tilde{u}_k = 1/u_k = -1]. \quad (\text{III.8})$$

Ainsi, les expressions (III.7) et (III.8) nous permettent de conclure que

$$P_{eb, Matsuo} = P_{eb, sans Matsuo}$$

Physiquement, ce résultat peut aussi être interprété de la manière suivante : lorsqu'une rafale perturbe tout le symbole OFDM, tous les échantillons reçus sont supposés affectés par le bruit impulsif. D'où, quelque soit l'indice n , $\hat{b}_n = \tilde{b}_n$, d'où

$$\begin{aligned} \{\tilde{\mathbf{r}}\} &= \{\mathbf{r}\} - \{\tilde{\mathbf{b}}\} && \Rightarrow FFT(\{\tilde{\mathbf{r}}\}) = FFT \left(IFFT \left(\{\tilde{\mathbf{u}}\} \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \right) \right) \\ &= \{\tilde{\mathbf{s}}\} \\ &= IFFT \left(\{\tilde{\mathbf{u}}\} \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \right) && = \{\tilde{\mathbf{u}}\} \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \end{aligned}$$

Ainsi, quelque soit l'indice k , si la première décision (\tilde{u}_k), avant le module de Matsuo, est erronée, la seconde (\hat{u}_k), après le module de Matsuo, le serait aussi. Par conséquent, nous obtenons la même probabilité d'erreur.

Pour illustrer ce résultat, nous présentons sur la figure III.15 le pouvoir de correction P_{corr} , exprimé en pourcentage, en fonction du SINR pour les différentes durées de rafales pouvant occuper au maximum un symbole OFDM soit $5.12 \mu s$. Ce pouvoir de correction est défini par

$$P_{corr} = \frac{nbs - nba}{nbs}, \quad (\text{III.9})$$

où nbs et nba désignent respectivement le nombre de bits erronés sans traitement et avec traitement.

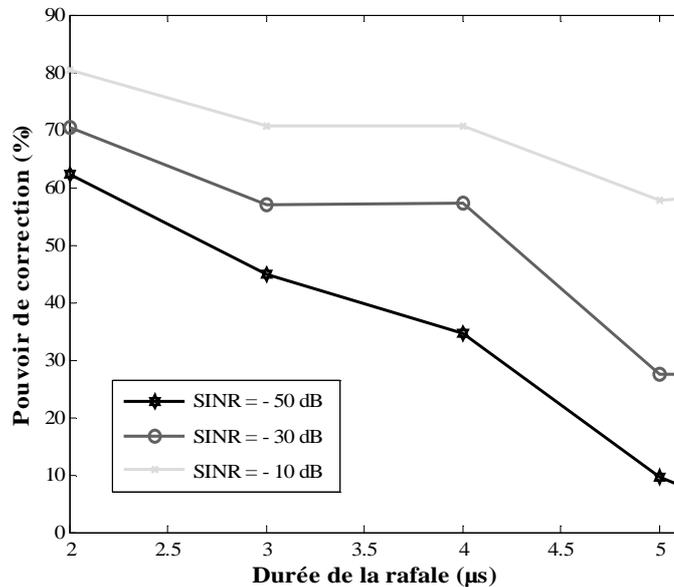


Figure III.15. Influence de la durée de la rafale sur le pouvoir de correction de l'étage de pré-traitement optimisé.

Quelque soit le $SINR$ considéré, le pouvoir de correction diminue quand la rafale de bruit augmente. De plus, nous remarquons que ce pouvoir de correction diminue quand le $SINR$ devient plus faible; la technique est donc d'autant moins performante quand la puissance de bruit est élevée.

Il est donc nécessaire d'investiguer d'autres pistes pour améliorer les performances quelque soit la nature de l'impulsion du bruit, ceci constitue l'idée de base de la technique proposée dans ce qui suit.

III.5. Définition d'une nouvelle technique d'annulation du bruit impulsif

Dans ce paragraphe, nous proposons une nouvelle technique qui permet d'estimer la puissance du bruit au niveau de chaque voie à l'entrée de la FFT du récepteur OFDM.

III.5.1. Technique d'insertion des zéros

L'estimation de la puissance du bruit sur chaque voie est difficile compte tenu de la complexité d'estimation d'une puissance instantanée qui varie à chaque période symbole. En effet, les techniques d'estimation conventionnelles sont toutes basées sur un calcul d'une moyenne de plusieurs tirages [Rangachiri04, Kato03, Dauwels04, Munier03, Fiedmann00, Petrovic03,

Deneire03,...], ce qui n'est pas le cas ici. Il faut alors définir une méthode permettant de trouver une valeur très proche de la puissance de l'échantillon du bruit b_{i_n} sur la $n^{\text{ième}}$ voie.

L'analyse du modèle statistique du bruit montre que lorsqu'une impulsion est présente, la variation temporelle de sa puissance peut être considérée comme faible pendant une durée T_{var} dont la borne supérieure peut être déterminée statistiquement. Par conséquent, si la puissance du bruit est connue sur la demi-période $\frac{T_{var}}{2}$, nous pouvons l'estimer sur la demi-période voisine sachant que le bruit est présent.

L'idée que nous proposons consiste donc à insérer, à l'émission, des zéros entre les échantillons du signal OFDM dans le domaine temporel (après l'étage de l'IFFT). Ainsi, à la réception, ces échantillons affectés par le bruit impulsif permettent d'estimer la puissance du bruit sur les échantillons informatifs.

Si nous insérons un échantillon nul entre chaque deux échantillons successifs du symbole OFDM, la structure de ce symbole émis est illustrée dans la figure III.16.

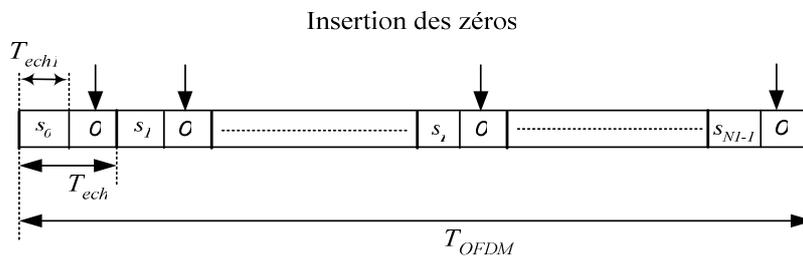


Figure III.16. Structure d'un symbole OFDM émis avec insertion de zéros.

T_{ech} étant la période d'un échantillon du symbole OFDM dans le cas de la chaîne de communication sans insertion de zéros et $T_{echl} = \frac{T_{ech}}{2}$ est sa période après avoir inséré les zéros.

Dans ce cas, $T_{var} = 2T_{echl}$ serait la période durant laquelle la puissance du bruit varie lentement. Cette hypothèse est d'autant plus valide que T_{var} est faible.

Néanmoins, si nous gardons la même période symbole T_{OFDM} conventionnelle, la période d'échantillonnage initiale (T_{ech}) serait divisée par 2, ce qui introduira une multiplication par 2 de la bande passante du signal transmis dans le canal et l'efficacité spectrale serait diminuée, dégradant ainsi les performances du système.

Afin de garder le même débit et conserver la bande passante initiale allouée pour les communications CPL, nous avons choisi de doubler la période symbole T_{OFDM} , et la modulation envisagée est la QPSK.

A la réception, le symbole OFDM, affecté par le bruit impulsif, aura la structure présentée sur la figure III.17.

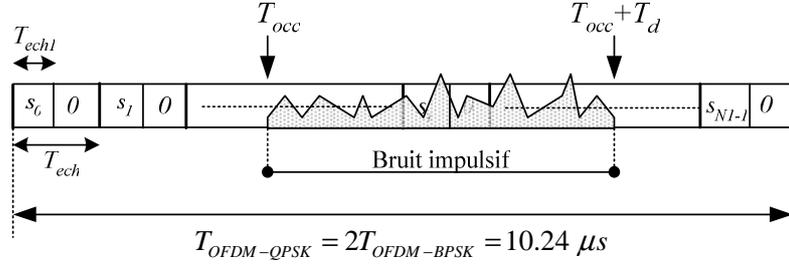


Figure III.17. Structure du symbole OFDM reçu avec insertion d'un zéros entre chaque deux échantillons.

Si nous supposons que la variation de la puissance du bruit est faible sur la période $T_{var} = T_{ech} = 2T_{ech1}$, nous pouvons déduire la relation (III.10).

$$\begin{cases} pbi_{2i} = pbi_{2i+1} & \forall i_{occ} \leq i \leq i_{occ} + i_d \\ pbi_{2i} = 0 & \text{sinon} \end{cases}, \quad \text{(III.10)}$$

avec

- Pbi_n : puissance du bruit impulsif sur la $n^{\text{ième}}$ voie
- i , qui vérifie $0 \leq i \leq N1-1$, représente l'indice d'un échantillon du symbole OFDM sur la $(2i)^{\text{ième}}$ voie
- $i_{occ} = \left\lceil \frac{T_{occ}}{T_{OFDM}}(N1-1) \right\rceil$ est l'indice d'apparition de l'impulsion
- $i_d = \left\lceil \frac{T_d}{T_{OFDM}}(N1-1) \right\rceil$ est l'indice du dernier échantillon du symbole OFDM affectée par le bruit

La puissance pbi_{2i} est celle que nous cherchons, elle représente le bruit qui affecte le $i^{\text{ème}}$ échantillon du symbole OFDM. D'après l'expression (III.10), elle est complètement déterminée puisque pbi_{2i+1} n'est autre que la puissance de l'échantillon reçu et qui représente un échantillon du bruit impulsif introduit par le canal.

Ainsi, il suffit de déterminer l'instant de début et de fin de l'impulsion pour conclure sur la puissance du bruit sur chacune des voies qui portent l'information à l'entrée de l'étage de la FFT. Ceci peut être effectué en fixant un

seuil B_s . Par exemple en considérant l'amplitude maximale que peut atteindre le signal OFDM, puis en testant le niveau du signal reçu, nous supposons que l'instant de début de l'impulsion est celui où l'amplitude du signal reçu dépasse ce seuil pour la première fois, l'instant de sa fin est celui où B_s est atteint pour la dernière fois.

La structure de la chaîne OFDM avec la technique d'insertion de zéros est représentée par la figure III.18.

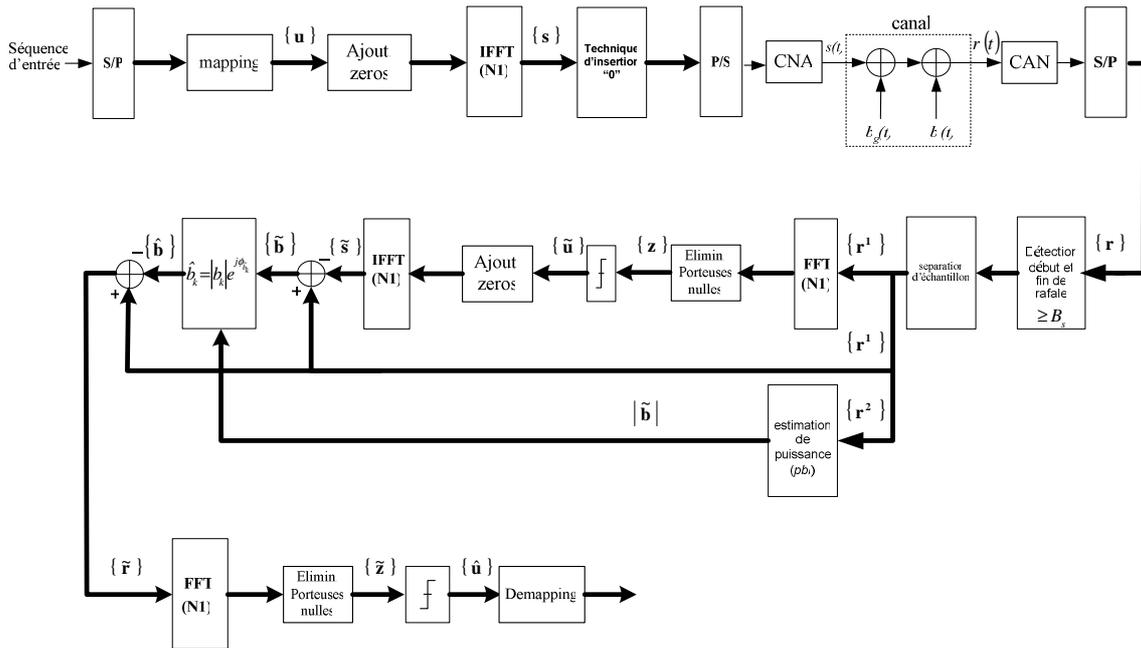


Figure III.18. Structure de la chaîne OFDM avec la technique d'insertion de zéros.

Comme illustré dans la figure III.18, la technique d'insertion des zéros est appliquée en effectuant les opérations suivantes :

1. Détermination du vecteur $\{\tilde{\mathbf{b}}\}$ qui représente une première estimation des échantillons de bruit
2. Détection des instants de début et de fin de l'impulsion
3. Application de l'hypothèse de la variation temporelle du bruit pour préciser sa puissance au niveau de chaque échantillon
4. Nouvelle expression du bruit estimé
5. Soustraction du bruit estimé du signal reçu

Néanmoins, la technique se base sur une hypothèse importante à savoir la variation négligeable de la puissance de bruit sur la période $T_{var}=T_{ech}$. Pour vérifier si cette hypothèse est valide ou non, une première série de 2000 tests

est réalisée, chaque test considère un symbole OFDM-QPSK de durée $T_{OFDM}=10.24 \mu s$, à laquelle on additionne, aléatoirement dans le temps, une impulsion. Dans la figure III.19, les pouvoirs de correction de la technique proposée, pour différentes durées de rafales, sont comparées à celles de l'étage de pré-traitement optimisé de la technique de Matsuo.

Pour garder les mêmes conditions de simulations des deux techniques, les tests correspondants à l'étage de pré-traitement optimisé de la technique de Matsuo sont effectués tels que chaque impulsion de bruit vient perturber deux symboles OFDM-BPSK. Deux cas sont considérés, un $SINR=-30$ dB et un $SINR=0$ dB. Le facteur d'amortissement de la rafale est fixé à sa valeur moyenne ($k=0.54$) et sa pseudo fréquence f_0 varie dans la bande HP1.0 avec la loi de distribution définie au paragraphe II.4.1.

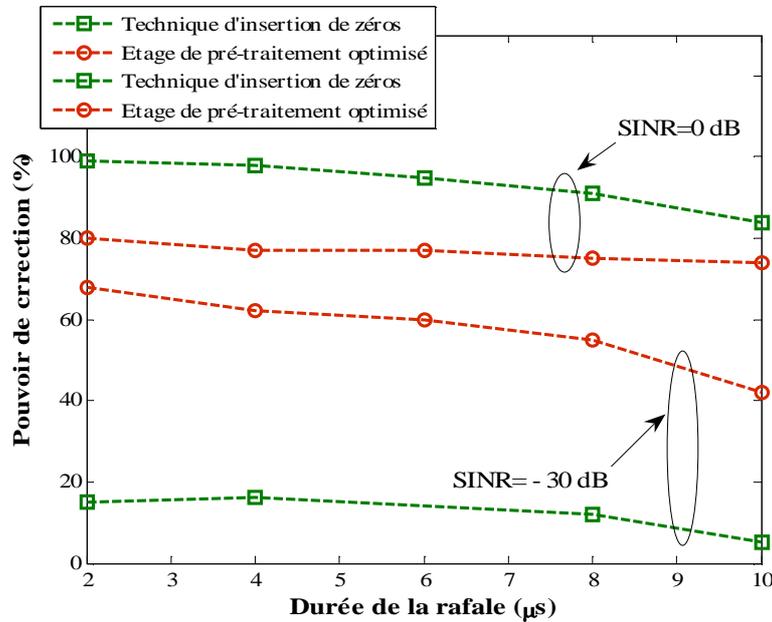


Figure III.19. Comparaison des pouvoirs de correction des techniques de Matsuo optimisée et d'insertion de zéros.

Les courbes de la figure III.19 montre que le pouvoir de correction est meilleur avec la technique d'insertion de zéros qu'avec celui de l'étage de pré-traitement de la technique de Matsuo dans le cas où $SINR=0$ dB. Néanmoins, pour un $SINR=-30$ dB, ces performances se dégradent et nous obtenons un P_{corr} inférieur à celui correspondant à la méthode de pré-traitement optimisée. Ce résultat peut être expliqué par le fait que l'hypothèse de base n'est vraie que pour des $SINRs$ élevés. En effet, un $SINR$ faible se traduit par une puissance élevée de bruit, ce qui entraîne une différence considérable et non négligeable entre les amplitudes de ses échantillons successifs. La technique proposée est ainsi limitée aux $SINRs$ élevés.

III.5.2. Analyse des performances

Pour déterminer les performances de la technique d'insertion de zéros et vérifier les résultats dégagés dans le paragraphe précédent, nous avons analysé l'évolution du TEB en fonction du $SINR$ pour différentes durées de la rafale. Cette étude est réalisée sur une moyenne de 2000 tests, chaque test portant sur la perturbation d'un symbole OFDM-QPSK par une impulsion de bruit.

Dans la figure III.20, les rafales utilisées sont celles définies dans le paragraphe III.2.2 et de durées respectives de $2 \mu s$, $6 \mu s$ et $10 \mu s$.

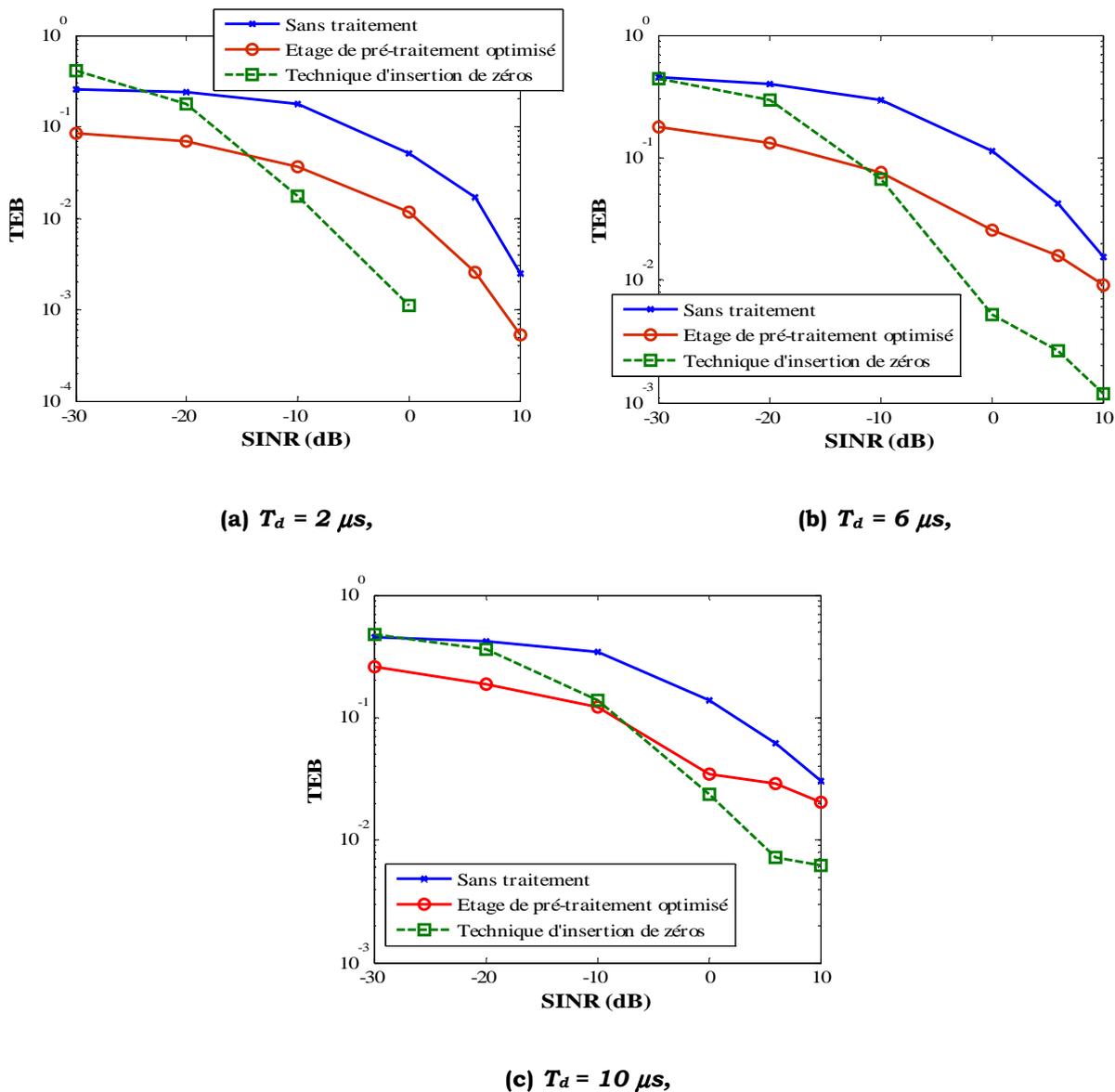


Figure III.20. Performances de la technique d'insertion des zéros pour différentes longueurs de rafales

En comparant la technique d'insertion des zéros à celle de Matsuo, utilisant uniquement un étage de pré-traitement sous sa version adaptative, les courbes de la figure III.20 montrent que cette première technique améliore les taux d'erreurs binaires à partir d'un SINR > -10 dB .

Enfin, une dernière série de 3000 tests a été réalisée en faisant appel au modèle global du bruit impulsif décrit par l'approche hybride. Chaque test correspond à une impulsion de bruit généré par le modèle et introduite dans la chaîne de transmission à un instant aléatoire de la période symbole $T_{OFDM-QPSK} = 2 T_{OFDM-BPSK}$. Les courbes de la figure III.21 illustrent la distribution cumulative complémentaire des pouvoirs de corrections calculés par symbole OFDM.

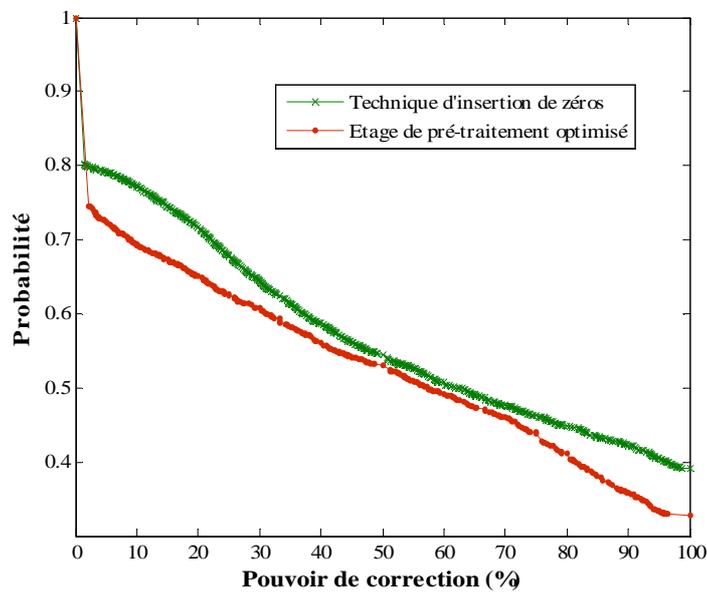


Figure III.21. Distribution cumulative complémentaire du pouvoir de correction de la technique d'insertion de zéros par symbole OFDM.

La figure III.21 montre que les performances de la technique proposée d'insertion de zéros, sont globalement meilleures que le module utilisant l'étage de pré-traitement optimisé de Matsuo, indépendamment de la nature de l'impulsion. A titre d'exemple, la probabilité d'avoir un pouvoir de correction supérieure à 30 % est de 60 % pour l'étage de pré-traitement de Matsuo optimisé, alors qu'elle est de 65 % pour la technique proposée d'insertion de zéros.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, les performances d'un module de traitement du bruit intégré à la chaîne de réception d'une liaison OFDM-BPSK suivant la norme HomePlug 1.0 ont été analysées en présence de bruit impulsif. Ce traitement est

basé sur une mise à jour de l'estimation de la puissance de bruit permettant ensuite de soustraire l'amplitude du bruit au signal reçu.

En s'inspirant du module d'annulation de bruit décrit dans la littérature par [Matsuo02] et amélioré par [Degardin02a] par l'ajout d'un étage de pré-traitement, nous avons d'abord commencé par rappeler les performances de cette technique de base. A partir des résultats obtenus, nous avons proposé un nouveau schéma en ajoutant un étage d'estimation de la puissance de bruit sur tout le symbole OFDM. Ceci a permis de choisir d'une manière adaptative le seuil à considérer dans le bloc de pré-traitement. Nous avons choisi l'estimateur *SNV* selon ses performances en terme d'*EQM*, puis nous avons dégagé l'amélioration apportée par cet étage lorsque le bruit se présente sous forme d'une impulsion isolée pour chaque période symbole.

Néanmoins, les performances de la méthode adaptative se dégradent lorsqu'une rafale, de caractéristiques plus pénalisantes, se superpose au symbole OFDM. Cette dégradation est d'autant plus accentuée que la rafale est longue.

Ainsi, nous avons proposé une nouvelle technique de traitement de bruit qui permet l'estimation de sa puissance sur chaque voie à l'entrée de l'étage de la FFT du récepteur OFDM. Cette technique, se basant sur une hypothèse qui n'est valide que pour des SINRs supérieurs à -10 dB, a permis une amélioration en terme de TEB et de pouvoir de correction quelque soit la nature de l'impulsion du bruit et sa longueur.

Cependant, une autre solution permet de combattre l'effet indésirable du bruit impulsif et de diminuer les erreurs engendrées. Cette solution consiste à effectuer un codage canal adéquat et c'est cette technique qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre IV

**Codage de canal adapté aux signaux
perturbés par du bruit impulsif**

IV.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous proposons une autre méthode pour garantir l'intégrité des signaux perturbés par le bruit impulsif. Notre objectif est de trouver des solutions offrant un bon compromis entre très bonnes performances et faible complexité d'implantation matérielle.

Dans ce chapitre, le sujet est abordé différemment par rapport aux propositions qui ont été décrites précédemment. Nous nous intéressons, en particulier, aux capacités des techniques de codage de canal à corriger l'effet des rafales d'impulsions de longues durées.

En partant d'une étude bibliographique menée sur les différentes structures de codage, nous considérerons en premier lieu une technique de décodage basée sur l'analogie entre la transformation de Fourier dans un système de modulation OFDM et le codage Reed-Solomon (RS) dans le corps des nombres complexes. L'étude des différentes alternatives de décodage nous mènera à choisir une technique appropriée faisant appel à l'estimation de bruit dans le domaine fréquentiel. L'estimation classique au sens des moindres carrés sera étudiée et ses limitations seront présentées. Pour améliorer les performances de la méthode, nous proposerons l'utilisation d'un des outils de régularisation dont le choix sera justifié.

Nous nous intéresserons en second lieu à la structure des turbo codes, qui représente une technique innovante de codage de l'information permettant des performances très proches de la limite de Shannon. Etant donnée la complexité des algorithmes de décodage des turbo codes conventionnels, nous présenterons une structure turbo à base de codes RS dont le décodage, de type en bloc, fait intervenir l'information des effacements (erasures). Rappelons qu'un effacement est une erreur dont la position dans le mot de code est connue mais sa valeur ne l'est pas. Nous nous intéresserons alors à l'analyse des performances de la structure proposée et sa comparaison avec celles de l'étage FEC (Forward Error correction Coding) défini par la norme HomePlug 1.0. Cette comparaison nous mènera à chercher une autre technique de complexité comparable à celui-ci et de meilleure efficacité. Pour cela, nous décrirons en dernier lieu un algorithme de décodage de Viterbi à sortie pondérée utilisée dans la structure de concaténation, les pondérations des symboles décodés étant utilisées comme mesure de fiabilité pour déterminer les effacements à l'entrée du prochain décodeur RS.

Comme dans le chapitre III, l'analyse des performances des différentes techniques proposées sera effectuée en faisant appel au modèle hybride du bruit impulsif proposé dans le chapitre II. Nous tiendrons compte de l'impact des deux formes principales d'impulsions à savoir les impulsions isolées (de durée moyenne $2 \mu s$), et les rafales (de durée moyenne $81 \mu s$).

IV.2. Mise en œuvre d'une technique de décodage avec estimation de bruit

IV.2.1. Bases théoriques de la technique de correction

IV.2.1.1. Principe du codage RS

Le code de Reed-Solomon, noté $RS(n,K)$ ou $RS(K+P,K)$ est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction des erreurs par paquet. Ce code transforme un mot informatif de K symboles de m bits en un mot de code de n symboles en ajoutant $2t = n - K = P$ symboles de redondance. Il est défini dans le corps de Galois $GF(2^m)$ d'élément primitif α par sa matrice de parité \mathbf{H} vérifiant (IV.1).

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 & \dots & \alpha^{n-1} \\ 1 & \alpha^2 & (\alpha^2)^2 & \dots & (\alpha^2)^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \alpha^{2t} & (\alpha^{2t})^2 & \dots & (\alpha^{2t})^{n-1} \end{bmatrix}. \quad (\text{IV.1})$$

Ainsi, si $\mathbf{V} = [v_0 \ v_1 \ \dots \ v_{n-1}]$ est un mot de code, alors

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{H}^T = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \sum_{i=0}^{n-1} v_i (\alpha^j)^i = 0 \quad \forall j = 1, \dots, 2t. \quad (\text{IV.2})$$

Le rendement du code est défini par $R = \frac{K}{n}$. Donc, si le débit est constant, la bande de transmission augmente d'un facteur de $\frac{1}{R}$.

A la réception, le décodage est effectué en calculant, pour chaque mot reçu $\mathbf{r} = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{n-1}]$, le vecteur des syndromes $\mathbf{S} = [S_1 \ \dots \ S_{2t}]$ selon (IV.3).

$$\mathbf{S} = \mathbf{r} \cdot \mathbf{H}^T \quad \Leftrightarrow \quad S_j = \sum_{i=0}^{n-1} r_i (\alpha^j)^i \quad \forall j = 1, \dots, 2t. \quad (\text{IV.3})$$

Cette information de syndromes est utilisée pour déterminer les positions des erreurs. En partant des équations de Newton [Daniel83] et faisant appel à

l'algorithme de Berlekamp [Daniel83, Berlekamp68], le polynôme de localisation d'erreur, dont l'expression est donnée par (IV.4), est d'abord déterminé en calculant ses coefficients.

$$\begin{aligned}\Lambda(z) &= \prod_{l=1}^{\nu} (1 - \alpha^l z) \\ &= \Lambda_0 + \Lambda_1 z + \dots + \Lambda_{\nu} z^{\nu}\end{aligned}\quad (\text{IV.4})$$

La suite $\{\alpha^l\}$, $l=1, \dots, \nu$ illustre les positions des erreurs, $0 < l < n-1$, et $\Lambda_0 = 1$. Ainsi, le calcul des racines de $\Lambda(z)$ permet de fixer ces positions.

Enfin, les valeurs des erreurs sont déterminées en appliquant l'algorithme de Forney [Blahut79].

IV.2.1.2. Analogie entre codage RS et modulation OFDM

Soit le système de modulation/démodulation OFDM défini par le schéma de la figure IV.1.

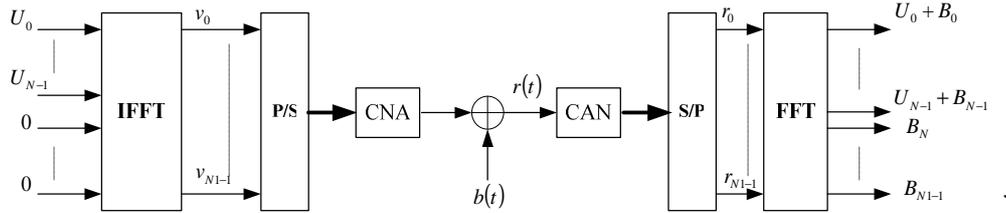


Figure IV.1. Schéma de base d'un système OFDM avec ajout de zéros.

$\mathbf{B} = [B_0 \ B_1 \ \dots \ B_{N1-1}]$ étant le vecteur des composantes du bruit dans le domaine fréquentiel.

Il a été prouvé que cette opération est équivalente à un codage RS($N1, N$) de forme non systématique [Abdelkefi05, Henkel05, Marvasti99, Wolf83]. En effet, si nous considérons l'expression analytique de la FFT, donnée par (IV.5),

$$\mathbf{E} = FFT(\mathbf{e}) \quad \text{si } \forall i = 0, \dots, N1-1, \quad E_i = \sum_{l=0}^{N1-1} e_l \exp\left(-j \frac{2\pi}{N1} il\right) \quad (\text{IV.5})$$

L'élément $\exp\left(-j \frac{2\pi}{N1} il\right)$ qui représente une racine $N1^{\text{ième}}$ de l'unité est un élément primitif dans le corps des nombres complexes et est l'équivalent de l'élément primitif α dans le corps de Galois $GF(N1)$ (α est aussi une racine $N1^{\text{ième}}$ de l'unité).

Enfin, pour le vecteur de syndrome \mathbf{S} défini dans (IV.3), nous remarquons que son expression est équivalente à (IV.6).

$$\begin{aligned} \mathbf{S} = \mathbf{r} \cdot \mathbf{H}^T \Leftrightarrow S_j &= \sum_{i=0}^{n-1} r_i (\alpha^j)^i \quad \forall j=1, \dots, 2t \\ &= FFT_{(1, \dots, 2t)} \{ \mathbf{r} \} \end{aligned} \quad \text{(IV.6)}$$

L'expression (IV.6) montre que les syndromes du code RS dans le corps des nombres complexes ne sont autres que le résultat de la FFT du mot reçu aux sous-porteuses émises d'amplitude nulle.

En résumé, l'analogie entre le codage RS et la modulation OFDM est illustrée dans le tableau IV.1.

Corps de Galois α	Corps des nombres complexes $\exp\left(-j \frac{2\pi}{N1}\right)$
Domaine des mots d'information	Domaine fréquentiel (spectral)
Domaine des mots de code	Domaine temporel
syndromes	Sous-porteuses nulles
Codage RS	IFFT

Tableau IV.1. Analogie entre codage RS et modulation OFDM.

De ce fait, un système de modulation élargis par des zéros et faisant appel à la FFT inverse, tels que l'OFDM, peut être considéré comme un codeur RS et le récepteur correspondant peut contenir un module supplémentaire de décodage RS avec localisation et correction d'erreurs dans le domaine fréquentiel [Abdelkefi05].

Cette technique peut être exploitée dans la chaîne de communication présentée par la figure III.1, son avantage est qu'elle ne nécessite pas l'ajout d'un module de codage supplémentaire à l'émission, un traitement supplémentaire de décodage à la réception suffit. Nous rappelons que l'étage de modulation/démodulation utilisé suit la norme HomePlug 1.0, l'insertion de zéros est effectuée en début et en fin de bande et est initialement prévue pour limiter le spectre et éviter le recouvrement.

La figure IV.2 illustre la nouvelle structure du récepteur OFDM.

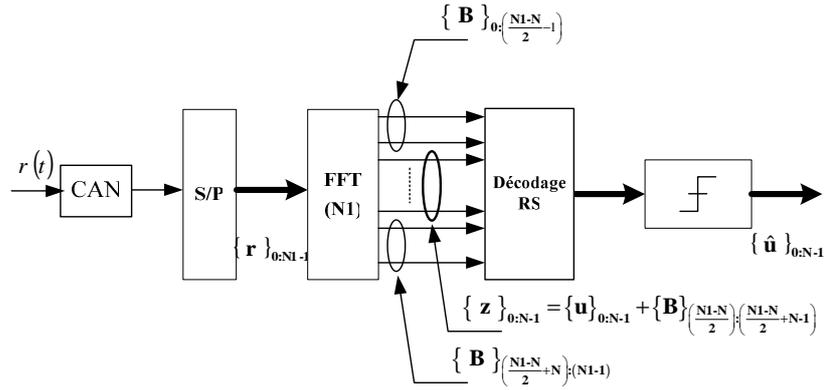


Figure IV.2. Nouvelle structure du récepteur OFDM avec décodage RS.

Dans cette première partie, nous allons examiner de près la technique de décodage correspondante en essayant, en premier lieu, de déterminer ses performances et ses limitations en présence du bruit impulsif, puis nous optimiserons cette technique.

IV.2.1.3. Méthode de décodage avec estimation de bruit

L'opération de décodage est basée sur l'utilisation des sous-porteuses d'amplitude nulle considérées comme syndromes. Ces sous-porteuses ne contiennent à la réception que des composantes de bruit transformés dans le domaine fréquentiel et pouvant servir à déterminer le reste des composantes inconnues au niveau des sous-porteuses d'information.

Deux alternatives de décodage ont été proposées dans la littérature. La première est un décodage conventionnel qui consiste, d'abord à appliquer l'algorithme de Berlekamp afin de déterminer le polynôme de localisation d'erreurs $\Lambda(z)$ défini par (IV.4), ensuite, à appliquer un registre à décalage déduit des équations de Newton et faisant intervenir les coefficients de $\Lambda(z)$ pour extraire les amplitudes du bruit dans le domaine fréquentiel [Henkel05, Daniel83]. Une autre méthode consiste à déterminer toutes les composantes fréquentielles du bruit $\{B_k\}$ par estimation en utilisant les syndromes et la définition même de la FFT. Ces composantes seront par la suite soustraites du signal reçu pour extraire le signal utile [Abdelkefi05, Henkel05].

Cependant, la première méthode de décodage souffre d'un problème d'accumulation d'erreurs. Ceci est dû d'une part, à la dépendance entre les composantes de bruit dans l'équation de convolution du registre à décalage, et d'autre part, au fait que le canal contient un bruit blanc gaussien qui n'a pas été pris en considération dans l'équation de convolution, et qui affectera nécessairement les sorties du registre à décalage [Henkel05].

Pour cela, nous avons adopté, dans une première étape de ce travail, la deuxième méthode de décodage proposée. Dans cette approche, les composantes du bruit localisées au niveau des sous-porteuses d'amplitude nulle (syndromes) étant connues, l'idée est alors d'exploiter ces syndromes, en utilisant la relation analytique de la transformée de Fourier, pour estimer le reste des composants $\{B_k\}$ inconnus [Abdelkefi05].

En partant de la définition de la FFT, $\{\mathbf{B}\} = FFT(\{\mathbf{b}\}) = FFT(\{\mathbf{bi} + \mathbf{bg}\})$, et en négligeant le bruit gaussien, nous pouvons écrire

$$\begin{bmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \vdots \\ B_{N1-1} \end{bmatrix} = \mathbf{F} \begin{bmatrix} bi_0 \\ bi_1 \\ \vdots \\ bi_{N1-1} \end{bmatrix}, \quad (\text{IV.7})$$

où \mathbf{F} , composée de $N1$ lignes et $N1$ colonnes, est la matrice de Fourier, vérifiant $F_{i+l,l+1} = \alpha^{il} = \exp\left(-j\frac{2\pi}{N1}il\right)$, $i, l = 0, \dots, N1-1$.

Si nous supposons que le bruit impulsif est de faible durée par rapport à celle d'un symbole OFDM, alors il ne touche que quelques échantillons du signal émis. Posons $\mathbf{L} = \{i_1, i_2, \dots, i_\nu\}$ l'ensemble des positions de ces échantillons affectés par le bruit et $bi_k = 0$ si $k \notin \mathbf{L}$, cet ensemble est déterminé par une procédure de détection de bruit identique à celle décrite dans le paragraphe (III.3.3). Un échantillon reçu est supposé être affecté par le bruit si son amplitude dépasse la valeur de A_s préconisée dans le chapitre précédent.

En tenant compte uniquement de ces échantillons, l'équation (IV.7) devient (IV.8).

$$\begin{bmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \vdots \\ B_{N1-1} \end{bmatrix} = \mathbf{F}^{\mathbf{L}} \begin{bmatrix} bi_{i_1} \\ bi_{i_2} \\ \vdots \\ bi_{i_\nu} \end{bmatrix}. \quad (\text{IV.8})$$

$\mathbf{F}^{\mathbf{L}}$ est la matrice de Fourier tronquée, où les colonnes dont les indices ne correspondent pas à ceux de l'ensemble \mathbf{L} sont éliminées. $\mathbf{F}^{\mathbf{L}}$ est de dimension $(N1 \times \text{card}(\mathbf{L}))$.

Posons \mathbf{S} le vecteur des composants de \mathbf{B} correspondants aux syndromes, $S = \left[B_0 \quad \dots \quad B_{\frac{N1-N}{2}-1} \quad B_{\frac{N1-N}{2}+N} \quad \dots \quad B_{N1-1} \right]^T$, $\underline{\mathbf{bi}} = [bi_{i_1} \quad bi_{i_2} \quad \dots \quad bi_{i_\nu}]^T$ et $\mathbf{V} = \mathbf{F}_P^{\mathbf{L}}$ où \mathbf{P} est l'ensemble des indices des sous-porteuses nulles. \mathbf{V} est donc une matrice de

dimension $((N1-N) \times \text{card}(\mathbf{L}))$ extraite de la matrice \mathbf{F}^L dont nous avons sélectionné les lignes d'indices correspondantes à ceux des syndromes.

L'expression (IV.8) devient :

$$\mathbf{S} = \mathbf{V} \cdot \underline{\mathbf{b}}_i . \quad (\text{IV.9})$$

L'expression (IV.9) a pour inconnu le vecteur $\underline{\mathbf{b}}_i$. Elle représente un système d'équation linéaire à $(N1-N)$ équations et $\text{card}(\mathbf{L})$ inconnues. Ce système peut être résolu en utilisant une estimation au sens des moindres carrés (MC) et la solution de l'équation (IV.9) est donnée par (IV.10) [Abdelkefi05] :

$$\underline{\tilde{\mathbf{b}}}_i = (\mathbf{V}^H \mathbf{V})^{-1} \mathbf{V}^H \mathbf{S} . \quad (\text{IV.10})$$

A partir de cette expression, nous pouvons reconstruire le vecteur $\tilde{\mathbf{b}}_i$ ($N1 \times 1$) et en déduire par application de la *FFT*, le vecteur $\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{B}_0 \ \dots \ \tilde{B}_{N1-1}]^T$ dans le domaine fréquentiel. La décision est prise sur le signal reçu auquel $\tilde{\mathbf{B}}$ aura été soustrait.

Cependant, cette technique de décodage avec estimation MC classique présente une dégradation des performances quand les impulsions de bruit sont des rafales. Dans ce cas, notre supposition que le bruit est de faible durée par rapport à celle d'un symbole OFDM n'est plus valide. Ainsi, les échantillons du bruit ont un nombre supérieur à celui des sous-porteuses nulles, notre problème a moins d'équations que d'inconnues et par conséquent, sa solution au sens des moindres carrés n'est plus unique. Le problème est en fait mal-posé. Un problème inverse est dit mal-posé si sa solution n'est pas unique ou si elle est physiquement inacceptable. Dans notre cas d'étude, le problème inverse à résoudre au sens des moindres carrés, donnée par l'expression (IV.9), est mal-posé.

Ajoutons de plus qu'en pratique le vecteur \mathbf{S} est lui aussi affecté par le BBAG se trouvant sur le canal. La quasi-dépendance des équations du problème entre elles conduit à un système instable très sensible aux erreurs dues à la présence de ce BBAG même s'il est de faible puissance.

Comme nous venons de voir, la solution fournie par l'estimation MC classique est loin de bien représenter le bruit impulsif réel existant sur le canal. Pour obtenir une solution plus adéquate, une idée consiste à faire appel aux techniques de régularisation permettant d'améliorer l'estimation du vecteur de bruit. Dans la suite de ce travail, nous développerons cette démarche et nous testerons les performances de la nouvelle technique de décodage proposée en comparaison avec celle qui fait appel à l'estimation MC.

IV.2.2. Techniques de régularisation pour l'estimation du bruit impulsif

IV.2.2.1. Principe de base d'une technique de régularisation

La régularisation d'un problème inverse consiste à ajouter de l'information à priori pour améliorer la stabilité de la solution vis-à-vis des variations des données d'entrée et diminuer son hypersensibilité et/ou favoriser un type de solution parmi toutes celles possibles. La régularisation est donc un moyen systématique de transformer un problème mal-posé en un problème bien-posé.

Plusieurs méthodes ont été suggérées dans la théorie de la régularisation des problèmes mal-posés, certaines sont directes (technique de Tikhonov, troncature des valeurs singulières, régularisation à maximum d'entropie...) [Sabharwal98, Hansen94, Calvetti], d'autres sont itératives (moindres carrés à gradient conjugué, la méthode v, \dots) [Sabharwal98]

Le choix d'une technique de régularisation dépend de l'information à priori que nous disposons qui servira à approcher la solution estimée du vecteur réel.

Dans le cas présent, nous disposons d'une information supplémentaire sur la puissance du bruit. En effet, nous avons montré dans le paragraphe (III.4.3) que cette puissance peut être estimée, sur chaque symbole OFDM, par la méthode *SNV*. Ainsi, une technique appropriée serait la régularisation au sens des moindres carrés avec contrainte quadratique (MCCQ). Le principe de cette méthode sera détaillé dans le paragraphe suivant.

IV.2.2.2. Régularisation MCCQ

Cette méthode consiste à résoudre le problème [Golub91, Chan92]

$$\tilde{\mathbf{b}}_{\alpha} = \arg \min_{\|\mathbf{b}\| \leq \alpha} \{\|\mathbf{V}\mathbf{b} - \mathbf{S}\|\}, \quad (\text{IV.11})$$

où α est le paramètre de régularisation, son rôle est de contrôler l'augmentation de l'amplitude de la solution MC de \mathbf{b} et qui est observée dans la plupart des problèmes mal-posés.

Il a été montré que ce problème est équivalent à celui de la technique de Tikhonov [Chan92], sa solution peut donc être calculée de la manière suivante [Calvetti03, Calvetti04] :

$$\tilde{\mathbf{b}}_{\alpha} = (\mathbf{V}^H \mathbf{V} + \lambda_{\alpha} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{V}^H \mathbf{S}. \quad (\text{IV.12})$$

Avec λ le coefficient de régularisation. Cependant, la différence entre les deux solutions MCCQ et celle de Tikhonov réside au niveau de la détermination de λ .

Au lieu de fixer λ en étudiant la courbe en L détaillée dans [Hansen93, Hansen94], sa valeur adéquate serait plutôt dépendante d'une manière non linéaire du paramètre α . Dans la littérature, l'itération de Newton faisant appel au modèle de Hebden est la méthode de calcul itérative développée pour pouvoir calculer λ_α [Chan92].

En résumé, la solution MCCQ est calculée comme suit :

1. Résoudre l'équation $\frac{1}{\|\underline{\mathbf{b}}_{\alpha}\|^2} - \frac{1}{\alpha^2} = 0$ en utilisant l'itération de Newton- Hebden [Chan92], pour fixer λ_α
2. Calculer le vecteur bruit $\underline{\mathbf{b}}_{\alpha}$ en utilisant (IV.12).

Dans la présente application, le paramètre α est déterminé en fonction de la puissance du bruit estimé, nous considérons dans la suite $\alpha = \|\tilde{\underline{\mathbf{b}}}_{\alpha}\|_2 \approx \sqrt{N p \hat{b}i_{SNV}}$.

IV.2.2.3. Tests et analyse des performances

Afin de comparer les performances de la technique MCCQ proposée avec celles de la méthode MC simple, une première série de 2000 tests de simulation est réalisée et nous observons en moyenne le TEB à la sortie du module de décodage proposé. Chaque test porte sur un symbole OFDM auquel nous ajoutons une impulsion élémentaire de durée $2 \mu s$, ou une rafale de bruit de durée variable, toutes les impulsions ayant une pseudo-fréquence de 9 MHz. La chaîne de communication et le modèle de bruit utilisés sont identiques à celles présentées dans le paragraphe III.2.

Les courbes de la figure IV.3 montrent que quelque soit la longueur de la rafale, la technique d'estimation optimisée par la contrainte quadratique permet, pour les valeurs faibles de SINR, des TEBs sensiblement plus faibles que ceux calculés par la méthode MC simple. Notons que la pseudo-fréquence des impulsions est de 9 MHz, ce seront donc essentiellement les sous porteuses au centre du spectre OFDM qui seront perturbées et non les sous porteuses utilisées pour calculer le syndrôme.

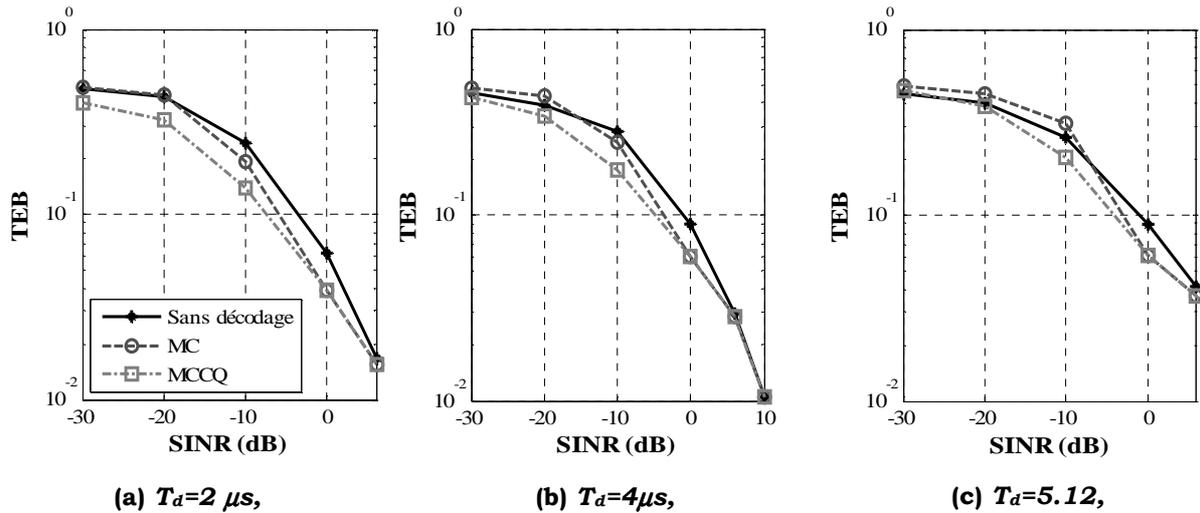


Figure IV.3. Comparaison des performances des techniques MC et MCCQ pour différentes longueurs de rafales.

Il faut remarquer que pour une rafale frappant la totalité du symbole OFDM et ayant un faible $SINR$ (< -20 dB), aucune amélioration de TEB n'est observée par rapport à la courbe sans traitement, ceci est dû au fait que l'erreur d'estimation SNV de la puissance du bruit sur le symbole OFDM est importante, ce qui donne une fausse valeur de la contrainte α à utiliser à l'entrée de l'estimateur MCCQ.

Ensuite, une deuxième série de tests de simulations fait appel au modèle global du bruit impulsif. Dans chaque test, une impulsion de bruit générée selon le modèle hybride perturbe un symbole OFDM à un instant choisi aléatoirement sur toute la période T_{OFDM} . Les pseudo-fréquences des impulsions sont choisies dans la bande HomePlug 1.0. Les courbes de la figure IV.4 illustrent la distribution statistique du nombre de bits erronés par symbole OFDM.

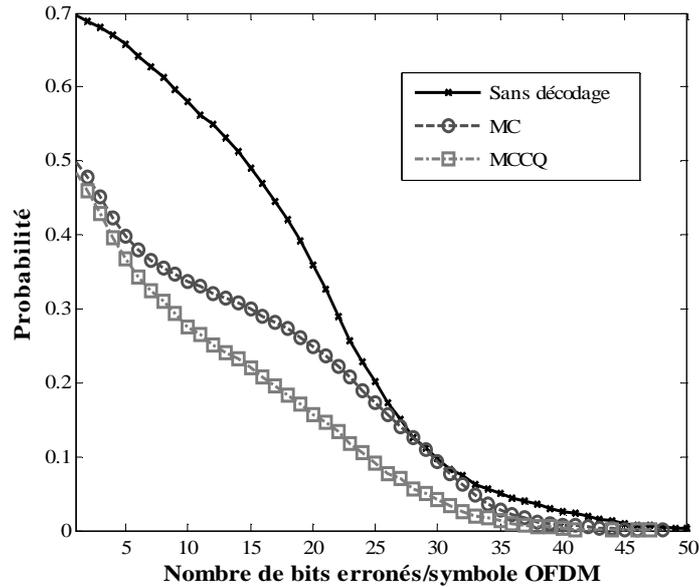


Figure IV.4. Distribution cumulative complémentaire du nombre de bits erronés par symbole OFDM.

A partir des courbes de la figure IV.4, nous constatons que la probabilité, exprimée en pourcentage, pour que le nombre de bits erronés par symbole OFDM soit supérieure à 20 est de 35 % si aucun traitement est appliqué, elle est de 25 % si on fait appel à l'estimation de bruit de type MC et diminue jusqu'à 15 % si l'estimation MCCQ est utilisée.

L'étape suivante consiste à comparer les performances de la chaîne de communication suivant la norme HomePlug 1.0 à laquelle nous ajoutons l'étage de décodage avec estimation MCCQ par rapport à la chaîne initiale. Pour cela, nous considérons des rafales d'impulsions de durées $81 \mu s$ et de temps d'inter-arrivée $2.51 ms$. Ces deux valeurs représentent respectivement la valeur moyenne des durées des rafales et celle la plus probable des temps d'inter-arrivées. La pseudo-fréquence et l'amplitude de chaque impulsion élémentaire de chaque rafale varient respectivement selon la loi de distribution correspondante définie au chapitre I et le *SINR* voulu.

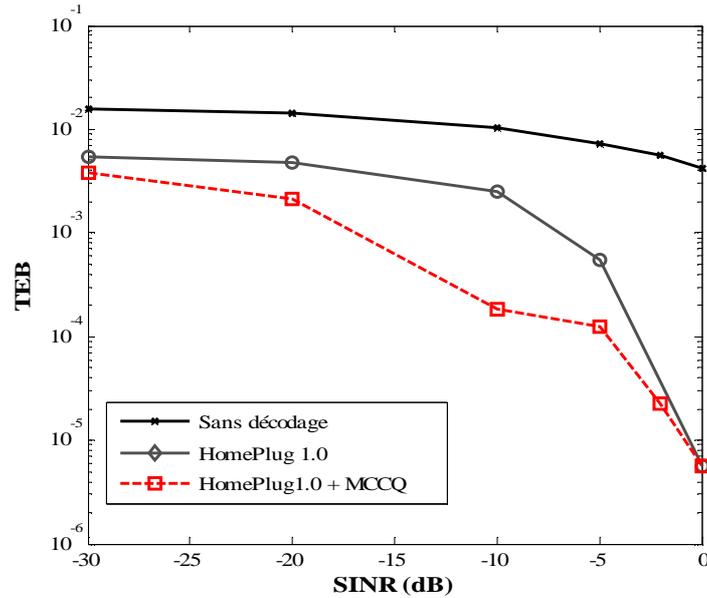


Figure IV.5. Performances de la technique MCCQ en concaténation avec le bloc FEC du standard HomePlug 1.0. $T_d = 81 \mu s$

Les courbes de la figure IV.5 montrent que pour des $SINR$ inférieurs à -5 dB, les performances sont meilleures si la technique MCCQ est intégrée dans la chaîne HomePlug 1.0. Au-delà de cette valeur, le bénéfice apporté par cette technique à la chaîne HomePlug est faible. Ce résultat peut être expliqué par le fait qu'en augmentant le $SINR$, le niveau du bruit impulsif diminue, rendant la localisation des échantillons de bruit délicate entraînant des erreurs dans la matrice \mathbf{V} .

Comme nous l'avons mentionné, la procédure de décodage avec estimation de bruit que nous venons de décrire dans cette première partie a l'avantage qu'aucun bloc de codage n'est ajouté à l'émission. Cependant, la figure IV.5 montre que l'écart des performances par rapport à l'étage FEC du standard HomePlug 1.0 simple varie avec la puissance du bruit. Pour compléter l'étude, on s'intéressera dans la suite de ce travail à d'autres solutions basées sur les turbo codes.

IV.3. Définition d'une structure de turbo codes RS avec effacement

Les turbo codes ont connu ces dernières années un intérêt considérable en offrant des méthodes efficaces pour améliorer la correction d'erreurs dans les systèmes de communications.

Différentes techniques de décodage itératives ont été développées, étudiées et optimisées dans un environnement BBAG. Cependant, peu de travaux ont été

publiés dans la littérature sur leurs performances en présence de bruit impulsif. Nous citons ci-après les différentes techniques suggérées :

- **Les turbo codes conventionnels** [Umehara04, Faber03] : basés sur la concaténation série ou parallèle de deux codes RSC (Recursive Systematic Codes) au niveau du codage, et sur un décodage itératif de type SISO (Soft Input Soft Output) faisant appel à chaque itération à l'algorithme MAP (Maximum A Posteriori), appliqué de la même façon que dans un canal BBAG, pour le calcul du rapport de vraisemblance (LLR).
- **Les turbo codes avec estimation de SNR** [Wada03] : où le calcul des LLR dans l'algorithme MAP fait intervenir, comme information de la fiabilité du canal, un SNR variable, à estimer au niveau de chaque itération.
- **Les Turbo codes avec utilisation d'une fonction de pénalité** [Chuah05a, Chuah05b] : qui utilisent une fonction de pénalité pour limiter les amplitudes du signal reçu améliorant ainsi le calcul des LLR et permettant des décisions meilleures.
- **Le codage RS avec effacements dans une structure turbo** [Li00, Zhang02] : où les codes composants la structure turbo sont de type RS et le décodage itératif n'est plus de type SISO. En effet, chaque décodeur effectue un décodage en bloc linéaire, à sa sortie, une information supplémentaire sur les positions d'erreurs sera introduite dans le prochain décodeur en bloc permettant ainsi d'améliorer ses performances en augmentant son pouvoir de correction.

Dans la suite de ce travail, nous étudierons la dernière technique mentionnée, employée dans un cadre d'environnement CPL, et nous discuterons des performances apportées si nous l'introduisons dans l'étage FEC de la norme HomePlug 1.0. L'intérêt de cette technique provient du fait que la structure turbo est intéressante grâce à son décodage itératif, de plus la complexité du décodeur est réduite car nous effectuons un décodage ferme en bloc, écartant ainsi les algorithmes complexes de type MAP. Enfin, le décodage avec effacements permet de doubler le pouvoir de correction du code RS.

IV.3.1. Structure des turbo code RS

La structure du turbo code RS est donnée par la figure IV.6.

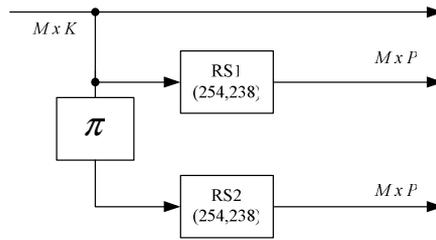


Figure IV.6. Structure du turbo codeur RS.

Comme le montre la figure IV.6, le turbo codeur est composé de deux codeurs $RS(K+P,K)$ identiques concaténés en parallèle et séparés par un entrelaceur en bloc de profondeur M et de dimension $M.K$. La séquence d'entrée, de longueur $M.K$, est d'abord codée par RS1, ensuite elle passe par l'entrelaceur π et est codée par RS2. Les deux codeurs RS1 et RS2 génèrent chacun $M.P$ symboles de parité, et la séquence de sortie aura une longueur de $M.(K+2P)$, RS1 et RS2 étant deux codes identiques. Le turbo code décrit ci-dessus est ainsi équivalent à un code en bloc de rendement $\frac{K}{K+2P}$. Nous utilisons le même codeur $RS(254,238)$ que celui spécifié par la norme HomePlug 1.0.

IV.3.2. Principe de décodage itératif avec effacements

IV.3.2.1. Structure du turbo décodeur

Le décodeur correspondant au turbo code présenté dans (IV.3.1) a une structure identique à celle d'un turbo décodeur conventionnel, comme illustrée dans la figure IV.7.

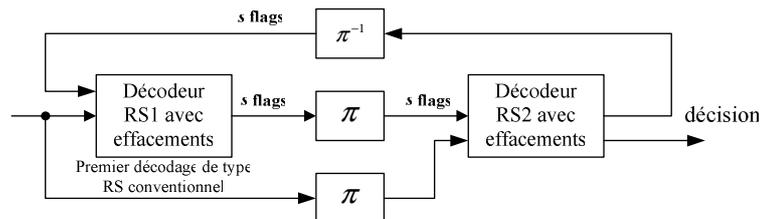


Figure IV.7. Structure du turbo décodeur RS.

La différence entre cette procédure de décodage et celle du turbo code conventionnel se trouve au niveau du traitement élémentaire de chaque module de décodage RS composant le turbo décodeur, ainsi que la nature de l'information qui circule d'un module à un autre. En effet, chacun des deux décodeurs effectue un décodage ferme en bloc, donc de complexité réduite par rapport aux algorithmes de décodage pondéré. De plus, l'information à la sortie de chaque décodeur dans une structure classique, appelée « information extrinsèque », représente une pondération ou une mesure de fiabilité des

symboles décodés. Dans le cas présent, l'information fournie par le décodeur porte sur les positions d'erreurs qui seront marquées comme effacements. Ainsi, le prochain décodeur effectue un décodage RS avec effacements permettant d'augmenter son pouvoir de correction.

Il faut remarquer que le premier décodage RS, ne disposant pas d'information à son entrée, est conventionnel, et qu'à chaque étape du décodage itératif, seul le marquage des positions d'erreurs est effectué, la correction d'erreurs n'est réalisée qu'à la dernière phase de la procédure itérative. La figure IV.8 donne l'organigramme du processus complet de décodage du turbo code RS.

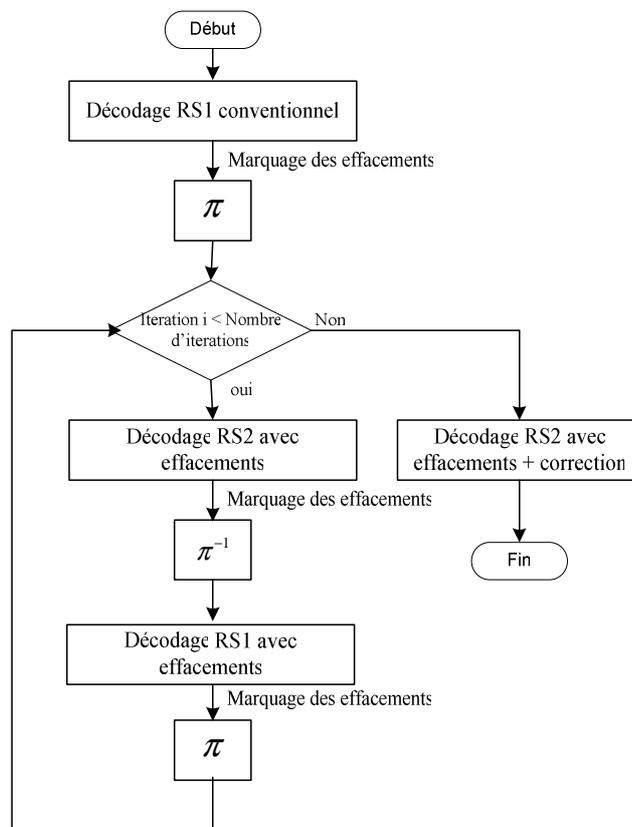


Figure IV.8. Organigramme de processus itératif de turbo décodage RS.

IV.3.2.2. Algorithme de décodage avec effacements

Un code $RS(K+P,K)$ peut initialement corriger e erreurs de positions inconnues tant que $2e \leq d_{\min} - 1 = P$ [Daniel83], d_{\min} étant la distance minimale du code. Si s positions d'erreurs sont a priori connues, alors le code RS peut corriger ces s effacements et e erreurs tant que $2e + s \leq d_{\min} - 1$ [Daniel83, Matashe]. Si toutes les positions d'erreurs sont connues ($e=0$), alors le décodeur

peut corriger au maximum $d_{\min} - 1 = P$ effacements, d'où le dédoublement du pouvoir de correction par rapport au code RS conventionnel.

La procédure de décodage avec effacements se résume aux étapes suivantes [Matashe].

1. construire le polynôme de localisation d'effacements $\Gamma(x)$ dont les coefficients sont simplement les positions (effacements) fournies par le décodeur précédent.
2. remplacer, dans le mot reçu, les valeurs des symboles marqués, par des zéros.
3. pour tenir compte de l'information des effacements, dans les syndromes, recalculer les syndromes («syndromes modifiés» \mathbf{T}) en introduisant une transformation linéaire aux syndromes initiaux \mathbf{S} :

$$T_i = \sum_{j=0}^s \Gamma_j S_{i+s+1-j} \quad 0 \leq i \leq d_{\min} - s - 2. \quad (\text{IV.13})$$

4. Appliquer l'algorithme de Berlekamp- Massey pour trouver le polynôme de localisation d'erreurs $\Lambda(x)$ en utilisant les syndromes modifiés T_i
5. Trouver les racines de Λ , représentant le reste des positions d'erreurs
6. calculer le nouveau polynôme de localisation d'erreurs/effacements $\Psi(x) = \Lambda(x) \Gamma(x)$
7. déterminer les valeurs des erreurs/effacements en appliquant une version modifiée de l'algorithme de Forney faisant intervenir le polynôme $\Psi(x)$

Pour vérifier l'amélioration des performances du décodeur RS avec effacements, nous comparons dans la figure IV.9 le TEB généré par un code RS conventionnel à celui avec effacements. Le codage RS est appliqué à la chaîne de communication décrite dans III.2.1. Le TEB est déterminé sur un bloc de 20 mots de code, soit 484 symboles OFDM. Le bruit impulsif injecté est tel qu'une impulsion élémentaire de durée $T_a = 2 \mu s$ et de pseudo- fréquence 9 MHz vienne perturber chaque mot de code avec un temps d'occurrence aléatoire. Nous supposons connaître les positions exactes des effacements.

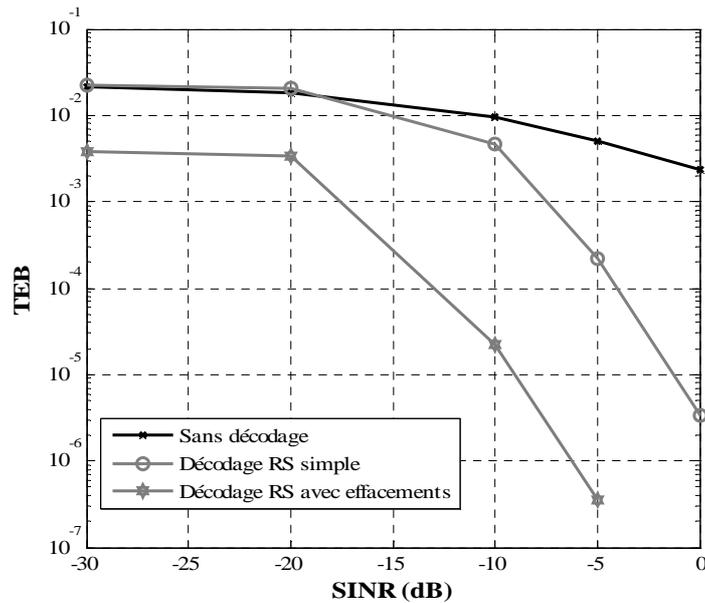


Figure IV.9. Comparaison décodage RS conventionnel et décodage RS avec effacements.
 $T_d = 2 \mu s$.

D'après les courbes de la figure IV.9, on peut noter que le décodage avec effacements apporte un gain de codage de 7 dB pour des SINR supérieurs à -20 dB.

IV.3.3. Dimensionnement du turbo codeur RS avec effacements

Dans ce paragraphe, nous proposons d'étudier le turbo code RS afin de fixer ses paramètres caractéristiques à savoir la profondeur M de l'entrelacement, et le nombre d'itérations correspondant à la procédure de turbo décodage. Le choix optimal de ces paramètres doit tenir compte du compromis entre temps de traitement et performances en comparaison avec celles d'un simple codeur RS.

Dans les simulations, pour chaque test, une séquence d'entrée est perturbée par des rafales d'impulsions de durées $T_d = 81 \mu s$, les pseudo-fréquences sont tirées dans la loi de distribution du modèle et les temps d'inter-arrivée aléatoirement dans l'intervalle $[1 ms, 3 ms]$, qui représente l'intervalle comprenant les valeurs les plus probables des TITs mesurés. La variation du TIT garantit le choix objectif de la profondeur M .

Les courbes de la figure IV.10 illustrent le TEB moyen pour différentes valeurs de M .

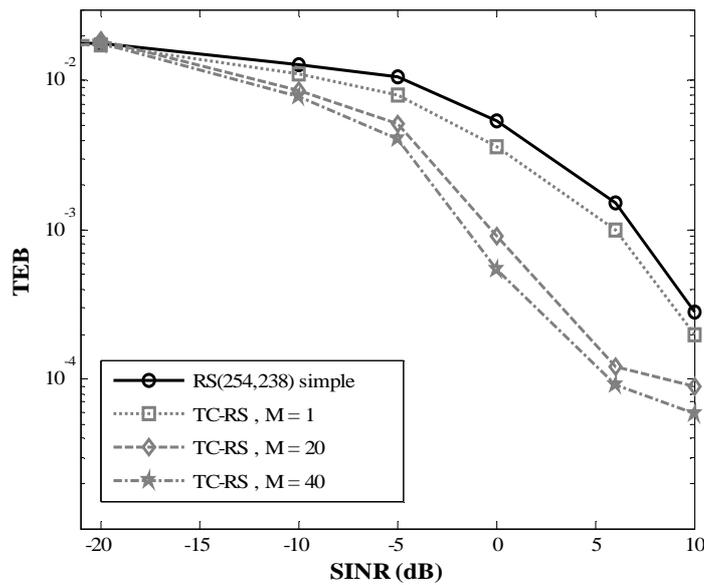


Figure IV.10. Influence de la profondeur M de l'entrelaceur. $T_d = 81 \mu s$.

De cette étude paramétrique, nous remarquons qu'à partir d'un $M = 20$, l'amélioration du TEB n'est plus significative. Nous fixons dans toute la suite M à 20.

Pour vérifier l'effet du nombre d'itérations sur les performances du turbo code RS, nous présentons dans la figure IV.11, et sous les mêmes conditions que celles de la figure IV.10, le TEB en fonction de SINR, et pour M fixe à 20.

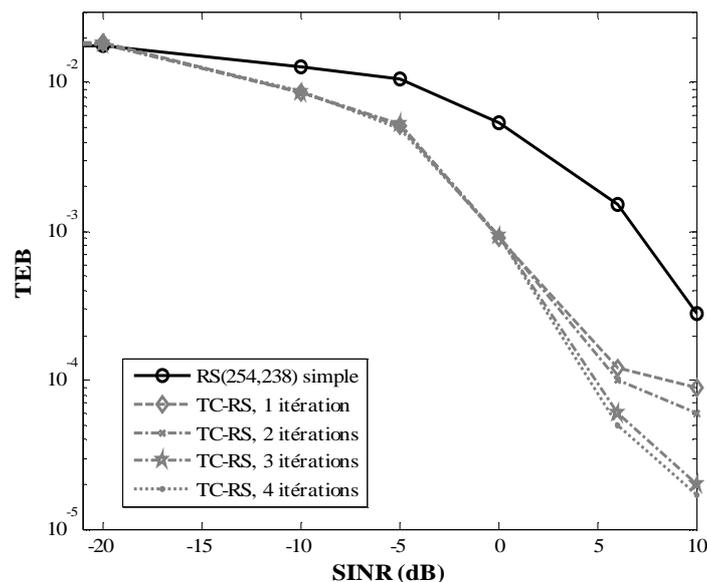


Figure IV.11. Influence du nombre d'itérations. $T_d = 81 \mu s$.

La figure IV.11 montre qu'après trois itérations, les performances en fonction du nombre d'itérations n'évoluent plus. Pour un TEB de 10^{-4} , un gain de 1.9 dB est obtenu si on considère 3 itérations au lieu d'une seule. Cette valeur sera conservée dans la suite de l'étude.

IV.3.4. Tests et analyse des performances

Les paramètres du turbo code RS avec effacements étant fixés à $M=20$ et le nombre d'itérations à 3, nous analysons dans cette étape de travail les performances du système de communication correspondant au standard HomePlug 1.0 en remplaçant le codeur externe du bloc FEC par la technique proposée. La figure IV.12 présente la nouvelle structure de l'étage FEC.

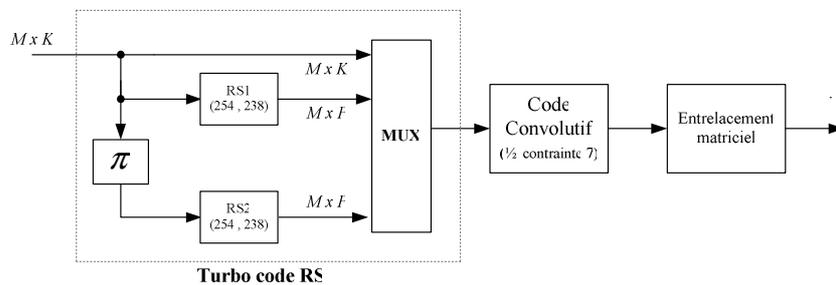


Figure IV.12. Nouvelle structure de l'étage FEC.

Pour vérifier les performances de l'étage décrit ci-dessous, les tests de simulation sont effectués tels que des rafales de durées $81 \mu s$, de pseudo-fréquence variable selon sa loi de distribution, et séparées par des TITs de 2.51 ms viennent perturber le signal d'information de taille égale à 100 mots de code. Les résultats, donnés par la figure IV.13, montrent qu'un gain de codage de presque 2 dB par rapport à celui de la norme HomePlug 1.0, est obtenu à 10^{-4} .

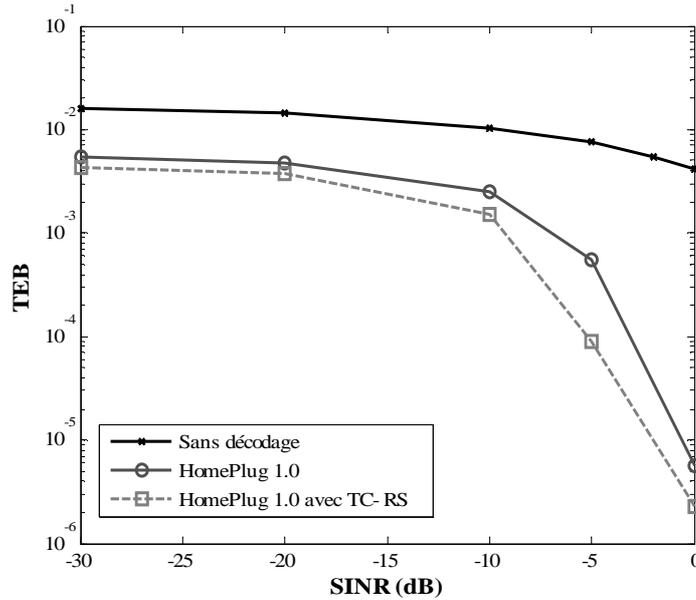


Figure IV.13. Comparaison des performances de la structure initiale de la norme HomePlug 1.0 avec la nouvelle structure utilisant TC-RS avec $T_d=81\mu s$.

De plus, si nous comparons les résultats de la figure IV.13 à ceux de la figure IV.5 illustrant les performances de la technique de décodage MCCQ, nous remarquons que cette dernière montre de meilleures performances pour les *SINRs* faibles inférieurs à -10 dB, au-delà de cette valeur, la technique TC-RS a des performances supérieures.

En tenant compte du modèle global du bruit, une simulation, dans laquelle 1000 mots codes ont été envoyés, nous permet d'en déduire les performances de la technique en terme de distribution cumulative complémentaire d'octets erronés par mot de code RS.

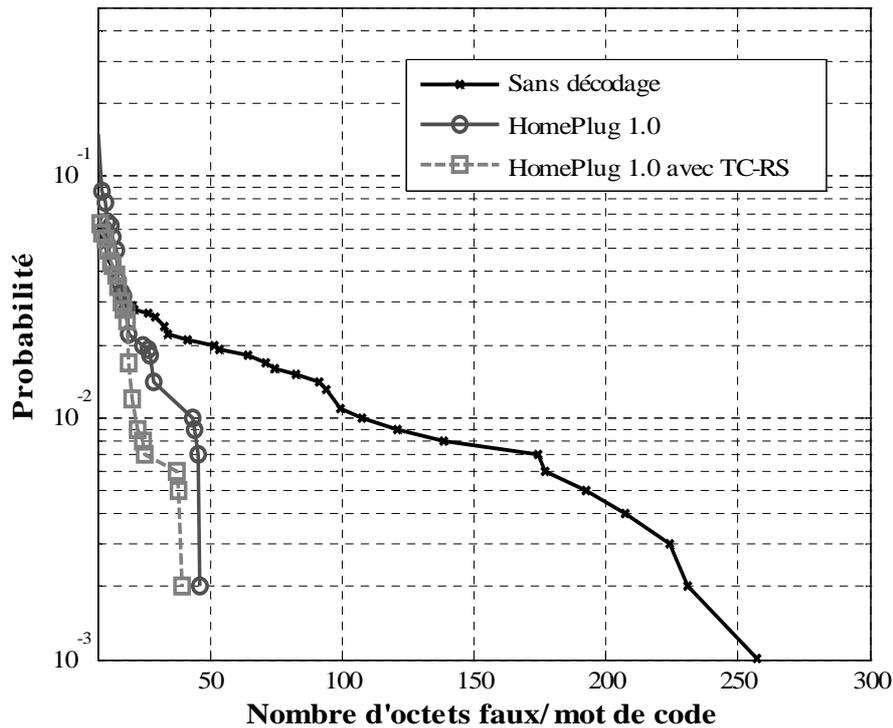


Figure IV.14. Distribution cumulative complémentaire du nombre d'octets faux par mot de code. Comparaison du bloc FEC initial de la norme HomePlug 1.0 et la nouvelle structure utilisant TC-RS.

Nous remarquons que la probabilité d'avoir plus de 40 octets faux par mot de code augmente de $2 \cdot 10^{-3}$ à 10^{-2} respectivement avec et sans la structure TC-RS introduite dans la chaîne HomePlug. Néanmoins, cette amélioration n'est pas satisfaisante compte tenu d'une complexité accrue de la nouvelle chaîne de réception liée à l'introduction du module de décodage TC-RS.

Dans le paragraphe suivant, nous proposons une version optimisée de ce module de décodage.

IV.4. Structure de concaténation série à décodage avec effacements

IV.4.1. Principe de la technique de décodage

Nous avons montré dans le paragraphe précédent l'avantage que présente la technique de décodage avec effacements, technique de plus en plus utilisée dans les différents systèmes de communications faisant intervenir le codage RS (DSL, WDM : *Wavelength Division Multiplexing*, ...). Comme l'étage FEC proposé par la norme HomePlug 1.0 fait appel à un code RS externe concaténé à un code convolutif et un entrelaceur, nous avons pensé à ajouter un traitement supplémentaire, au niveau du décodeur de Viterbi, permettant de fournir une

information a priori au décodeur RS concernant les positions d'erreurs. Ainsi, le décodage RS sera effectué avec effacements et le pouvoir de correction du système global sera amélioré sans toucher à son architecture de base.

Pour disposer de cette information concernant les effacements, le type de décodage de Viterbi, initialement ferme, doit être remplacé par un décodage souple, où nous aurons à la sortie du décodeur, une mesure de fiabilité sur la décision des différents symboles décodés à l'entrée du décodeur RS. Ainsi, un symbole de faible fiabilité, et très probablement de fausse décision, sera marqué comme effacement pour le prochain décodage.

L'idée d'utiliser le décodeur de Viterbi pour marquer les positions d'erreurs n'est pas nouvelle, on la retrouve dans [Toumpakaris03b] dans le cas du système DSL et [Mlayah06] pour un environnement CPL, mais appliquée d'une manière différente. En effet, [Mlayah06] propose de contrôler, au cours du décodage, l'évolution des métriques de décision des bits qui changent brusquement en présence d'une rafale de bruit d'énergie importante. Ainsi, en fixant un seuil à ces métriques, qui peut être déduit dans un canal BBAG, le marquage d'erreurs s'effectue par symbole OFDM; un symbole OFDM sera considéré entièrement erroné si l'évolution des métriques dépasse le seuil pré-déterminé [Mlayah06].

La technique que nous proposons, a l'avantage de mesurer la fiabilité de chaque bit pour décider s'il est erroné ou non. Elle fait appel à un décodage pondéré de Viterbi afin de calculer, pour chaque bit décidé, une pondération permettant de conclure s'il s'agit d'un effacement ou non. Ainsi, le marquage des positions d'erreurs est plus fiable que dans l'approche proposée par [Mlayah06], [Toumpakaris03b]

La figure IV.15 illustre l'organigramme de la procédure de décodage proposée.

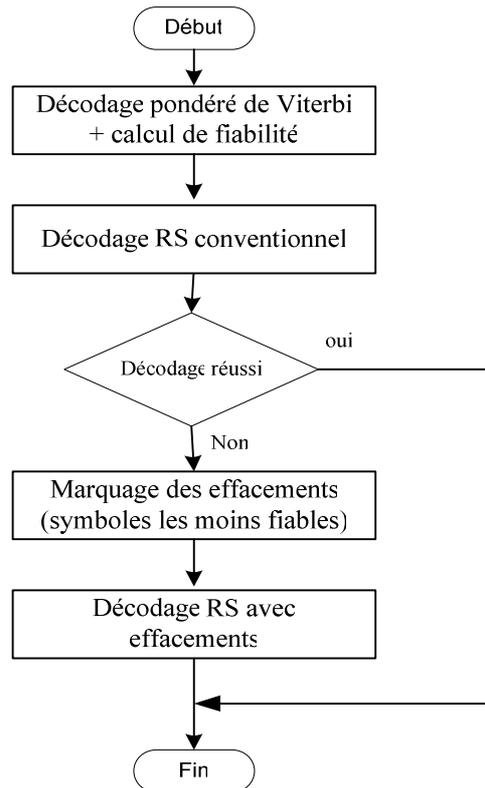


Figure IV.15. Organigramme de la procédure de décodage proposée pour le bloc FEC.

Le décodage est réussi si les syndromes correspondants au mot de code corrigé sont tous nuls.

Un octet dont l'un de ses bits de faible fiabilité correspond à une mauvaise décision, sera marqué comme effacement.

Dans le paragraphe suivant, nous décrirons la méthode suivie pour le calcul des pondérations des bits décidés.

IV.4.2. Technique proposée de pondération des symboles décodés par l'algorithme de Viterbi

Plusieurs méthodes ont été proposées pour calculer les pondérations correspondantes aux symboles décodés et mesurer le degré de fiabilité de l'opération de décodage. Il s'agit principalement des différents algorithmes de décodage souple pour les codes convolutifs fonctionnant avec des treillis tels que les algorithmes de décodage utilisés dans les turbo codes (MAP : *Maximum A Posteriori* et SOVA : *Soft Output Viterbi Algorithm*).

Avant de présenter la méthode choisie, nous allons rappeler brièvement le principe de l'algorithme de Viterbi dont la philosophie servira de base pour le calcul des pondérations.

IV.4.2.1. Rappel sur l'algorithme de Viterbi

Le principe de l'algorithme de Viterbi consiste à estimer les transitions qui se sont produites dans la mémoire du codeur convolutif pendant le codage. L'estimation se base sur le maximum de vraisemblance, fonction qui permet d'identifier le message globalement le plus probable [Viterbi67].

Nous illustrons traditionnellement le fonctionnement de cet algorithme, suivant Forney [Forney73], par le diagramme en treillis. C'est une représentation graphique du code convolutif composée de nœuds et branches qui donnent les transitions possibles entre les nœuds. Un nœud est un point discret déterminé par un état et un instant. Un exemple de treillis de polynôme générateur en octal $(5, 7)_8$ est illustré par la figure IV.16.

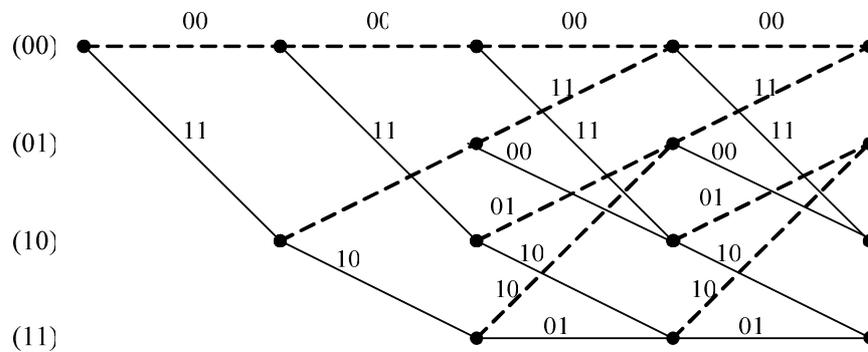


Figure IV.16. Représentation en treillis du code convolutif [5 7].

Soit 2^m le nombre d'états possibles du registre du codeur où m est la taille de sa mémoire. Un même état peut être atteint à partir de deux états qui ne diffèrent que par le symbole le plus ancien présent dans la mémoire du codeur. Nous désignons, par antécédents, ces deux états. Toute suite de branches connectées, à laquelle correspondent une suite possible de symboles d'information et la suite correspondante de symboles codés, est dite chemin.

Avec ce langage introduit, l'algorithme de Viterbi consiste donc à déterminer, dans le diagramme de treillis, le meilleur des chemins ayant la vraisemblance maximale, celui-ci étant le chemin le plus proche de la séquence reçue. La recherche du chemin le plus probable est effectuée au moyen d'une fonction de métrique qui calcule la distance entre le mot de code correspondant au chemin et la séquence reçue. La métrique employée dans l'algorithme est soit la distance de Hamming, si les entrées sont fermes, soit la distance euclidienne, dans le cas d'entrées pondérées.

L'algorithme de Viterbi s'effectue par étape. A chaque instant, deux branches appartenant à deux chemins différents convergent vers chaque nœud du treillis.

De ces deux chemins, celui dont la métrique par rapport à la séquence reçue est la plus faible, est appelé survivant. Les distances étant additives, on ne conserve au niveau de chaque nœud que le survivant, l'autre chemin, dit concurrent, sera éliminé.

Il faut noter que la séquence à décoder étant théoriquement de longueur infinie, la recherche du chemin survivant s'effectue, en pratique, sur une fenêtre temporelle de longueur finie, dite fenêtre de troncature.

IV.4.2.2. Choix de la technique de pondération

La pondération des symboles décodés par l'algorithme de Viterbi est réalisée au fur et à mesure de la procédure de décodage quand nous avons besoin d'une sortie souple fournissant une information supplémentaire sur le degré de fiabilité des décisions de décodage.

Cette idée a été d'abord proposée par Battail [Battail87] en calculant pour chaque symbole décodé, et à chaque nœud du treillis, une valeur relative représentant la différence des vraisemblances cumulées des deux chemins survivant et concurrent qui aboutissent au nœud en question. Ensuite, pour améliorer cette mesure de fiabilité, une 'révision des valeurs relatives' est effectuée. Cette opération consiste à faire intervenir, dans le calcul de la valeur relative associé au nœud en question, non seulement la différence des vraisemblances cumulées des deux chemins y aboutissant, mais aussi des deux valeurs relatives correspondantes aux deux antécédents du nœud [Battail87].

Cependant, l'algorithme SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) représente une meilleure approche pour le calcul des pondérations des symboles décodés. Dans cet algorithme, la fonction métrique utilisée est le maximum de la probabilité à posteriori des chemins du treillis, et une pondération pour chaque bit décodé est calculée afin de servir comme information extrinsèque à utiliser dans la prochaine étape d'un turbo décodage [Berrou96, Heegard98]. Cette pondération est calculée sur toute la fenêtre de troncature et est définie comme étant le minimum des différences des métriques entre le chemin survivant et tous les chemins concurrents permettant une décision différente de celle fournie par le survivant [Hagenauer96]. Ainsi, SOVA fait appel à tous les concurrents du chemin survivant dans la fenêtre de troncature, contrairement à la technique de Battail qui utilise uniquement le dernier concurrent.

Malheureusement, dans notre cas d'étude, SOVA n'est pas la méthode adéquate à utiliser pour le calcul des pondérations. En effet, sa fonction métrique est calculée en fonction de la fiabilité du canal qui représente un

rapport logarithmique de probabilité conditionnelle de la séquence reçue connaissant le mot de code transmis [Hagenauer96], et qui est calculé en connaissant les caractéristiques du canal. Or, le bruit impulsif présent dans le canal CPL est non stationnaire et dépend de plusieurs paramètres qui varient aléatoirement dans le temps, il est donc difficile de déterminer analytiquement la fiabilité de ce type de canal.

Ainsi, afin de déterminer des pondérations des symboles décodés permettant de mesurer d'une manière fiable les probabilités d'avoir des décisions erronées, notre idée consiste à effectuer un décodage souple de Viterbi à sortie pondérée, utilisant comme métrique la distance euclidienne entre mots reçus et mots de code, indépendamment de la fiabilité du canal. Cependant, nous allons garder le même principe de SOVA pour le calcul des pondérations. Ainsi, comme décrit en annexe V, dans l'algorithme de décodage, nous allons ajouter un traitement permettant de mettre en mémoire, à chaque avancement dans le treillis, le chemin concurrent avec la métrique correspondante. Au moment de la décision, nous sélectionnons des chemins concurrents mémorisés sur toute la fenêtre de la troncature, ceux qui donnent une décision différente de celle déduite du survivant, ensuite, nous calculons, pour chaque concurrent sélectionné, la différence de métrique Δ_k^r comme définie dans (AV.2), et la pondération finale du bit décidé sera celle donnée par l'expression (AV.5).

IV.4.3. Tests de validité de l'hypothèse d'étude

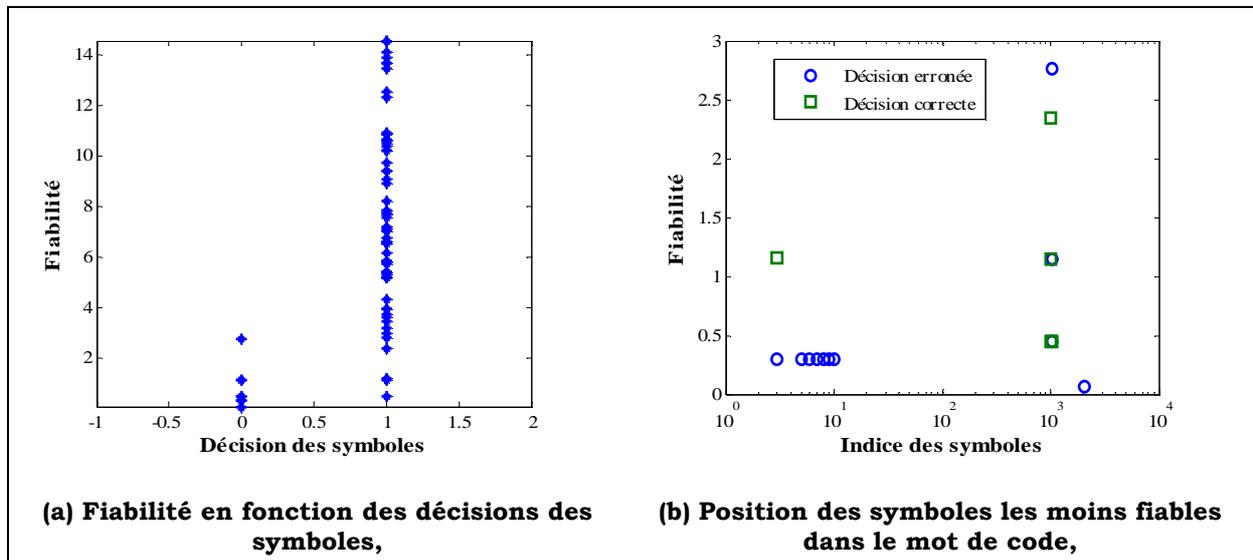
Avant de commencer l'étude des performances de la technique décrite dans cette partie en terme de TEB ou nombre moyen d'octets erronés, il faut d'abord vérifier la validité de l'hypothèse sur laquelle la technique se base. En effet, il faut justifier que les symboles à décision erronée, à la sortie du décodeur de Viterbi, sont ceux ayant la fiabilité la plus faible. Pour cela, nous présentons en premier lieu, sur la figure IV.17, la relation entre la fiabilité du symbole et le fait qu'il ait ou non une fausse décision. L'étude est réalisée telle tous les *TIT* de 2.51 ms, une impulsion suivant le modèle global du bruit vient perturber le signal émis.

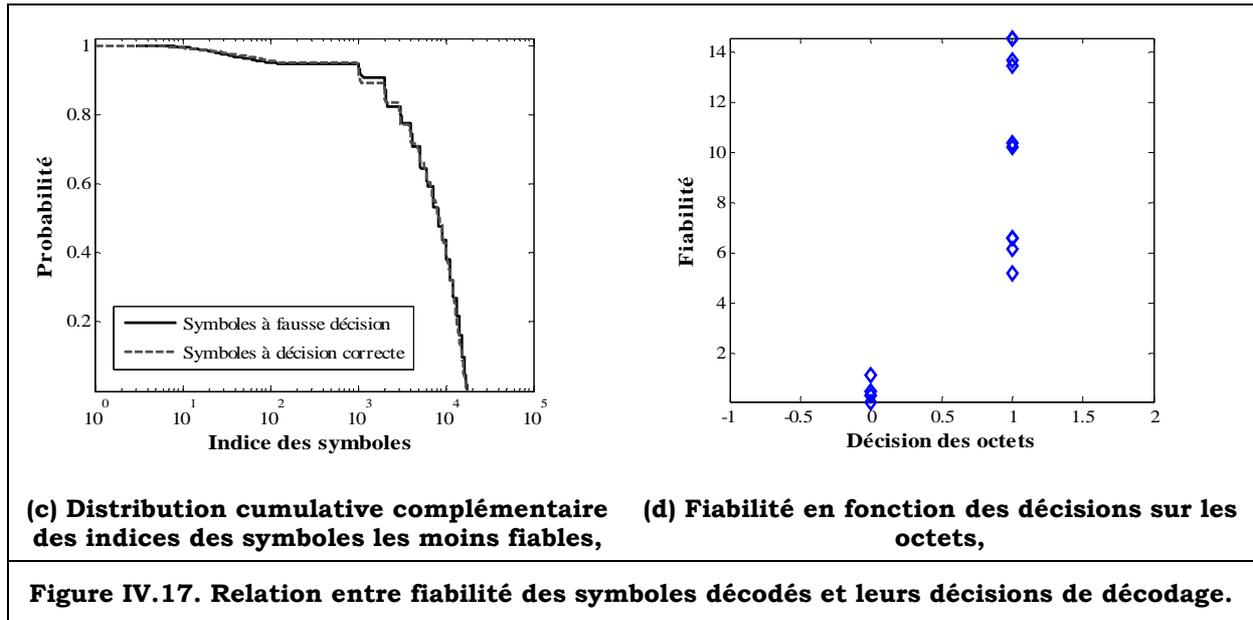
Dans la figure IV.17-a, nous représentons, pour un mot de code choisi aléatoirement, la pondération en fonction de la décision du symbole. Nous désignons dans la figure par « 0 » une décision erronée, et par « 1 » une bonne décision du symbole. Nous remarquons dans cette figure que tous les symboles erronés sont de faible pondération. Néanmoins, il y a aussi des symboles corrects qui ont des valeurs de fiabilité faibles.

Ensuite, nous déterminons dans la figure IV.17-b, et pour le même mot de code, les indices des symboles de faibles fiabilités. La figure montre que les symboles corrects ayant des pondérations comparables à celles des fausses décisions sont bien des voisins de ces dernières, leurs faibles fiabilités sont nécessairement dues à la dépendance dans le calcul de pondération entre les symboles en avançant dans le treillis lors du décodage de Viterbi.

Pour vérifier la conclusion dégagée de IV.17-b, la figure IV.17-c illustre les distributions cumulatives complémentaires des indices, dans toute la séquence d'information, des symboles erronés et celles qui sont corrects avec des faibles pondérations. Les deux courbes coïncident.

Comme les effacements seront marqués par octet à l'entrée du décodeur RS, nous représentons dans IV.17-d, les valeurs de fiabilité des différents octets composant le mot de code étudié en IV.17-a, en fonction de sa décision. La fiabilité d'un octet est définie comme la valeur minimale des pondérations correspondantes aux 8 bits qui le composent, de même, l'octet est erroné si l'un de ses bits est de fausse décision. Cette figure prouve qu'en effet, un octet erroné est celui dont l'un au moins de ses bits est de faible fiabilité, il est correct si tous ses bits sont de fiabilités élevées.





Un dernier test permettant de justifier ce résultat consiste à déterminer, sur l'ensemble des symboles erronés la distribution cumulative complémentaire du rapport des fiabilités d'erreurs sur la fiabilité maximale atteinte, et qui ne correspond, en aucun cas, à une erreur. Le résultat de cette étude est illustré dans la figure IV.18.

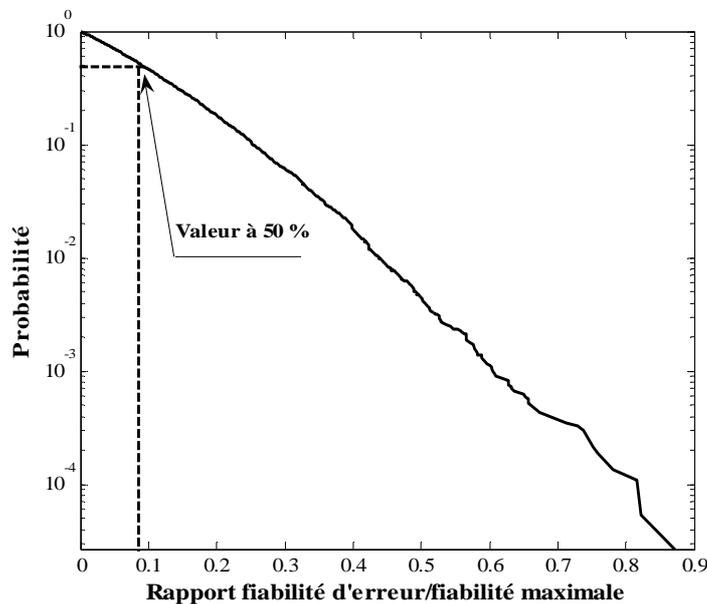


Figure IV.18. Distribution cumulative complémentaire du rapport de fiabilité des fausses décisions sur la fiabilité maximale atteinte.

Nous remarquons qu'à une probabilité de 50 %, le rapport des fiabilités est de l'ordre de 9.10^{-2} , ce qui prouve la faible pondération des erreurs et permet de marquer les effacements selon ce critère.

Ces résultats valident d'abord l'hypothèse de base et prouvent l'adéquation de la métrique utilisée pour le calcul des fiabilités des décisions sur les symboles décodés.

IV.4.4. Tests et analyse des performances

Dans ce paragraphe, nous étudions l'amélioration apportée par la technique de décodage proposée et nous comparons ses performances à celles du bloc FEC initial du standard HomePlug 1.0. Cette comparaison est réalisée sur une séquence d'information de longueur égale à 10 mots de code, à l'entrée du bloc FEC, à laquelle nous ajoutons des impulsions de bruit séparées par une durée fixe de 2.51 ms. Deux cas sont traités : des rafales de durées 81 μ s et d'autres de durées 200 μ s. Le résultat de cette comparaison, illustrée dans la figure IV.19 en terme de nombre d'octets erronés par mot de code, montre l'amélioration due à l'utilisation du décodage avec effacements.

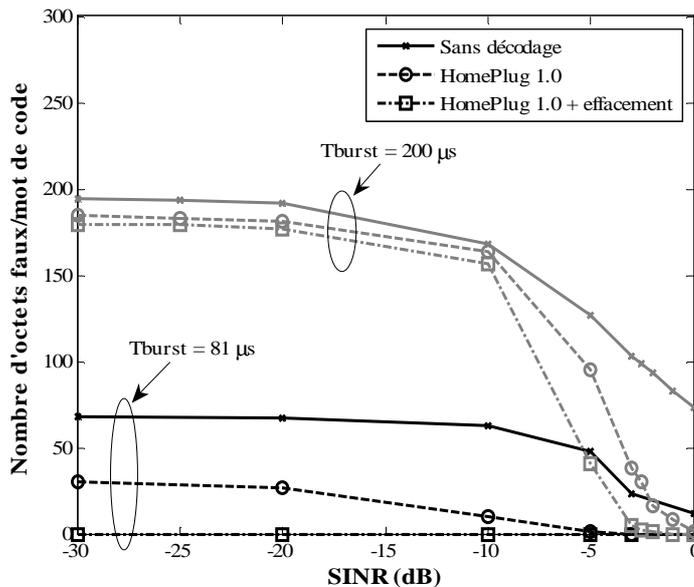


Figure IV.19. Comparaison, en terme de nombre d'octets faux par mot de code, des performances de la technique de décodage proposée et celles du bloc FEC initial du standard HomePlug 1.0.

Enfin, nous considérons le modèle global du bruit impulsif suivant l'approche hybride. Nous analysons les performances des différentes techniques de codage de canal étudiées dans ce chapitre, qui sont respectivement le bloc FEC initial du standard HomePlug 1.0 associé ou non à la méthode MCCQ d'estimation du bruit, le bloc FEC avec utilisation du turbo RS et enfin la concaténation série avec mesure de fiabilité et décodage à effacements.

La figure IV.20 présente les distributions cumulatives des TEB de ces 4 techniques, les performances obtenues sans codage de canal étant représentées à titre de référence. Chaque point des distributions cumulatives est le résultat d'une simulation réalisée sur une séquence de 100 mots de codes, équivalent à une période de 24.77 millisecondes.

Sur cette courbe, on peut noter que les résultats obtenus pour le codeur HP, pour le bloc FEC avec utilisation du turbo RS et celui associé à la méthode MCCQ sont sensiblement équivalents et que le procédé avec effacements offre de meilleurs résultats. La probabilité, exprimée en pourcentage, d'avoir un TEB inférieur à 10^{-4} est de 50% pour le bloc FEC associé à la technique d'effacement, elle diminue à 30 % si nous utilisons le bloc FEC avec turbo RS et à 20% pour le reste des techniques.

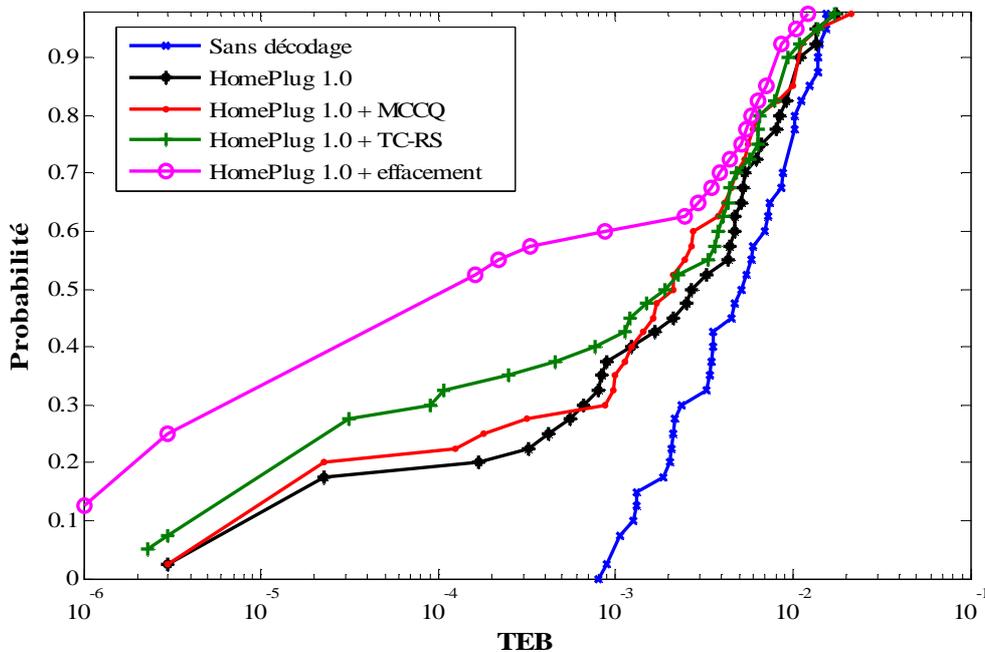


Figure IV.20. Courbe cumulative du TEB pour les techniques de décodage proposées - Comparaison avec celles du standard HomePlug 1.0.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé et étudié les performances de trois techniques de codage canal dimensionnées pour un système CPL OFDM. La première concerne une technique utilisant dans le module de décodage une estimation du bruit impulsif. La deuxième est basée sur le principe de turbo code composé des codes RS et le décodage itératif de type en bloc est proposé. La dernière concerne la concaténation série, avec un traitement supplémentaire

pour le calcul des fiabilités des décisions du décodeur de Viterbi et un décodage externe RS avec effacements.

La première technique de décodage avec estimation de bruit qui a été étudiée présente l'avantage de ne pas utiliser un module de codage au niveau de l'émission. Les tests de cette technique en tenant compte de la présence du bruit impulsif ont montré une limitation de l'efficacité de l'estimation au sens de moindres carrés (MC). Ce résultat préliminaire nous a motivé à améliorer la procédure d'estimation en faisant appel à une régularisation de type moindre carré avec contrainte quadratique (MCCQ). Le choix de ce type de régularisation a permis de diminuer le TEB par rapport au niveau atteint sans décodage.

La deuxième technique basée sur les turbo codes a été définie en proposant un codage en bloc structuré en une concaténation en parallèle de deux codes RS identiques et séparés par un entrelaceur matriciel. Le décodage de cette structure est itératif où chaque décodeur composant qui la compose fournit à son successeur une information sur les positions d'erreurs. Ceci permet d'effectuer un décodage avec effacements et d'augmenter son pouvoir de correction. En introduisant ce turbo code dans l'étage FEC proposé par le standard HomePlug 1.0, nous avons montré que les performances du système sont légèrement améliorées, au prix d'une complexité matérielle et un temps de traitement important.

Bien que les deux premières techniques proposées aient apporté une amélioration en terme de correction des erreurs introduites par le bruit impulsif, elles n'ont cependant pas permis d'atteindre un meilleur compromis entre capacité de correction et complexité d'implantation par rapport à la solution proposée par le standard HomePlug 1.0. Pour atteindre cet objectif, nous avons finalement proposé de garder la même structure du HomePlug 1.0 et de chercher à améliorer les performances du décodage de Viterbi. Notre contribution dans ce sens a été l'ajout d'un calcul supplémentaire de la fiabilité des décisions correspondantes aux symboles décodés. Cette information de fiabilité permet de marquer les effacements qui seront utilisés par le décodeur RS afin d'améliorer son résultat de correction d'erreurs. La méthode de calcul des pondérations des symboles décodés a été considérée en examinant l'algorithme SOVA avec le choix adéquat de la fonction métrique à utiliser dans le cas de l'environnement impulsif.

La comparaison des performances de la liaison OFDM-CPL en faisant appel aux différentes techniques étudiées avec celles de la norme HomePlug 1.0 a été effectuée en terme de TEB et en présence d'un scénario de bruit impulsif généré

selon le modèle hybride. La représentation des distributions cumulatives des TEB pour chaque technique a permis de montrer que la concaténation série avec la mesure de fiabilité et décodage à effacements est celle qui aboutit aux meilleures performances.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à l'analyse du bruit impulsif et ses effets sur la transmission de données à haut débit sur le réseau d'énergie électrique lors de son utilisation en mode Indoor ou sur véhicule

La première partie de ce document a été consacrée à l'étude et à la caractérisation du bruit impulsif dans le milieu de la boucle locale électrique. Les principes généraux des communications CPL ont tout d'abord été présentés, ainsi que les différentes contraintes de transmission sur le canal correspondant. Ceci est réalisé au travers d'une synthèse bibliographique approfondie. En mettant l'accent sur le phénomène du bruit impulsif, des campagnes de mesure ont été réalisées et ont permis de déduire les caractéristiques du bruit non seulement dans l'environnement d'étude à savoir le milieu Indoor, mais aussi dans l'environnement automobile où la technologie CPL est récemment appliquée. La comparaison des deux milieux a permis de déduire que le bruit impulsif Indoor, d'impulsions plus longues et plus puissantes, est le plus pénalisant pour les communications numériques haut débit et par conséquent le plus délicat à surmonter. Au terme de cette partie, un survol des différents systèmes de communication CPL conventionnels proposés par le standard HomePlug a complété l'étude. En particulier les spécifications de la couche physique de la norme HomePlug 1.0 ont été décrites. Les limitations du codage proposé dans cette norme en présence de rafales de bruit ont été montrées, et nous ont incité à concevoir, dans la suite de ce travail, d'autres techniques plus développées permettant de combattre le bruit quelque soit la nature et la puissance de ses impulsions.

Dans la seconde partie de ce document, nous nous sommes attachés au problème de la modélisation du bruit impulsif, étape indispensable qui facilite par la suite l'intégration du bruit dans les simulateurs de liaisons CPL afin d'évaluer les performances des systèmes à concevoir. Trois modèles issus de la littérature ont tout d'abord été présentés et étudiés : le modèle de classe A de Middleton, celui basée sur les chaînes de Markov et l'approche stochastique. En commençant par le premier modèle, la formulation mathématique, telle qu'elle est donnée par Middleton, était générale, inadaptée au bruit réel mesuré dont les caractéristiques changent d'un segment de mesure à un autre. Une adaptation des paramètres du modèle a été nécessaire en se basant sur une étude statistique des segments de mesures. Malgré ce traitement supplémentaire d'adaptation, le bruit généré par le modèle n'a montré aucune ressemblance avec le cas réel. En effet, les échantillons du bruit dans le

domaine temporel sont indépendants, menant à une densité spectrale de puissance plate, très proche d'un bruit blanc gaussien, ce qui n'est pas le cas du bruit mesuré. Malgré tout, on peut se poser la question de l'incidence d'un modèle « imprécis » sur les performances simulées d'un système. C'est la démarche qui a été suivie en introduisant le modèle de bruit dans la chaîne de simulation de type HomePlug et en comparant les durées des erreurs avec celles obtenues avec les impulsions de bruit mesurées. Les écarts importants observés ont confirmé le fait que le modèle de Middleton n'était pas adapté à notre contexte d'étude. Puis l'approche basée sur les chaînes de Markov a été détaillée. Celle-ci, dont le principe est comparable au modèle stochastique, se base sur une modélisation des différents paramètres des impulsions (durée, amplitude, pseudo- fréquence, facteur d'amortissement...) par des chaînes de Markov cachées (CMC). Le modèle global a été par la suite comparé aux mesures et une excellente adéquation a été remarquée. Cependant, ce modèle, ainsi conçu, souffre d'une complexité de mise en œuvre importante et certaine lourdeur d'exécution. L'idée d'une approche hybride a ainsi été développée. Celle-ci allie le principe Markovien pour son efficacité à reproduire les caractéristiques temporelles et l'aspect stochastique pour sa simplicité. Le premier sert à modéliser le temps d'inter-arrivée et la durée des impulsions, alors que le second permet la modélisation des autres paramètres. La comparaison mesures-modèle d'un point de vue temporel, fréquentiel et son impact sur une liaison HomePlug 1.0 ont montré un degré d'adéquation très proche de celui de Markov.

La troisième partie a traité en particulier de la solution d'ajout de modules d'annulation de bruit au niveau du récepteur. En partant d'un bloc de traitement de bruit développé dans la littérature, les performances de ce module de base ont été étudiées dans notre cas et un traitement d'adaptation de seuil de détection de bruit a été introduit pour améliorer les TEBs. Cette nouvelle version, efficace contre les impulsions courtes, a présenté une dégradation des performances quand il s'agit d'une rafale de puissance élevée perturbant le symbole OFDM en entier. Pour cela, une technique permettant l'estimation de bruit au niveau de chaque voie à l'entrée du bloc FFT a été proposée. Cette solution apporte une amélioration des performances de la liaison indépendamment de la nature ou la durée de l'impulsion, mais cette amélioration est limitée pour les SINRs élevés.

La quatrième partie du document a concerné l'étude des techniques de codage canal pouvant être appliquées dans notre cas d'étude. En commençant par le décodage RS introduit au niveau du récepteur grâce à l'analogie entre la

modulation OFDM et le codage RS, nous avons amélioré la méthode de décodage en faisant appel à un outil de régularisation qui rend l'estimation des composantes de bruit à la sortie de la FFT plus efficace. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux structures des turbo codes qui ont montré ces dernières années des performances très proches de la limite de Shannon dans le cas gaussien. Nous avons développé un codeur turbo dont les codes composants sont de type RS et dont le décodage itératif de type ferme utilise les effacements. Nous avons remarqué que la complexité de cette structure est considérable devant la faible amélioration des performances par rapport à celles données par le bloc FEC de la norme HomePlug 1.0.

Pour cela, nous avons développé une troisième idée qui part de la structure même du bloc FEC de la norme HomePlug 1.0 à savoir la concaténation en série conventionnelle des codeurs RS-convolutif et d'entrelaceur. Nous nous sommes focalisés sur le décodage de Viterbi qui est devenu de type pondéré fournissant ainsi une information supplémentaire sur la fiabilité des symboles décidés. Cette information a été exploitée par l'étage de décodage RS en marquant les décisions les moins fiables comme effacements, ce qui multiplie le pouvoir de correction du système de décodage. Evidemment, cette hypothèse a été validée en vérifiant que les erreurs de décisions sont effectivement celles qui ont les fiabilités les plus faibles.

La comparaison des performances des différentes techniques mentionnées a été effectuée en traitant des cas particuliers d'impulsions. Généralement nous avons considéré les cas moyen et le plus probable, ensuite, nous avons analysé statistiquement ces performances en appliquant le modèle global du bruit où les impulsions sont toutes contenues dans la bande de transmission. Les résultats finaux ont montré que la technique de concaténation série avec mesure de fiabilité est celle qui permet les meilleures performances en terme de TEB, sans tout au moins introduire de blocs supplémentaires.

Les perspectives de ces recherches sont multiples et se situent dans le prolongement direct des travaux déjà menés. En premier lieu, la caractérisation du bruit impulsif peut être encore développée en menant d'autres mesures intensives dans d'autres environnements. Des mesures ont déjà été réalisées au niveau du laboratoire TELICE concernant les environnements véhicules et industriel, il faudrait exploiter ces mesures pour étudier la potentialité de la transmission CPL à haut débit dans divers milieux.

Cependant, les performances des différentes techniques de compensation de bruit ont été analysées en considérant uniquement l'effet du bruit impulsif. Par

ailleurs, il serait intéressant de compléter cette étude en tenant compte de l'effet de la fonction de transfert du canal, ceci permettra d'obtenir des conclusions plus précises sur leurs efficacités.

Enfin, des perspectives relatives au développement matériel peuvent être abordées. En effet, l'implémentation matérielle en utilisant des circuits logiques programmables et/ou des DSP aura pour conclusion de donner une idée plus claire sur le temps de traitement et la complexité architecturale et négocier par la suite le choix final des techniques de compensation à mettre en œuvre.

Annexe I

**Rappel des expressions analytiques de
fonctions de densité de probabilité**

Cette annexe présente les expressions analytiques des fonctions densité de probabilité de quelques lois connues utilisées dans cette thèse.

Loi normale :
$$f(x/\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{(x-\mu)^2}{\sigma^2}\right) \quad \text{(AI.1)}$$

Loi de Weibull :
$$f(x/a, b) = ba^{-b} x^{b-1} e^{-\left(\frac{x}{a}\right)^b} \quad \text{(AI.2)}$$

Loi exponentielle :
$$f(x/\mu) = \frac{1}{\mu} e^{-\frac{x}{\mu}} \quad \text{(AI.3)}$$

Loi de Rayleigh :
$$f(x/\sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad \text{(AI.4)}$$

Loi Gamma :
$$f(x/a, b) = \frac{1}{b^a \Gamma(a)} e^{-\frac{x}{b}} x^{a-1} \quad \text{(AI.5)}$$

Avec $\Gamma(\)$ est la fonction Gamma

Annexe II

Optimisation du modèle de Markov

Dans le paragraphe (II.3.1.2) du chapitre II, nous avons vu qu'une CMC serait déterminé pour chaque paramètre du bruit. Cependant, le modèle de chacun de ces paramètres sera d'autant plus proche des mesures que le choix des caractéristiques de la chaîne sera judicieux, ces caractéristiques étant essentiellement la matrice des probabilités de transition, l'espace des états avec les probabilités initiales de chacun et la loi de distribution qui gère les observations dans chaque états.

Comme les probabilités initiales des états et les probabilités de transition sont directement conclues des mesures, et que les densités de probabilité des observations associées aux différents états sont toutes considérées comme des gaussiennes $N(0,1)$, il suffit alors de bien choisir l'espace des états, autrement dit, faire un bon découpage des intervalles de valeurs des paramètres du bruit. Il faut remarquer que plus le nombre d'états est important, plus le modèle est précis mais au pris d'une complexité de calcul et d'une augmentation du temps de traitement.

Le but de ce travail d'optimisation est de déterminer le nombre d'états (N_s) minimum pour lequel une bonne adéquation entre le modèle et les mesures est observée. Ceci est effectué en testant, pour chaque paramètre de l'impulsion, plusieurs valeurs du nombre d'états, ensuite, nous comparons la séquence des mesures à celle modélisée. Nous gardons la valeur minimale de N_s permettant une meilleure performance.

II.1. Critères d'optimisation

Pour juger du nombre d'états optimal de la chaîne de Markov, le critère d'adéquation entre les mesures et les modèles doit être validé. Ainsi, dans notre étude, trois critères d'optimisation ont été considérés : le critère de minimum d'erreur quadratique moyenne (**EQM**), le critère du minimum de la distance maximale de Kolmogorov, et le critère du maximum de vraisemblance.

II.1.1. Critère de minimum d'erreur quadratique moyenne (EQM)

Soit la fonction de répartition de chaque séquence $X = \{X_k, k=1, 2, \dots\}$ définie par (AII.1)

$$F_x(x) = Prob(X \leq x). \quad \text{(AII.1)}$$

Nous définissons alors l'erreur quadratique moyenne par (AII.2)

$$EQM = E[F_{X_{mes}}(x) - F_{X_{mod}}(x)], \quad \text{(AII.2)}$$

où $F_{X_{mes}}$ est la fonction de répartition de la séquence des mesures et $F_{X_{mod}}$ celle de la séquence modélisée. Ainsi, plus l'EQM est faible, plus le modèle est fidèle aux mesures.

AII.1.2. Critère de la distance de Kolmogorov

Le test de Kolmogorov est l'un des tests d'adéquation qui permet d'accepter ou rejeter l'hypothèse qu'une variable aléatoire X , de distribution inconnue, suit ou une loi de distribution proposée.

Si $F_x(x)$ est la fonction de répartition empirique de la variable aléatoire X et $\hat{L}(x)$ sa loi estimée, alors l'indicateur d'écart de ce test est la valeur absolue de la distance maximale d_{max} entre $F_x(x)$ et $\hat{L}(x)$ donnée par (AII.3).

$$d_{max} = \max_x |\hat{L}(x) - F_x(x)|. \quad \text{(AII.3)}$$

Cette distance maximale de Kolmogorov est d'autant plus faible que le modèle est proche des mesures.

AII.1.3. Critère du maximum de vraisemblance

Ce critère est utilisé quand les paramètres du modèle à savoir les probabilités de transition, les probabilités initiales des états et les densités de probabilités sont inconnues. Son but est d'estimer ces différents paramètres sachant que l'espace des états est connu et prédéfini. Pour notre application, l'espace des états est variable et la vraisemblance est calculée sachant d'une part que les probabilités de transitions et les probabilités initiales des états sont déduites des séquences de mesure et, d'autre part, que les lois de probabilités sont toutes des gaussiennes $N(0,1)$.

Soit la CMC définie par la matrice de transition P , les probabilités des observations b_i et l'espace des états $E = \{s_1, s_2, \dots, s_{N_s}\}$. En disposant d'une séquence d'observation $O = \{O_1, O_2, \dots, O_T\}$ aux instants $1, 2, \dots, T$, la fonction de vraisemblance est définie par [Liporace82] (AII.4).

$$L_\lambda(O) = \text{Prob}\{O/\lambda\}, \quad \text{(AII.4)}$$

où λ désigne le modèle de Markov utilisé ($\lambda = \{P; E; b_i; i=1, \dots, N_s\}$).

Il s'agit donc de déterminer la probabilité d'obtenir la séquence d'observation en disposant du modèle. Evidemment, cette probabilité est d'autant plus élevée que le modèle est adéquat. Ainsi, le critère de maximum de vraisemblance est

utilisé pour optimiser les chaînes de Markov en ré-estimant leurs différents paramètres [Liporace82].

Cependant, $L_\lambda(O)$ peut être exprimé par (AII.5).

$$\begin{aligned} L_\lambda(O) &= \text{Prob} \{O_1, O_2, \dots, O_T/\lambda\} \\ &= \sum_{j=1}^{N_s} \text{Prob} \{O_1, O_2, \dots, O_T, s_j/\lambda\}. \end{aligned} \quad \text{(AII.5)}$$

Le calcul de la somme de l'expression (AII.5) est très compliqué. On définit la probabilité

$$\alpha_t(j) = \text{Prob} \{O_1, O_2, \dots, O_t, s_t = s_j/\lambda\}. \quad \text{(AII.6)}$$

où s_t est l'état du modèle à l'instant t .

D'où,

$$L_\lambda(O) = \sum_{j=1}^{N_s} \alpha_T(j). \quad \text{(AII.7)}$$

Le calcul des α_T est développé dans [Liporace82] et est donné par l'expression (AII.8).

$$\begin{cases} \forall T > 0 & \alpha_T(j) = \sum_{i=1}^{N_s} \alpha_{T-1}(i) P_{ij} b_j(O_T) \\ & \alpha_0(j) = P_{ij} \end{cases} \quad \text{(AII.8)}$$

AII.2. Optimisation du modèle des amplitudes des impulsions

Pour déterminer N_s optimal de la CMC des amplitudes, la distribution des amplitudes des impulsions mesurées est comparée à celle générée par les CMC pour différentes valeurs de N_s . Les trois courbes de la figure AII.1 montrent respectivement la variation du critère du maximum de vraisemblance L_λ , celle de l'indicateur d'écart du test de Kolmogorov et celle de l'EQM en fonction de N_s . On remarque sur cette figure que la valeur optimale de N_s est de l'ordre de 27, ce qui correspond à un pas constant d'amplitude de 300 mV.

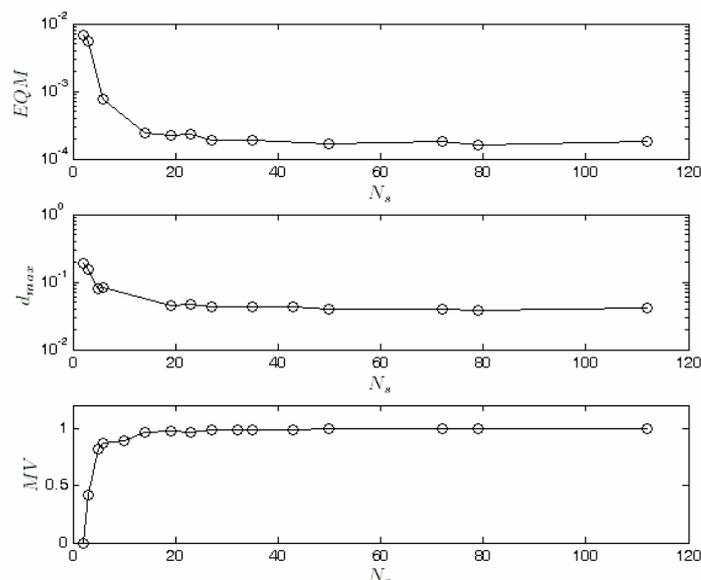


Figure AII.1. Optimisation du modèle d'amplitude : Evolution des valeurs associées aux critères d'erreurs en fonction du nombre d'états N_s .

Le résultat étant indépendant du critère choisi, on se limitera, dans la suite de l'étude, au critère de l'EQM ou au test de Kolmogorov, leur mise en œuvre étant beaucoup plus simple que celle du maximum de vraisemblance. Ainsi, pour chacun des paramètres caractéristiques restants, nous évaluons l'EQM et la distance maximale de Kolmogorov pour les différents modèles correspondant en variant à chaque fois le nombre d'états. Le modèle optimum est celui qui permet le minimum d'EQM et de d_{max} .

AII.3. Optimisation du modèle des pseudo-fréquences des impulsions

Nous avons vu dans (II.3.2.3) que les pseudo- fréquences des impulsions sont classées en deux groupes à savoir la classe LF dont les pseudo-fréquences appartiennent à l'intervalle $[500 \text{ KHz}, 3 \text{ MHz}]$, et la classe HF dont l'intervalle de valeurs est $[3.4 \text{ MHz}, 15.36 \text{ MHz}]$.

L'étude de l'optimisation des CMCs correspondants à chaque groupe permet de conclure que le premier groupe doit être modélisé par une CMC de 32 états avec un pas fréquentiel de 46 KHz, et le deuxième groupe doit être représenté par une CMC de 24 états, avec un pas fréquentiel de 397.7 KHz.

Les figures AII.2 et AII.3 présentent l'étude d'optimisation réalisée sur le nombre d'états des CMCs des pseudo-fréquences respectivement pour les impulsions des classes LF et HF.

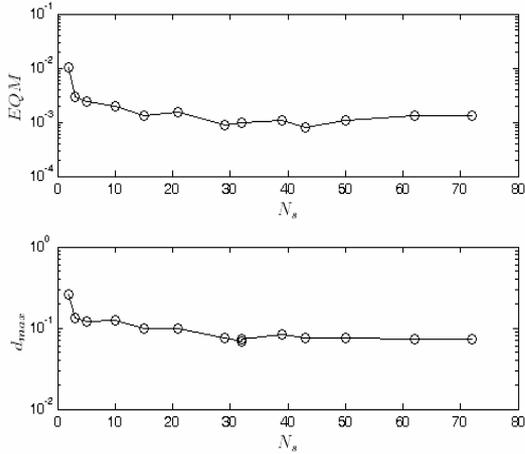


Figure AII.2. Optimisation du modèle de la classe LF des pseudo- fréquences.

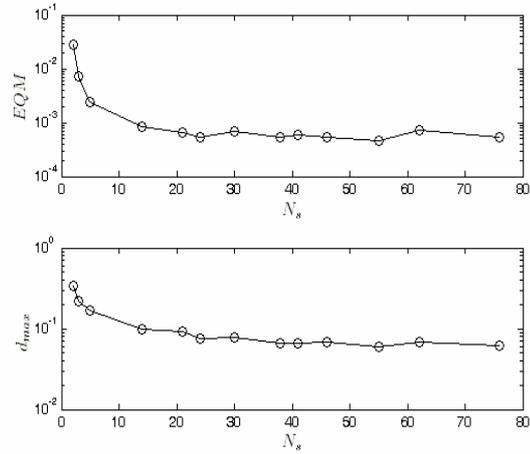


Figure AII.3. Optimisation du modèle de la classe HF des pseudo- fréquences.

AII.4 Optimisation du modèle des durées des impulsions

La variation de l'EQM et de d_{max} pour la séquence des durées des impulsions indique que le nombre d'états optimal à considérer est égal à 43 comme la montre la figure AII.4.

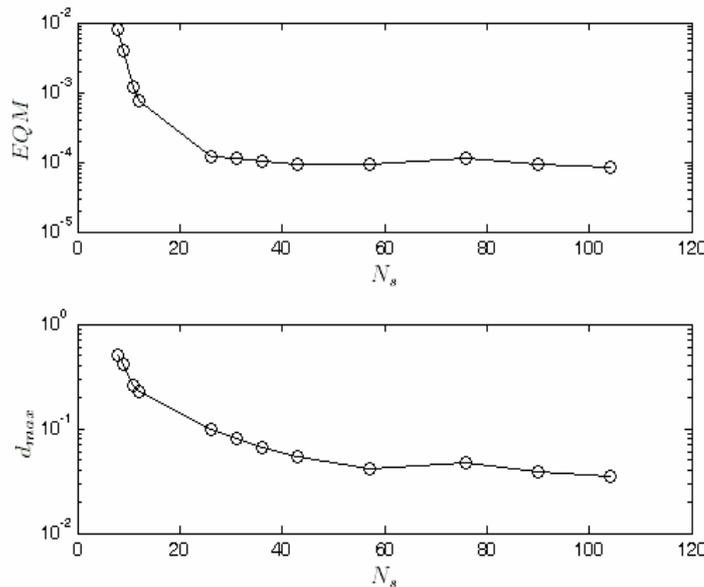


Figure AII.4. Optimisation du modèle des durées des impulsions du bruit Indoor.

AII.5. Optimisation du modèle des facteurs d'amortissement des impulsions

La figure AII.5 montre que le nombre d'états optimal de la CMC correspondante à la séquence des facteurs d'amortissement est égal à 36. Ce nombre d'états permet un pas de 0.0584.

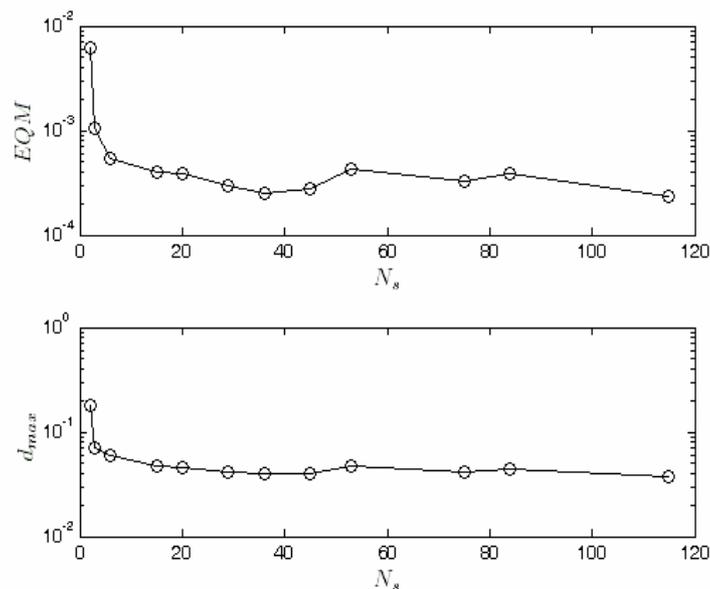


Figure AII.5. Optimisation du modèle des facteurs d'amortissement des impulsions du bruit Indoor.

AII.6. Optimisation du modèle des temps d'inter- arrivées des impulsions

L'intervalle de variation du paramètre temps d'inter-arrivées est très large, allant de quelques μs jusqu'à quelques centaines de secondes. Pour cela, le nombre d'états de la CMC correspondante est élevé avec un pas temporel variable. La figure AII.6 présente les étapes d'optimisation du nombre d'états et justifie le choix d'un $N_s=149$.

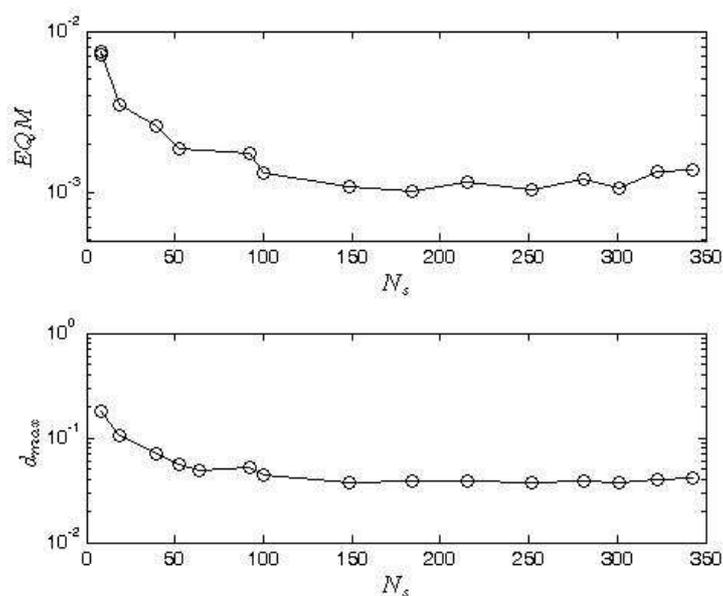


Figure AII.6. Optimisation du modèle des TITs des impulsions du bruit Indoor.

AII.7. Optimisation du modèle des durées moyennes des impulsions élémentaires des impulsions

La variation de l' EQM et celle de la distance maximale de Kolmogorov en fonction du nombre d'états sont illustrées dans la figure AII.7 et montrent que N_s optimal à choisir doit être égal à 28.

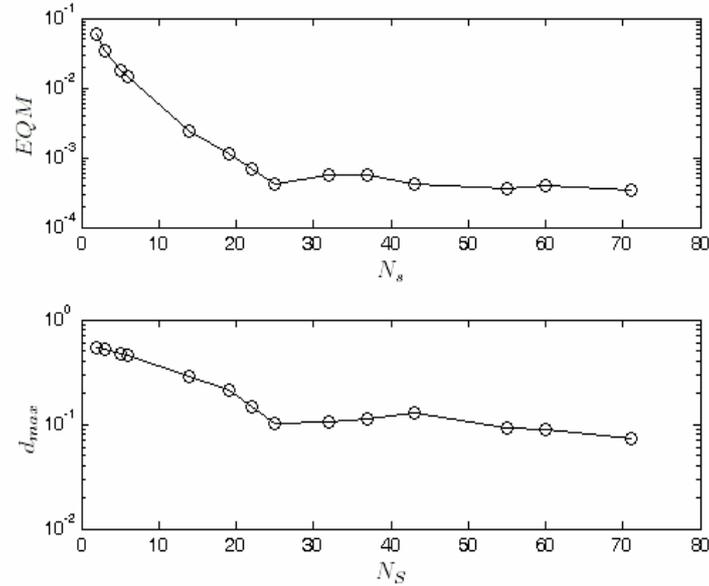


Figure AII.7. Optimisation du modèle des durées moyennes des impulsions élémentaires.

Annexe III

**Etude analytique de l'effet d'une
impulsion élémentaire**

AIII.1. Détermination de la puissance moyenne de l'impulsion

Nous faisons appel à une impulsion élémentaire de pseudo-fréquence $f_0=9$ MHz, de facteur d'amortissement normalisé $k=0.54$, de durée $T_d=2 \mu s$, d'amplitude A fixe qui varie selon le SINR et de temps d'occurrence T_{occ} qui suit la loi uniforme sur la période symbole T_{OFDM} . L'expression de la puissance moyenne de l'impulsion est donnée par (AIII.1).

$$P_{imp} = \frac{1}{T_{OFDM}} \int_{T_{occ}}^{T_{occ}+T_d} bi(t)bi(t)^* dt. \quad (\text{AIII.1})$$

Le développement de cette expression permet de trouver que

$$P_{imp} = \frac{\tau.A_{SINR}^2}{2T_{OFDM}} \left[\exp\left(-\frac{2T_{occ}}{\tau}\right) - \exp\left(-\frac{2(T_{occ}+T_d)}{\tau}\right) \right]. \quad (\text{AIII.2})$$

Ainsi, la puissance moyenne de l'impulsion s'écrit en (AIII.3).

$$\bar{P}_{imp} = E[P_{imp}] = \int_{T_{occ}} P_{imp} p_{T_{occ}}(T_{occ}) dT_{occ}. \quad (\text{AIII.3})$$

$p_{T_{occ}}(T_{occ})$ est la pdf du temps d'occurrence, elle s'exprime par (AIII.4).

$$p_{T_{occ}}(T_{occ}) = \begin{cases} \frac{1}{T_{OFDM} - T_d} & \text{si } T_{occ} \in [0, T_{OFDM} - T_d] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}. \quad (\text{AIII.4})$$

En calculant l'équation (AIII.3), l'expression finale de la puissance moyenne devient (AIII.5).

$$P_{imp} = \frac{\tau^2.A_{SINR}^2}{4T_{OFDM}(T_{OFDM} - T_d)} \left[1 - \exp\left(-\frac{2(T_{OFDM} - T_d)}{\tau}\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{2T_d}{\tau}\right) \right]. \quad (\text{AIII.5})$$

AIII.2. Développement analytique de la probabilité d'erreurs

En considérant le schéma de la chaîne de communication OFDM de la figure III.1, l'expression de $P_{eb,k}$ sur la $k^{ième}$ sous-porteuse est donnée par (AIII.6) [Delmas93, Rouissi04a].

$$P_{eb,k} = Prob(\hat{u}_k = -1/u_k = 1) Prob(u_k = 1) + Prob(\hat{u}_k = 1/u_k = -1) Prob(u_k = -1). \quad (\text{AIII.6})$$

Sachant que $Prob(u_k = 1) = Prob(u_k = -1) = \frac{1}{2}$, il suffit de déduire $Prob(\hat{u}_k = 1/u_k = -1)$ et $Prob(\hat{u}_k = -1/u_k = 1)$.

$$\begin{aligned} \hat{u}_k = -1 &\Rightarrow \text{Real}\left(\text{FFT}\left(\{\mathbf{r}\}\right)\Big|_k\right) \leq 0 \\ &\Rightarrow \text{Real}\left(\text{FFT}\left(\{\mathbf{bi}\}\right)\Big|_k\right) + \text{Real}\left(\text{FFT}\left(\{\mathbf{bg}\}\right)\Big|_k\right) + u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \leq 0 \end{aligned}$$

Soit $2N_0$ la DSP bilatérale du BBAG et soit la variable aléatoire $X_k = \text{Real}\left(\text{FFT}\left(\{\mathbf{bi}\}\right)\Big|_k\right) + \text{Real}\left(\text{FFT}\left(\{\mathbf{bg}\}\right)\Big|_k\right)$.

bg_n représente l'échantillon du bruit blanc gaussien additif sur la $n^{\text{ième}}$ voie à l'entrée de l'étage de la FFT, il suit alors la loi gaussienne de moyenne nulle et de variance $\frac{2N_1N_0}{T_{OFDM}}$, N_1 étant le nombre total de voies du système OFDM (ou le nombre d'échantillons par symbole OFDM), et N est le nombre de sous-porteuses portant l'information utile. D'où, sa transformé de Fourier à la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse ($Bg_k = \text{FFT}\left(\{\mathbf{bg}\}\right)\Big|_k$) suit aussi $N(0, \sigma_{Bg_k})$ avec

$$\begin{aligned} \sigma_{Bg_k}^2 &= \frac{1}{N_1^2} \sum_{p=0}^{N_1-1} \sum_{q=0}^{N_1-1} E\left[bg_p bg_q^*\right] \exp\left(-j2\pi \frac{p-q}{N_1} k\right) \\ &= \frac{2N_0}{T_{OFDM}}, \end{aligned} \quad \text{(AIII.7)}$$

et $\text{Real}(Bg_k)$ a pour variance $\sigma_{Bg_k}^2 = \frac{N_0}{T_{OFDM}}$

De même, bi_n représente l'échantillon du bruit impulsif sur la $n^{\text{ième}}$ voie à l'entrée de l'étage de la FFT, il a pour expression (AIII.8).

$$bi_n = \begin{cases} A_{SINR} \exp(j2\pi f_0 t_n) \exp\left(-\frac{t_n}{\tau}\right) & \text{si } t_n \in [T_{occ}, T_{occ} + T_d] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{(AIII.8)}$$

Comme T_{occ} suit la loi uniforme, les expressions de l'espérance et la variance de bi_n sont données respectivement par (AIII.9) et (AIII.10)

$$E[bi_n] = \int_{T_{occ}} \text{Pr ob}\{bi_n \neq 0\} p_{T_{occ}}(T_{occ}) dT_{occ} \quad \text{(AIII.9)}$$

$$\text{var}[bi_n] = E\left[\left(bi_n - E(bi_n)\right) \left(bi_n - E(bi_n)\right)^*\right] \quad \text{(AIII.10)}$$

$p_{T_{occ}}(T_{occ})$ est donnée par (AIII.4) et $\text{Pr ob}(bi_n \neq 0) = \text{Pr ob}(t_n \in [T_{occ}, T_{occ} + T_d])$

Le développement de (AIII.9) permet de trouver (AIII.11).

$$E[b_{i_n}] = \begin{cases} \frac{t_n}{T_{OFDM} - T_d} A_{SINR} \exp(j2\pi f_0 t_n) \exp\left(-\frac{t_n}{\tau}\right) & \text{si } n \leq k_0 \\ \frac{t_n (T_{OFDM} - t_n)}{(T_{OFDM} - T_d)^2} A_{SINR} \exp(j2\pi f_0 t_n) \exp\left(-\frac{t_n}{\tau}\right) & \text{si } k_0 < n \leq N1 - k_0 \\ \frac{T_{OFDM} - t_n}{T_{OFDM} - T_d} A_{SINR} \exp(j2\pi f_0 t_n) \exp\left(-\frac{t_n}{\tau}\right) & \text{si } N1 - k_0 < n \leq N1 - 1 \end{cases}, \quad (\text{AIII.11})$$

$$\text{avec } k_0 = \left\lceil \frac{T_d}{T_{OFDM}} (N1 - 1) \right\rceil.$$

De même,

$$\begin{aligned} \text{var}[b_{i_n}] &= \text{Pr ob}[b_{i_n} \neq 0] A_{SINR}^2 \exp\left(-\frac{2t_n}{\tau}\right) (1 - \text{Pr ob}\{b_{i_n} \neq 0\}) \\ &= \begin{cases} \frac{t_n}{T_{OFDM} - T_d} A_{SINR}^2 \exp\left(-\frac{2t_n}{\tau}\right) \left(1 - \frac{t_n}{T_{OFDM} - T_d}\right) & \text{si } n \leq k_0 \\ \frac{t_n (T_{OFDM} - t_n)}{(T_{OFDM} - T_d)^2} A_{SINR}^2 \exp\left(-\frac{2t_n}{\tau}\right) \left(1 - \frac{t_n (T_{OFDM} - t_n)}{(T_{OFDM} - T_d)^2}\right) & \text{si } k_0 < n \leq N1 - k_0 \\ \frac{T_{OFDM} - t_n}{T_{OFDM} - T_d} A_{SINR}^2 \exp\left(-\frac{2t_n}{\tau}\right) \left(1 - \frac{T_{OFDM} - t_n}{T_{OFDM} - T_d}\right) & \text{si } N1 - k_0 < n \leq N1 - 1 \end{cases}, \end{aligned} \quad (\text{AIII.12})$$

La transformé de Fourier de b_i sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse, noté Bi_k ($Bi_k = FFT(\{\mathbf{b}_i\})|_k$), a pour moyenne

$$E[Bi_k] = \frac{A_{SINR}}{N1} D_k G_k, \quad (\text{AIII.13})$$

où

$$D_k = \frac{1 - \exp\left[\left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau}\right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1}\right) k_0\right]}{1 - \exp\left[\left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau}\right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1}\right)\right]}, \quad (\text{AIII.14})$$

et

$$G_k = \frac{1}{N1 - k_0} \exp\left[\left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau}\right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1}\right) \frac{1 - \exp\left[\left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau}\right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1}\right) (N1 - k_0)\right]}{1 - \exp\left[\left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau}\right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1}\right)\right]}, \quad (\text{AIII.15})$$

et a pour variance

$$\sigma_{Bi_k}^2 = \frac{A_{SINR}^2}{N1^2} |D_k|^2 \left(H_k - |G_k|^2 \right), \quad (\text{AIII.16})$$

avec

$$H_k = \frac{1}{N1-k_0} \left| \exp \left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau} \right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1} \right) \right|^2 \frac{1 - \left| \exp \left[\left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau} \right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1} \right) (N1-k_0) \right] \right|^2}{1 - \left| \exp \left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau} \right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1} \right) \right|^2}. \quad (\text{AIII.17})$$

De même, $Real(Bi_k)$ a pour espérance et variance

$$\begin{cases} E[Real(Bi_k)] = \frac{A_{SINR}}{N1} Real(D_k G_k) \\ \sigma_{Real(Bi_k)}^2 = \frac{A_{SINR}^2}{N1^2} \left(I_k - Real(D_k G_k) \right)^2 \end{cases}, \quad (\text{AIII.18})$$

où I_k est défini par l'expression (AIII.19).

$$I_k = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{N1-k_0} Real \left(D_k^2 \exp \left(2 \left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau} \right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1} \right) \right) \cdot \frac{1 - \exp \left(2 \left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau} \right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1} \right) (N1-k_0) \right)}{1 - \exp \left(2 \left(\left(j2\pi f_0 - \frac{1}{\tau} \right) \frac{T_{OFDM}}{N1} - j2\pi \frac{k}{N1} \right) \right)} \right] + |D_k|^2 H_k \quad (\text{AIII.19})$$

Nous déduisons que la *v.a* X_k suit la loi normale $N(\mu 1_k, s1_k)$, où

$$\begin{cases} \mu 1_k = \frac{A_{SINR}}{N1} Real(D_k G_k) \\ s1_k^2 = \frac{N_0}{T_{OFDM}} + \frac{A_{SINR}^2}{N1^2} \left(I_k - Real(D_k G_k) \right)^2 \end{cases}. \quad (\text{AIII.20})$$

En revenant à (AIII.6), nous pouvons déduire l'expression (AIII.21).

$$\begin{aligned} Prob(\hat{u}_k = -1/u_k = 1) &= Prob \left(X_k + u_k \sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \leq 0 \right) = Prob \left(X_k \leq -\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} \right) \\ &= \int_{-\infty}^{-\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}}} \frac{1}{2\pi} \frac{1}{s1_k} \exp \left(-\frac{(u - \mu 1_k)^2}{2s1_k^2} \right) du \end{aligned} \quad (\text{AIII.21})$$

Le développement de cette expression donne (AIII.22).

$$Prob(\hat{u}_k = -1/u_k = 1) = \frac{1}{2} erfc \left(\frac{1}{\sqrt{2s1_k^2}} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} + \mu 1_k \right) \right). \quad (\text{AIII.22})$$

De la même manière,

$$\text{Prob}(\hat{u}_k = 1/u_k = -1) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2s_1^2}} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} - \mu_1 \right) \right). \quad (\text{AIII.23})$$

Ainsi, l'expression de $P_{eb,k}$ devient (AIII.24).

$$P_{eb,k} = \frac{1}{4} \text{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2s_1^2}} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} + \mu_1 \right) \right) + \frac{1}{4} \text{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2s_1^2}} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} - \mu_1 \right) \right). \quad (\text{AIII.24})$$

La probabilité totale s'écrit alors

$$P_{eb} = \frac{1}{4N} \sum_{k=\left(\frac{N1-N}{2}\right)}^{N+\left(\frac{N1-N}{2}\right)-1} \left[\text{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2s_1^2}} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} + \mu_1 \right) \right) + \text{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2s_1^2}} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{T_{OFDM}}} - \mu_1 \right) \right) \right]. \quad (\text{AIII.25})$$

Annexe IV

**Estimation de la puissance du bruit
impulsif**

Cette annexe présente l'étude analytique de l'estimation de la puissance du bruit impulsif sur la durée d'un symbole OFDM (T_{OFDM}). Pour cela, nous avons considéré deux estimateurs dégagés de la littérature. Il s'agit de l'estimateur *ML* (Maximum Likelihood) basé sur l'étude de la fonction de maximum de vraisemblance, et de l'estimateur *SNV* (squared Signal to Noise Variance) qui fait appel aux moments de premier et second ordre des échantillons du signal reçu.

AIV.1. Etude de l'estimateur *ML*

Pour déterminer l'estimateur *ML* de la puissance du bruit, l'idée est d'étudier la fonction de vraisemblance Γ définie par l'expression (AIII.1)

$$\Gamma = Ln\left(f\left(\mathbf{r}_I, \mathbf{r}_Q\right)\right), \quad (\text{AIV.1})$$

où f est la loi conjointe des composantes \mathbf{r}_I et \mathbf{r}_Q respectivement en phase et

en quadrature du vecteur de symbole reçu \mathbf{r} . D'où $\mathbf{r}_I = \begin{bmatrix} r_{I_0} \\ \vdots \\ r_{I_{N1-1}} \end{bmatrix}$ et $\mathbf{r}_Q = \begin{bmatrix} r_{Q_0} \\ \vdots \\ r_{Q_{N1-1}} \end{bmatrix}$

avec $r_n = r_n + jr_{Q_n}$ est le symbole reçu sur la $n^{ième}$ voie à l'entrée de l'étage de la FFT.

Ces symboles, étant indépendants les uns des autres, ainsi que les composantes en phase et en quadrature, nous pouvons écrire

$$f\left(\mathbf{r}_I, \mathbf{r}_Q\right) = \prod_{n=0}^{N1-1} f\left(r_{I_n}\right) f\left(r_{Q_n}\right). \quad (\text{AIV.2})$$

En revenant à l'expression du symbole reçu, nous avons

$$r_n = \begin{cases} s_n + bg_n + bi_n & \text{si } k_{occ} \leq n \leq k_{occ} + k_0 \\ s_n + bg_n & \text{sinon} \end{cases}, \quad (\text{AIV.3})$$

où $k_0 = \left\lceil \frac{T_d}{T_s}(N1-1) \right\rceil$ et k_{occ} suit la loi uniforme sur $[0, N1-k_0]$.

D'où la composante en phase s'écrit $r_{I_n} = \begin{cases} s_{I_n} + bg_{I_n} + bi_{I_n} & \text{si } k_{occ} \leq n \leq k_{occ} + k_0 \\ s_{I_n} + bg_{I_n} & \text{sinon} \end{cases}$ et

de même pour la composante en quadrature.

Cependant, $f(r_{I_n}) = \frac{\partial}{\partial r} F_{r_{I_n}}(r)$ où $F_{r_{I_n}}(r)$ est la fonction de répartition de la variable aléatoire, définie par l'expression (AIV.4).

$$\begin{aligned} F_{r_{I_n}}(r) &= \text{Pr ob} (r_{I_n} \leq r) \\ &= \text{Pr ob} (s_{I_n} + bg_{I_n} + bi_{I_n} \leq r) \text{Pr ob} (n \in [k_{occ}, k_{occ} + k_0]) \\ &\quad + \text{Pr ob} (s_{I_n} + bg_{I_n} \leq r) \text{Pr ob} (n \notin [k_{occ}, k_{occ} + k_0]) \end{aligned} \quad \text{(AIV.4)}$$

Posons $P_{occ_n} = \text{Pr ob} (n \in [k_{occ}, k_{occ} + k_0])$; le développement de son expression permet de déduire l'expression (AIV.5).

$$P_{occ_n} = \begin{cases} \frac{n}{N1 - k_0} & \text{si } n \leq k_0 \\ \frac{n(N1 - n)}{(N1 - k_0)^2} & \text{si } k_0 < n \leq N1 - k_0 \\ \frac{N1 - n}{N1 - k_0} & \text{si } N1 - k_0 < n \leq N1 \end{cases} . \quad \text{(AIV.5)}$$

Ainsi, l'analyse de (AIV.4) donne la relation (AIV.6)

$$F_{r_{I_n}}(r) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(-\frac{r - s_{I_n} - bi_{I_n}}{\sqrt{2}\sigma_{bg_{I_n}}} \right) P_{occ_n} + \frac{1}{2} \text{erfc} \left(-\frac{r - s_{I_n}}{\sqrt{2}\sigma_{bg_{I_n}}} \right) (1 - P_{occ_n}), \quad \text{(AIV.6)}$$

avec

$$bi_{I_n} = A_{SINR} \cos(2\pi f_0 t_n) \exp\left(-\frac{t_n}{\tau}\right), \quad \text{(AIV.7)}$$

et

$$\begin{aligned} \sigma_{bg_{I_n}}^2 &= \text{var}[bg_{I_n}] = \frac{1}{2} \text{var}[bg_n] \\ &= \frac{N1N_0}{T_{OFDM}} \end{aligned} . \quad \text{(AIV.8)}$$

En considérant la définition de $f_{r_{I_n}}(r)$ et (AIV.5), nous trouvons (AIV.9)

$$f_{r_{I_n}}(r_{I_n}) = P_{occ_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sigma_{bg_{I_n}}} \exp\left(-\frac{(r_{I_n} - s_{I_n} - bi_{I_n})^2}{2\sigma_{bg_{I_n}}^2}\right) + (1 - P_{occ_n}) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sigma_{bg_{I_n}}} \exp\left(-\frac{(r_{I_n} - s_{I_n})^2}{2\sigma_{bg_{I_n}}^2}\right). \quad \text{(AIV.9)}$$

Par analogie, nous avons (AIV.10).

$$f_{r_{Q_n}}(r_{Q_n}) = P_{occ_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sigma_{bg_{Q_n}}} \exp\left(-\frac{(r_{Q_n} - s_{Q_n} - bi_{Q_n})^2}{2\sigma_{bg_{Q_n}}^2}\right) + (1 - P_{occ_n}) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sigma_{bg_{Q_n}}} \exp\left(-\frac{(r_{Q_n} - s_{Q_n})^2}{2\sigma_{bg_{Q_n}}^2}\right). \quad (\text{AIV.10})$$

A partir des expressions (AIV.9) et (AIV.10), la fonction Γ est complètement déterminée.

$$\Gamma = \sum_{n=0}^{N1-1} Ln(f(r_{I_n})) + \sum_{n=0}^{N1-1} Ln(f(r_{Q_n})). \quad (\text{AIV.11})$$

Cependant, la puissance du bruit à estimer est donnée par (AIV.12).

$$p\hat{bi} = \frac{1}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} p\hat{bi}_n, \quad (\text{AIV.12})$$

où $p\hat{bi}_n$ est la puissance du bruit impulsif sur la $n^{ième}$ voie à l'entrée de l'étage de la FFT. Elle peut être évaluée par :

$$p\hat{bi}_n = (bi_{I_n} + bi_{Q_n})^2. \quad (\text{AIV.13})$$

Cette puissance dépend de bi_{I_n} et de bi_{Q_n} , son expression est alors déterminée en considérant le système d'équation (AIV.14).

$$\begin{cases} \frac{\partial \Gamma}{\partial bi_{I_n}} = 0 \\ \frac{\partial \Gamma}{\partial bi_{Q_n}} = 0 \end{cases} \Big|_{\substack{bi_{I_n} = \hat{bi}_{I_n} \\ bi_{Q_n} = \hat{bi}_{Q_n}}}. \quad (\text{AIV.14})$$

La résolution de ce système permet de trouver (AIV.15).

$$p\hat{bi}_n = |r_n|^2 + |s_n|^2 + |bg_n|^2 - 2 \left[\text{Real}(r_n^* \tilde{s}_n) + \text{Real}(r_n^* \tilde{bg}_n) - \text{Real}(\tilde{s}_n^* \tilde{bg}_n) \right], \quad (\text{AIV.15})$$

et (AIV.16).

$$p\hat{bi}_{ML} = \frac{1}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} |r_n|^2 + P_s + P_{bg} - \frac{2}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} \text{Real}(r_n^* \tilde{s}_n) - \frac{2}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} \text{Real}(r_n^* \tilde{bg}_n) + \frac{2}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} \text{Real}(\tilde{s}_n^* \tilde{bg}_n) \quad (\text{AIV.16})$$

avec

- P_s : puissance du signal émis
- r_n : symbole reçu sur la $n^{ième}$ voie à l'entrée de l'étage de la FFT

- \tilde{s}_n : symbole décidé par le récepteur
- P_{bg} : puissance du bruit blanc gaussien
- $\tilde{b}g_k$: échantillon de bruit blanc gaussien sur la $n^{ième}$ voie à l'entrée de l'étage de la FFT, tiré aléatoirement à partir d'une séquence d'échantillons de bruit blanc gaussien générée telle que ses caractéristiques soient identiques à celles du BBAG du canal

AIV.2. Etude de l'estimateur SNV

Cet estimateur se base sur l'étude des moments d'ordre 1 et 2 du symbole reçu. En partant de l'expression (AIV.3), nous avons

$$E [r_n r_n^*] = E \left[(s_n + bg_n + bi_n) (s_n + bg_n + bi_n)^* \right] P_{occ_n} + E \left[(s_n + bg_n) (s_n + bg_n)^* \right] (1 - P_{occ_n}). \quad (\text{AIV.17})$$

Le développement de (AIV.17) permet de trouver la relation (AIV.18).

$$E [r_n r_n^*] = E [s_n s_n^*] + E [bg_n bg_n^*] + E [bi_n bi_n^*] P_{occ_n}. \quad (\text{AIV.18})$$

D'où

$$|r_n|^2 = |s_n|^2 + |bg_n|^2 + p\hat{bi}_n. \quad (\text{AIV.19})$$

Par conséquent

$$p\hat{bi}_{SNV} = \frac{1}{N1} \sum_{n=0}^{N1-1} |r_n|^2 - P_s - P_{bg}. \quad (\text{AIV.20})$$

Annexe V

**Principe de décodage souple de Viterbi et
calcul des pondérations des symboles
décodés**

Cette annexe décrit la méthode suivie pour effectuer le décodage souple de Viterbi et les détails de calcul des pondérations correspondantes aux bits décodés.

AV.1. Décodage souple de Viterbi

Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe (IV.4.2.1), l'algorithme de Viterbi cherche, dans le treillis, le chemin le plus proche de la séquence reçue.

Pour décrire cet algorithme, nous désignons par dans un treillis par (i_k) un chemin constitué de k transitions auquel est associé :

- $S^{(k,i)} = (S_0^{(i)}, S_1^{(i)}, \dots, S_k^{(i)})$: la séquence d'états correspondante jusqu' à l'instant k
- $S_k^{(i)}$: état atteint à l'instant k
- $x^{(k,i)} = (x_0^{(i)}, x_1^{(i)}, \dots, x_k^{(i)})$: la séquence information correspondante jusqu' à l'instant k
- $y_{j \leq k} = (y_1, y_2, \dots, y_k)$: suite de séquences élémentaires de signaux reçus jusqu' à l'instant k
- y_k : séquence élémentaire reçue égale à $(y_{k,1}, y_{k,2})$ pour un code convolutif de rendement $1/2$, à laquelle est associée dans le treillis le mot de code $d_k^{(i)} = (d_{k,1}^{(i)}, d_{k,2}^{(i)})$ qui est tout simplement la sortie élémentaire du codeur à la $k^{\text{ième}}$ transition $(k-1, k)$.

Le schéma donné par la figure AV.1 représente une portion du treillis pendant la transition $(k-1, k)$ avec les différentes désignations explicitées ci-dessous.

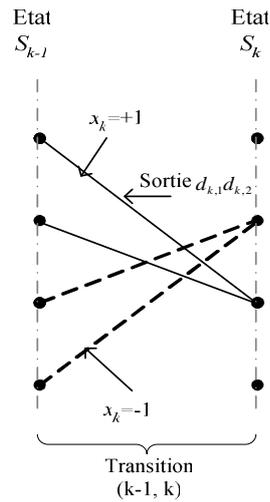


Figure AV.1. Schéma représentatif d'une transition du treillis.

L'algorithme de Viterbi cherche à déterminer le $i^{\text{ème}}$ chemin survivant, et par conséquent, la séquence d'information $x^{(W,i)}$ et celle des états $S^{(W,i)}$ correspondants, W étant la fenêtre de troncature. Pour cela, en avançant dans le treillis, il calcule la quantité $M_k^{(i)}$ définie comme étant la métrique cumulée associée au chemin (i_k) , son expression analytique est donnée par (AV.1).

$$M_k^{(i)} = M_{k-1}^{(i)} + \sqrt{\sum_{v=1}^2 (y_{k,v} - d_{k,v}^{(i)})^2}. \quad (\text{AV.1})$$

La différence entre $M_k^{(i)}$ et $M_{k-1}^{(i)}$ est la métrique de branche égale à la distance euclidienne entre le mot reçu pendant la transition $(k-1, k)$ et le mot de code associé à la branche.

Ainsi, l'algorithme de Viterbi est appliqué de façon habituelle, à chaque avancement dans le treillis, le chemin ayant la métrique $M_k^{(i)}$ la moins élevée est sélectionné comme survivant et conservé pour le décodage. A l'instant $(k+W)$, le chemin (i_W) de minimum de métrique est fixé et sera le chemin sur lequel s'effectue la décision sur le bit \hat{x}_k .

Tout au long du chemin (i_W) , W chemins concurrents (i_τ) ($\tau=1, 2, \dots, W$), ont été écartés et mémorisés pour pouvoir les utiliser dans le calcul des pondérations des bits décodés.

AV.2. Calcul des pondérations des bits décodés selon la méthode SOVA

Nous désirons avoir une pondération du bit \hat{x}_k que l'algorithme de Viterbi a fourni après un retard W égal à la longueur de la fenêtre de troncature. Pour

cela, nous définissons la « différence de métrique », à l'instant $(k+\tau)$, par l'expression (AV.2)

$$\Delta_k^\tau = M_{k+\tau}^{(i_w)} - M_{k+\tau}^{(i_\tau)}, \quad (\text{AV.2})$$

où (i_w) représente le chemin survivant sélectionné au queue de la fenêtre, et (i_τ) est son concurrent à l'instant $(k+\tau)$, $1 \leq \tau \leq W$.

L'arrivée à l'état $S_{k+\tau}^{(i_w)}$ correspond au choix soit du chemin survivant menant à cet état, soit de son concurrent. La probabilité du choix en faveur du bit x_k relatif au chemin survivant à l'instant $(k+\tau)$, $P(\text{correct})$, est tout simplement la probabilité que le choix du survivant à cet instant est correcte. Cette probabilité est calculée en [Hagenauer96] et a pour expression (AV.3).

$$P(\text{correct}) = \frac{\exp(\Delta_k^\tau)}{1 + \exp(\Delta_k^\tau)}. \quad (\text{AV.3})$$

Ainsi, le rapport de vraisemblance, ou « valeur soft », de la décision binaire de ce chemin à l'instant $(k+\tau)$ est

$$Ln\left(\frac{P(\text{correct})}{1 - P(\text{correct})}\right) = \Delta_k^\tau. \quad (\text{AV.4})$$

Comme nous l'avons mentionné, tout au long du chemin survivant correspondant à la fenêtre de troncature $(k, k+W)$, W concurrents d'indices $\tau=1, 2, \dots, W$ ont été écartés. Si la décision x_k^τ du chemin concurrent (i_τ) est la même que celle du survivant (i_w) , on ne se trompait pas si on avait choisi le concurrent au lieu du survivant, la fiabilité correspondante à cet instant serait infinie. Dans le cas contraire, on se trompait et nous aurions une erreur de fiabilité Δ_k^τ . Il a été montré dans [Hagenauer96] que l'erreur résultante de toutes les erreurs écartées aura un rapport de vraisemblance approximé à $\min_{\tau=1, \dots, W} \{\Delta_k^\tau\}$ relativement aux chemins (i_τ) de décisions différentes de \hat{x}_k .

D'où, la valeur pondérée pourrait être approximée par l'expression (AV.5)[Hagenauer96].

$$L_{SOVA}(\hat{x}_k) = \hat{x}_k \cdot \min_{\tau=1, \dots, W} \{\Delta_k^\tau\}. \quad (\text{AV.5})$$

où le minimum est pris sur les chemins non survivants donnant une décision différente de \hat{x}_k .

Bibliographie

- [Abatsoglou91] T.J. Abatsoglou, J.M.Mendel, G.A. Harada, "The Constrained Total Least Squares Technique and its Applications to Harmonic Supper solution", IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 39, No. 5, May 1991.
- [Abdelkefi05] F. Abdelkefi, P. Duhamel, F. Alberge, "Impulsive Noise Cancellation in Multi carrier Transmission", IEEE Trans. On comm., Vol. 53, No. 1, Janvier 2005.
- [Azmi05] P. Azmi, F. Marvasti, "Robust Decoding of DFT-Based Error Control Codes for Impulsive and Additive White Gaussian Noise Channels", IEE Proc-comm., Vol. 152, No. 3, june 2005.
- [Baccelli98] F. Baccelli, "Chaînes de Markov et réseaux stochastiques", édition Palaiseau, école polytechnique, département de mathématiques appliquées, 1998.
- [Bahl88] L.R.Bahl, P.F.Brown, P.V.de Sousa, L.R.Mercer, "Speech Recognition With Continuous-Parameter Hidden Markov Models", IEEE on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-88., 1988 International Conference on 11-14 April 1988 Page(s):40 - 43 vol.1.
- [Battail87] G. Battail, "Pondération des Symboles Décodés par l'Algorithme de Viterbi", Ann. Télécomm. Vol. 42, No. 1-2, pp. 31-38, Janvier 1987.
- [Berlekamp68] E.R.Berlekamp, "Algebraic Coding Theory", McGraw-Hill, New York, 1968.
- [Berry81] L.A.Berry, "Understanding Middleton's Canonical Formula for Class A Noise", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-23, No. 4, November 1981.
- [Berrou96] C. Berrou, A. Glavieux, "Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding", IEEE Trans. On Communications, Vol. 44, No.10, Octobre 1996.
- [Blahut79] R.E. Blahut, "Transform Techniques for Error Control Codes", IBM J. RES. Develop. Vol. 23, No. 3, May 1979.
- [Calvetti03] D. Calvetti, L. Reichel, "Tikhonov Regularization of Large Linear Problems", BIT. 43 (2003), pp. 263-283.
- [Calvetti04] D. Calvetti, L. Reichel, "Tikhonov Regularization With a Solution Constraint", SIAM J. Sci. Comput. Vol. 26, No. 1, pp. 224-239, 2004
- [Chan89] H. M. L. Chan, R. W. Donaldson, "Amplitude, Width and Interarrival Distributions for Noise Impulses on Intrabuilding Power Line Communication Networks", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, No. 3, Aout 1989.
- [Chan92] T. F. Chan, J. Olkin, D. W. Cooley, "Solving Quadratically Constrained Least-Squares Using Block Box Unconstrained Solvers", BIT. 32 (1992), pp.481-495.
- [Chase72] D. Chase, "A Class of Algorithms for Decoding Block Codes With Channel Measurement Information", IEEE Trans on Inf. Theory, vol. IT-18, No. 1, junary 1972.

- [Chuah05a] T.C. Chuah, "Robust Iterative Decoding of Turbo Codes in Heavy-Tailed Noise", IEE Proc-commun. Vol. 152, No. 1, February 2005.
- [Chuah05b] T.C. Chuah, C.H. Pu, "Serial Turbo Decoder for Robust Communication", Electronics letters 31st march 2005, Vol. 41, No. 7.
- [Crussi re05] M. Crussière, "Etude et Optimisation de communications à haut débit sur ligne d'énergie : Exploitation de la combinaison OFDM/CDMA", thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Novembre 2005.
- [Daniel83] J. Daniel, Jr. Castello, "Error Control Coding, Fundamentals and Applications", prentice Hall, 1983.
- [David00] H. David, Al. "PALAS- Power line as an Alternative Local Access. D2: PLC Technology Inventory and Development Roadmap", Juin 2000. Home page. 8 Oct. 2002, <http://www.enersearch.se/palas/>.
- [Dauwels04] J.Dauwels, H.Loeliger, "Phase Estimation by Message Passing", IEEE Int. Conf. On Communications, Paris, June 20-24, 2004, pp523-527.
- [Degardin02a] V.Dégardin, "Analyse de la faisabilité d'une transmission de donnée haut débit sur le réseau électrique basse tension", thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, D cembre 2002.
- [Degardin02b] V.D gardin, M. Liénard, A.Zeddami, F.Gauthier, P. Degauque, "Classification and Characterization on Impulsive Noise On Indoor Power Line Used For Data Communications", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 48, Issue 4, Nov 2002, pp 913 – 918.
- [Degardin03] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, "Transmission on indoor power lines: From a stochastic channel model to the optimization and performance evaluation of multicarrier systems ", International Journal on Communication Systems, Vol. 16, pp.363–379, 2003.
- [Degardin05] V.D gardin, M. Olivas Carrion, " tude préliminaire sur le bruit impulsif présent sur les lignes d'énergie d'un réseau voiture (12 V) ", rapport d'avancement – Février 2005.
- [Delmas93] J.P.Delmas, "Introductions aux probabilités", Collection pédagogique aux télécommunications, Eyrolles, Paris, 1993
- [Denieire03] L.Deneire, P.Vandenameele, L.Vander Perre , B.Gyselinckx, M.Engels, "A Low Complexity ML Channel Estimator for OFDM", IEEE Transactions on Communications, Vol. 51, No.2, February 2003.
- [Deng88] L.Deng, M.Lennig, V.N.Gupta, P.Merelstern, "Modeling Acoustic-phonetic Detail in an HMM-based Large Vocabulary Speech Recognizer", IEEE on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988. ICASSP-88., 11-14 April 1988 Page(s):509 - 512 vol.1.

- [Dostert90] K.M.Dostert, "Frequency- Hopping Spread Spectrum Modulation for Digital Communications Over Electrical Power Lines", IEEE J. on Selected Areas in Com., Vol.8, No.4, pp700-710, May 1990.
- [Dostert97] K. Dostert, "Telecommunications Over the Power Distribution Grid : Possibilities and Limitations", International Symposium on Power line Communications an its applications (ISPLC'1997), Essen, Allemagne, Juin 1997, pp.1-9.
- [Dostert01] K. Dostert, "PowerLine Communications", Prentice- Hall, first edition, USA, 2001.
- [Duval98] G. Duval, "Analyse et modélisation des réseaux basses tension aux fréquences courants porteurs (3 kHz – 148 kHz)", thèse de Doctorat, Université de Paris VI, 1998.
- [Esmailian00] T.Esmailian, P.G.Gulak, F.R.Kschirschang, "A Discrete Multitone PowerLine Communication System", Proc. Of the IEEE Int. Conf. On Acoustics, Speech and Signal Process, Vol.5, pp2953-2956, June 2000.
- [Esmailian01] T.Esmailian, F.R.Kschischang, P.G.Gulak, "Characteristics of in-building Power Line at high frequency and their channel capacity", International Symposuim on Power Line Communications (ISPLC'2001), Malmö- Sweden, Avril 2001.
- [Esmailian03] T. Esmailian, F. R. Kschischang, P. G. Gulac, "In- Builing Power Lines as High- Speed Communication Channels: Channel Characterization and a Test Channel Ensemble", Int. J. Comm. Sys, pp. 381-400, May 2003.
- [Faber03] T. Faber, T. Scholand and P. Jung, "Turbo Decoding in Impulsive Noise Environment", Electronics letters, 10th July 2003, Vol. 39, No. 14, pp 1069-1071.
- [Fiedmann00] J.Fiedmann, H.Messer, J.F.Cardoso, "Robust Parameter Estimation of a Deterministic Signal in Impulsive Noise", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.48, No.4, April 2000.
- [Forchhammer96] S. Forchhammer, J.Rissanen, "Partially Hidden Markov Models", IEEE Transactions on Informations Theory, Vol. 42, No. 4, July 1996.
- [Fourney73] G.D. Fourney, "The Viterbi Algorithm", Proc. IEEE, Vol. 61, No. 3, pp268-278, USA, Mars 1973.
- [Fritchman67] B.D. Fritchman, "A Binary Channel Characterization Using Partitioned Markov Chains", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-13, No. 2, April 1967.
- [FTR&D00] Rapport interne, France télécom R&D, 2000.
- [Fukami02] T.Fukami, D.Umehara, M.Kawai, Y.Morihiro, "Non coherent PSK Optimum receiver over impulsive noise channels", International Symposium on information theory and its applications, Xi'an, PRC, October 7-11, 2002.
- [Gardner01] S.Gardner, Chirman, "The Home Plug Standard for Power Line Home Networking", Home Plug Technical Working Group, International Symposuim on Power Line Communications (ISPLC'2001), Malmö- Sweden, Avril 2001.

- [Ghazel01] A. Ghazel, F. Rouissi, "Efficient low-cost DSP-based Hardware Architecture for Power Line Communications", International Symposium on Power Line Communications (ISPLC'2001), Malmö- Sweden, April 2001.
- [Golub91] G.H. Golub, U. Von Matt, "Quadratically Constrained Least-Squares and Quadratic Problems", Numer. Math. , 59 (1991), pp. 561-580.
- [Gonzalez01] N. Gonzalez-Prelcie, C. Mosquera, N. Degara and A, Currais, « A channel model for the galician low voltage mains network », in Proc. 5th Int. Symp. PowerLine Communications and its application (ISPLC 2001), 2001, pp. 365-370.
- [Hagenauer96] J. Hagenauer, E. Offer, L. Pake, "Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes", IEEE Trans. On Information Theory, Vol. 42, No. 2, Mars 1996, pp.429-445.
- [Hansen93] P.C. Hansen, D.P. O'Leary, "The Use of the L-Curve in the Regularization of Discrete Ill- Posed Problems", SIAM J. Sci. Comput. 14 (1993), 1487-1503.
- [Hansen94] P.C. Hansen, "Regularization tools: A Matlab package for analysis and solution of discrete ill- posed problems", Num. algorithms, 6 (1994), pp. 1-35
- [Häring00] J. Häring, A.J.HanVink, "OFDM Transmission Corrupted by Impulsive Noise", Proceeding of the 2000 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications (ISPLC'2000), Limerick, Ireland, Avril 5-7 2000, pp.9-14
- [Häring01] J.Häring, A.J.H.Vink,"Coding for Impulsive Noise Channels", Proceeding of the 2001 International Symposium on Power Line Communications and its Applications, (ISPLC'2001), Malmö, Sweden, April 4-6, 2001, Proc. pp. 103-108.
- [Haring03] J. Haring, A.J. Han Vinck, "Iterative Decoding of Codes Over Complex Numbers for Impulsive Noise Channels", IEEE Trans. On Information Theory, Vol. 49, No. 5, May 2003.
- [Heegard98] C. Heegard, S. B. Wicker, "Turbo Coding", Kluwer Academic Publishers, Boston, Novembre 1998.
- [Henkel95] W.Henkel, T.Kessler, H.Y.Chung, "Coded 64-CAP ADSL in an impulsive -noise environment - Modelling of impulsive noise and first simulation results", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.13, No.9, December 1995.
- [Henkel05] W. Henkel, F. Hu, "OFDM and analog RS/BCH codes", proc. OFDM-Workshop 2005, Hamburg, Aug. 31 - Sept. 1, 2005.
- [Hensen00] C.Henen, W.Schulz, "Hardware Design of Multi-user DS-CDMA Processor for Power-Line Communications", Proceeding of the 2000 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications (ISPLC'2000), Limerick, Ireland, Avril 5-7 2000, pp.68-73.
- [HomePlug01] HomePlug 1.0 Specifications, HomePlug Propriety Information, HomePlug Powerline Alliance, Juin 2001.

- [HomePlugAV] Home Plug AV White Paper, www.homeplug.org.
- [Hooijen98a] O. G. Hooijen, "A Channel Model for the Residential Power Circuit Used as a Digital Communications Medium", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4, pages 331- 336, Aout 1998.
- [Hooijen98b] O. G. Hooijen, "On The Channel Capacity of the Residential Power Circuit Used as a Digital Communications Medium", IEEE Communications letters, Vol. 2, No. 10, pages 267-268, Octobre 1998.
- [Junior05] A.A. Junior, M.E.M. Campista, D.O. Cunha, P.B. Velloso, L.H. M.K. Costa, M.G. Rubinstein, O.C.M.B. Duarte, "Analysis of Medium Access Control Protocols for Home Networks", Preprint submitted to Elsevier Science, October 10, 2005.
- [Kanemoto03] H. Kanemoto, S. Miyamoto, N. Morinaga, "Parameter Estimation Bit Error Rate of Optimum Receiver in Class-A Impulsive Radio Noise Environment", Electronics ans Communications in Japan, Part I, Vol. 86, No. 8, 2003.
- [Kato03] M.Kato, M.Serizawa, N.Toki, U.Mori, Y.Morishita, K.Hayashi, "Noise Suppression With High Speech Quality Based on Weighted Noise Estimation for 3G Handsets", Special Issue on Devices and Systems for Mobile Communications, NEC Res & Develop, Vol.44, No. 4, October 2003.
- [Kim95] S.R. Kim, A.Efron, "Adaptive Robust Impulse Noise Filtering", IEEE Transactions on Signal Processing, VOL. 43, NO. 8, August 1995.
- [Kim02] Y.H.Kim, H.H.Song, J.H.Lee, S.C.Kim, "Wideband Channel Measurements and Modelling for In-house power line communication", International Symposium on Power Line Communications (ISPLC'2002), Athens, Greece, March 2002.
- [Langfeld01] P. J. Langfeld, "The Capacity of Typical Power Line Reference Channels and Strategies for System Design", International Symposium on Power Line Communications and its applications (ISPLC'2001), Sweden, Avril 2001.
- [Lee03] M.K. Lee, R.E. Newman, H.A. Latchman, S. Katar, L. Yonge, "Home Plug 1.0 Power line Communication LANs – Protocol Description Results", International Journal of Communication Systems 2003; 16 : 447-473.
- [Levey01] D.B.Levey, S.McLaughlin, "Calculating Error-Free Seconds in xDSL Systems Corrupted by Impulsive Noise", IEEE Communications Letters, Vol. 5, No. 7, July 2001.
- [Li00] J. Li, "Erasure Iterative Decoding of Concatenated Reed-Solomon Codes", 2nd International Symposium on Turbo codes & related topics, Brest, France, 2000
- [Liporace82] L.A.Liporace, "Maximum Likelihood Estimation for Multivariate Observations of Markov Sources", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-28, No. 5, September 1982.
- [Liu05] C. Liu, S. Weiss, S. Redif, T. Cooper, L. Lampe, J.G. McWirter, "Channel Coding For Power Line Communication Based on Over

- sampled Filter Banks”, In Proceedings of Int. Symposium on Power-Line Communications (ISPLC 2005), Vancouver, April 2005, pp 246-249.
- [Mann02] I.Mann, S.Mc. Laughlin, W.Henkel, R.Kirby, T.Kessler, “Impulse generation with appropriate amplitude, length, inter-arrival, and spectral characteristics”, IEEE Journal on Selected Areas in Comm. **20**(5): 901-912, June 2002.
- [Marvasti99] F. Marvasti, M. Hasa, M. Echart, S. Talebi, “Efficient Algorithms for Burst Error Recovery Using FFT and Other Transform Kernels”, IEEE Trans. On Signal Process. Vol. 47, No. 4, April 1999.
- [Matashe] Matashe, Adina, “Encoding/Decoding Reed Solomon Codes”, Department of Electrical Engineering, University of Washington, <http://drake.ee.Washington.edu/~adina/rsc/slide/slide.html>.
- [Matsuo02] H.Matsuo, D.Umehara, M.Kawai, Y.Morihiro, "An iterative detection for OFDM over impulsive noise channel", Proceeding of the 2002 International Symposium on Power Line Communications and its Applications, (ISPLC'2002), Athens, Greece, March 27- 29 2002, Proc. pp. 213-217.
- [Metzner65] J.J. Metzner, “An Interesting Property of Some Infinite-State Channels”, IEEE Transactions on Information Theory, Volume 11, Issue 2, Apr 1965 Page(s):310 – 312.
- [Middleton73] D. Middleton, “Man-Made Noise in Urban Environments and Transportation Systems: Models and Measurements”, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-21, No. 11, November 1973.
- [Middleton74] D. Middleton, “Statistical-Physical Models of Man-made Radio Noise, Part I: First-order Probability Models of the Instantaneous Amplitude”, Office of Telecommunications, Technical Report OT-74-36, April, 1974.
- [Middleton77] D. Middleton, “Statistical Physical Models of Electromagnetic Interference”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-19, No. 3, August 1977.
- [Middleton79a] D. Middleton, “Procedures for Determining the Parameters of the First-Order Canonical Models of Class A and Class B Electromagnetic Interference”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-21, No.3, August 1979.
- [Middleton79b] D. Middleton, “Canonical Non-Gaussian Noise Models: Their Implications for Measurement and for Prediction of Receiver Performance”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-21, No. 3, August 1979.
- [Middleton83] D. Middleton, “Canonical and Quasi-Canonical Probability Models of Class A Interference”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-25, No. 2, May 1983.
- [Middleton99] D. Middleton, “Non-Gaussian Noise Models in Signal Processing for Telecommunications: New Methods and Results for Class A

- and Class B Noise Models”, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 45, No. 4, May 1999.
- [Miyamoto92] S.Miyamoto, M.Katayama, N.Morinaga, “Optimum Detection of TCM Signals Under Impulsive Noise Environment”, IEEE International Conference on 17-19 Sept. 1992 Page(s):473 – 478.
- [Miyamoto95] S.Miyamoto, M.Katayama, N. Morinaga, “Performance Analysis of QAM Systems Under Class A Impulsive Noise Environment”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 37, No. 2, May 1995.
- [Mlayah06] Y. Mlayeh, F. Rouissi, F. Tlili, A. Ghazel, “Mise en Oeuvre et Analyse des Techniques Erasure de Correction des Erreurs Dues au Bruit Impulsif dans l’Environnement CPL Haut Débit”, CEM2006, Saint Malo, France, Avril 2006.
- [Moon97] S. Moon, J.N.Hwang, “Robust Speech Recognition Based on Joint Model and Feature Space Optimization of Hidden Markov Models”, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 8, No. 2, March 1997.
- [Munier03] F.Munier, E.Alpman, T. Eriksson, A.Svensson, H. Zirath, "Estimation of Phase for QPSK Modulation over AWGN Channels", Proceedings from the seventh symposium (Gigahertz 2003), Linköping, Sweden, Novemeber 4-5 2003.
- [Nakagawa05] H. Nakagawa, D. Umehara, S. Denno, and Y. Morihiro, “A decoding for low density parity check codes over impulsive noise channels”, in Proc. 9th Int. Symp. PowerLine Communications and its application (ISPLC 2005), 2005, 6-8 April 2005, pp 85 – 89.
- [Nilson97] J.Nilsson, Bo. Bernhardsson, “LQG Control Oover a Markov Communication Network”, Proceeding of the 36th Conference on Decision & Control San Diego, California USA, December 1997.
- [Noel86] J.B.O’Noel, “The residential power circuit as a communication medium”, IEEE Trans. Consumer Electronic, Vol. CE-32, pp.567-577, Aug. 1986.
- [Olivas06a] M. Olivas Carrion, M. Liénard, P. Degauque, “Communication over Vehicular DC Lines: Propagation Channel Characteristics”, Proc. IEEE ISPLC, p. 2 – 5, Floride, mars 2006.
- [Olivas06b] M. Olivas Carrion, “Communications sur le réseau d’énergie électrique d’un véhicule : modélisation et analyse du canal de propagation”, thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Juillet 2006.
- [Ouvry02] L.Ouvry, D.Lattard, M.Laugeois, M.Combet, B.Piaget, “A Spread Spectrum Based Implementation for a Powerline Transmission System”, Proceeding of the 2002 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications (ISPLC’2002), Athens, Greece, Mars 27-29 2002, pp. 285-289.

- [Paige82] C.C. Paige, M.A. Saunders, "LSQR : Sparse Linear Equations and Least Squares Problems", ACM Trans. On Mathematical Software, Vol. 8, No. 2, June 1982, pp 195-20.
- [Pauluzzi00] D.R. Pauluzzi, N.Beaulieu, "A Comparaison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel ", IEEE Transaction on Communications, VOL. 48, NO. 10, Octobre 2000.
- [Petrovic03] D.Petrovic, W. Rave, G.Fittweis, "Phase Noise Suppression in OFDM Using a Kalman Filter", In Proc. Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Yokosuka, Japan, October 19-22 2003.
- [Pimentel98] S.Pimentel, I.F.Blake, "Modeling Burst Channels Using Partitioned Fritchman's Markov Models", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 47, No. 47, August 1998.
- [Pyndiah97] R. Pyndiah, "Iterative Decoding of Product Codes : Block Turbo Codes", Proc. International Symposium on Turbo Codes, pp.71, Brest, France, Septembre 1997.
- [Rabiner89] L.R.Rabiner, "A Tutorial on Hidden Markov Models and Selected Applications in Speech Recognition", Proceedings of the IEEE, Vol. 77, No. 2, February 1989.
- [Raman87] M.D.A. Rahman, K. Yu, "Total Least Squares Approach for Frequency Estimation Using Linear Prediction", IEEE Trans. On Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-35, No. 10, October 1987.
- [Rangachiri04] S.Rangachari, P.C.Loizou, Y. Hu, " A Noise Estimation Algorithm with Rapid Adaptation for Highly Non- Stationary Environments", Accepted by IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal processing (ICASSP 2004), Quebec, Canada, May 17-21, 2004.
- [Rouissi02] F.ROUISSI,"Conception d'un modem haut débit pour les communications numériques par courants porteurs",Mastère en Télécommunications, Ecole Supérieure des Communications, SupCom, Université du 7 Novembre, Octobre2002.
- [Rouissi03] F. Rouissi, F. Tlili, A. Ghazel, "Precoded OFDM for PowerLine Broad-Band Communications", IEEE International Symposium on Circuits & Systems (ISCAS'2003), Bangkok-Thailand, May 2003.
- [Rouissi04a] F. Rouissi, F. Tlili, A. Ghazel, Ahmed zeddam, "Analyse Des Performances D'une Communication Haut Débit En Présence Du Bruit Impulsif", International Conference Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT 2004), March 15-20, 2004.
- [Rouissi04b] F. Rouissi, F. Tlili, A. Ghazel, A. Zeddam, "Adaptive Technique for Impulsive Noise Cancellation in Broad-band Power Line Communication System", IEEE Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT'04), Rome, Italy, December, 2004.
- [Sabharwal98] A. Sabharwal, Lee C.Potter, "Convexly Constrained Linear Inverse Problems: Iterative Least-Squares and Regularization", IEEE

- Transactions on Signal Processing, Vol.46, NO. 9, September 1998.
- [Schober04] R. Schober, L. Lampe, "Sequence Detection and Adaptive Channel Estimation for ISI Channels under Class-A Impulsive Noise", *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-52, n° 9, Sept. 2004, pp. 1523-1531.
- [Seo89] J.-S. Seo, S.-J. Cho, K. Feher, "Impact of non-Gaussian impulsive noise on the performance of high-level QAM", *IEEE Trans. on Electromagn. Compat.*, vol. 31, n° 2, May 1989, pp 177 – 180.
- [Spaulding77] A. Spaulding, D. Middleton, "Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment – Part I: Coherent Detection", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-25, No. 9, September 1977, pp910-923.
- [Tanaka88] M.Tanaka, "High frequency Noise Power Spectrum, Impedence and Transmission loss of Power Line in Japan on Intrabuilding Power Line Communications", *IEEE Transactions on Consum. Electronics*, Vol.34, No.2, pp321-326, May 1988.
- [Toumpakaris03a] D.Toumpakaris, W.Yu, J.M.cioffi, D.Gardan, M.Ouzzif, "A Simple Byte-Erasure Method for improved impulse immunity in DSL", *IEEE International Conference on Communications (ICC'2003)*, Vol.4, pp2426-2430.
- [Toumpakaris03b] D.Toumpakaris, W.Yu, J.M.Cioffi, D.Gardan, M.Ouzzif, "A Byte Erasure Method for Improved Impulse Immunity in DSL Systems Using Soft Information from an Inner Code", *IEEE International Conference on Communications (ICC'2003)*, Vol.4, pp2431-2435.
- [Toumpakaris04] D.Toumpakaris, J.M.Cioffi, D.Gardan, "Reduced Delay Protection of DSL Systems Against Non-Stationary Disturbances", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 52, No.1, pp1927-1938, January 2004.
- [Umehara02] D.Umehara, M.Kawai, Y.Morihiro, "A Suboptimal Receiver for PCSS System over Class A Noise Channel", *International Symposium on Information Theory and its Applications*, Xi'an, PRC, October 7-11, 2002.
- [Umehara04] D. Umehara, H. Yamaguchi, Y. Morihiro, "Turbo Decoding in Impulsive Noise Environment", *IEEE Communication society, Globecom 2004*, pp-194-198.
- [Vaseghi95] S.V.Vaseghi, B.P.Milner, "Speech Recognition in Impulsive Noise", *IEEE Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1995. ICASSP-95., 1995 International Conference on Volume 1, 9-12 May 1995 Page(s):437 - 440 vol.1.
- [Vines84] R. M. Vines, H. J. Trussell, L. J. Gale, J. B. O'Neal, "Noise on Residential Power Distribution Circuits", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-26, pages 161-168, Novembre 1984.
- [Viterbi67] A.J. Viterbi, "Errors Bounds for Convolutional Codes and a Asymptotically Optimum Decoding Algorithm", *IEEE*

- Transactions on Information Theory , Vol. 13, No. 6, pp.260-269, Novembre 1967.
- [Wada03] T. Wada, "A Study on the Performance of Turbo Coding for Noise Environments in Power Lines", IEEE International Conference on Communications (ICC2003), Vol.GC05-1, pp.3071-3075, May 2003.
- [Wang95] H.S.Wang, N.Moayeri, "Finite-State Markov Channel – A Useful Model for Radio Communication Channels", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 44, No. 1, February 1995.
- [Wolf83] J.K. Wolf, "Redundancy, the Discrete Fourier Transform, and Impulse Noise Cancellation", IEEE Trans. On comm. Vol. COM-31, No. 3, march 1983.
- [Xia01] X.Xia, " Precoded and Vector OFDM Robust to Channel Spectral Nulls and With Reduced Cyclic Prefix Length in Single Transmit Antenna", IEEE Transactions on communications, Vol.49, No.8, August 2001.
- [Yamauchi89] K. Yamauchi, N. Takahashi, M. Maeda, "Parameter Measurement of Class A interference on Power Line", *IECE*, Vol E72, n°1, Jan. 1989, pp 7-9.
- [Yu03] W.Yu, D.Toumpakaris, J.M.Cioffi, D.Gardan, F.Gauthier, "Performance of Asymetric Digital Subscriber Lines in an Impulse Noise Environment", IEEE Transactions on Communications, Vol.51, issue 10, pp-1653-1657, October 2003.
- [Zhang02] L. Zhang, A. Yongacoglu, "Turbo Decoding With Erasures for High Speed Transmission in the Presence of Impulsive Noise", IEEE International Zurich seminar on broadband communications access, transmission, networking, February 19-21, 2002, Zurich, Switzerland, pp21-26.
- [Zimmermann00] M. Zimmermann, K. Dostert, "An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Power Line Networks", International Symposium on Power Line Communications and its applications (ISPLC'2000), Ireland, Pp 131-138, Avril 2000.
- [Zimmermann02a] M. Zimmermann, K. Dostert, "Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band power line communications", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 44, No.1, pages 249-258, février 2002.
- [Zimmermann02b] M. Zimmermann, K. Dostert, "A multipah model for the powerline channel", IEEE Trans. Commun., vol. 50, No.4, pages 553-559, Avril 2002.

Résumé

Les travaux de cette thèse concernent l'étude et la proposition de nouvelles solutions d'adaptation d'un système de transmission CPL haut débit aux caractéristiques du canal ligne électrique en accordant un intérêt particulier au bruit impulsif qui représente une contrainte sévère encore difficile à surmonter.

Le premier objectif concerne la conduite d'une analyse statistique des mesures du bruit impulsif puis l'étude et la définition d'un modèle à la fois simple et fidèle qui servira à dimensionner et évaluer par simulation les techniques à proposer.

Les campagnes de mesure réalisées dans les milieux Indoor et automobile ont permis de dégager les caractéristiques du bruit dans les deux environnements et de les comparer pour déduire l'agressivité du bruit Indoor et la délicatesse de sa compensation.

Dans la phase de modélisation du bruit Indoor, trois modèles ont d'abord été présentés et étudiés : la classe A du modèle de Middleton, l'approche basée sur les chaînes de Markov et l'approche stochastique. Ensuite, une approche hybride, permettant à la fois une simplicité et une efficacité à reproduire les caractéristiques temporelles, a été proposée. La comparaison des mesures aux différents modèles étudiés ainsi qu'à celui proposé a montré l'efficacité de l'approche hybride qui sera adoptée dans les travaux de la thèse.

Le deuxième objectif concerne la proposition d'une nouvelle méthode de compensation de l'effet du bruit impulsif qui soit à la fois performante et à faible complexité d'implantation matérielle. D'abord, la solution d'ajout de modules d'annulation de bruit au niveau du récepteur a été étudiée en proposant des techniques d'annulation de bruit basées sur l'estimation de sa puissance, ensuite différentes structures de codage canal ont été développées, et leurs performances ont été vérifiées et comparées en présence de plusieurs types de scénarios de bruit impulsif.

Les résultats ainsi obtenus avec les techniques proposées montrent une bonne amélioration des performances par rapport aux techniques conventionnelles.

Mots clés

Bruit impulsif, OFDM, HomePlug 1.0, Modèle de Markov, réseau Indoor, codage canal, transmission de données haut débit.