



HAL
open science

Apprentissage et annulation des bruits impulsifs sur un canal CPL indoor en vue d'améliorer la QoS des flux audiovisuels

Farah Fayad

► **To cite this version:**

Farah Fayad. Apprentissage et annulation des bruits impulsifs sur un canal CPL indoor en vue d'améliorer la QoS des flux audiovisuels. Autre. Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2012. Français. NNT : 2012CLF22236 . tel-00769953

HAL Id: tel-00769953

<https://theses.hal.science/tel-00769953>

Submitted on 4 Jan 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : D. U. 2236
E D S P I C : 559

UNIVERSITÉ BLAISE PASCAL – CLERMONT-FERRAND II
*École Doctorale des Sciences Pour l'Ingénieur
de Clermont-Ferrand*

THÈSE

présentée par

FARAH FAYAD

pour obtenir le grade de

DOCTEUR D'UNIVERSITÉ

Spécialité : ÉLECTROMAGNÉTISME

**Apprentissage et annulation des bruits impulsifs sur
un canal CPL indoor en vue d'améliorer la QoS des
flux audiovisuels**

soutenue publiquement le 02.04.2012

devant le jury composé de :

Mohamed MACHMOUM	Professeur à Polytech Nantes	Président
Pierre DEGAUQUE	Professeur à l'Université de Lille	Rapporteur
Fabienne NOUVEL UZEL	Maître de conférence (HDR) à l'INSA de Rennes	Rapporteur
Françoise PALADIAN	Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand	Directrice de thèse
Khalil EL KHAMLICHI DRISSI	Professeur à Polytech Clermont-Ferrand	Directeur de thèse
Frédéric GAUTHIER	Docteur – Ingénieur à Orange Labs	Encadrant de thèse
Ahmed ZEDDAM	Docteur – Ingénieur à Orange Labs	Examinateur

*A mes parents Ahmad et Bader
A mon fiancé Ibrahim
A mon frère Mazen
A mes sœurs Sylva, Fatima et Sahar
A ma nièce Rim*

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein de la division Recherche & Développement d'Orange Labs à Lannion dans l'unité de R&D EMC (ElectroMagnetic Compatibility) du laboratoire RESA/DEAN/EMC avec la collaboration du l'institut Pascal anciennement LASMEA (LABoratoire des Sciences et Matériaux pour l'Electronique et d'Automatique) de l'université Blaise Pascal de Clermont Ferrand.

Je tiens tout particulièrement à exprimer ma gratitude et sincère reconnaissance à M. Frédéric Gauthier, Docteur ingénieur chez Orange Labs, à M. Ahmed Zeddami, Expert émérite et Responsable senior en normalisation au sein de la division R&D d'Orange Labs, à Mme Françoise Paladian, Professeur à l'université Blaise Pascal de Clermont Ferrand, et à M. le professeur Khalil El Khamlichi Drissi, pour avoir dirigé mes travaux. Je les remercie pour la confiance qu'ils m'ont témoignée au long de ces trois années, et pour m'avoir fait bénéficier de leurs compétences.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance à Mme Fabienne Nouvel-Uzel, maître de conférence à l'INSA de Rennes, et M. Pierre Degauque, professeur à l'Université de Lille, pour avoir accepté de participer au jury en tant que rapporteurs. J'adresse également de sincères remerciements à M. Mohamed Machmoum, Professeur à l'Université de Nantes, qui me fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je tiens aussi à remercier sincèrement Daniel Bardouil pour sa contribution pertinente dans l'encadrement de mes travaux de thèse, son suivi et les discussions fructueuses qui m'ont permis de s'affranchir des multiples complexités du sujet de recherche.

Je remercie également Mohamed Tlich pour son soutien, ses conseils précieux et l'intérêt qu'il a porté à mes travaux.

J'adresse de chaleureux remerciements à l'ensemble des personnes de l'URD/EMC à Orange Labs avec qui j'ai travaillé et partagé ces années de recherche, ainsi qu'à tous mes amis qui m'ont soutenus tout au long de cette thèse.

J'exprime une très profonde gratitude à mes parents, mon frère et mes sœurs pour leur soutien infaillible et leur encouragement. Je remercie du fond de mon cœur mon fiancé Ibrahim pour son amour, sa patience et son soutien durant ces années. C'est un bonheur de vous avoir.

Table des matières

Remerciements	5
Table des matières	7
Liste des figures	11
Liste des tableaux	13
Glossaire	15
Introduction générale	17
Chapitre I. Courants Porteurs en Ligne: Caractérisation et Limitations	21
I.1 Introduction	21
I.2 Aperçu historique	21
I.3 La technologie CPL.....	22
I.4 Les enjeux de la CEM	25
I.5 Contexte normatif de la CEM des systèmes CPL	26
I.6 Organismes de normalisations	27
I.6.1 CEI / CISPR.....	27
I.6.2 CENELEC TC 210	29
I.7 Limites d'émission des équipements CPL existants	29
I.8 Les consortiums.....	30
I.8.1 HomePlug	31
I.8.2 UPA.....	31
I.8.3 CEPCA.....	31
I.9 Spécification HPAV	33
I.9.1 Allocation binaire.....	35
I.9.2 Constellations utilisées.....	35
I.9.3 Intervalle de garde.....	36
I.9.4 Porteuses éteintes	37
I.9.5 Préambule	38
I.9.6 Codage de canal	38
I.9.7 Suppression des perturbations impulsives apériodiques.....	40
I.10 Le canal de transmission	40
I.10.1 Réponse du canal	41
I.10.2 Les sources de bruit	42
I.11 Etat de l'art des techniques de lutte contre le bruit impulsif.....	50
I.11.1 Clipping and blanking.....	52
I.11.2 Algorithme de Matsuo	53
I.11.3 Méthode d'annulation du BIPA (Bruit Impulsif Périodique Asynchrone)	55
I.12 Conclusion.....	57
Chapitre II. Méthodes de suppression du bruit impulsif en utilisant ADALINE ou un réseau de neurones de type perceptron multicouches	59
II.1 Introduction.....	59
II.2 Description des données	59

II.2.1 Génération du signal CPL.....	60
II.2.2 Description du signal bruité.....	60
II.2.3 Filtre passe-bande	63
II.3 Filtrage du type Widrow	65
II.3.1 Algorithme de Widrow	66
II.3.2 Résultats de simulation.....	71
II.4 Débruitage utilisant un réseau de neurones	77
II.4.1 Principe des réseaux de neurones	77
II.4.2 Etapes nécessaires pour la mise en œuvre d'un RN.....	81
II.4.3 Débruitage et/ou prédiction par RN.....	88
II.4.4 Résultats de débruitage.....	90
II.5 Conclusion	94
Chapitre III. Mise en œuvre d'une technique de suppression du bruit impulsif utilisant la décomposition modale empirique associée à un réseau de neurones.	97
III.1 Introduction	97
III.2 La décomposition modale empirique 'EMD'	98
III.2.1 Description de l'algorithme EMD	99
III.2.2 Critère d'arrêt pour le processus de tamisage.....	101
III.2.3 Exemple de construction des IMF.....	103
III.2.4 Caractéristiques principales de l'EMD	108
III.2.5 Problème associé à la construction de modes par interpolation.....	109
III.2.6 Calcul de la DSP des modes IMF.....	110
III.2.7 Etudes des corrélations croisées	112
III.3 Procédé d'annulation EMD-RN	113
III.3.1 Description de la méthode proposée	114
III.3.2 Paramètres du RN.....	119
III.3.3 Résultats de débruitage.....	119
III.3.4 Mode de réalisation	122
III.3.5 Analyse des performances de la méthode dans un environnement réaliste	123
III.4 Comparaison de l'erreur quadratique moyenne obtenue par les différentes méthodes de débruitage	126
III.5 Conclusion	127
Chapitre IV. Mise en œuvre d'une technique de suppression du bruit impulsif utilisant la technique GPOF (Generalized Pencil Of Function)	131
IV.1 Introduction	131
IV.2 Description de la méthode GPOF.....	131
IV.3 Débruitage par la méthode GPOF	135
IV.3.1 Estimation du bruit impulsif	136
IV.4 Résultats de débruitage obtenus par GPOF.....	137
IV.5 Comparaison de l'erreur quadratique moyenne obtenue par les différentes méthodes de débruitage	139
IV.6 Analyse des performances.....	140
IV.6.1 Cas de la fonction de transfert parfaite	141
IV.6.2 Prise en compte de la fonction de transfert.....	144
IV.7 Conclusion.....	152
Conclusion générale	155

Liste des contributions	159
Bibliographie	160
Annexe A: Méthode de détection et d'annulation du bruit périodique asynchrone sur les lignes électriques	171
Annexe B: Calcul du délai et de la dimension du plongement de la fenêtre glissante	177

Liste des figures

Figure I. 1: principe de couplage du modem CPL sur le réseau électrique.	23
Figure I. 2: structure de la boucle locale électrique	24
Figure I. 3: la compatibilité électromagnétique.	25
Figure I. 5: chaîne émetteur - récepteur HPAV.	33
Figure I. 6: insertion de l'intervalle de garde (en rouge).	37
Figure I. 7: brouilleur de données.	38
Figure I. 8: architecture de l'encodeur turbo.	39
Figure I. 9: exemple de bruit impulsif mesuré par FTR&D (source: [DEG02b]).	44
Figure I. 10: sources de bruits additifs rencontrés sur le réseau électrique.	45
Figure I. 11: modèle de bruit stationnaire décroissant en $1/f^2$	49
Figure I. 12: schéma du module de Matsuo de traitement du bruit avec étage de prétraitement.	54
Figure II. 1: exemple de signal CPL de référence S.	60
Figure II. 2: schéma de dispositif de mesure des bruits impulsifs.	61
Figure II. 3: exemple de bruit impulsif B concaténé.	62
Figure II. 4: exemple de signal bruité SB.	62
Figure II. 5: DSP du bruit B (bleu), du signal S (rouge) et du signal bruité SB (vert).	63
Figure II. 6: module (bleu) et phase (vert) du filtre passe bande.	64
Figure II. 7: DSP du bruit B (bleu), du signal S (rouge) et du signal bruité SB (vert).	65
Figure II. 8: schéma du principe du filtre de Widrow.	71
Figure II. 9: délai de la fenêtre temporelle.	73
Figure II. 10: dimension de plongement.	73
Figure II. 11: variations temporelles des amplitudes des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge).	75
Figure II. 12: DSP des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge).	75
Figure II. 14: la fonction d'activation sigmoïdale.	81
Figure II. 16: un réseau PMC pour la prédiction.	89
Figure II. 17: variations temporelles des amplitudes des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge) – Apprentissage.	91
Figure II. 18: variations temporelles des amplitudes des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge).	92
Figure II. 19: DSP des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge).	92
Figure III. 1: organigramme de l'algorithme EMD.	100
Figure III. 2: enveloppes et moyenne du signal d'origine.	103
Figure III. 3: réitération du même traitement sur h_1	104
Figure III. 4: réitération du même traitement sur h_2	105
Figure III. 5: la fin du processus de tamisage pour la première IMF.	106
Figure III. 6: départ pour l'extraction de la seconde IMF_2 à partir du résidu r_1	106
Figure III. 7: résidu final.	107
Figure III. 8: décomposition de SB en six modes et un résidu.	108
Figure III. 9: décomposition modale du signal bruité SB.	110
Figure III. 10: spectres des cinq premiers modes.	111

Figure III. 11: corrélation croisée entre S et les modes de SB (rouge) et entre B et les modes de SB (en bleu)	112
Figure III. 12: schéma du dispositif de débruitage.	114
Figure III. 13: délai de la fenêtre temporelle du mode 7.	116
Figure III. 14: dimension de plongement du mode 7.....	117
Figure III. 15: méthode de débruitage avec le bruit comme sortie.	118
Figure III. 16: Test: Variations temporelles des amplitudes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge).	120
Figure III. 17: Test: DSP des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)	120
Figure III. 18: schéma de principe du débruitage EMD-RN.	122
Figure IV. 1: schéma du processus de débruitage utilisant la méthode GPOF.....	135
Figure IV. 2: exemple de variation de l'amplitude des exponentielles en fonction de la fréquence.....	137
Figure IV. 3: variations temporelles des amplitudes des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge).	138
Figure IV. 4: DSP des composantes du signal: SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge).	138
Figure IV. 5: variations du NBE en fonction du SINR en présence d'une rafale de durée 10 μ s.....	141
Figure IV. 6: variations du NBE en fonction du SINR en présence d'une rafale de durée 13.33 μ s.....	142
Figure IV. 7: variations du NBE en fonction du SINR en présence d'une rafale de durée 16.66 μ s.....	143
Figure IV. 8: exemples de fonctions de transfert associées aux classes 3 (bleu), 5 (rouge) et 9 (vert).	146
Figure IV. 9: SNR par porteuse.	147
Figure IV. 10: apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE.	148
Figure IV. 11: SNR par porteuse.	149
Figure IV. 12: apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE.	149
Figure IV. 13: SNR par porteuse.	150
Figure IV. 14: apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE.	151

Liste des tableaux

Tableau I. 1: limites des perturbations conduites aux bornes d'alimentation (fonction de télécommunication inactive) [SIO08] [IEC09]	28
Tableau I. 2: limites des perturbations conduites aux accès de télécommunications (fonction de télécommunication active) [SIO08] [IEC09]	28
Tableau I. 3: limites des perturbations rayonnées pour les ATI de la classe B, à une distance de 10 mètres [SIO08]	28
Tableau I. 4: comparaison des principaux paramètres des produits CPL existants	32
Tableau I. 5: porteuses éteintes HomePlug AV.	37
Tableau II. 1: paramètres du RN	90
Tableau II. 2: MSE Apprentissage, test.	93
Tableau II. 3: comparaison des MSE sans débruitage, avec ADALINE et avec RN. .	94
Tableau III. 1: délais et dimensions de la fenêtre appliquée par mode.	115
Tableau III. 2: paramètres du RN	119
Tableau III. 3: MSE Apprentissage, test (EMD-RN)	121
Tableau III. 4: Nombre de bits erronés avec et sans débruitage	125
Tableau III. 5: Comparaison des MSE sans débruitage et avec débruitage ADALINE, RN et EMD-RN	126
Tableau IV. 1: comparaison des MSE sans débruitage et avec débruitage ADALINE, RN, EMD-RN et GPOF	140
Tableau IV. 2: capacités des classes (source:[GAU11])	145

Glossaire

ACK :	ACKnowledgement
ADALINE :	ADaptive LInear NEuron
ADSL :	Asymmetric Digital Subscriber Line
ARQ :	Automatic Repeat reQuest
ATI :	Appareil de Traitement de l'Information
BIPA :	Bruit Impulsif Périodique Asynchrone
CAN :	Convertisseur Analogique/Numérique
CA-TV :	Community Antenna TeleVision (ou Cable TV)
CCE :	Code Correcteur d'Erreur
CE :	Conformité Européenne
CEM :	Compatibilité ElectroMagnétique
CNA :	Convertisseur Numérique/Analogique
CPL :	Courants Porteurs en Ligne
CRC :	Cyclic Redundancy Check
CSI :	Channel State Information
DHS :	Digital Home Standard
DMT :	Discrete MultiTone
DSL :	Digital Subscriber Line
DSP :	Densité Spectrale de Puissance
EQM :	Erreur Quadratique Moyenne
EMD :	Empirical Mode Decomposition
FCC :	Federal Communications Commission
FNN :	False Nearest Neighbor
FEC :	Forward Error Correction
FFT :	Fast Fourier Transform
GPOF :	Generalized Pencil Of Function
HF :	Haute Fréquence
HomePNA :	Home Phonenumber Networking Alliance
HPAV :	Home Plug Audio Video
HR :	Haute Résolution
IFFT :	Inverse Fast Fourier Transform

IG :	Intervalle de Garde
IMF :	Intrinsic Mode Function
ISI :	Interference Inter Symboles
INP :	Impulse Noise Protection
LMS :	Least Mean Square
MAC :	Medium Access Layer
MSE :	Mean Square Error
MUSIC :	MUltiple SIgnal Classification
NACK:	Negative ACKnowledgement
NBE:	Nombre de Bits Erronés
OFDM :	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMEGA :	hOME Gigabit Access
OPERA :	Open PLC European Research Alliance
PMC:	Perceptron MultiCouches
PON :	Passive Optical Network
PPDU :	PHY Protocol Data Unit
QoS :	Quality Of Service
RFID :	Radio Frequency IDentification
RIF :	Réponse Impulsionnelle finie
RI :	Réponse Impulsionnelle
RMS :	Recursive Mean Square
RN :	Réseau de Neurones
ROBO :	Robust Orthogonal Frequency Division Multiplexing
RSB :	Rapport Signal sur Bruit
RSC :	Recursive Systematic Code
SD :	Standard Deviation
SINR :	Signal to Impulsive Noise Ratio
SNR :	Signal to Noise Ratio
SNV :	Squared signal to Noise Variance
SP :	Sifting Process
TDM :	Time Division Multiplexing
TEB :	Taux d'Erreur Binaire
TVHD:	TéléVision Haute Définition
VDSL :	Very high bit rate Digital Subscriber Line

Introduction générale

Les communications par courant porteur en ligne (CPL) (ou Power Line Communications en anglais), permettent de transmettre des données sur l'ensemble du domaine résidentiel ou industriel en utilisant l'infrastructure électrique existante. Ces dernières années, les communications à haut débit sur les lignes électriques ont connu un intérêt et un essor croissant.

On distingue en général les transmissions *outdoor* qui utilisent le réseau d'accès de distribution électrique moyenne et basse tension et les transmissions *indoor* qui utilisent le câblage électrique existant dans l'espace privatif ou collectif. On s'intéresse ici à ce dernier type de transmission.

Avec l'augmentation des débits offerts par les réseaux d'accès de type PON ou xDSL, il devient nécessaire d'augmenter la capacité des liens CPL indoor tout en maîtrisant les contraintes de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) pour assurer une qualité de service (QoS) satisfaisante.

Malheureusement, la transmission de signaux large bande sur les lignes d'énergie est confrontée à plusieurs challenges. Le canal électrique filaire est un milieu très hostile et très bruité. De plus, les caractéristiques de ce canal, difficile à modéliser, peuvent varier rapidement dans le temps. Le bruit présent sur les lignes électriques n'est pas un bruit blanc additif gaussien, comme on le suppose généralement pour d'autres systèmes de communication. La perturbation additive est plutôt un mélange de bruit de fond coloré, de bruits à bande étroite et de bruit impulsif. Parmi les bruits additifs mentionnés ci-dessus, le bruit impulsif, et plus spécifiquement le bruit impulsif asynchrone, est le plus dommageable car il peut affecter une grande quantité de données pendant la transmission, en générant des erreurs de transmission qui dégradent les performances des systèmes de transmission CPL. Par ailleurs, l'absence de blindage des lignes électriques provoque une émission électromagnétique due aux transmissions CPL et rend également ce type de transmission plus sensible aux perturbations électromagnétiques environnantes. De plus, la fonction de transfert du canal varie en fonction de la répartition des charges et de la topologie du réseau, qui génère des trajets multiples.

Dans cette étude, on s'intéresse plus particulièrement aux bruits impulsifs asynchrones qui limitent le débit et dégradent la Qualité de Service (QoS) des flux transmis par les modems CPL ce qui se traduit, par exemple, dans le cas de flux vidéo par des pixellisation et des gels d'images.

Pour minimiser l'impact du bruit impulsif, divers dispositifs (redondance, entrelacement, etc.) ont été implémentés dans les systèmes CPL. Quoiqu'il en soit, la QoS de ce type de transmission est toujours affectée par ces bruits. Dans ce mémoire, on propose plusieurs techniques de suppression susceptibles d'améliorer la robustesse des transmissions vis-à-vis des bruits asynchrones.

Ce manuscrit de thèse est organisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons brièvement le contexte technologique associé à la transmission CPL. Les aspects normatifs, concernant notamment les problèmes de CEM, sont aussi abordés. Nous décrirons ensuite la technique de transmission proposée dans la spécification HomePlug AV (HPAV). Après quoi, nous présentons les principales caractéristiques du canal et on décrit les différents types de bruits impulsifs susceptibles d'impacter la transmission. Enfin, on présente les techniques de suppression du bruit impulsif les plus couramment étudiées dans la littérature.

Dans le second chapitre, nous proposons un filtre linéaire adaptatif, le filtre de Widrow, nommé aussi ADALINE (ADaptive LInear NEuron), que nous utiliserons comme méthode de débruitage pour les systèmes CPL. Pour améliorer les performances du débruitage effectué à l'aide d'ADALINE, nous proposons dans la suite de ce chapitre d'utiliser un Réseau de Neurones (RN) non linéaire comme méthode de débruitage et comme une généralisation de la structure du filtre ADALINE.

Pour améliorer les performances du débruitage par un réseau de neurones, nous proposons dans le troisième chapitre un procédé d'annulation du bruit impulsif constitué de deux algorithmes: EMD (Empirical Mode Decomposition) associé à un

réseau de neurones de type perceptron multicouches. L'EMD effectue le prétraitement en décomposant le signal bruité en signaux moins complexes et donc plus facilement analysables. Après quoi le réseau de neurones effectue le débruitage. Dans la mesure où ce procédé d'annulation peut être implémenté dans tous les systèmes de communications tels que la DSL ou le CPL, nous évaluons dans ce chapitre ses performances pour les systèmes CPL.

Nous proposons aussi une réalisation concrète de ce procédé et nous estimons les performances de notre méthode innovante dans un environnement réaliste en l'implémentant sur une chaîne de simulation de transmission compatible avec le standard HPAV. Enfin, nous comparons l'efficacité de cette méthode en comparant le résultat du débruitage à ceux qui sont obtenus par la mise en œuvre du filtre ADALINE ou du réseau de neurones.

Dans le dernier chapitre, nous proposons une méthode d'estimation du bruit impulsif utilisant la méthode GPOF (Generalized Pencil Of Function). Les résultats issus de cette méthode sont comparés à ceux obtenus à l'aide des méthodes étudiées précédemment. Enfin, pour valider les performances de la méthode dans un environnement réaliste, nous l'avons implémentée sur une chaîne de transmission compatible avec le standard HPAV pour deux types de canaux de transmission: un canal pour lequel on considère que la fonction de transfert est parfaite et un canal plus réaliste pour lequel on utilise des fonctions de transfert mesurées.

Chapitre I. Courants Porteurs en Ligne: Caractérisation et Limitations

I.1 Introduction

La technologie CPL consiste à utiliser le réseau électrique pour transporter des signaux de communications haut débit. Cette technologie souffre aussi de limitations pour égaler, en terme de performances, les systèmes de communication sur supports dédiés (câble, fibre, radio). Pour transmettre un nombre de services maximal sur le réseau électrique domestique avec une qualité de service suffisante, il est indispensable de bien analyser les caractéristiques du canal électrique ainsi que les perturbations qui y sont présentes.

Ce premier chapitre a pour but de présenter le contexte de notre étude. Après un bref historique et une présentation de la technologie CPL, nous aborderons les enjeux de la compatibilité électromagnétique associés à cette technologie et nous décrirons le contexte normatif actuel prévalant pour ses équipements. Après quoi nous décrirons la technique de transmission proposée par la spécification HomePlug AV.

On présente ensuite les principales caractéristiques du canal selon deux grands axes: l'étude de la réponse impulsionnelle du canal qui rend compte des phénomènes pouvant modifier la forme des ondes émises, et l'étude des bruits venant s'ajouter au signal reçu, dont les origines sont multiples, et qui peuvent impacter les transmissions CPL. Un intérêt particulier sera accordé au bruit impulsif qui représente une contrainte sévère encore difficile à surmonter. Enfin, nous abordons dans la dernière partie de ce chapitre, les techniques de compensation du bruit impulsif décrites dans la littérature.

I.2 Aperçu historique

L'idée d'utiliser le réseau électrique à des fins de communication n'est pas récent. En effet, au début du XX^e siècle déjà, les premiers systèmes CPL virent le jour aux Etats-Unis dans le cadre d'application de télémétrie et de télécontrôle. Ainsi, les fournisseurs d'énergie pouvaient effectuer le contrôle et la maintenance des

infrastructures ainsi que la mesure de consommation. Au début des années 80, la technologie CPL s'ouvre au grand public avec des applications domotiques. Différents industriels commercialisent alors des modules CPL permettant de piloter tout type d'appareil électrique à l'intérieur d'un bâtiment ou d'une maison individuelle. Ces systèmes permettaient de faire communiquer différents appareils en réseau sans avoir à rajouter de liens physiques. Les applications domestiques les plus courantes sont l'allumage de lampes, le réglage d'un système de chauffage ou encore la surveillance de locaux. La technologie CPL a aujourd'hui dépassé le cadre d'application bas débit et sert à l'acheminement de données (Internet, vidéos, données, audio) à haut débit. Devant l'explosion de la demande de connexions Internet privées, les équipements CPL connaissent en quelques années un axe de développement important au sein de la communauté scientifique et auprès des industriels du secteur des télécommunications. Le principal atout de la technologie CPL, mis en avant par le plus grand nombre des acteurs intervenants dans ce domaine, réside dans la densité et l'omniprésence de l'infrastructure électrique. Le réseau de distribution électrique est non seulement présent à l'extérieur et à l'intérieur des bâtiments suivant un maillage extrêmement dense, mais il est en vérité bien plus répandu sur l'ensemble du globe que le réseau des lignes téléphoniques. Lorsque l'on sait que la réduction des coûts de déploiement est un facteur clef dans le déploiement de nouveaux réseaux de communications, il n'est alors pas étonnant que l'on s'intéresse à la technologie CPL aujourd'hui. Pourtant, en raison de l'hostilité du milieu de propagation a priori non adapté à la transmission de données, les industriels ont longtemps boudé la technologie CPL. Il a fallu plusieurs années avant que les recherches dans les domaines des communications numériques et du traitement du signal permettent d'obtenir des résultats satisfaisants en termes de débit et de robustesse des systèmes de communication.

I.3 La technologie CPL

Avec la technologie CPL à haut débit, il est possible de transmettre des données informatiques via le réseau électrique, et ainsi d'étendre un réseau local existant ou partager un accès Internet existant via les prises électriques grâce à la mise en place de coupleurs spécifiques. Le principe consiste à superposer au signal électrique de fréquence 50 Hz un autre signal de haute fréquence (bande de 1.6 MHz à 30 MHz). Ce deuxième signal se propage sur l'installation électrique et peut être reçu et décodé

à distance. Ainsi le signal CPL est reçu par tout récepteur CPL qui se trouve connecté à ce même réseau électrique. La superposition est obtenue par une opération de couplage inductif ou capacitif [HRA04]. Le coupleur intégré en entrée des récepteurs CPL doit assurer une isolation galvanique optimale entre les lignes électriques et les appareils de communications, et comporte un filtre passe-haut permettant d'extraire l'information. Le principe du couplage et de la superposition de ces signaux est représenté sur la figure I.1. On y retrouve aussi les principaux éléments présents chez l'abonné utilisant un réseau CPL : le coupleur, les modems, et les appareils connectés au réseau tels que l'ordinateur, la télévision, le téléphone, etc.

Toute installation de réseau CPL doit être soignée au niveau de l'injection du signal Haute Fréquence (HF) sur le réseau électrique. Un bon couplage minimise le rayonnement associé à ce type de transmission et optimise la qualité du signal sur le réseau [BIG03] [DOS04].

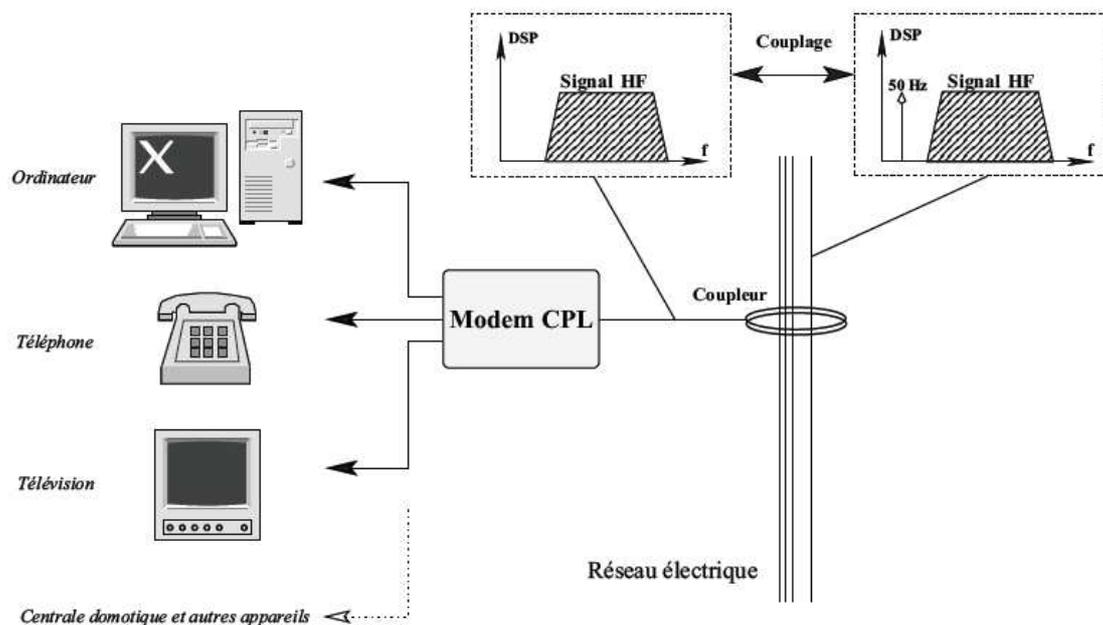


Figure I. 1 : principe de couplage du modem CPL sur le réseau électrique

Le réseau électrique global est structuré en trois sous-réseaux que l'on identifie classiquement à partir du voltage correspondant : haute tension (HT ou HTB), moyenne tension (MT ou HTA) et basse tension (BT). En considérant le réseau électrique comme un canal de communication, deux aspects de la technologie CPL sont à distinguer. La partie du réseau composée des lignes extérieures à l'habitat est

appelée réseau d'accès (*outdoor*), et la partie correspondant aux installations privées est appelée réseau résidentiel (*indoor*). Une représentation schématique de cette nouvelle boucle locale est donnée dans la figure I.2. Le réseau *outdoor* est connecté à l'épine dorsale du réseau de télécommunications par l'intermédiaire d'un coupleur et d'une station de base placés au pied du transformateur MT/BT. Il s'agit pour la station de base de coupler un flux d'information haut débit (provenant d'un satellite ou d'une fibre optique au niveau du transformateur MT/BT) au réseau électrique local. Ainsi, tous les utilisateurs desservis par ce transformateur peuvent bénéficier de cet accès haut débit via le réseau électrique.

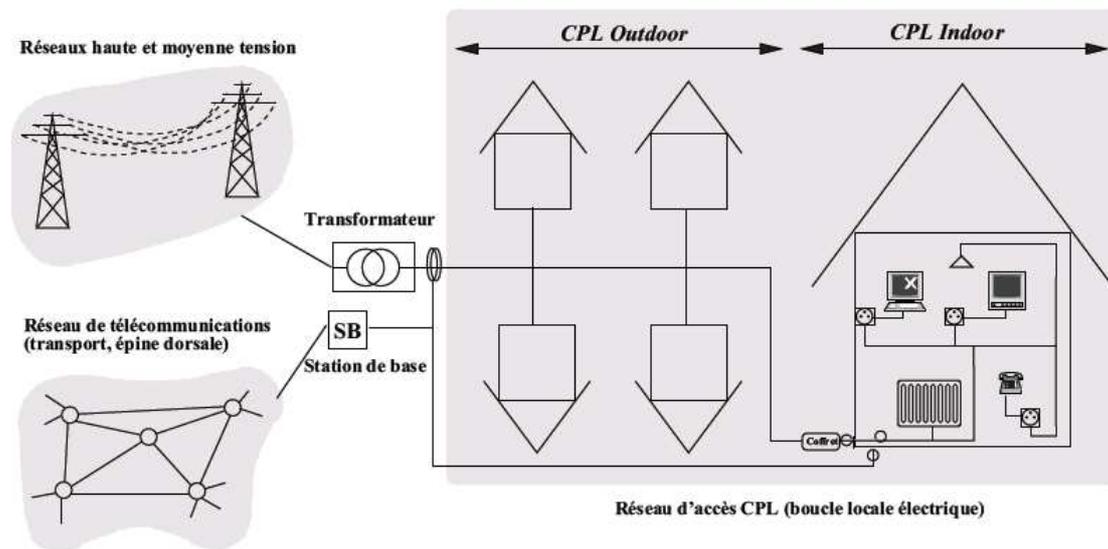


Figure I. 2 : structure de la boucle locale électrique

Le réseau *indoor* présuppose qu'une connexion haut débit existe déjà dans l'habitation. Le signal peut être acheminé à l'aide du réseau téléphonique outdoor, le câble, la fibre optique, les ondes ou même le CPL *outdoor*. Un modem CPL permet alors de convertir les données, reçues de la connexion haut débit, sous une forme adaptée à leur transmission sur les lignes d'énergie. Ces données seront alors accessibles aux équipements (ordinateur, TV, imprimante, etc.) connectés aussi au réseau électrique via un modem CPL. Le réseau CPL indoor est une solution qui permet la mise en réseaux de nombreux terminaux à un coût raisonnable. Les services d'automatisation ont connu un essor particulièrement important et trouvé des applications dans le secteur industriel et commercial, dans les bâtiments de grande dimension ainsi que

pour des applications domestiques. En effet, les systèmes fournissant les services d'automatisation tels que la surveillance, la sécurité, la commande de chauffage, le contrôle automatique de la lumière, doivent connecter un grand nombre de terminaux tels que les capteurs, les caméras, les moteurs électriques, l'éclairage, etc.

I.4 Les enjeux de la CEM

La compatibilité électromagnétique ou CEM est l'aptitude d'un système électrique ou électronique à fonctionner correctement dans son environnement sans produire lui-même de perturbations nuisibles au bon fonctionnement des appareils alentour.

Les deux aspects de la CEM sont donc :

- L'immunité : fonctionner de façon satisfaisante sans être perturbé
- L'émission : fonctionner sans générer de perturbations

La transmission de la perturbation entre un émetteur et un récepteur peut être rayonnée ou conduite comme le décrit la figure I.3.

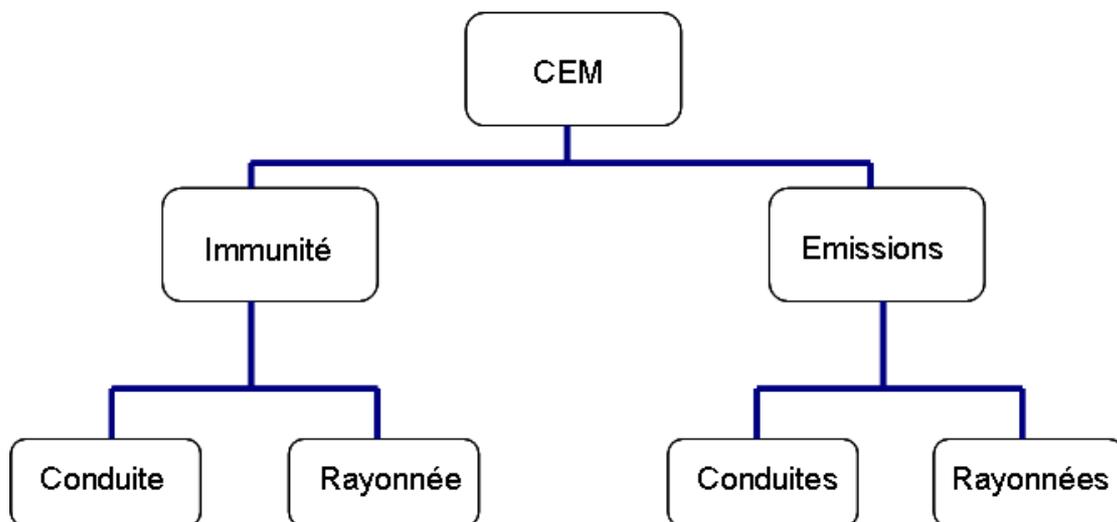


Figure I. 3 : la compatibilité électromagnétique

Les niveaux d'immunité et d'émission des systèmes et équipements sont régis par des normes CEM. Ces dernières ont pour objectifs de définir les moyens à mettre en œuvre qui permettent aux équipements CPL de fonctionner correctement en présence des perturbateurs. De même, les normes d'émission CEM définissent les niveaux maximum de signaux parasites que peuvent engendrer des systèmes ou des équipements afin que ces derniers ne dégradent pas la qualité de service rendue par les autres systèmes.

I.5 Contexte normatif de la CEM des systèmes CPL

L'utilisation des communications à haut débit sur les lignes électriques domestiques peut constituer une source de pollution électromagnétique. Pour prévenir les risques de pollution, la communauté internationale tente d'établir des normes afin de définir une puissance d'émission et des modes de transmission qui respectent l'environnement électromagnétique. Cela veut dire qu'en matière de compatibilité électromagnétique, l'application des normes actuelles et des limites à respecter pour les autres applications est susceptible de limiter les applications des systèmes CPL.

Rappelons que les modems de transmission haut débit sur lignes électriques peuvent poser des problèmes de CEM. En effet, le signal utile véhiculé par les câbles crée un rayonnement électromagnétique de niveau plus ou moins important au voisinage de ceux-ci. Les fils électriques ne sont pas initialement conçus pour véhiculer des signaux dans la bande HF avec des débits élevés. Du fait du déséquilibre de ces câbles (neutre relié à la terre), une grande partie du signal utile transmis en mode différentiel se transforme en signal perturbateur de mode commun et crée un rayonnement susceptible de perturber par exemple un récepteur radio.

L'un des principaux phénomènes perturbateurs facilement observable est le brouillage des ondes courtes car les gammes de fréquences utilisé par le perturbateur (CPL) et le récepteur perturbé (radio) se recouvrent. Par exemple, les auditeurs d'ondes courtes seront gênés par l'émission des lignes électriques associées, aux modems CPL, situées à proximité du récepteur radio. En revanche, il est difficile de déterminer aisément l'étendue de la zone de brouillage, car elle dépend de la topologie du réseau, du type de câbles et des charges d'extrémité des prises électriques. En plus de la radio, les CPL peuvent cohabiter avec d'autres systèmes comme les RFID, les transmissions xDSL, la CA-TV, les systèmes sans fil, etc. La question qui se posera alors est de déterminer le pouvoir de perturbateur du système CPL vis-à-vis des autres systèmes et réciproquement.

Si le rayonnement électromagnétique émis par les transmissions CPL ne doit pas perturber l'environnement, les contraintes CEM doivent également permettre aux équipements CPL de fonctionner correctement dans un environnement électromagnétique pollué. Ces aspects sont pris en compte par les organismes de régulation qui définissent les normes.

I.6 Organismes de normalisations

Au niveau de la réglementation CEM européenne, le respect des normes EN 55024 (concernant l'immunité électromagnétique) [NF24] et EN 55022 (concernant l'émission des perturbations électromagnétiques) [NF22] est indispensable. Ces normes conditionnent le marquage CE de l'équipement (ou ATI – Appareil de Traitement de l'Information). Elles s'appuient en grande partie sur les publications du Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR), plus précisément la CISPR 22 pour l'EN 55022 et de la CISPR 24 pour l'EN 55024.

Ces normes définissent deux catégories d'équipements dénommés "Appareils de Classe A" et "Appareils de Classe B". La Classe B concerne principalement les appareils susceptibles d'être utilisés en environnement résidentiel alors que les restrictions de la Classe A qui est plus souple au niveau des limites d'émission couvrent des applications industrielles.

I.6.1 CEI / CISPR

Le CISPR est responsable de l'élaboration et de la mise à jour de plusieurs normes internationales sur la CEM (émission et immunité) pour les grandes familles de produits électriques ou électroniques et a pour principal objectif la protection des services radio dans la gamme de fréquences de 9 KHz à 400 GHz. Le CISPR est divisé en plusieurs sous-comités dont le sous-comité "CISPR/I" qui est en charge du développement des méthodes de mesure et de l'établissement des limites d'émission pour les équipements des technologies de l'information. Les équipements CPL sont soumis aux prescriptions de la norme CEM CISPR 22. Un projet de normalisation, sur les limites d'émission et la méthode de mesure pour les équipements de télécommunications à large bande sur lignes électriques dans la bande de fréquences de 150 KHz à 30 MHz, propose les limites présentées dans les tableaux I.1 et I.2. Les limites de rayonnement et la méthode de mesure dans la gamme de fréquences supérieures à 30 MHz restent inchangées et ne sont par conséquent pas prises en compte dans ce projet de normalisation. Ces limites sont rappelées dans le tableau I.3. Après dix ans, ce comité a abandonné ses travaux faute de consensus sur le projet de norme. Les conflits entre industriels et la remise en cause de concepts sur la protection du spectre radioélectrique n'ont pas permis d'atteindre le niveau de consensus requis pour soumettre un projet d'amendement [IEC10] au vote des comités nationaux.

Depuis le flambeau a été repris au niveau européen par le comité technique TC 210 du CENELEC.

Bandes de fréquences (MHz)	Limites de tension (dB (µV))	
	Quasi-crête	Moyenne
0,15 à 0,5	66 à 56	56 à 46
0,5 à 5	56	46
5-30	60	50

Tableau I. 1 : limites des perturbations conduites aux bornes d'alimentation
(fonction de télécommunication inactive) [SIO08] [IEC09]

Bandes de fréquences (MHz)	Limites de tension (dB (µV))		Limites de courant (dB (µA))	
	Quasi-crête	Moyenne	Quasi-crête	Moyenne
0,15 à 0,5	84 à 74	74 à 64	40 à 30	30 à 20
0,5 à 30	74	64	30	20

Tableau I. 2 : limites des perturbations conduites aux accès de télécommunications
(fonction de télécommunication active) [SIO08] [IEC09]

Bandes de fréquences (MHz)	Limites quasi-crête (dB (µV))
30 – 230	30
230 – 1000	37

Tableau I. 3: limites des perturbations rayonnées pour les ATI de la classe B,
à une distance de 10 mètres [SIO08]

I.6.2 CENELEC TC 210

Afin de tenter de résoudre la question portant sur le "marquage CE" des équipements CPL en Europe, un nouveau projet de norme a été développé au CENELEC (Comité Européen de Normalisation en Electronique et Electrotechnique). Ce projet prévoit en particulier une implémentation obligatoire de techniques de réduction du brouillage potentiel par des techniques de notching (fréquences non utilisées) de gestion du spectre [IEC25] [RAZ10].

Le projet final de Norme Européenne du CENELEC (EN 50 561-1) pour la CEM des équipements CPL "indoor" a été soumis au vote en septembre 2011 et a été rejeté. La commission européenne envisage de soumettre le document à un second vote après la prise en compte des commentaires des comités nationaux.

A ce jour, il n'existe encore aucune norme internationale harmonisée pour la technologie CPL dans le domaine de la CEM.

I.7 Limites d'émission des équipements CPL existants

Dans la gamme de fréquence inférieure à 30 MHz, l'industrie des CPL domestiques, notamment représentée par l'alliance HomePlug, présente dans ses spécifications [HOM07] des limitations de puissance de -50 dBm/Hz ainsi que la présence de notches qui permettent d'éviter de perturber d'autres applications, telles que les services radioamateurs ou les services d'urgence. Pour ces fréquences, la puissance d'émission est limitée à -80 dBm/Hz.

Le choix du niveau d'émission de -50 dBm/Hz, la présence de notches et leurs fréquences associées proviennent de la législation en vigueur aux États-Unis, et notamment de la norme FCC part 15 [FED07]. Cette norme spécifie notamment les limites à respecter pour un système CPL: le masque spectral associé à cette réglementation est présenté sur la figure I.4.

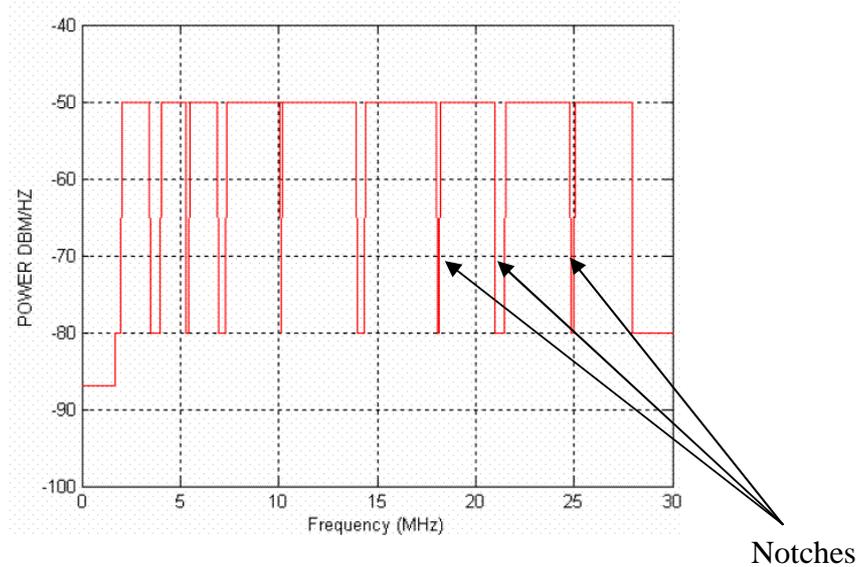


Figure I. 4 : Masque spectral de puissance d'émission FCC part 15

Les spécifications de l'alliance HomePlug sont conformes à cette réglementation. Il est cependant spécifié que ce niveau doit être adapté en fonction de la législation en vigueur dans le pays où sera vendu le produit. Néanmoins, les équipements vendus en Europe ne semblent pas adopter des niveaux différents.

I.8 Les consortiums

Les industriels du CPL se sont regroupés dans des consortiums pour accompagner les travaux de normalisation. Ces consortiums leur permettent également de mettre en commun leurs points de vues, leurs intérêts et de proposer leurs propres normes. Parmi ces consortiums, ceux qui proposent des produits sur le marché sont HomePlug, UPA et CEPCA. Le tableau I.4 regroupe les principales différences entre les produits de CEPCA (Panasonic), de HomePlug et de l'UPA. On peut voir que ces consortiums utilisent deux types de modulations multiporteuses : HomePlug et UPA utilisent l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) fenêtré (windowed OFDM) et CEPCA utilise l'OFDM basée sur une transformation en ondelettes. On note une différence majeure dans les techniques de codage de canal. Les trois solutions s'appuient sur des techniques d'accès multiple de type TDM (Time Division Multiplex), offrant des débits maximums comparables de l'ordre de 200 Mb/s.

I.8.1 HomePlug

Le consortium international HomePlug Powerline Alliance (HPA), créé en mars 2000, compte aujourd'hui plus de 75 membres et établit des programmes de spécification et de certification pour une utilisation fiable du réseau CPL [HPA].

Il a proposé trois spécifications concernant les équipements CPL:

- HomePlug 1.0 et HPAV à l'intérieur des bâtiments
- HomePlug BPL pour l'accès
- HomePlug CC pour la commande et le contrôle.

I.8.2 UPA

L'UPA (Universal Powerline Association) [UPA], fondée en 2004 pour intégrer le CPL dans le monde des télécommunications, est une organisation internationale travaillant en collaboration avec le projet de recherche européen OPERA (Open PLC European Research Alliance). Ses produits sont basés sur la technologie proposée par l'industriel DS2 et concernent les applications locales. Elle a créé la norme DHS (Digital Home Standard), dont le but est de fournir une spécification complète pour les fournisseurs de composants électroniques en vue de la conception de circuits intégrés pour les offres triple Play (données, voix et vidéo).

I.8.3 CEPCA

La CEPCA (Consumers Electronics Powerline Communication Alliance) [CEPCA], fondée en 2007 par Panasonic, est une autre alliance qui veut promouvoir le CPL. Ses 19 membres sont principalement des fabricants japonais (Sony, Mitsubishi, Panasonic, etc.). L'objectif de la CEPCA est de permettre aux différents systèmes CPL de coexister. La société Panasonic fait la promotion du module HD-PLC (High Definition PowerLine Communication), qui utilise une modulation OFDM combinée avec les ondelettes, et un filtre coupe-bande programmable qui empêche les interférences avec d'autres communications radios telles que les radios amateurs.

Le tableau I.4 présente les différents paramètres utilisés sur la couche physique par les systèmes HomePlug AV, CEPCA et UPA.

	Homeplug	CEPCA	UPA
Modulation	Windowed-OFDM	Wavelet-OFDM	Windowed-OFDM
Bande passante	1,8 – 30 MHz (2-28 MHz optionnel)	4 – 28 MHz (2 -28 MHz optionnel)	0 – 30 MHz (0 -20 MHz optionnel)
Fréquence échantillonnage	75 MHz	62,5 MHz	NC
Taille FFT	3072	512 (2048 optionnel)	NC
Espacement entre porteuses	24,414 KHz	NC	NC
Nombre max de porteuses	1536	NC	1536
Méthode d'accès au média	TDMA – CSMA/CA	TDMA – CSMA/CA	ADTDM
Mapping	QAM 2-1024	PAM 2-32	ADPSK 2-1024
Codage du canal	Turbo-codes	LDPC + Reed- Solomon	Reed-Solomon +4D-TCM
Débit physique max	200 Mbits/s	190 Mbits/s	200 Mbits/s

Tableau I.4: comparaison des principaux paramètres des produits CPL existants

En l'absence d'une norme utilisée universellement, nous allons présenter la spécification HPAV (HomePlug AV), qui est l'une des technologies CPL haut débit les plus utilisées et qui est notamment déployée par France Télécom.

I.9 Spécification HPAV

La spécification HPAV est proposée par l'alliance HomePlug en 2007 après la spécification HomePlug 1.0. Elle est utilisée dans la majorité des produits CPL commercialisés actuellement. Dès l'année 2011, le consortium a initié le développement d'une nouvelle spécification "HPAV2" qui devrait être terminée courant 2012. La spécification HomePlug AV atteint aujourd'hui un débit physique brut de 200 Mb/s et un débit utile d'information de 150 Mb/s. La figure I.5 présente la chaîne complète émetteur – récepteur HPAV.

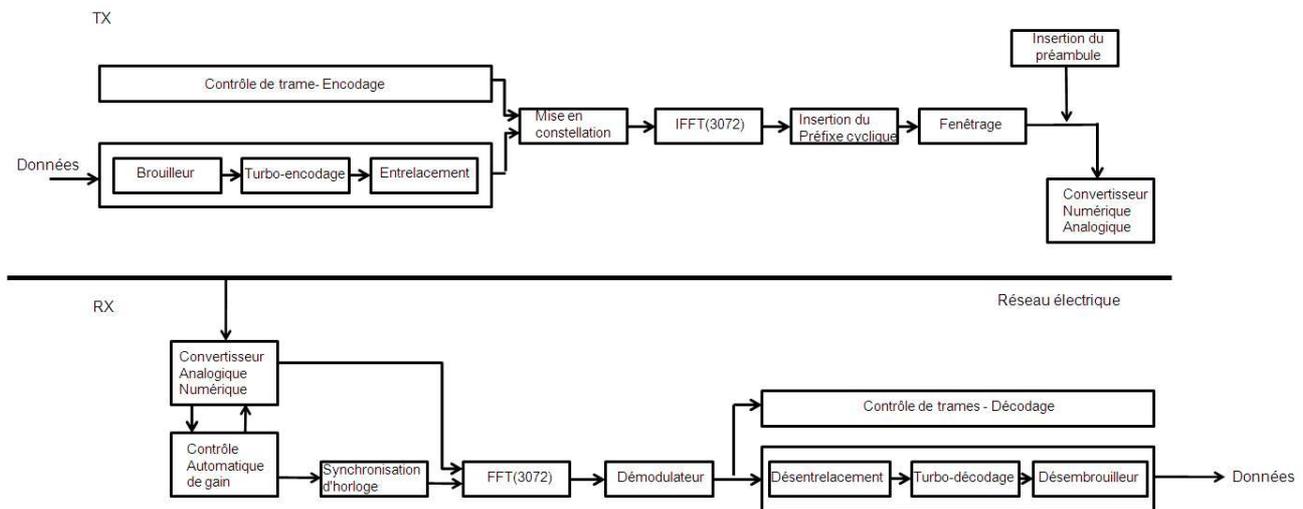


Figure I. 5 : chaîne émetteur - récepteur HPAV

Le spectre du signal HomePlug AV s'étend de 1.8 MHz à 30 MHz. Cette limitation à 30 MHz permet de simplifier la certification des produits du point de vue de la compatibilité électromagnétique.

La spécification HomePlug AV a choisi une modulation de type Windowed-OFDM avec une allocation binaire variable selon la porteuse (DMT: Discrete MultiTone).

HPAV spécifie l'utilisation d'une fonction porte particulière à appliquer au signal afin d'éviter l'ISI (Interférence Inter Symboles) (cf. paragraphe I.9.3). Celle-ci prend en compte la durée de l'intervalle de garde associé à l'ISI et de la durée du symbole

OFDM. Cela permet de réduire l'émission hors bande: en effet, l'émission de symboles successifs non corrélés génère la présence de signal hors de la bande utilisée. En utilisant une fonction porte classique, pour réduire cette émission, il est nécessaire de ne rien émettre en dessous de 600 KHz et au dessus de la bande pour atteindre une réduction de 30 dB. La fonction de mise en forme proposée par HPAV permet d'atteindre cette réduction en stoppant l'émission 100 kHz hors bande.

Pour effectuer ce type de modulation, on utilise la transformée de Fourier. Cette dernière impose d'échantillonner le signal numérique à une fréquence au moins 2 fois supérieure à la fréquence maximale du signal (théorie de Nyquist-Shannon [SHA49]). Dans le cas de la spécification HomePlug AV, la fréquence d'échantillonnage choisie est de 75 MHz alors que la bande de fréquence utilisée par la plupart des systèmes de transmission CPL est de 30 MHz.

Les données numériques issues de la transformée de Fourier sont générées analogiquement à l'aide un convertisseur Numérique/Analogique (CNA).

La durée d'un symbole OFDM pour HomePlug AV est de 40,96 μ s.

Un modem HomePlug AV effectue une transformée de Fourier inverse sur 3072 points d'un signal échantillonné à 75 MHz, ce qui permet théoriquement d'utiliser 1536 porteuses espacées de $\Delta f = 24,414$ kHz. Le nombre de porteuses est en effet de moitié inférieur au nombre de sous-bandes Δf en raison de la symétrie hermitienne. Le nombre de canaux de la FFT est:

$$pts_{fft} = 75MHz \times 40,96\mu s = 3072 \quad (I.1)$$

La largeur des sous-bandes est donnée par:

$$\Delta f = \frac{1}{40,96\mu s} = 24,414KHz \quad (I.2)$$

Pour que le signal soit compris entre 1,8 et 30 MHz, le système n'utilise que 1155 porteuses (entre la 74^{ème} et la 1228^{ème} porteuse).

I.9.1 Allocation binaire

Pour les systèmes de communication utilisant la spécification HomePlug AV c'est le récepteur qui effectue le processus d'allocation binaire en déterminant le rapport signal/bruit et en choisissant la constellation que devra utiliser l'émetteur. Cette technique permet aux constructeurs d'avoir une certaine liberté sur le débit et la fiabilité de leurs produits.

Dans la spécification HomePlug AV, en fonction du rapport signal/bruit sur chaque sous-porteuse, il est possible d'ajuster le nombre de bits transmis par symbole OFDM ce qui permet d'augmenter le débit ou la robustesse du système.

Pour estimer le nombre de bits qu'il est possible de transmettre sur chaque sous-porteuse, on peut se référer à la limite théorique de Shannon qui définit la capacité maximale du canal comme suit:

$$Capa_c = \Delta f * \log_2(1 + RSB_c) \quad (\text{bits/s}) \quad (I.3)$$

Où $Capa_c$ est la capacité du canal pour la porteuse c , Δf est la largeur de bande associée à chaque porteuse, le RSB_c est le Rapport Signal à Bruit ou SNR (Signal to Noise Ratio) qui est égal au rapport entre la puissance du signal reçu et la puissance du bruit stationnaire pour la porteuse c .

En pratique, le système de transmission tient compte du codage de canal pour effectuer l'allocation binaire. Le nombre de bits à transmettre sur chaque porteuse n'est pas défini uniquement à partir de la valeur du SNR calculée pour chaque porteuse mais à partir d'une estimation obtenue pour l'ensemble des porteuses.

Au niveau du récepteur, le SNR est déterminé en prenant en compte l'ensemble des "perturbations", comme par exemple les incertitudes de mesure introduites par le récepteur comme par exemple le bruit de quantification.

I.9.2 Constellations utilisées

Dans la spécification HomePlug AV, les constellations qu'il est possible d'utiliser pour la transmission de données sont:

- BPSK (Binary Phase Shift Keying): 1 bit par porteuse.
- QPSK (Quadrature Phase Shift Keying): 2 bits par porteuse.
- 8-QAM (Quadrature Amplitude Modulation): 3 bits par porteuse.
- 16-QAM: 4 bits par porteuse.
- 64-QAM: 6 bits par porteuse.
- 256-QAM: 8 bits par porteuse.
- 1024-QAM: 10 bits par porteuse.

La modulation de chaque sous-porteuse, définie dans la spécification HomePlug AV, limite le nombre de bits à 10 (bitcap). Le débit par sous-porteuse est donc limité même si le canal pourrait éventuellement, théoriquement, en transmettre davantage.

Par ailleurs, les différentes modulations allouent uniquement un nombre entier de bits par porteuse (granularité). Par conséquent, s'il est par exemple possible de transmettre 2,9 bits sur une porteuse, le système doit choisir entre 2 bits (plus de robustesse) et 3 bits (plus de débit).

Enfin, il n'est pas possible de transmettre 5, 7 ou 9 bits. Le système doit faire un compromis et se replier sur les valeurs adjacentes.

I.9.3 Intervalle de garde

Au niveau de la réception, les trajets multiples sont à l'origine de l'ISI: le signal d'un symbole OFDM va être perturbé par le signal du symbole OFDM précédent qui arrive avec un retard.

L'insertion d'un intervalle de garde (IG) est une technique très simple et très efficace pour limiter l'ISI. Cette technique consiste à générer une partie de la fin du symbole avant de générer le symbole complet. La partie du symbole copiée est donc générée deux fois comme le montre la figure I.6.

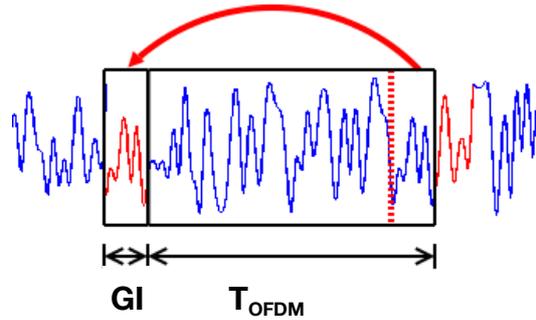


Figure I. 6 : insertion de l'intervalle de garde (en rouge)

Cette technique a un impact sur le débit puisqu'aucune donnée utile ne peut être transmise pendant la durée de l'intervalle de garde: il est donc nécessaire de limiter la durée de l'intervalle de garde pour ne pas trop diminuer le débit.

I.9.4 Porteuses éteintes

Afin de ne pas perturber d'autres systèmes de communication, certaines porteuses sont éteintes, c'est-à-dire que le système n'émet pas de signal sur certaines porteuses. La spécification HomePlug AV précise les porteuses à éteindre pour respecter la réglementation américaine: celles-ci sont présentées dans le tableau I.5.

N° porteuse	Fréquences (MHz)	Usage
0-73	< 1,8	Inutilisé HPAV
74-85	1,8 – 2,1	Bande amateur 160m
140-167	3,4 – 4,1	Bande amateur 80m
215-225	5,2 – 5,5	Bande amateur 5 MHz
283-302	6,9 – 7,4	Bande amateur 40m
410-419	10,0 – 10,2	Bande amateur 30m
570-591	13,9 – 14,4	Bande amateur 20m
737-748	18,0 – 18,3	Bande amateur 17m
857-882	20,9 – 21,5	Bande amateur 15m
1016-1027	24,8 – 25,1	Bande amateur 12m
1144-1228	27,9 – 30,0	Bande amateur 10m
1229-1535	> 30,0	Inutilisé HomePlug AV

Tableau I. 5 : porteuses éteintes HomePlug AV

Ce masque spectral montre qu'une partie non négligeable du spectre est éteinte pour éviter de perturber d'autres systèmes de communication : sur les 1154 porteuses utilisables entre 1,8 et 30 MHz, seules 917 sont utilisées et 240 sont éteintes pour éviter de perturber d'autres systèmes. Cela représente une perte de débit brut maximal de l'ordre de 50 Mb/s.

I.9.5 Préambule

Un signal prédéfini est systématiquement envoyé en préambule de chaque trame de données (PPDU – PHY Protocol Data Unit). Il permet au récepteur de se synchroniser, de calibrer le contrôleur automatique de gain ainsi que d'estimer l'atténuation et le déphasage du canal pour chaque porteuse.

Ce préambule est constitué d'une suite de symboles OFDM identiques, d'une durée de $5,12 \mu\text{s}$ (384 échantillons à 75 MHz).

I.9.6 Codage de canal

La spécification HomePlug prévoit l'utilisation d'un turbo-code pour la correction des erreurs à la réception (FEC *pour* Forward Error Correction). Cette opération d'encodage comporte 3 étapes successives :

- Les données sont brouillées par un *scrambler*.
- Les données sont encodées par un turbo-code
- Les données sont mélangées par un entrelaceur de canal.

I.9.6.1 Brouillage (scrambler)

L'étape de brouillage (scrambling) confère au signal une distribution aléatoire (afin d'éviter des longues successions de 1 et de 0).

Cette opération est réalisée en effectuant une opération de "OU EXCLUSIF" (XOR) entre les données et une séquence pseudo aléatoire. Cette séquence a pour polynôme générateur l'équation suivante.

$$x^{10} + x^3 + 1 \quad (\text{I.4})$$

La figure I.7 schématise cette opération de brouillage.

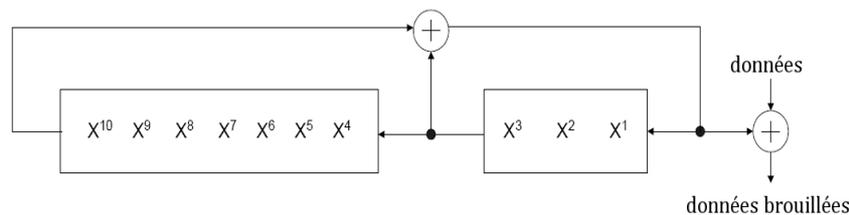


Figure I. 7 : brouilleur de données

Au niveau de la réception, il suffit d'effectuer la même opération pour retrouver le signal original.

I.9.6.2 Turbo-code

Une fois que les données sont brouillées, un turbo-code convolutif duobinaire est utilisé. L'architecture de ce turbo-code, présentée sur la figure I.8 montre que l'on utilise 2 codes systématiques récurrents (RSC – Recursive Systematic Code) et un turbo-entrelaceur dont la durée est de 16, 136 ou 520 octets. Il est à noter que cet entrelaceur est différent de l'entrelaceur de canal.

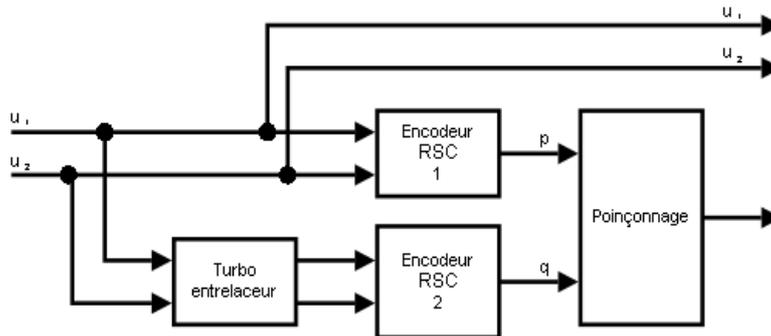


Figure I. 8 : architecture de l'encodeur turbo

Le fonctionnement et les performances de ce turbo-code ne seront pas détaillés dans cette thèse, mais de nombreuses informations sont disponibles dans [GUE07].

I.9.6.3 Entrelaceur de canal

L'entrelaceur de canal permet de mélanger les données en sortie du turbo-code avant d'effectuer la modulation. Cette technique permet de disperser les erreurs de transmission qui tendent à se regrouper en temps (un bruit impulsif va par exemple affecter la quasi-totalité des porteuses d'un symbole OFDM) et en fréquence (la présence d'une raie radio va affecter les fréquences proches).

L'entrelaceur de canal va donc permettre de disperser les erreurs, ce qui va améliorer le fonctionnement du turbo-décodeur [REB05].

Cette technique est par exemple utilisée en ADSL [UIT99] afin de corriger les erreurs générées par les bruits impulsifs : le paramètre INP (Impulse Noise Protection) définit le nombre de symboles OFDM qui peuvent être corrigés par le décodeur en cas de bruit impulsif (une valeur d'INP égale à 2 pourra corriger 2 symboles OFDM perturbés, INP = 4 pourra en corriger 4 symboles, etc.). Pour cela, l'INP joue sur la durée de l'entrelacement : plus la valeur de l'INP est importante, plus l'entrelacement sera long [MOU01].

En contrepartie, l'augmentation de la durée de l'entrelacement va augmenter le délai de transmission (puisqu'il est nécessaire de recevoir l'ensemble des données avant d'effectuer le décodage), ce qui peut poser des problèmes pour des applications temps réel comme la TVHD, les jeux en ligne etc.

En ce qui concerne la spécification HomePlug AV, la situation est sensiblement différente: l'entrelacement est effectué sur chaque bloc physique (ou Physical Block en anglais) d'une longueur maximale de 520 octets (soit 4160 bits). Cette durée n'est pas suffisante pour que les données soient dispersées sur plusieurs symboles OFDM : un modem peut en effet transmettre jusqu'à 9170 bits par symbole OFDM (917 porteuses à 10 bits par porteuse). L'entrelacement de la spécification HomePlug AV est donc uniquement destiné à disperser les erreurs qui se regroupent en fréquences.

Le turbo-code utilisé par HomePlug AV n'est pas utilisé pour lutter contre les bruits impulsifs aperiodiques (dont l'énergie risque de perturber la quasi-totalité du symbole OFDM) mais sert uniquement à diminuer le taux d'erreur binaire en présence de bruit stationnaire.

I.9.7 Suppression des perturbations impulsives aperiodiques

Le réseau électrique indoor est particulièrement perturbé par les bruits impulsifs en raison du nombre important d'appareils qui y sont connectés. Il est donc nécessaire de déployer une technique de suppression de ces perturbations.

Dans la spécification HomePlug AV, la suppression des perturbations impulsives est réalisée à l'aide d'un système de retransmission au niveau de la couche MAC (Medium Access Layer) : le ou les récepteurs doivent acquitter de la bonne réception d'une trame. Si cet acquittement n'est pas reçu au niveau de l'émetteur, la trame est retransmise.

I.10 Le canal de transmission

D'après le paradigme proposé par Shannon, toute chaîne de communications peut être décomposée en trois blocs, à savoir l'émetteur, le milieu de transmission appelé canal de transmission et le récepteur. Du point de vue de la théorie des communications, le canal vu par le système comporte non seulement le milieu à travers lequel se propage le message, les filtres d'émission et de réception présents dans toute chaîne de

communications, mais aussi les sous-ensembles qui permettent au message d'accéder à ce milieu. Afin de développer des systèmes CPL efficaces et de proposer des améliorations aux technologies existantes, il est donc nécessaire de caractériser l'infrastructure électrique indoor.

L'infrastructure électrique d'une habitation est composée de réseaux en étoile ou en bus en tenant compte de la disposition des pièces. Le réseau électrique domestique est donc un réseau complexe à caractériser puisque ses caractéristiques peuvent être fortement différentes d'une habitation à une autre. Le réseau comporte des dérivations et diverses impédances de charges. Cette complexité architecturale est particulièrement défavorable pour le signal CPL transmis en hautes fréquences. Celui-ci sera divisé au niveau de chaque jonction et sera atténué par les câbles électriques de longueur très variable. Les réflexions sur les discontinuités vont se traduire par des retards et des atténuations du signal transmis sur le réseau électrique.

Il est donc nécessaire de caractériser les principales composantes du canal de transmission CPL, à savoir la réponse du canal qui caractérise les phénomènes qui viennent modifier la forme des ondes émises, ainsi que les brouilleurs qui viennent s'ajouter au signal reçu et dont l'origine peut être multiple.

I.10.1 Réponse du canal

Le canal CPL se différencie d'autres médias par des niveaux d'interférences et de bruits élevés. Plusieurs approches permettant de caractériser le canal CPL, ont été proposées dans la littérature. Une approche intéressante décrit le canal CPL en modélisant les multitrajets [PHI99] [ZIM02a]. D'autres travaux tentant de modéliser le canal CPL comme une ligne de transmission bifilaire (à deux conducteurs) [HOO98a] ou trifilaire (à trois conducteurs) [GAL19] ont également été publiés. Ces approches ne décrivent que partiellement la physique sous-jacente de la propagation du signal CPL et par conséquent ne permettent pas de prendre en compte les propriétés générales du canal CPL [TLI08a]. De plus, l'approche reposant sur la modélisation des multitrajets est basée sur un modèle paramétrique où la plupart des paramètres ne peuvent être estimés qu'après avoir mesuré la réponse impulsionnelle (RI) du canal, limitant ainsi la capacité à modéliser *a priori* le canal CPL. Dans [MEN04], un modèle déterministe du canal CPL est proposé à partir de la représentation complexe des multitrajets avec la théorie des matrices. Le modèle

développé reste incomplet dans la mesure où ni les valeurs des impédances à l'extrémité des branches, ni leur variation dans le temps ne sont prises en compte. Des caractérisations du canal CPL ont aussi été présentées dans [DEG02a] [PRA01] mais celles-ci sont limitées à l'étude de la bande [0-30] MHz.

Au sein du projet OMEGA (hOME Gigabit Access) des études portant sur la caractérisation du canal de propagation CPL dans la bande étendue à 100 MHz ont été réalisées [TLI11] [TLI08b]. Une approche empirique a été adoptée : le canal est modélisé à partir d'études statistiques sur un grand nombre de mesures de la réponse du canal sans tenir compte de la topologie du réseau.

I.10.2 Les sources de bruit

Outre les distorsions générées par le canal de transmission lui-même sur la forme des signaux transmis sur le réseau électrique, des perturbations électromagnétiques sont générées par différentes sources de bruit. A la différence de la plupart des canaux de communications, le bruit présent à l'entrée du récepteur CPL ne peut pas être réduit à la seule présence du bruit thermique ou bruit blanc additif gaussien [CRU05]. On doit cette spécificité à la grande variété d'appareils connectés au réseau, ainsi qu'à la multiplicité des perturbations captées par couplage électromagnétique.

I.10.2.1 Classification des bruits

L'étude des bruits venant se superposer au signal reçu et l'étude de leurs origines semble être très intéressante pour caractériser un canal CPL.

De plus, depuis plusieurs années, un certain nombre d'études ont été menées afin de caractériser et classer les bruits selon plusieurs approches : le but c'est d'étudier les effets des bruits sur les performances des CPL [MAR05] et d'établir des règles de traitement du signal adéquates pour leur réduction [DEG02b].

I.10.2.1.1 Approche classique

Dans la plupart des études de perturbations électromagnétiques, que ce soit sur les systèmes CPL, DSL ou radio, le bruit électromagnétique est généralement divisé en 2 grandes catégories :

- Le bruit stationnaire,
- Le bruit impulsif.

Le bruit stationnaire : sa densité spectrale de puissance varie fortement en fonction de la fréquence. On remarque que dans la partie basse fréquence du spectre, jusqu'à quelques MHz, la densité spectrale de puissance décroît exponentiellement avec la fréquence. Ce bruit coloré tend ensuite progressivement vers un bruit blanc gaussien: c'est un bruit qui a en moyenne la même énergie sur toutes les fréquences. Pour les fréquences supérieures à quelques MHz, des raies de bande étroite dues au rayonnement des émetteurs de radiodiffusion apparaissent.

Le 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 caractérisées par des faibles durées, une DSP élevée et une fréquence de répétition à caractère aléatoire. La durée des impulsions peut varier de quelques μs à des millisecondes [CHA89] [HOO98b] [DEG02b] [ZIM02a]. Ce bruit provient principalement des manœuvres aléatoires d'enclenchement et déclenchement des appareils électriques. On les appelle bruits domestiques ou bruits indoor. A titre d'exemple, les moteurs électriques, les redresseurs commandés et les dispositifs de commutation sont connus pour générer des bruits impulsifs [HOO98b] [ESM00] [ESM03].

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 peut être modélisé par des sinusoides amorties ou par la superposition de sinusoides amorties permettant d'approximer l'allure générale des impulsions observées dans le canal. Ainsi, une impulsion isolée peut être exprimée par la relation (I.5) [DEG02a, DEG02b].

$$b(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (\text{I.5})$$

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 peuvent varier d'une impulsion à une autre.

La figure I.9 présente deux exemples de bruits impulsifs mesurés par FTR&D [DEG02b].

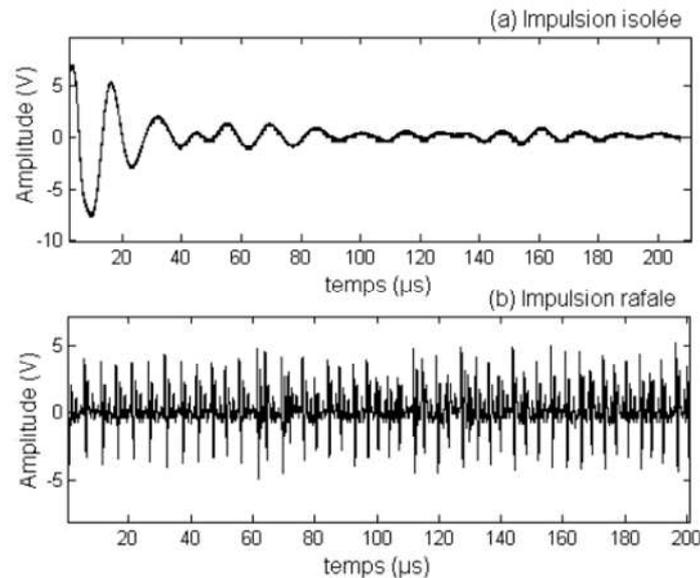


Figure I. 9 : exemple de bruit impulsif mesuré par FTR&D (source: [DEG02b])

Cependant, en dissociant totalement bruit impulsif et bruit stationnaire, on écarte toute une partie des perturbations qui ne sont ni impulsives, ni stationnaires. Par exemple, lorsque l'on branche un appareil électrique sur le réseau, il est possible que celui-ci modifie le niveau du bruit stationnaire. Nous allons voir que ces variations du bruit stationnaire sont très fréquentes sur le réseau électrique et qu'il serait problématique de ne pas les considérer.

Dans [GAU08] on a aussi constaté que certains appareils électriques pouvaient générer des perturbations périodiques avec le 50 Hz. Ces impulsions, que l'on retrouve en permanence toutes les 20 ms, ne peuvent pas être considérées comme exclusivement impulsives ou exclusivement stationnaires.

La classification en phénomène impulsif ou stationnaire présente bien des limites. Il est donc nécessaire de trouver une autre approche de classification permettant d'identifier toutes les perturbations qui ont à la fois un caractère stationnaire et impulsif.

Une classification utilisant cette approche a été proposée par Zimmermann et Doestert [ZIM02b] [ZIM00].

I.10.2.1.2 Approche de Zimmerman et Doestert

Une description intéressante, donnée dans [ZIM02b] [ZIM00], classe les perturbations électromagnétiques rencontrées en cinq catégories, suivant leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité. La figure I.10 schématise cette classification.

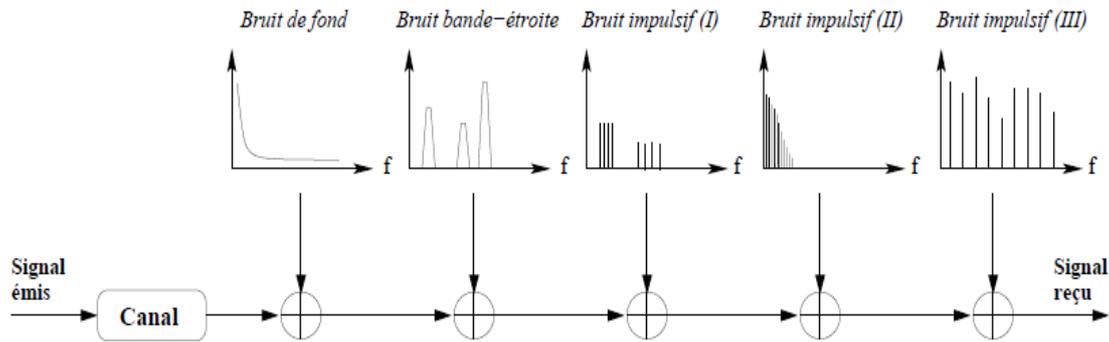


Figure I. 10 : sources de bruits additifs rencontrés sur le réseau électrique

Le bruit de fond

Le bruit de fond présent sur les lignes électriques possède une densité spectrale de puissance relativement basse et décroissante avec la fréquence. Ce type de bruit résulte de la superposition d'une grande variété de sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes. Son niveau de puissance varie à l'échelle des minutes voire des heures. Par opposition au bruit blanc qui possède une densité spectrale de puissance uniforme, le bruit de fond est un bruit coloré qui affiche une nette dépendance en fréquence principalement dans la partie basse du spectre. Au delà de 2 MHz, cette dépendance s'avère négligeable, et l'on peut considérer que la DSP devient plate. Le niveau moyen mesuré est établi à environ -110 dBm/Hz dans cette zone.

Les bruits à bande étroite

Le bruit bande étroite est souvent dû à des émetteurs radiofréquences. Ces fréquences peuvent être réservées pour divers usages (radioamateurs, émetteurs FM, police, etc.). Ce bruit se caractérise par la présence de raies se superposant à la densité spectrale de puissance du bruit stationnaire.

Ils sont le résultat de la captation par les lignes électriques des émissions de radiodiffusion. Il s'agit donc de brouilleurs persistants qui apparaissent souvent sous la

forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude et/ou en fréquence et occupent les sous-bandes correspondant aux diffusions grandes et moyennes ondes. En fonction de leur distance, les bruits à bande étroite peuvent être de 30 à 40 dB au-dessus du bruit de fond. Leur amplitude varie lentement au cours de la journée et devient plus importante la nuit lorsque les propriétés de l'ionosphère sont les plus propices à la réflexion des ondes. Des niveaux particulièrement élevés de bruit sont remarqués dans les basses fréquences inférieures à 10 MHz ainsi que dans les hautes fréquences, bande FM à partir de 87,5 MHz, où les émetteurs de radiodiffusion sont particulièrement nombreux.

Le bruit impulsif périodique asynchrone (type I)

Ces bruits sont caractérisés par des impulsions ayant une fréquence de répétition comprise entre 50 et 200 kHz. Dans le domaine temporel, les impulsions apparaissent sous la forme des raies spectrales espacées de la fréquence de répétition. Il est généré principalement par les blocs d'alimentation des équipements connectés au réseau électrique. Les fréquences des impulsions sont souvent proches et constituent un groupe de raies pouvant être assimilés à une forme de bruit bande étroite. Leur DSP est cependant plus faible que celle générée par les émissions de radiodiffusion.

Le bruit impulsif périodique synchrone (type II)

Il est composé d'impulsions synchrones à la fréquence du réseau électrique avec une fréquence de répétition de 50 ou 60 Hz. Les impulsions ont une DSP décroissante en fréquence et sont de courte durée, de l'ordre de la microseconde. Elles sont principalement générées par les redresseurs de tension inclus dans les blocs d'alimentation à tension continue.

Le bruit impulsif apériodique asynchrone (type III)

Il est généré par la commutation d'appareils sur le réseau. Les impulsions qui le caractérisent se produisent de manière aléatoire, selon le type d'environnement dans lequel le réseau se trouve. La durée des impulsions peut varier de quelques microsecondes à quelques millisecondes et leur DSP peut dépasser de plusieurs dizaines de dB celle du bruit de fond. Le bruit impulsif apériodique asynchrone est la source principale des erreurs dans la transmission de données numériques sur les lignes électriques.

I.10.2.1.3 Approche proposée dans le projet OMEGA

Dans le projet OMEGA, deux grandes catégories de perturbations électromagnétiques sont distinguées: les bruits stationnaires et les bruits impulsifs [TLI08a]. Une approche innovante de modélisation est appliquée aux bruits impulsifs, qui sont désormais étudiés directement à la source [CHA11]. Le bruit au niveau du récepteur est considéré comme le modèle de bruit à la source filtré par le canal CPL. Dans la classification qui est proposée, on distingue six classes de bruits impulsifs à la source en se basant sur la durée, l'amplitude et le nombre d'impulsions. Des exemples correspondants à ces différentes classes de bruits impulsifs sont présentés et modélisés dans [CHA11].

Description des classes de bruits impulsifs

On rappelle ci-dessous l'origine et les principales caractéristiques des classes proposées dans [CHA11].

- Classe 1 : allumage d'interrupteur électrique et de thermostat.

Les bruits impulsifs de cette classe sont générés par les interrupteurs et les thermostats lorsqu'on les allume. Ces bruits ont une amplitude élevée et sont composés d'une seule rafale d'impulsions et caractérisés par une succession d'impulsions élémentaires de courtes durées. Leur amplitude maximale est de 5,65 V et la durée maximale de 14 ms.

- Classe 2 : extinction d'interrupteur électrique et de thermostat.

Les bruits impulsifs de cette classe sont générés par les interrupteurs et les thermostats lorsqu'on les éteint. Ces bruits ont une amplitude élevée, et sont caractérisés par deux impulsions successives de courte durée et séparées par un bruit dense dont l'amplitude est supérieure à celle du bruit stationnaire de la ligne électrique. L'amplitude maximale et la durée maximale sont respectivement de 5,65 V et 9 ms.

- Classe 3 : branchement de prise électrique.

Les bruits impulsifs de cette classe sont générés par le branchement de prise électrique. Ces bruits ont une amplitude élevée, et sont caractérisés par deux impulsions successives proches sans bruit entre elles. L'amplitude maximale et la durée maximale sont respectivement de 5,65 V et 11 ms ;

- Classe 4 : débranchement de prise électrique.

Les bruits impulsifs de cette classe sont générés par le débranchement de prise électrique. Ces bruits ont une amplitude plus faible que celles des classes précédentes.

Comme dans le cas du branchement d'une prise, ces bruits se caractérisent par deux impulsions proches. L'amplitude maximale et la durée maximale sont respectivement de 1,41 V et 0,8 ms.

- Classe 5 : mise en route de moteurs électriques.

Les bruits impulsifs de cette classe sont générés par la mise en route de moteurs électriques. Ces bruits ont une amplitude élevée. La durée des bruits est grande par rapport aux classes précédentes. L'amplitude maximale et la durée maximale sont respectivement de 5,65 V et 47 ms ;

- Classe 6 : divers bruits d'amplitude faible.

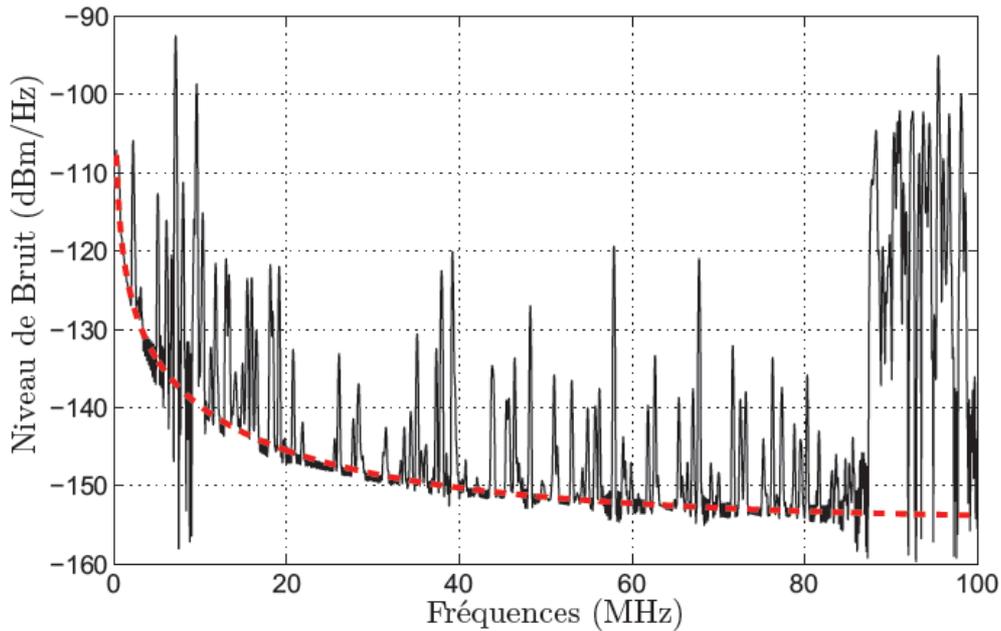
Cette classe comprend une diversité de bruits de faible amplitude. Ils apparaissent comme des impulsions courtes isolées ou comme deux larges impulsions successives. L'amplitude maximale et la durée maximale sont respectivement de 0,25 V et 50 ms.

Bruit stationnaire

A partir des campagnes de mesures effectuées dans différents environnements électromagnétiques, un modèle du bruit stationnaire a aussi été proposé. L'analyse fréquentielle basée sur ces mesures a montré une forme décroissante du bruit stationnaire en $\frac{1}{f^2}$. Le modèle de bruits stationnaires suivant a été proposé:

$$C(f) = \frac{1}{f^2} + 10^{-\frac{155}{10}} \quad (\text{I.6})$$

La figure I.11 présente un exemple de modélisation de bruit stationnaire proposé (en rouge) dans le projet OMEGA superposé à un résultat de mesure (en noir).

Figure I. 11 : modèle de bruit stationnaire décroissant en $1/f^2$

I.10.2.1.4 Classification en phénomènes temporels

Une autre approche de classification des sources de perturbations électromagnétiques a été proposée dans [GAU08] et permet de classer les sources de perturbations en phénomènes temporels afin de prendre en compte tous les phénomènes générant des perturbations sur le réseau électrique. Cette approche est basée sur une classification obtenue à partir de l'observation de 3 phénomènes temporels.

Les phénomènes permanents

Ces phénomènes correspondent à des phénomènes dont la présence est identifiée depuis le branchement du modem jusqu'à sa déconnexion tels que: le bruit de fond, le bruit à bande étroite et le bruit impulsif périodique asynchrone. La superposition des phénomènes permanents constitue le bruit stationnaire présent sur la ligne électrique. Divers dispositifs comme les téléviseurs, les moteurs, etc., peuvent produire ces phénomènes. Il est évidemment nécessaire que ces dispositifs restent en fonctionnement pendant une durée assez longue afin de considérer ces phénomènes comme permanents.

Les phénomènes apériodiques

Ils se produisent de manière imprévisible et leur occurrence n'est pas liée aux caractéristiques du réseau électrique. Ils comprennent le bruit impulsif apériodique

asynchrone, la variation apériodique du bruit stationnaire, la variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones.

Les phénomènes périodiques synchrones

Les phénomènes périodiques synchrones avec le secteur se produisent à une fréquence correspondante à la fréquence de la tension du secteur (50 Hz en Europe, 60 Hz aux états unis) ou à un multiple de cette fréquence (généralement 100 Hz en Europe). Cette famille inclut le bruit impulsif synchrone et la variation périodique synchrone du bruit stationnaire.

Dans la suite de ce mémoire, un intérêt particulier sera accordé au bruit impulsif qui représente une contrainte sévère encore difficile à surmonter.

I.11 Etat de l'art des techniques de lutte contre le bruit impulsif

Le problème de bruit impulsif se pose non seulement pour les systèmes CPL, mais aussi pour les techniques DSL (Digital Subscriber Line). Dans la littérature plusieurs méthodes, visant à réduire les erreurs de transmissions associées à ces bruits, ont été proposées [MAT02] [DEG02b] [ROU04a] [GAU08]. Nous présentons dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de différentes techniques de suppression de bruit implémentées au niveau du récepteur.

Considérons un bruit impulsif sur une ligne CPL : ce bruit va créer une perturbation sur les porteuses du symbole OFDM. Il va se traduire au niveau du récepteur par des erreurs d'estimation sur certaines porteuses.

Les effets néfastes du bruit impulsif via les lignes électriques sont partiellement compensées par des mécanismes de retransmission, appelés Automatic Repeat reQuest (ARQ). Ces stratégies sont spécifiées dans les projets de normes des systèmes CPL, dans les spécifications telles que la HomePlugAV [HOM07] et dans la plus récente norme IEEE P1901 [IEE10]. Les solutions ARQ consistent essentiellement à mettre en œuvre une procédure de signalisation entre l'émetteur et le récepteur, où le récepteur demande la retransmission d'une unité de données qui n'a pas été reçue correctement [HRA04] [DOS01] [IEE10]. Un acquittement positif ou négatif, ACK ou NACK, respectivement, est donc envoyé à l'émetteur par le canal remontant qui est

également utilisé pour transmettre d'autres données telles que le CSI (Channel State Information). Les mécanismes ARQ sont généralement divisés en trois types [HRA04] :

- Le "Send-and-wait": pour lequel chaque unité de données doit être confirmée par une ACK avant que les unités de données suivantes soient transmises. La retransmission est exploitée si un NACK est reçu.
- Le "Go-back-N": Selon ce type de mécanisme ARQ, l'émetteur n'attend pas un ACK avant de transmettre la suite de données. Au lieu de cela, la transmission est continue et chaque fois qu'un NACK est reçu, toutes les unités de données qui ont été émises à partir de cet instant doivent être retransmises.
- Le "Selective reject": où l'émetteur retransmet uniquement les unités de données corrompues chaque fois qu'un NACK est reçu.

La dernière procédure d'ARQ qui a été spécifiée pour les systèmes CPL dans le standard IEEE P1901, est dénommée "Selective Repeat ARQ". En outre, les procédures de retransmission sont généralement traitées par la couche MAC (Medium Access Control) et l'exactitude des unités de données est assurée par une séquence de trame de contrôle [IEE10] telles que le CRC (Cyclic Redundancy Check) [HRA04].

Le principal inconvénient de l'utilisation de solutions de retransmission pour la suppression des bruits impulsifs est le délai induit qui peut être extrêmement pénalisant pour les services en temps réel tels que la TVHD.

Plusieurs autres méthodes de traitement du signal ont été développées dans la littérature pour minimiser l'impact du bruit impulsif sur la QoS des communications. Dans cette section, nous limitons notre présentation à trois familles de techniques de suppression du bruit impulsif.

La première est une méthode largement utilisée et qui consiste soit à écrêter ou annuler les échantillons du signal reçu, dans le domaine temporel [ZHI08], lorsque l'amplitude est considérée comme «grande». Cette opération d'annulation appelée effacement (Blanking en anglais), peut être simultanément exploitée avec l'écrêtage.

La deuxième approche de suppression du bruit impulsif que nous présentons est l'algorithme de Matsuo [MAT02], développé pour les systèmes de transmission de type OFDM. Cet algorithme consiste à estimer les échantillons du bruit qui sont

ensuite retranchés du signal reçu. Dans la littérature, cet algorithme a été ensuite optimisé [DEG02b] [ROU08b].

La troisième approche de suppression du bruit impulsif a été proposée par A. Gautier [GAU08]. Nous nous sommes basés sur cette méthode pour développer une autre méthode de suppression [FAY10] du bruit impulsif, qui est présentée dans l'annexe A.

1.11.1 Clipping and blanking

Ces méthodes ont été intensivement utilisées dans la littérature en raison de leur extrême simplicité [GUE08] [SUR03] [ZHI08] [MEN10] [MAW09]. Les performances de ces méthodes, implémentées dans les systèmes CPL, ont été étudiées dans [GUE08] [KIM08] où il est notamment montré que l'utilisation d'un limiteur d'amplitude, ou écrêtage, dans un système CPL peut conduire à des gains de débit significatifs en fonction des caractéristiques des bruits impulsifs et des scénarios décrivant les canaux.

Lorsque le bruit impulsif est ajouté aux échantillons temporels du signal OFDM, l'influence du bruit impulsif est répartie par la transformée de Fourier discrète sur tous les symboles OFDM. Lorsque plusieurs bruits impulsifs existent dans le signal OFDM reçu, la performance du système OFDM est fortement dégradée. Par ailleurs, le taux d'erreurs binaire est amélioré par la combinaison des deux techniques "clipping" et "blanking" dans les systèmes de transmission OFDM. Les deux techniques "clipping" et "blanking" réduisent l'influence du bruit impulsif en éliminant les échantillons temporels dans lesquels l'influence du bruit impulsif est forte. Cependant, si la durée du bruit impulsif dans le signal reçu est importante, le taux d'erreur binaire est dégradé par l'élimination d'un grand nombre d'échantillons temporels. Ceci se traduit par une perte de débit à la réception. Nous définissons ci-après le clipping, le blanking et le clipping / blanking.

- "Clipping" ou Ecrêtage de seuil γ_c : les amplitudes des signaux, dont la valeur absolue est supérieure à un seuil donné, sont remplacées par la valeur seuil γ_c

$$\bar{y}_k = \begin{cases} y_k & \text{si } |y_k| \leq \gamma_c \\ \gamma_c \exp(j \arg(y_k)) & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

- "Blanking" ou Effacement de seuil γ_b : les amplitudes des signaux dont la valeur absolue est supérieure à un seuil donné γ_b sont effacées, à savoir remplacées par zéro,

$$\bar{y}_k = \begin{cases} y_k & \text{si } |y_k| \leq \gamma_b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

- "Clipping/Blanking": les amplitudes très grandes sont effacées alors que les moyennes sont écrêtées. Les deux valeurs seuils γ_c et γ_b sont nécessaires.

$$\bar{y}_k = \begin{cases} y_k & |y_k| \leq \gamma_c \\ \gamma_c \exp(j \arg(y_k)) & \text{si } \gamma_c < |y_k| \leq \gamma_b \\ 0 & |y_k| > \gamma_b \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Avec $\gamma_c < \gamma_b$.

Dans ces équations, \bar{y}_k désigne le signal de sortie de ces trois techniques. En outre, les seuils γ_c et γ_b peuvent être fixés empiriquement par le récepteur.

L'avantage de ces trois techniques est le bon compromis entre complexité et robustesse au bruit impulsif. La difficulté est la détermination, souvent empirique, du seuil optimal pour chacune de ces trois techniques.

I.11.2 Algorithme de Matsuo

Le traitement proposé par Matsuo [Mat02] 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 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. Cet algorithme a par ailleurs été utilisé dans le cas d'une modulation multi-porteuse OFDM-QPSK et un bruit impulsif de classe A du modèle de Middleton et a conduit à une amélioration de 4 dB pour un TEB de 10^{-3} [Mat02].

Le traitement de Matsuo a été optimisé par Degardin [DEG02b] par l'ajout d'un étage de prétraitement de bruit. Le synoptique de la figure I.12 présente en détail le module de Matsuo, optimisé par Degardin [DEG02b].

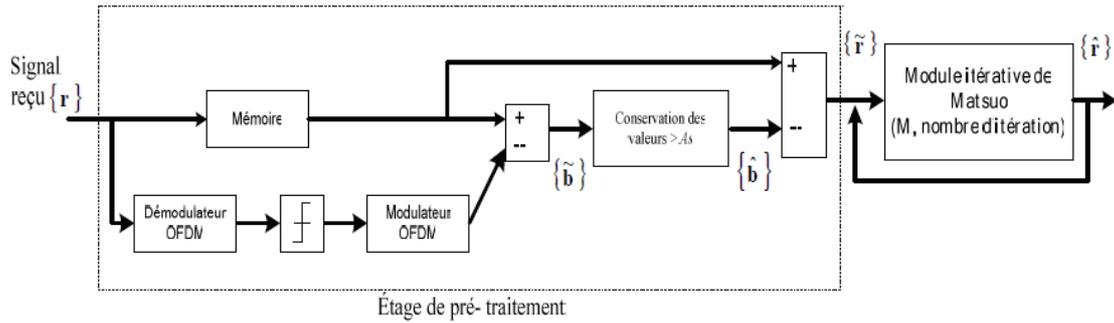


Figure I. 12 : schéma du module de Matsuo de traitement du bruit avec étage de prétraitement

Dans l'étage de prétraitement, le vecteur $\{\hat{b}\}$ représente une estimation des échantillons du bruit dont les amplitudes sont supérieures à une valeur seuil As . Cette dernière a été déterminée en étudiant les statistiques de l'amplitude d'un signal OFDM. En effet, un échantillon est supposé être affecté par du bruit impulsif 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 le calcul de $\{\hat{b}\}$, qui est obtenu en conservant les M échantillons, nommés candidats, dont les amplitudes sont les plus grandes. Le bruit estimé après la mise en œuvre de l'algorithme de Matsuo prend en compte l'erreur de décision calculée par le démodulateur OFDM, cette erreur devant se réduire à chaque itération.

L'ajout de l'étage de prétraitement se justifie par la difficulté à choisir la valeur M du nombre de candidats qui peut être très critique pour certains types de bruit, et notamment pour ceux présents sur les lignes d'énergie.

En s'inspirant du module d'annulation de bruit de Matsuo [MAT02] et amélioré par Degardin [DEG02b] par l'ajout d'un étage de prétraitement, F. Rouissi [ROU08b] a proposé une étude plus détaillée du module de traitement du bruit impulsif en vue d'optimiser l'étage de prétraitement et par suite d'améliorer les performances de cet étage.

Comme cet étage est caractérisé par la détermination du seuil As au dessus duquel l'échantillon reçu est supposé être affecté par le bruit. Le choix de la valeur prise par As dépend du niveau du signal OFDM. Pour cela une étude statistique est effectuée 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 As . Dans ce cas, le bruit ne serait pas

déecté 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 du même ordre de grandeur que l'amplitude du signal OFDM, et peut par conséquent introduire des erreurs de décision. L'idée proposée par F. Rouissi [ROU08b] consiste à fixer le seuil A_s en tenant compte plutôt de l'amplitude minimale de bruit estimée $\{\tilde{b}\}$. F. Rouissi a donc proposé un nouveau schéma en ajoutant un étage d'estimation de la puissance de bruit par symbole OFDM. Ceci permet de choisir de manière adaptative le seuil à considérer dans le bloc de prétraitement. L'estimateur SNV utilisé par F. Rouissi, basé sur un calcul d'EQM, est utilisé pour estimer la puissance de bruit pour chaque période du symbole OFDM. Néanmoins, les performances de la méthode adaptative se dégradent lorsqu'une rafale, plus pénalisantes qu'une impulsion élémentaire, se superpose au symbole OFDM. Cette dégradation est d'autant plus accentuée que la rafale est longue. De plus, le pouvoir de correction de la technique diminue quand le SINR diminue; la technique est donc d'autant moins performante quand la puissance de bruit est élevée.

I.11.3 Méthode d'annulation du BIPA (Bruit Impulsif Périodique Asynchrone)

Dans ce paragraphe, nous proposons une technique basée sur une méthode introduite par A. Gautier [GAU08]. Cette technique n'est efficace que si un seul type de bruit périodique asynchrone est présent.

La technique que nous proposons est basée sur des opérations de faible complexité : mémorisation de la forme des perturbations et utilisation d'opérations mathématiques simples. Cet algorithme permet de déterminer l'instant où chaque impulsion arrive pour chaque symbole OFDM, pour ensuite l'annuler par soustraction dans le domaine temporel en supposant que l'instant d'arrivée des impulsions est connu.

Il est à noter que les fonctions d'inter-corrélation entre une impulsion quelconque du bruit impulsif périodique asynchrone (prise comme référence) et les autres impulsions, présentent de fortes similitudes.

Pour estimer l'instant auquel l'impulsion est présente, nous proposons de déterminer le décalage temporel entre l'impulsion de référence et l'impulsion perturbante à partir des porteuses éteintes [GAU08]. En effet, en l'absence d'autres bruits, ce décalage temporel est une constante. Donc, il suffit de calculer ce décalage sur les porteuses

éteintes seulement, car sur ces porteuses, le signal correspond uniquement au bruit présent sur la ligne puisqu'aucun signal n'y a été émis.

Une fois que l'instant auquel se produit la perturbation est connue, il devient possible de l'annuler dans le domaine temporel par simple soustraction. Dans le domaine fréquentiel, la puissance de l'impulsion perturbante est calculée à partir de la puissance de l'impulsion de référence. Il reste donc à soustraire cette puissance de celle du signal OFDM pour annuler l'effet de la perturbation.

En supposant que les instants auxquels apparaissent les impulsions associées au bruit impulsif périodique asynchrone soient connus, on effectue la soustraction temporelle de l'impulsion de *ressemblance* (cf. annexe A, partie IV). Ainsi, on réussit à réduire le niveau du bruit et par suite on diminue son impact. Le principe de soustraction temporelle peut aussi être appliqué en retranchant aussi à chaque impulsion la *moyenne* de toutes les impulsions.

Une implémentation de notre système d'annulation de bruit a été réalisée en utilisant une chaîne de simulation de transmission compatible avec la norme HomePlug AV. Les performances ont été évaluées en comparant les résultats du calcul du TEB obtenus avec ou sans l'algorithme d'annulation [FAY10].

L'association de l'algorithme d'annulation par soustraction temporelle de la moyenne des impulsions avec le CCE permet au CCE de décoder le signal en diminuant le nombre de bits erronés.

L'association de l'algorithme d'annulation par soustraction temporelle de la ressemblance des impulsions avec le CCE permet aussi au CCE de décoder le signal en corrigeant tous les bits erronés.

En comparant les deux résultats utilisant la moyenne et la ressemblance, on trouve qu'en utilisant la ressemblance, on annule mieux le bruit qu'en utilisant la moyenne.

Le processus d'annulation du BIPA est détaillé dans l'annexe A.

Enfin, cet algorithme présente des limitations. Il est particulièrement adapté au cas des perturbations périodiques asynchrones qui se répètent avec des caractéristiques semblables d'une impulsion à une autre.

Lorsque la période de répétition de ces bruits varie dans le temps, ces variations peuvent provoquer une erreur dans l'estimation des impulsions puisque l'on va chercher à soustraire un bruit dont la fréquence n'est pas identique à celle du bruit original.

I.12 Conclusion

Ce premier chapitre nous a donné l'occasion de nous familiariser avec le sujet de l'étude, et de tenter de dresser un état de l'art sur les communications par courant porteur. Nous avons présenté les enjeux de la CEM pour ce type d'équipement CPL. Comme tout appareil électrique destiné à être commercialisé, les équipements CPL doivent satisfaire à un certain nombre d'exigences. Comme nous avons pu le voir, le contexte normatif actuel n'est pas très clair sur cette problématique. Il n'existe pas à ce jour une norme internationale harmonisée pour les équipements CPL.

Dans un second temps, nous avons décrit certains paramètres de la spécification HPAV qui est utilisée dans la majorité des produits CPL actuellement commercialisés tels que la modulation, l'allocation binaire, le système de transmission ou le préambule.

Ensuite, nous nous sommes attachés à décrire les principales caractéristiques du canal de propagation et les principales sources de bruits impulsifs.

Puis nous avons rappelé certains résultats obtenus dans le cadre d'études menées au sein du projet Européen OMEGA qui ont permis de définir et caractériser neuf classes de canaux CPL associées à des atténuations fréquentielles différentes. Par ailleurs, ces mêmes travaux ont permis de classer les bruits impulsifs à la source en six classes en se basant sur différents paramètres tels que la durée, l'amplitude et le nombre d'impulsions par bruit. Une autre approche propose de classer les sources de bruit en phénomènes temporels afin de prendre en compte tous les phénomènes générant les perturbations électromagnétiques sur le canal électrique.

Enfin, nous avons présenté certaines techniques de compensation du bruit impulsif données dans les littératures telles que les trois techniques (clipping, blanking et clipping/blanking), l'algorithme de Matsuo et diverses optimisations obtenues à l'aide de l'ajout d'un étage de prétraitement, l'optimisation du choix du seuil qui permet de détecter le bruit impulsif ou encore la méthode d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone basée sur la détection du bruit sur les porteuses éteintes.

Après avoir présenté quelques méthodes de lutte contre le bruit impulsif disponibles aujourd'hui dans la littérature technique, nous allons proposer dans la suite de ce manuscrit de nouvelles techniques de suppression. Pour cela nous accorderons un intérêt particulier au bruit impulsif asynchrone qui représente une contrainte sévère aux systèmes CPL.

Chapitre II. Méthodes de suppression du bruit impulsif en utilisant ADALINE ou un réseau de neurones de type perceptron multicouches

II.1 Introduction

La qualité des signaux transmis à haut débit sur les lignes électriques peut être affectée par différentes sortes de bruits et parasites électromagnétiques. Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux bruits impulsifs présents à l'intérieur des habitations. On les appelle aussi bruits domestiques ou bruits "indoor".

Les perturbations électromagnétiques, et plus particulièrement le bruit impulsif, que nous avons présenté dans le premier chapitre, peut causer l'apparition de courtes séries de bits erronés dans la transmission qu'il est nécessaire de corriger. Il est donc indispensable de lutter contre le bruit impulsif pour garantir au client un débit minimum suffisant pour véhiculer l'ensemble des services proposés avec une bonne qualité de service. Cependant une annulation de bruit est toujours délicate. Elle n'est jamais parfaite, et dans la plupart des cas, elle porte atteinte à "l'intégrité" du signal utile que l'on désire récupérer.

Dans ce chapitre, nous commençons par présenter les données utilisées puis dans un deuxième temps, nous proposons un filtre linéaire adaptatif, le filtre de Widrow, nommé aussi ADALINE (ADaptive LInear NEuron), que nous utiliserons comme méthode de débruitage pour les systèmes CPL. Pour améliorer les performances du traitement effectué à l'aide d'ADALINE, nous proposons d'utiliser un réseau de neurones non linéaire comme méthode de débruitage. Le réseau de neurones est un outil adapté, il constitue une généralisation de la structure du filtre ADALINE.

II.2 Description des données

Nous présentons dans ce paragraphe un exemple de signal CPL simulé à l'aide d'une chaîne de transmission compatible avec le standard HomePlug AV ainsi que le

dispositif de mesure du bruit impulsif. Après quoi on décrit le signal bruité et le filtre passe-bande utilisé pour éliminer les fréquences hors bande CPL.

II.2.1 Génération du signal CPL

Un exemple de la signature temporelle du signal utile OFDM transmis sur la ligne électrique est reporté sur la figure II.1. Ce signal sera dans la suite dénommé S. Il a été généré à l'aide d'une chaîne de transmission numérique compatible avec le standard HomePlug AV présentée dans le chapitre I. Ce signal est composé d'un préambule, qui sert au niveau du récepteur CPL à se synchroniser sur le début de chaque trame transmise afin de décoder ses symboles OFDM, d'un Frame Control (FC, non exploité dans notre étude) et d'une suite de symboles OFDM. Le signal est échantillonné à la fréquence de 75 MHz. Cette valeur est liée à la technologie du modem et est conforme au standard HomePlug AV.

La figure II.1 illustre un exemple d'une séquence de signal utile. L'amplitude du signal est comprise dans l'intervalle $[-4V, +4V]$.

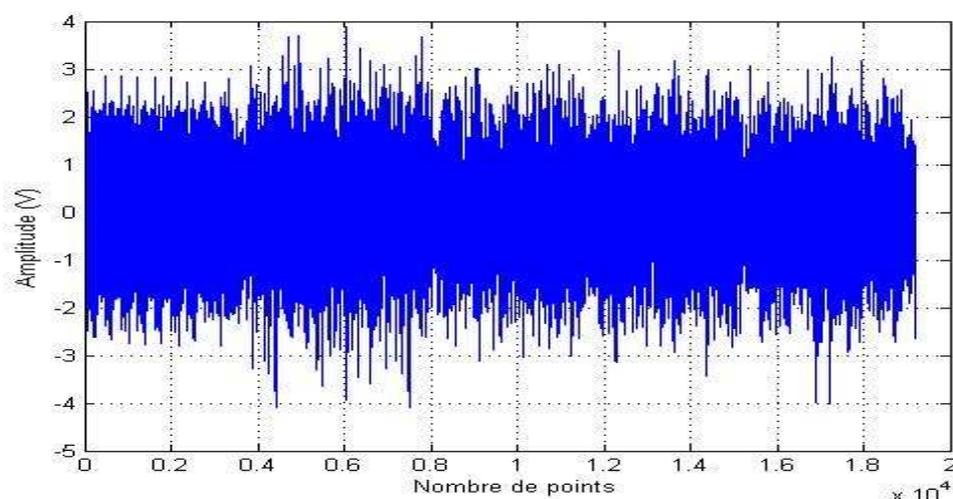


Figure II. 1 : exemple de signal CPL de référence S

II.2.2 Description du signal bruité

Le dispositif expérimental d'acquisition des bruits impulsifs est représenté sur la figure II.2. Les bruits sont mesurés dans le domaine temporel à l'aide d'un oscilloscope numérique, via un coupleur passif, connecté à une prise du réseau électrique. La bande passante de ce coupleur est de 100kHz à 100MHz. Un filtre

passé-haut est également utilisé. Il permet d'éliminer des fréquences inférieures à 700 kHz pour lesquelles on observe un niveau du bruit stationnaire élevé.

La fréquence d'échantillonnage utilisée est égale à 75 Mech/s afin d'observer les phénomènes allant jusqu'à environ 30 MHz.

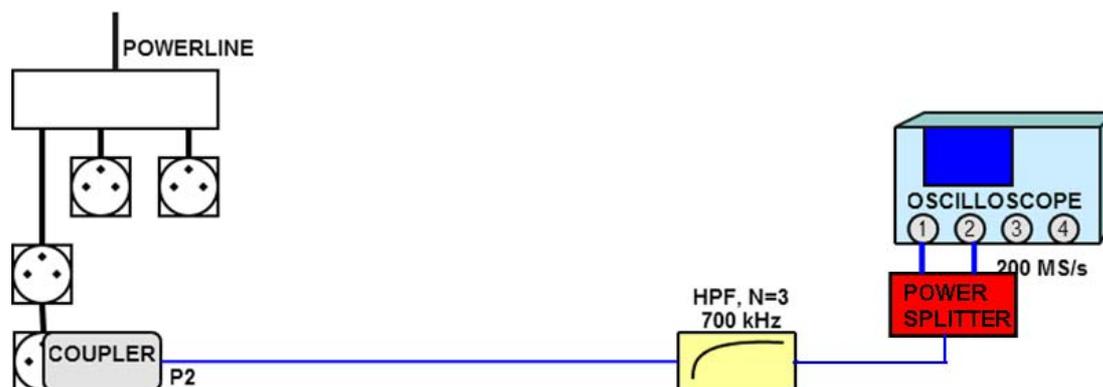


Figure II. 2 : schéma de dispositif de mesure des bruits impulsifs

Des mesures ont été réalisées sur plusieurs sites. Sur chaque site, l'acquisition des bruits impulsifs est réalisée sur une durée de 24 à 48 heures.

Un trigger est utilisé pour déclencher l'échantillonnage. Le seuil de déclenchement est fixé en fonction du niveau du bruit stationnaire présent sur la ligne et peut donc varier d'un site à un autre. Pour la majorité des sites, le trigger est réglé à 50mV. Une fois que la mesure a débuté, le signal est échantillonné durant 10 ms.

Le bruit est enregistré en utilisant deux voies de l'oscilloscope avec pour chacune une sensibilité différente. Ceci permet d'avoir à la fois une bonne sensibilité pour les bruits de faible amplitude et de ne pas écrêter les bruits de forte amplitude.

Le bruit impulsif utilisé dans la suite de cette étude a été mesuré sur un seul site.

Il est à noter que les temps d'inter-arrivée entre les rafales de bruit peuvent être importants [GAU05] [TLI09]. Autrement dit, les plages d'absence de bruit peuvent être grandes dans un enregistrement représentatif du signal utile. Par la suite, nous allons utiliser des méthodes de débruitage pour séparer le signal utile du bruit. La proportion doit être suffisamment importante dans le mélange signal plus bruit, faute de quoi ce bruit ne sera pas perçu par le système de débruitage.

Pour pallier ce problème, dans les enregistrements de bruit, on a sélectionné les séquences temporelles contenant des rafales ou des impulsions isolées de manière à conserver uniquement le bruit impulsif. Ces séquences sont ensuite concaténées.

Par la suite, nous noterons S le signal CPL utile, B le bruit impulsif et SB le signal bruité. Comme le bruit est additif, nous avons la relation : $SB = S + B$.

La figure II.3 montre un exemple de bruit impulsif concaténé. On peut observer que l'amplitude du bruit impulsif est du même ordre de grandeur que l'amplitude du signal CPL présenté dans la figure II.1.

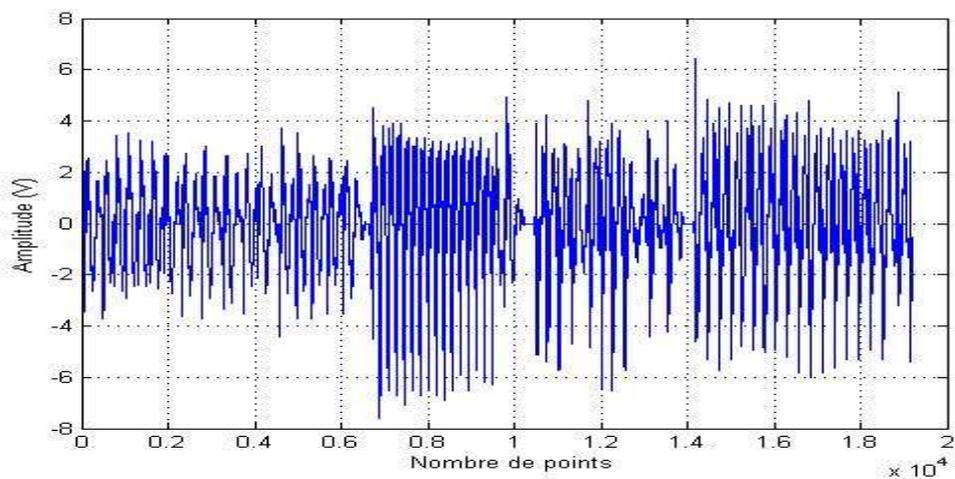


Figure II. 3 : exemple de bruit impulsif B concaténé

La figure II.4 montre un exemple de signal bruité SB.

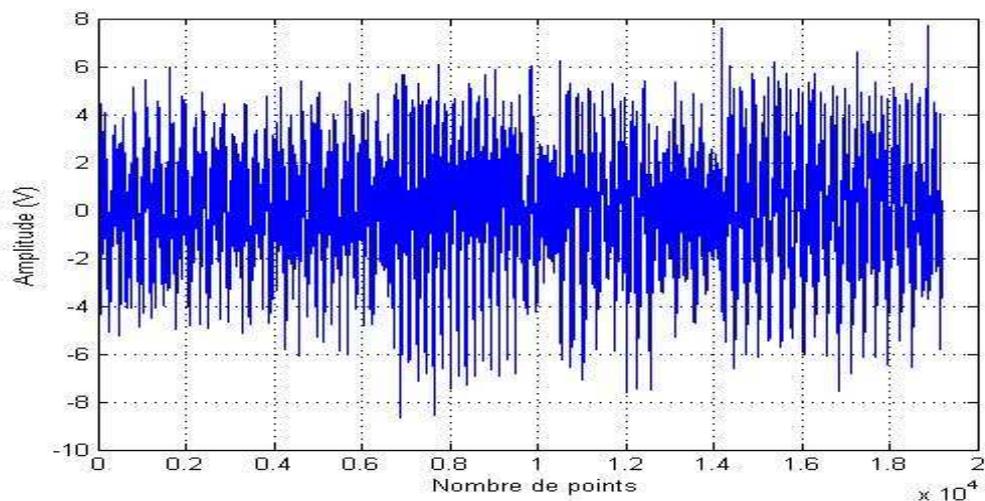


Figure II. 4 : exemple de signal bruité SB

Un exemple de la DSP (Densité Spectrale de Puissance) des signaux S (rouge), B (bleu), et SB (vert) est présenté dans la figure II.5.

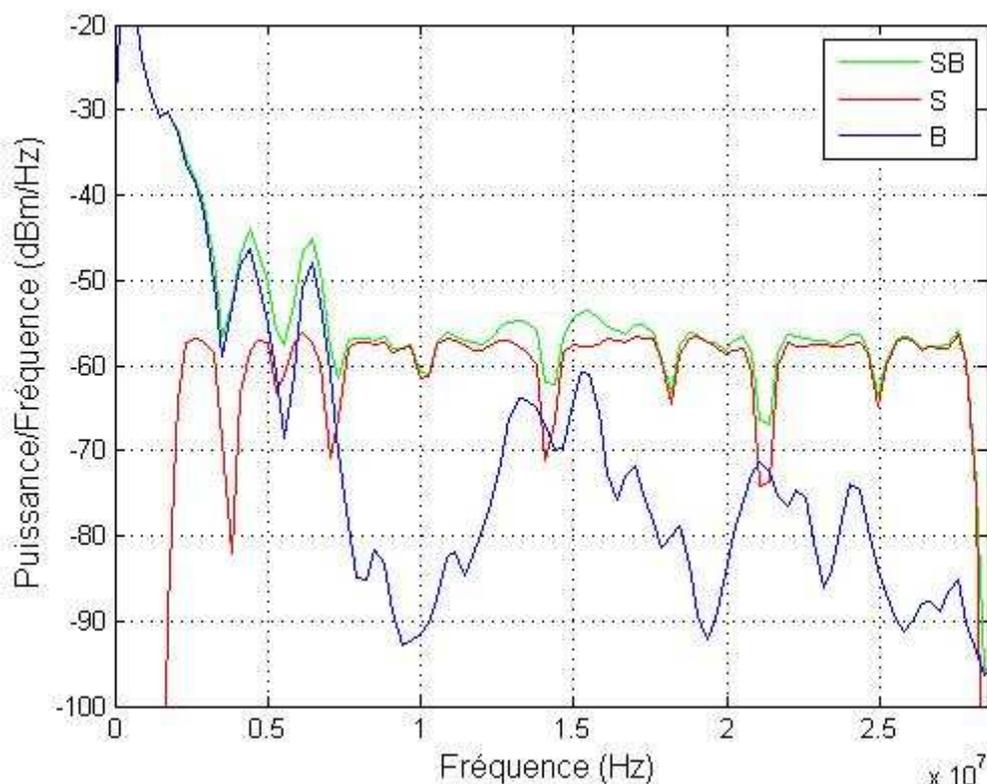


Figure II. 5 : DSP du bruit B (bleu), du signal S (rouge) et du signal bruité SB (vert)

On peut observer qu'une partie de la bande de fréquence occupée par le signal et de celle occupée par le bruit se recouvrent. Le bruit perturbe le signal essentiellement dans le domaine des basses fréquences ($\leq 8MHz$). Nous avons éliminé le bruit pour les hautes fréquences et les basses fréquences se trouvant en dehors de la bande du signal utile S. Les caractéristiques du filtre utilisé sont décrites ci-dessous.

II.2.3 Filtre passe-bande

Le filtre passe-bande que nous avons utilisé est du type "equiripple" à *phase linéaire*. La figure II.6 montre les caractéristiques en module et en phase de ce filtre.

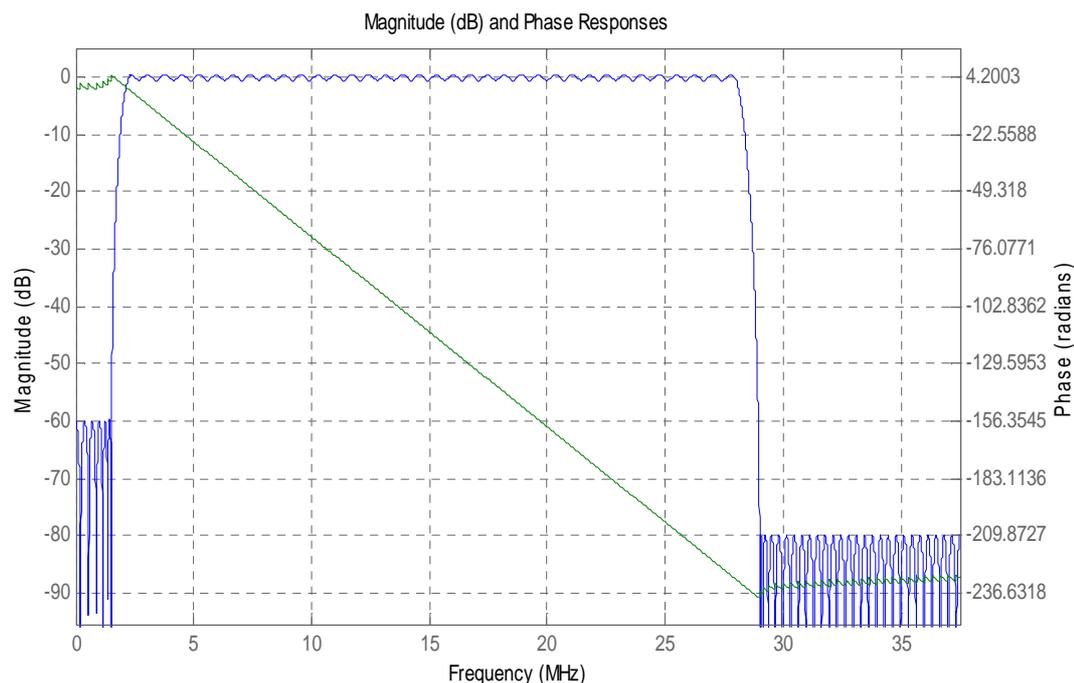


Figure II. 6 : module (bleu) et phase (vert) du filtre passe bande

Le filtrage du signal introduit une variation de phase entre l'entrée et la sortie du filtre. Pour compenser le retard introduit par le filtre, il suffit de décaler temporellement le signal de sortie d'un délai constant puisque la phase est linéaire en fonction de la fréquence. Cela nous dispense d'ajouter un filtre passe-tout correcteur de phase puisque le signal ne subit pas de distorsion.

Ce délai constant dû au filtre peut être calculé de la façon suivante :

La phase et la pulsation sont reliées par la relation linéaire suivante (II.1).

$$\varphi = a \cdot \omega \quad (\text{II.1})$$

où φ est la phase exprimée en radians, a est le retard exprimé en secondes et

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (\text{II.2})$$

est la pulsation.

Le terme a peut être calculé à partir de la variation de la phase en fonction de la fréquence. Pour le filtre que nous avons mis en œuvre $a = 1.4098 \mu\text{s}$, ce qui correspond à un délai de 106 échantillons.

La figure II.7 nous montre la DSP des signaux S, B et SB après filtrage. La comparaison de la figure II.7 à la figure II.5 permet d'évaluer l'efficacité du filtrage.

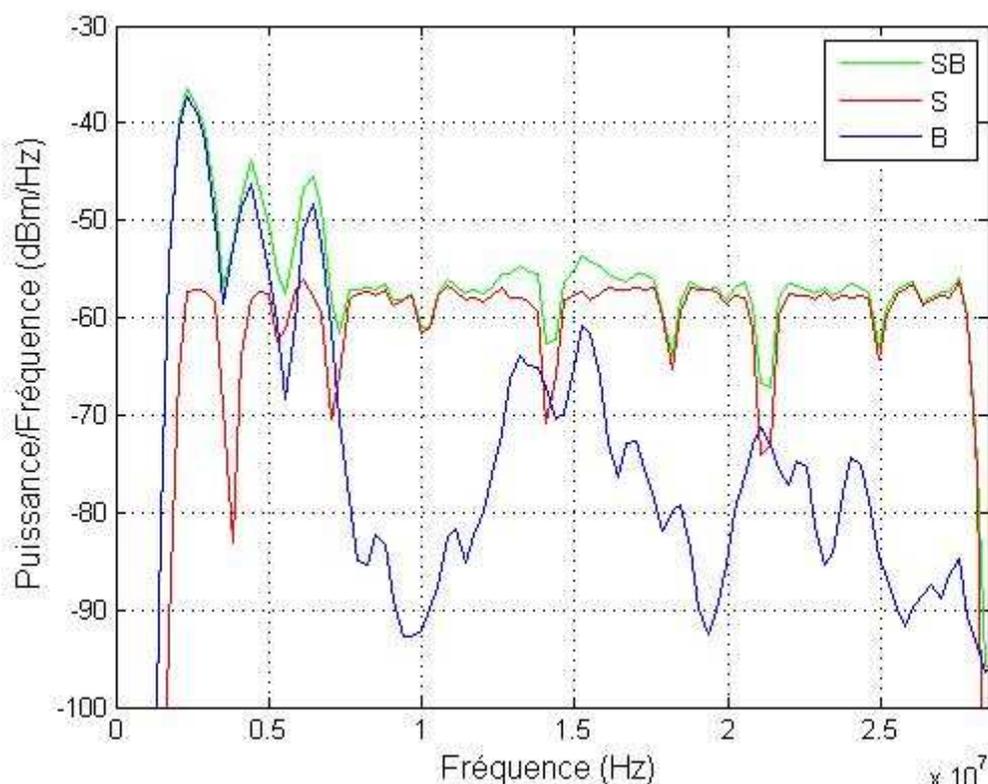


Figure II. 7 : DSP du bruit B (bleu), du signal S (rouge) et du signal bruité SB (vert)

Dans la suite de ce chapitre, on propose deux méthodes de débruitage du signal CPL mélangé avec le bruit impulsif. Il est à noter qu'il n'existe pas de "méthode universelle" pour le débruitage. Les approches utilisées sont aussi variées que les problèmes à résoudre. Nous allons analyser, dans les paragraphes suivants, les performances de deux méthodes qui peuvent être utilisées pour le débruitage du signal CPL. Ces méthodes sont de complexité croissante.

II.3 Filtrage du type Widrow

Rappelons que les spectres du signal et du bruit se recouvrent. On ne peut pas donc utiliser une technique de filtrage classique, c'est-à dire à paramètres fixés à priori. Il s'agit ici du traitement statistique du signal, de la théorie de l'apprentissage et de l'adaptativité.

Pour séparer le signal du bruit, le choix le plus simple consiste en un filtrage linéaire à réponse impulsionnelle finie RIF (FIR en anglais) dont les paramètres, ou poids, sont calculés de manière adaptative et selon les propriétés statistiques des signaux. C'est le filtre de Widrow. Il s'agit d'un filtre linéaire appelé aussi ADALINE (ADaptive LInear NEuron). C'est la technique à apprentissage la plus simple.

II.3.1 Algorithme de Widrow

Le signal bruité échantillonné est défini par la relation suivante (II.3):

$$SB(t) = S(t) + B(t) \quad (II.3)$$

où $S(t)$ est le signal CPL utile au temps t

$B(t)$ est le bruit impulsif au temps t

Le filtre adaptatif de Widrow est appliqué au signal bruité \overline{SB} , déjà filtré par le filtre passe-bande, pour assurer le débruitage.

On définit une fenêtre temporelle glissante appliquée au signal bruité d'entrée. Toutes les entrées comprises dans la fenêtre sont alors fournies à ADALINE. La taille de la fenêtre est n .

$$\text{On a : } \overline{SB}(t) = [SB(t), SB(t-1), SB(t-2), \dots, SB(t-(n-1))]^T \quad (II.4)$$

Les poids \vec{W} forment la réponse impulsionnelle du filtre de Widrow.

$$\vec{W}(t) = [W_1(t), W_2(t), \dots, W_n(t)]^T \quad (II.5)$$

Nous recherchons l'ensemble des poids \vec{W} permettant d'obtenir le signal débruité estimé:

$$\tilde{S}(t) = \sum_{i=1}^n W_i(t) SB(t-i) \quad (II.6)$$

C'est le produit de convolution entre la réponse impulsionnelle et le signal d'entrée SB.

C'est-à dire :

$$\tilde{S}(t) = \vec{W}^T \cdot \overline{SB}(t) = \overline{SB}^T(t) \cdot \vec{W}(t) \quad (II.7)$$

Le dispositif d'adaptation des coefficients (ou poids) est fourni ici par un critère de moindres carrées conduisant à l'équation de Widrow-Hoff [WID85].

Pour calculer les poids, on définit l'erreur instantanée

$$e(t) = S(t) - \tilde{S}(t) \quad (\text{II.8})$$

L'équation (II.8) permet le calcul de l'erreur quadratique moyenne (MSE), aussi appelée fonction coût, et définie par :

$$J(\{\vec{W}(t)\}) = E\left[\left(S(t) - \tilde{S}(t)\right)^2\right] \quad (\text{II.9})$$

Où E est l'espérance mathématique.

Par convention, le vecteur poids \vec{W} est un vecteur colonne. Il en est de même pour le vecteur \vec{SB} .

Nous abandonnons l'indice temporel 't' pour plus de clarté.

L'erreur instantanée devient :

$$e = S - \vec{W}^T \cdot \vec{SB} \quad (\text{II.10})$$

Et la MSE $J = E(e^2)$

Nous désirons minimiser J par rapport à \vec{W} :

$$\frac{\partial J}{\partial \vec{W}} = 0, \text{ solution optimale du filtre.} \quad (\text{II.11})$$

$$e^2 = \left(S - \vec{W}^T \cdot \vec{SB}\right)^2 = \left(S - \vec{SB}^T \cdot \vec{W}\right)^2 \quad (\text{II.12})$$

Ainsi,

$$\frac{\partial J}{\partial \vec{W}} = E\left(\frac{\partial e^2}{\partial \vec{W}}\right) = -2 * \left[E\left(S \cdot \vec{SB}\right) - E\left(\vec{SB} \cdot \vec{SB}^T\right) \vec{W} \right] \quad (\text{II.13})$$

$$\text{On pose : } \begin{cases} R = E\left(\vec{SB} \cdot \vec{SB}^T\right) \\ \vec{\varphi} = E\left(S \cdot \vec{SB}\right) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

R est la matrice d'auto-corrélation des entrées et $\vec{\varphi}$ est la corrélation croisée entrée-sortie.

$$\text{et } \frac{\partial J}{\partial \vec{W}} = -2[\vec{\varphi} - R \cdot \vec{W}] \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{\partial J}{\partial \vec{W}} = 0, \text{ soit } R \vec{W} = \vec{\varphi} \quad (\text{II.16})$$

C'est l'équation de Widrow-Hoff. Elle détermine la réponse impulsionnelle du filtre, \vec{W} en fonction des propriétés statistiques des signaux, contenues dans R et $\vec{\varphi}$ à partir de la formule (II.17) ci-dessous :

$$\vec{W} = R^+ \vec{\varphi} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{cases} R^+ = R^{-1} & \text{si } R \text{ inversible} \\ R^+ & \text{Pseudo - inverse sinon} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Le problème a une solution optimale \vec{W} donnée par (II.17).

Cependant, *dans la pratique*, on procède autrement pour les raisons suivantes:

R , qui est une estimation de $E(\overrightarrow{SB} \cdot \overrightarrow{SB}^T)$, n'est donc pas exacte car la population est de dimension finie.

Calculer l'inverse de R est coûteux en temps de calcul et surtout nécessite une connaissance de l'ensemble des données.

Cela implique un traitement différé. En général, on souhaite travailler en temps réel. Il faut pour cela calculer l'inverse de R à chaque instant, ce qui est possible mais au prix d'un temps de calcul prohibitif.

En conséquence, on procède différemment, de manière itérative, mais sans partir de l'équation (II.16) de Widrow.

La détermination de \vec{W} étant un problème d'optimisation, il est préférable de partir directement de l'expression de la fonction coût, et de calculer de manière itérative sa valeur minimale par une méthode de gradient.

En utilisant la série de Taylor, on obtient le développement au premier ordre en $|\Delta \vec{W}|$

$$J(\vec{W} + \Delta \vec{W}) = J(\vec{W}) + \Delta \vec{W} \cdot \frac{\partial J}{\partial \vec{W}} + o(|\Delta \vec{W}|^2) \quad (\text{II.19})$$

$\Delta \vec{W}$ est l'adaptation ou la correction des poids au temps t .

Puisqu'on souhaite minimiser la valeur de J , il faut :

$$J(\vec{W} + \Delta \vec{W}) \leq J(\vec{W}) \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Soit } \Delta \vec{W} \cdot \frac{\partial J}{\partial \vec{W}} \leq 0 \quad (\text{II.21})$$

Sur la surface MSE $\frac{\partial J}{\partial \vec{W}} > 0$, le gradient est croissant.

Pour obtenir (II.21), on prend :

$$\Delta \vec{W} = -\mu \frac{\partial J}{\partial \vec{W}} \quad (\text{II.22})$$

où μ , le paramètre d'apprentissage, est positif.

Le signe (-) dans (II.22) fait descendre J vers le minimum. On obtient alors l'équation temporelle d'évolution des poids :

$$\vec{W}(t+1) = \vec{W}(t) + \Delta \vec{W}(t) \quad (\text{II.23})$$

En prenant en compte (II.22) on a : $\vec{W}(t+1) = \vec{W}(t) - \mu \frac{\partial J}{\partial \vec{W}}(t)$ (II.24)

En utilisant $\frac{\partial J}{\partial \vec{W}} = -2[\vec{\varphi} - R\vec{W}]$, calculé précédemment, on obtient la formule du gradient:

$$\vec{W}(t+1) = \vec{W}(t) + \mu[\vec{\varphi} - R\vec{W}(t)] \quad (\text{II.25})$$

Malgré la présence de la matrice R , la méthode RMS (Recursive Mean Square) [MON96] permet la résolution de (II.25) de manière itérative. Nous présentons ci-dessous une simplification de cet algorithme dont l'implémentation est complexe.

On fait l'hypothèse suivante sur R :

$$R \approx \overrightarrow{SB}(t) \cdot \overrightarrow{SB}^T(t) \quad (\text{II.26})$$

L'équation (II.26) est l'estimée instantanée des corrélations au temps t .

Et de même :

$$\vec{\varphi}(t) \approx S(t) \cdot \overrightarrow{SB}(t) \quad (\text{II.27})$$

Cela revient à considérer l'erreur instantanée à la place de la MSE qui est l'erreur moyenne.

On en déduit à partir de (II.25) :

$$\vec{W}(t+1) = \vec{W}(t) + \mu \left[S(t) \cdot \overrightarrow{SB} - \overrightarrow{SB} \cdot \overrightarrow{SB}^T \vec{W}(t) \right] \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Soit : } \vec{W}(t+1) = \vec{W}(t) + \mu e(t) \overrightarrow{SB}(t) \quad (\text{II.29})$$

C'est la formule du gradient stochastique qui fournit la réactualisation des valeurs des poids par l'algorithme LMS (Least Mean Square) [HAY03]. On présente ci-dessous les étapes qui permettent l'implémentation de cette méthode.

Algorithme du gradient stochastique:

1. $\vec{W}(0) \approx 0$: Initialisation des poids.
2. $\tilde{S}(t) = \vec{W}^T \cdot \vec{SB}(t)$: réponse estimée du système.
3. $e(t) = \vec{S}(t) - \tilde{S}(t)$: erreur d'estimation.
4. $\vec{W}(t+1) = \vec{W}(t) + \mu e(t) \vec{SB}(t)$: mise à jour des poids.
5. on retourne à l'étape 2, puis la fenêtre glisse d'un échantillon temporel et le processus est répété jusqu'à ce que la valeur de $e(t)$ soit suffisamment petite.

Le filtre de Widrow est stable si μ vérifie la condition suivante : $0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}$ où λ_{\max} est la valeur propre maximale de R [HAY02]. Alors l'algorithme converge vers la solution de Widrow-Hoff.

Dans l'algorithme stochastique, on a remplacé les quantités déterministes R et $\vec{\varphi}$ par leurs estimées les plus simples à un instant donné. Ces quantités étant aléatoires, le gradient estimé devient lui aussi une quantité aléatoire et l'algorithme devient stochastique. Comme les estimées instantanées présentent des fluctuations temporelles importantes, on pourrait penser que l'algorithme a des performances très faibles. Cependant, comme l'algorithme est par nature récurrent, il moyenne ces estimées au cours des itérations, ce qui permet d'obtenir des performances acceptables.

La figure II.8 illustre le schéma de principe du filtre de Widrow.

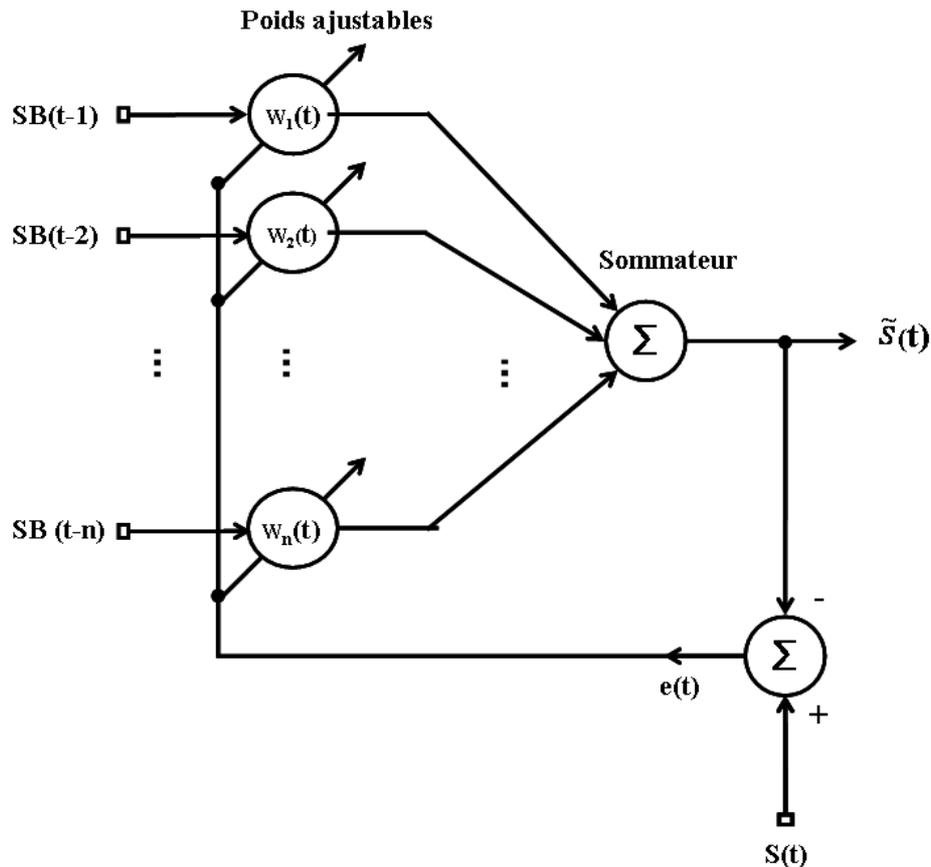


Figure II. 8 : schéma du principe du filtre de Widrow

II.3.2 Résultats de simulation

La plupart des algorithmes de filtrage adaptatif font appel à des méthodes d'apprentissage statistique. Une méthode d'apprentissage "apprend" les statistiques de l'ensemble de données qu'on lui fournit comme exemples. Cependant le but n'est pas là, il faut que la méthode puisse généraliser et donner des réponses pertinentes sur un autre ensemble de valeurs, ensemble qu'elle n'a pas appris.

On présente dans ce paragraphe les deux phases d'apprentissage et de test conçus pour valider le filtre de Widrow.

L'ensemble d'apprentissage est utilisé pour calculer les poids \vec{W} par l'algorithme décrit précédemment. Quand l'apprentissage est terminé, les valeurs des poids \vec{W} sont fixées. Après la phase d'apprentissage, on passe à la phase de test dans laquelle on utilise les poids \vec{W} fixés; le filtre doit être capable de débruiter une séquence de signal bruité jamais présenté dans la phase d'apprentissage.

II.3.2.1 Phase d'apprentissage

L'apprentissage par ADALINE est une succession d'itérations. L'apprentissage est interrompu dès que la valeur de l'erreur associée à une itération chute après un nombre limité d'itérations. Dans notre cas, le nombre maximum d'itérations est fixé à 50. Pour obtenir ce nombre, nous avons procédé de la manière suivante: nous avons calculé l'erreur associée à un nombre d'itérations faible puis nous avons progressivement augmenté le nombre d'itérations. Lorsque la variation de la valeur de l'erreur est faible, le nombre d'itérations est fixé. Cette démarche est dénommée dans la littérature "*méthode essai-erreurs*" [INV].

Pour les résultats présentés ci-dessous, la taille du signal d'entrée est 180000 échantillons. On applique l'algorithme du gradient stochastique décrit ci-dessus au signal bruité $SB(t)$ avec un paramètre d'apprentissage (le gain du filtre) μ fixé à 10^{-2} . Il est à noter que des valeurs élevées de μ rendent généralement les poids très fluctuants et le système instable et divergeant. Des valeurs faibles de μ rendent la convergence très lente. Une bonne valeur sera un compromis entre ces deux cas.

La taille de la fenêtre temporelle, appliquée à l'entrée du filtre ADALINE, est définie par deux entiers d et τ . D'après F. Takens [TAK81], ces deux entiers permettent de prédire les valeurs futures. La dimension de la fenêtre d est calculée à l'aide de la méthode de Cao [CAO97]. Dans notre cas, d correspond au nombre de points contenu dans la fenêtre. Le délai τ , qui correspond au décalage entre deux points de la fenêtre temporelle, est fixé par le premier minimum de la fonction d'information mutuelle du signal [ABA93]. Les méthodes permettant le calcul des valeurs des deux entiers d et τ sont présentées dans l'annexe B.

Nous avons calculé la fonction d'information mutuelle en fonction du délai. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure II.9 qui montre que le premier minimum est obtenu pour une valeur du délai égale à 1.

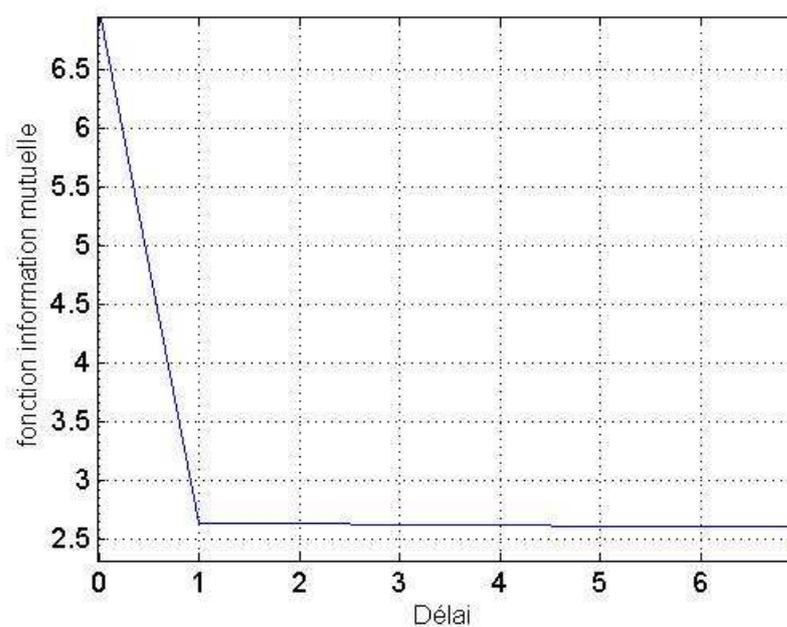


Figure II. 9 : délai de la fenêtre temporelle

Pour calculer la dimension de plongement, nous avons calculé $E_1(d)$, définie par Cao [CAO97] et présenté dans l'annexe B. Les résultats obtenus à partir de nos données sont présentés sur la figure II.10.

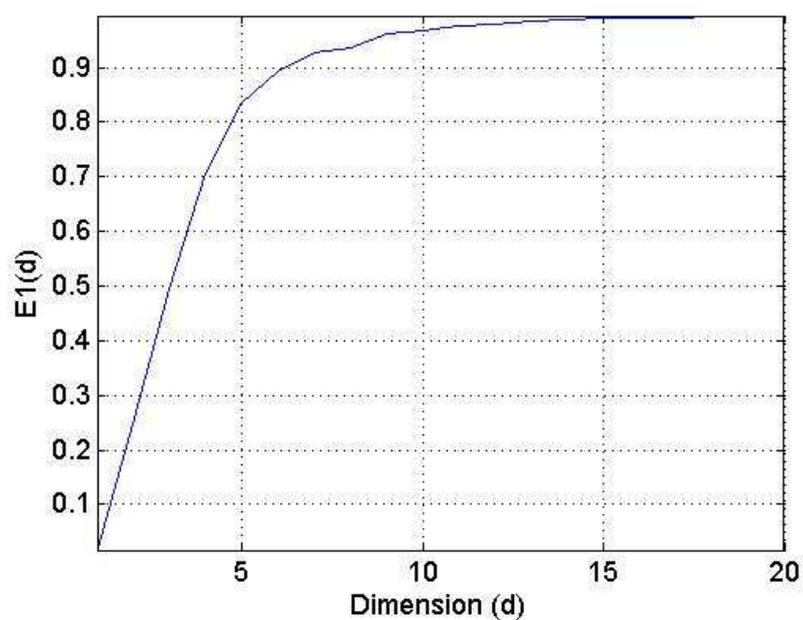


Figure II. 10 : dimension de plongement

Cette figure montre que la dimension de plongement d , estimée au point où E_1 est voisin de 1, est égale à 18.

Connaissant les valeurs de d et τ , on calcule alors la taille de la fenêtre à partir de la relation suivante :

$$n = (d - 1) * \tau + 1 \quad (\text{II.30})$$

La fenêtre glisse d'un échantillon, et pour chaque instant t , le signal débruité $\tilde{S}(t)$ est calculé et les poids \vec{W} sont mis à jour. A la fin des 180000 échantillons, les poids \vec{W} sont fixés pour être utilisés ultérieurement durant la phase de test sur des données jamais présentés dans la phase d'apprentissage.

II.3.2.2 Phase de test ou de généralisation

La taille du signal d'entrée dans cette phase est 25000 échantillons. Cet ensemble n'a jamais été présenté au filtre ADALINE: il sert à tester l'efficacité du filtre en termes de débruitage. Les poids \vec{W} calculés lors de la phase d'apprentissage sont appliqués dans cette phase de test sur le signal bruité.

Les figures II.11 et II.12 illustrent les performances du débruitage. Sur ces figures on a représenté en vert le signal bruité SB, en bleu le signal OFDM débruité \tilde{S} et en rouge le signal de référence S.

La figure II.11 expose les résultats obtenus dans le domaine temporel et la figure II.12 les résultats obtenus dans le domaine fréquentiel.

Les variations temporelles, illustrées par la figure II.11, montrent des performances mitigées. S et \tilde{S} présentent de fortes similitudes bien que l'on puisse observer des écarts pouvant atteindre 3 volts.

Sur la figure II.12, on observe pour les fréquences inférieures à environ 10 MHz, que le débruitage élimine partiellement le bruit malgré qu'il subsiste un écart important entre S et \tilde{S} pouvant atteindre 13 dB. Aux fréquences supérieures à 10 MHz, la valeur de cet écart est plus faible, mais reste importante et est de l'ordre de 5 à 10 dB.

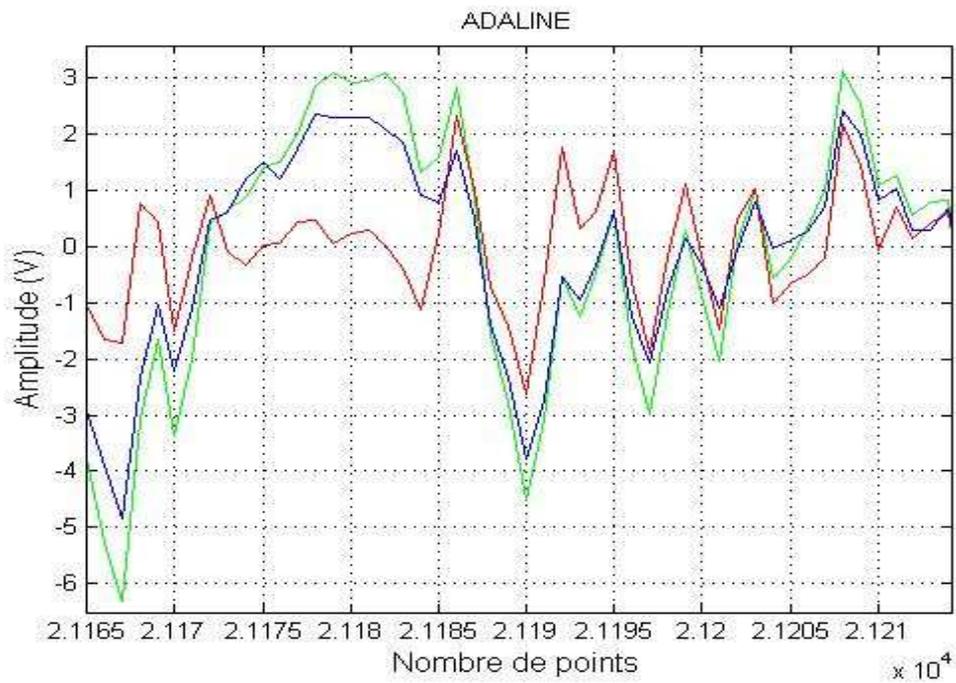


Figure II. 11 : variations temporelles des amplitudes des composantes du signal

SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)

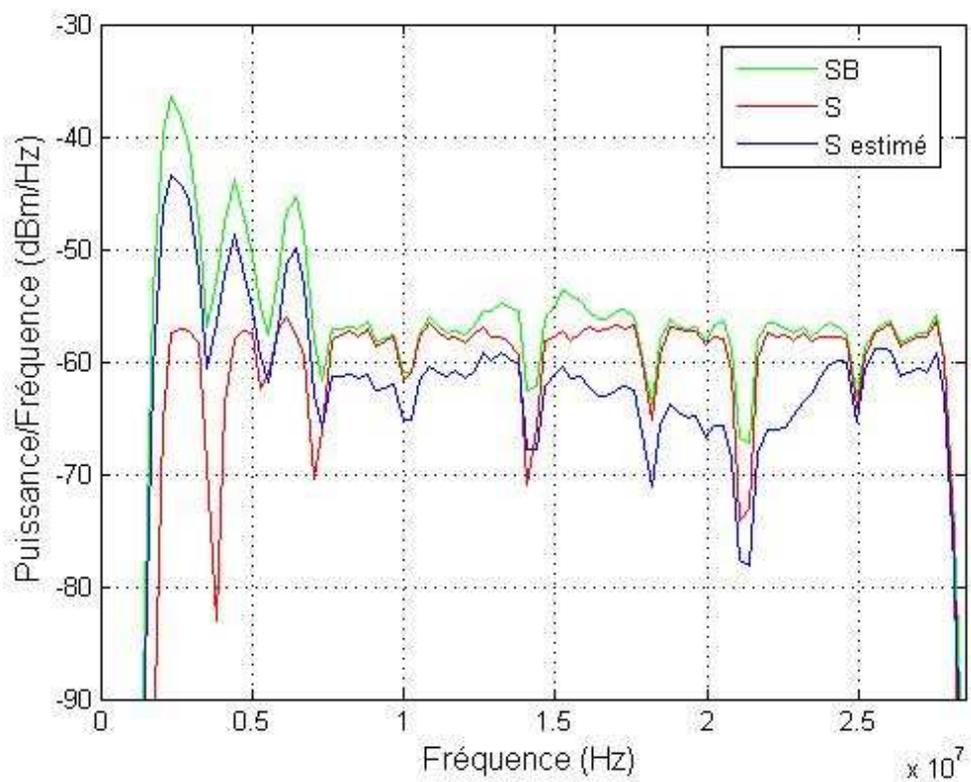


Figure II. 12 : DSP des composantes du signal : SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)

Ces résultats, obtenus lors de la phase de test, seront comparés ultérieurement avec les résultats des autres méthodes proposées dans la suite.

Ci-dessous on quantifie l'efficacité du filtre ADALINE à l'aide du calcul de l'erreur quadratique moyenne MSE:

$$MSE = \frac{1}{N} \cdot \sum_{t=1}^N (S_t - \tilde{S}_t)^2 \quad (\text{II.31})$$

Où N est le nombre d'échantillons utilisé dans la phase de test c'est-à-dire N = 25000 échantillons.

La valeur de la MSE entre le signal bruité SB et le signal utile S de référence est égale à 0.820. Cette valeur sert de référence pour quantifier l'amélioration apportée par la mise en œuvre de la technique de débruitage.

La valeur de la MSE obtenue entre la valeur estimée du signal \tilde{S} et le signal utile de référence désiré S est égale à 0.507.

Ces valeurs montrent que l'utilisation du filtre ADALINE permet le débruitage partiel du signal.

Ainsi, en se basant sur cette valeur de la MSE on peut déduire qu'un simple filtre linéaire n'est pas suffisamment efficace pour débruiter totalement les données.

Il est à noter que l'utilisation d'un filtre adaptatif n'est pas, à priori, appropriée pour l'analyse de signaux non-stationnaires. Ses poids varient effectivement en ligne mais pour s'adapter aux fluctuations d'un signal stationnaire. L'implémentation des équations de Widrow-Hoff se fait en général à l'aide d'algorithmes de type LMS (Least Mean Square).

En présence de non-stationnarités, l'utilisation d'algorithmes d'apprentissage en ligne de type RLS (Recursive Least Square) est préférable. Cependant l'utilisation de ce type d'algorithmes nécessite de faire des compromis, sur le gain du filtre et la taille de la fenêtre des données, qui ne peuvent en général être résolus que de manière empirique [MAC89], [MIC05], [HAY2002].

De plus, si les processus générant les bruits sont non linéaires, il convient d'utiliser des systèmes de traitement également non linéaires afin d'exploiter toute l'information pertinente.

Le filtre ADALINE peut être considéré comme un réseau de neurones constitué d'un seul neurone linéaire. Il a donc semblé intéressant de débruiter le signal en utilisant un réseau de neurones non-linéaire, de type perceptron multicouches par exemple.

Ci-dessous, on propose de tester les performances d'un réseau de neurones non-linéaire à des fins de débruitage sur les systèmes CPL.

II.4 Débruitage utilisant un réseau de neurones

Pour débruiter plus efficacement le signal, nous avons construit un réseau de neurones, ce qui est équivalent à réaliser une machine à apprentissage *non linéaire*.

Pour cela, nous nous sommes servis d'un outil qui généralise le filtre de Widrow : les réseaux de neurones à apprentissage supervisé qui sera défini ultérieurement.

Comme le filtre de Widrow, les réseaux de neurones (RN) fonctionnent de manière itérative. Ils comportent également des poids, qui sont les paramètres du réseau, et qui sont mis à jour lors de la phase d'apprentissage.

La valeur ajoutée est leur non-linéarité. Les réseaux peuvent apprendre et être utilisés pour des processus non-linéaires. Cette capacité jointe à de bonnes performances de généralisation en fait un bon outil pour résoudre des problèmes qui se prêtent mal à une paramétrisation.

Avant de décrire la procédure du traitement de nos données par le réseau de neurones, il convient d'explicitier les réseaux de neurones et les moyens permettant de contrôler leurs performances.

II.4.1 Principe des réseaux de neurones

Un réseau de neurones est un outil d'analyse statistique permettant de construire un modèle de comportement à partir de données qui sont des exemples de ce comportement. Un neurone reçoit l'information provenant des entrées par l'intermédiaire des connexions dont on affecte à chacune d'elles un poids pondérant l'information reçue. En d'autres termes, un neurone réalise une fonction éventuellement non linéaire, paramétrée, de ses entrées.

Il existe un grand nombre de types de réseaux de neurones, avec pour chacun des avantages et des inconvénients. Nous avons adopté le Perceptron MultiCouches (PMC). Ce type de réseau est probablement celui qui est le plus utilisé.

II.4.1.1 les perceptrons multicouches

Les réseaux appelés perceptrons multicouches sont des réseaux pour lesquels les neurones sont organisés en couches successives. L'information, provenant des entrées, circule vers les sorties sans retour en arrière et, toute connexion entre neurones d'une même couche est interdite. Un neurone ne peut donc transmettre son état qu'aux neurones appartenant à une couche postérieure à la sienne. La couche recevant l'information à traiter de l'environnement extérieur est appelée couche d'entrée. La couche de sortie est composée d'autant de neurones que de nombre de sorties du réseau. Les couches constituées de neurones effectuant des calculs intermédiaires sont appelés couches cachées.

Choisir l'architecture d'un PMC consiste à fixer le nombre de couches, le nombre de neurones par couche, la nature des différentes connexions entre les neurones et la fonction d'activation des neurones dans chaque couche.

II.4.1.1.1 Propriété d'approximation universelle

La propriété d'approximation universelle a été démontrée par Cybenko [CYB89] et Funuhashi [FUN89] et peut s'énoncer de la façon suivante :

Toute fonction bornée suffisamment régulière peut être approchée uniformément, avec une précision arbitraire, dans un domaine fini de l'espace de ses variables, par un réseau de neurones comportant une couche de neurones cachés en nombre fini, possédant tous la même fonction d'activation, et un neurone de sortie linéaire.

Cette propriété justifie notre choix de réseaux à une seule couche cachée dans la suite de notre travail.

Plus formellement, soient f une fonction continue, et K un fermé borné de R^M .

Alors l'espace G des fonctions de K dans R de la forme

$$g(\vec{x}) = \sum_{j=1}^J W_j^{(3)} f\left(\sum_i W_{ij}^{(2)} \vec{x}\right) \quad (\text{II.32})$$

est dense dans l'espace $R(K)$. $\vec{x} \in R^M$ et $g(\vec{x}) \in R$

Ceci signifie qu'on peut approximer toute fonction g de G par une combinaison paramétrée des fonctions f fixées. Les paramètres $\{\vec{W}^{(2)}, \vec{W}^{(3)}\}$ sont déterminés par g .

C'est un théorème d'approximation d'une fonction par un ensemble de fonctions.

II.4.1.1.2 Architecture et définition

L'équation (II.32) mise sous forme d'un graphe, représenté sur la figure II.13, permet de l'interpréter comme un réseau de neurones du type Perceptron MultiCouches.

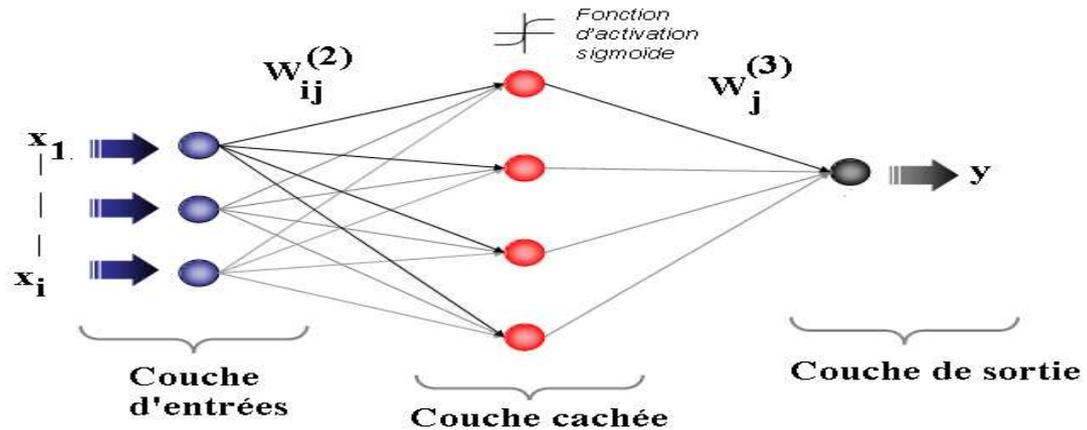


Figure II. 13: réseau de neurones PMC à une seule couche cachée et une seule sortie.

Le PMC défini ici est un réseau constitué de "couches" de neurones. La couche de gauche (1) (fig. II.13) représente la couche d'entrée, elle est alimentée par les variables $\{x_i\}$ qui constituent les entrées du signal à traiter. La seconde couche est la couche "cachée" (2). Elle est reliée à la couche (1) par les vecteurs $\vec{W}_{ij}^{(2)}$ dits poids de la couche (2). Chaque cercle de la couche cachée (2) symbolise un neurone. La troisième couche (3) est la couche de sortie du signal. Elle est reliée à la couche (2) par les poids $\vec{W}_j^{(3)}$, de la 3^{ème} couche. Dans notre cas, il y a une seule sortie y .

L'entrée E_j du $j^{\text{ième}}$ neurone de la couche cachée est constituée de la somme pondérée des variables de la couche d'entrée (1) par les poids des connexions $W_{ij}^{(2)}$ de la couche (2).

$$E_j = \sum_i W_{ij}^{(2)} x_i \quad (\text{II.33})$$

Une fois l'entrée connue, une fonction f est appliquée à la valeur de E_j , cette fonction est dite fonction d'activation. Le choix de cette fonction se révèle être un élément

constitutif important des réseaux de neurones. La valeur de $f(E_j)$ constitue la sortie de ce $j^{\text{ième}}$ neurone.

Ainsi, la sortie de ce neurone est donnée par :

$$S_j = f(E_j) \quad (\text{II.34})$$

Enfin la valeur y de la couche de sortie (3) est la somme pondérée des sorties des neurones de la couche (2) par les coefficients $W_j^{(3)}$ de la troisième couche :

$$y = \sum_j W_j^{(3)} S_j \quad (\text{II.35})$$

Le réseau de neurones généralise la structure du filtre de Widrow :

- La convolution est remplacée par des sommes pondérées.
- La réponse du filtre est rendue non linéaire par le biais de la fonction de transfert f .
- Les poids $\{\vec{W}^{(2)}, \vec{W}^{(3)}\}$ se substituent aux coefficients de la réponse impulsionnelle.

Il faut alors calculer l'ensemble des paramètres $\{\vec{W}^{(2)}, \vec{W}^{(3)}\}$ qui seront les mieux adaptés à la tâche à accomplir.

II.4.1.1.3 La fonction d'activation

La fonction d'activation f d'un neurone ou fonction de transfert d'un RN est celle qui définit son état interne en fonction de son entrée totale. Ce peut être une fonction binaire à seuil, une fonction sigmoïde, ou toute autre fonction généralement choisie croissante et impaire. L'introduction de telles fonctions permet d'introduire une non linéarité dans le réseau.

Nous utiliserons des réseaux à fonction de transfert sigmoïdales pour traiter nos données. L'étendue des valeurs de cette fonction d'activation sigmoïdale est dans l'intervalle $[-1,1]$. Elle a la forme suivante :

$$f(x) = th(mx) \quad (\text{II.36})$$

Le paramètre m contrôle la valeur de la pente à l'origine de la sigmoïde. Nous prendrons $m = 1$.

La figure II.14 montre les variations de cette fonction.

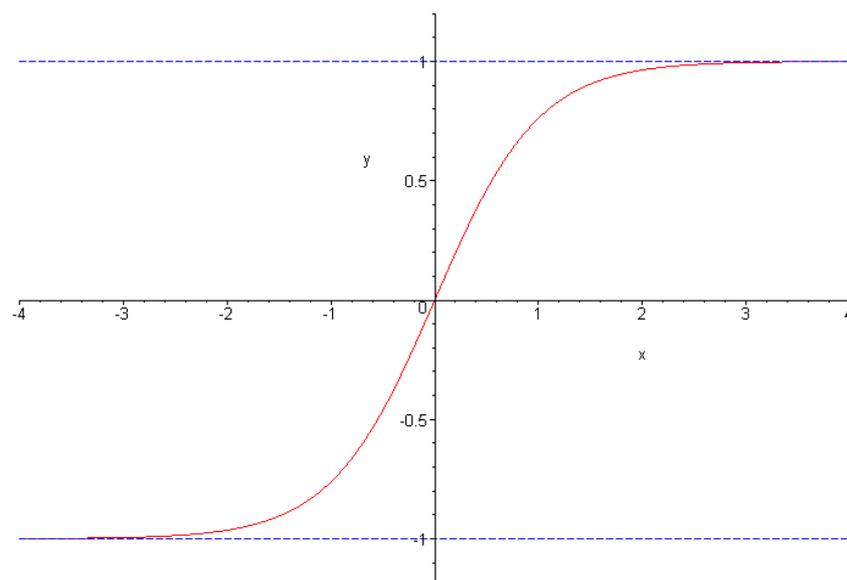


Figure II. 14 : la fonction d'activation sigmoïdale

II.4.2 Etapes nécessaires pour la mise en œuvre d'un RN

Le cycle classique de procédure d'un réseau de neurones peut être décomposé en plusieurs étapes décrites ci-dessous.

II.4.2.1 Collecte des données

L'objectif de cette étape est de recueillir des données en nombre suffisant pour constituer une base représentative. Pour notre étude, nous avons utilisé un ensemble P constitué de 230000 échantillons de signal bruité SB.

II.4.2.2 Partitionnement des données

Il est nécessaire, comme nous le montrerons plus loin dans ce chapitre, de scinder l'ensemble des données P en trois parties: l'ensemble A est composé de 80% de P l'ensemble V comporte 10% de P et l'ensemble E comporte également 10% de P. ils sont utilisés respectivement pour l'apprentissage, la validation et le test des performances du réseau. Ces trois ensembles seront décrits plus précisément dans la suite de ce chapitre.

II.4.2.3 Analyse des données

Il est souvent préférable d'effectuer une analyse préalable des données pour les différencier; cette détermination des caractéristiques a des conséquences sur la taille du réseau, ses performances et sur le temps de développement (temps

d'apprentissage). C'est la phase de *prétraitement*, effectuée par une normalisation des données, ou par la décomposition en composantes principales, ou encore par la réduction de l'espace des entrées en supprimant les entrées moins influentes. Cette dernière technique, qui conduit à simplifier l'architecture du RN ainsi que le temps de calcul nécessaire, ne sera pas utilisée dans la suite, mais nous proposons une autre méthode: « la décomposition modale empirique » qui sera décrite dans le 3^{ème} chapitre. Dans ce chapitre, on se contentera de la normalisation des données. La normalisation est appliquée à chacune des variables d'entrées pour ramener les données dans les bornes de la fonction d'activation sigmoïdale.

L'utilisation d'un RN nécessite deux étapes distinctes : l'apprentissage et l'exploitation. On décrit ci-dessous la phase d'apprentissage.

II.4.2.4 Phase d'apprentissage

La plupart des RN apprennent par l'exemple en suivant un algorithme d'apprentissage. L'apprentissage permet de trouver les poids convenables permettant d'établir la relation entre les entrées (ici l'ensemble d'apprentissage A) et les sorties du RN, en fonction du but recherché. Dans ce paragraphe, nous allons définir le mode d'apprentissage utilisé et l'algorithme choisi pour réaliser cette tâche.

II.4.2.4.1 Apprentissage supervisé

L'apprentissage peut être classé en deux catégories : l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé.

Supposons que l'on doive modéliser un processus physique, liant le vecteur d'entrée au vecteur de sortie. En choisissant une architecture adéquate de RN, ce dernier peut générer une famille de fonctions paramétrées par les valeurs de ses poids synaptiques. L'apprentissage consiste donc à modifier l'ensemble des poids afin de trouver parmi toutes ces fonctions possibles celles qui permettent aux sorties du RN d'approcher au mieux les vecteurs de sortie par la seule connaissance du vecteur d'entrées. D'une manière générale, un algorithme d'apprentissage permet de modifier les poids de façon itérative. Le poids $w_{j,i}$ à l'itération $k+1$ peut ainsi s'écrire :

$$w_{j,i}^{k+1} = w_{j,i}^k + \Delta w_{j,i} \quad (\text{II.37})$$

où $\Delta w_{j,i}$ est la modification apportée à l'itération $k + 1$.

Dans l'apprentissage supervisé, l'utilisateur fournit les valeurs désirées à la sortie pour chaque entrée connue. Les poids sont modifiés afin de minimiser l'écart entre les sorties calculées par le RN et les sorties désirées connues. Ainsi, il est nécessaire de disposer d'un ensemble de données entrées-sorties : l'ensemble d'apprentissage A .

$$A = \{\vec{x}_A, y_A\} \quad (\text{II.38})$$

où $\vec{x}_A = \{x_i\}_A$ et y_A est la variable de sortie.

La valeur de la $MSE(A)$ de la couche (3) nous indique la qualité de cet apprentissage :

$$MSE(A) = J_A = \left[\left(e_A(t)^{(3)} \right) \right]^2 \quad (\text{II.39})$$

où $e_A(t)^{(3)}$ est l'erreur instantanée en sortie de la couche (3) calculé sur l'ensemble d'apprentissage.

Le réseau supervisé construit une fonction F de la fonction :

$$y_A = F(\vec{x}_A) \quad (\text{II.40})$$

Dans l'apprentissage non supervisé, on ne dispose pas d'information a priori sur les sorties du RN. Il n'existe pas dans ce cas un superviseur pour fournir au RN des exemples connus. Ce type d'apprentissage ne sera pas détaillé car il concerne des RN particuliers dédiés principalement à la fouille de données.

II.4.2.4.2 Algorithme d'apprentissage et règle de rétropropagation du gradient

Le réseau de neurones que nous avons utilisé est un perceptron multicouche entraîné par un algorithme de rétropropagation du gradient d'erreur : c'est-à-dire que les poids sont modifiés, après la présentation au réseau de tous les exemples entrée-sortie, à l'aide d'une procédure de gradient, en minimisant par rapport aux poids un critère d'erreur que l'on choisit généralement quadratique.

La règle de rétropropagation du gradient de l'erreur est l'une des règles les plus utilisées pour l'apprentissage de réseaux de neurones multicouches. On peut décomposer l'algorithme en deux phases : la première est la propagation des états et la deuxième est la rétropropagation de l'erreur.

❖ Propagation des états:

L'objectif est de minimiser une fonction de coût. La fonction coût la plus utilisée, et dont nous nous sommes servis pour la mise en œuvre de notre RN, est l'erreur quadratique moyenne notée C . Elle consiste à calculer la somme des carrés des erreurs entre la sortie désirée et la sortie obtenue par le réseau sur l'ensemble des données utilisées pour l'apprentissage.

Dans la phase d'apprentissage, le neurone effectue la somme pondérée de ses entrées et applique ensuite la fonction d'activation f pour obtenir la mise à jour du neurone.

Rappelons que cette fonction est de la forme (équation II.34) :

$$S_j = f(E_j)$$

où E_j est le potentiel post-synaptique du neurone j . Cette phase, permet de calculer la sortie du réseau en fonction de l'entrée.

❖ Rétropropagation de l'erreur

On considère pour notre étude un réseau avec une unique sortie, donc un seul neurone de sortie. On choisit généralement une fonction d'activation linéaire pour les neurones de sortie. Dans ce cas, la mise à jour des poids $\vec{W}^{(3)}$ entre la deuxième et la troisième couche de la figure II.13 est immédiate. *Ils sont fournis par la formule de Widrow :*

$$\vec{W}(t+1)^{(3)} = \vec{W}(t)^{(3)} + \mu e(t)^{(3)} \vec{U}(t)^{(2)} \quad (\text{II.41})$$

Ici $e(t)^{(3)}$ est l'erreur instantanée en sortie de la couche (3) :

$$e(t)^{(3)} = y^{(3)} - y_{\text{désiré}}^{(3)} \quad (\text{II.42})$$

et $\vec{U}(t)^{(2)}$ est l'ensemble de sorties de la seconde couche.

Cependant, un problème apparaît lors du calcul des poids W de la couche interne (couche 2). En effet, on ne connaît pas la sortie désirée de cette couche, et par conséquent on ne connaît pas directement le terme d'erreur qui lui est associé. Il faut donc tenter d'exprimer l'erreur à la sortie de chaque neurone de cette couche cachée, à partir de l'erreur de la dernière couche, seule erreur directement mesurable.

On peut montrer [HER94] que l'erreur $e_k^{(2)}$ du neurone k de la couche cachée (2), s'exprime par :

$$e_k^{(2)} = f'(p_k^{(2)}) \sum_i W_{ik}^{(3)} e_i^{(3)}, \quad i \in \text{la couche (3)} \quad (\text{II.43})$$

$$\text{avec } p_k^{(2)} = \sum_h W_{kh}^{(2)} y_h^{(1)}, \quad h \in \text{la couche (1)} \quad (\text{II.44})$$

On obtient alors la variation des poids de la seconde couche (2).

$$\Delta W_{kh}^{(2)} = -\mu S_k^{(2)} y_h^{(1)} \quad (\text{II.45})$$

$W_{kh}^{(2)}$ relie la $h^{\text{ième}}$ entrée au $k^{\text{ième}}$ neurone de la couche (2).

Puisque nous avons une seule sortie :

$$e_k^{(2)} = f'(p_k^{(2)}) W_k^{(3)} e^{(3)} \quad (\text{II.46})$$

$$e(t)^{(3)} = y^{(3)} - y_{\text{désiré}}^{(3)} \quad (\text{II.47})$$

$$\Delta \vec{W}_k^{(3)} = \mu e(t)^{(3)} \vec{U}^{(2)} \quad (\text{II.48})$$

f est la fonction d'activation des neurones.

Ces formules illustrent l'algorithme de rétropropagation des erreurs. Le signal que traite ce réseau va des entrées 'à gauche' vers les sorties 'à droite'. En revanche, la réactualisation des poids procède de la droite vers la gauche, puisque la seule donnée connue est l'erreur de sortie. Le calcul des erreurs se rétropropage de la sortie vers l'entrée.

II.4.2.4.3 le pas d'apprentissage

La rétropropagation procède par sauts discrets dont la taille est réglée par un paramètre : le pas d'apprentissage (qu'on a appelé α). Le choix d'une valeur de pas satisfaisante est difficile : trop petit il augmente inutilement le temps d'apprentissage, trop grand il empêche le réseau de converger. Une bonne valeur doit être un compromis entre ces deux extrêmes.

II.4.2.5 Phase de généralisation

Nous allons maintenant introduire la notion de généralisation que l'on peut définir comme la réponse du réseau lorsqu'on présente une entrée (ici c'est l'ensemble de test E) qui n'appartient pas à l'ensemble d'apprentissage et qui n'a donc pas été apprise

par le réseau. Cette phase de généralisation est destinée à estimer les performances du réseau déjà entraîné.

Deux points importants sont à considérer lors de la phase de généralisation: la taille de la couche cachée et la taille du corpus d'apprentissage. En effet, si le PMC est en principe capable d'approximer toute fonction continue, cela n'est vrai que s'il dispose d'un nombre suffisant de neurones cachés. Ainsi, un nombre insuffisant de neurones cachés introduit un biais dans son apprentissage. En revanche, (voir par exemple [RAU91]) plus le réseau est grand, plus il nécessite une grande taille de l'ensemble d'apprentissage avant de généraliser correctement; un corpus d'apprentissage trop petit est appris "par cœur" et la généralisation est mauvaise.

Cependant, il existe des méthodes pour empêcher l'apprentissage par cœur et éviter tout surajustement du RN à l'ensemble de données d'apprentissage.

- La méthode de validation croisée [STO74], qui scinde la base de données disponible en deux ensembles de manière à éliminer les solutions surajustées.
- Les méthodes de régularisation comme la pénalisation de la fonction coût. Ces méthodes ne cherchent pas à limiter la complexité du RN, mais elles contrôlent les poids pendant l'apprentissage.

II.4.2.5.1 Validation croisée

Il existe différents critères permettant de décider quand arrêter l'algorithme d'apprentissage: ce peut être quand l'erreur d'apprentissage a atteint un seuil fixé, mais cette méthode nécessite la connaissance au préalable de la valeur à atteindre, alors que celle-ci est inconnue.

Ce peut être également un nombre fixé d'itérations, mais il y a peu de chance pour qu'au bout de ce nombre d'itérations on atteigne le minimum.

La méthode que nous utiliserons est la validation croisée : les données d'apprentissage sont séparées en deux ensembles. Le premier ensemble est le corpus d'apprentissage A et est souvent le plus grand des deux. Il sert à l'apprentissage proprement dit du RN. Le deuxième ensemble est le corpus de validation V qui contrôle l'arrêt de l'apprentissage. En effet, à chaque itération l'erreur quadratique du RN est calculée sur cet ensemble.

La figure II.15 schématise les variations des erreurs d'apprentissage et de validation. Sur la figure II.15, l'axe des abscisses représente le nombre d'itérations de l'algorithme, pour un nombre de neurones donné.

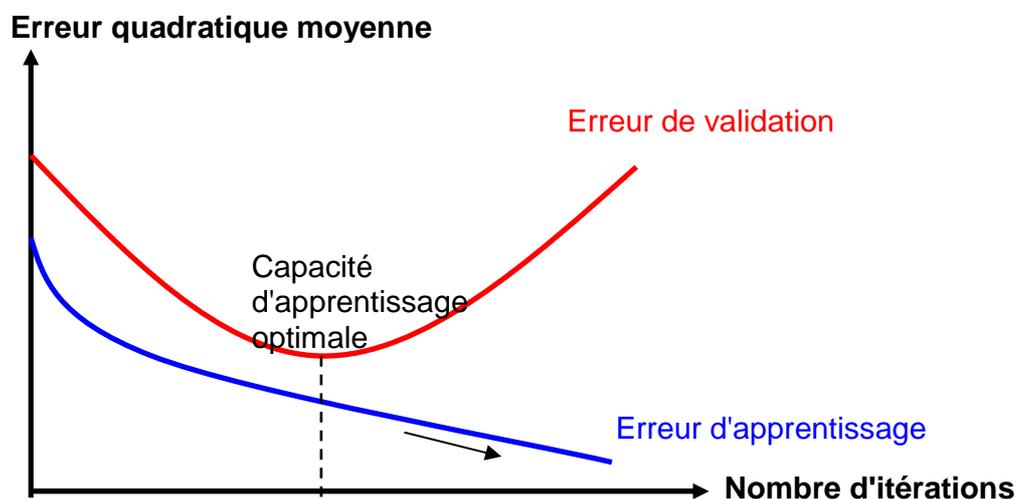


Figure II. 15 : évolution schématique de l'erreur quadratique moyenne sur les bases de données d'apprentissage et de validation

Au cours des premières itérations, les erreurs d'apprentissage et de validation tendent à diminuer. Sur la figure II.15, la courbe rouge représente l'erreur sur l'ensemble de validation et la courbe bleue représente l'erreur d'apprentissage. Si l'erreur de validation augmente alors que l'erreur d'apprentissage continue à diminuer alors il y a un risque de sur-apprentissage. Donc il faut arrêter l'apprentissage au minimum de la courbe rouge de validation.

Une fois l'apprentissage arrêté, il est conseillé de tester les performances du RN sur un autre ensemble de données, qui est le corpus de test, n'ayant pas servi pendant le processus d'apprentissage afin d'éviter tout biais éventuellement introduit par les données de validation qui contribuent indirectement à l'apprentissage.

Cette méthode est rapide et facile à mettre en œuvre. Il est toutefois difficile de choisir, qualitativement et quantitativement, comment répartir les données disponibles entre apprentissage et validation. Pour les RN entraînés par la suite, l'apprentissage sera effectué sur 80% des données disponibles, la validation sur 10% et les 10% restants formeront le corpus test.

II.4.2.5.2 Régularisation

Une possibilité permettant aussi d'améliorer la généralisation consiste à faire une régularisation. Dans notre contexte, il s'agit de pénaliser les poids qui ont peu d'influence sur le comportement du réseau et qui dégradent la généralisation, au profit de ceux qui ont une grande importance.

Dans la pratique, on ajoute un terme dans la fonction coût à minimiser :

$$Cout_{reg} = Cout + \mu F(W) \quad (II.49)$$

$Cout_{reg}$: nouvelle fonction de coût.

$Cout$: fonction de coût "usuelle".

$F(W)$: une fonction qui dépend des poids $\{W\}$ et de la méthode précise utilisée.

μ est le paramètre de régularisation, positif.

La difficulté de cette méthode réside dans la détermination du paramètre de régularisation μ . Les valeurs des poids vont décroître rapidement pour un choix de μ trop grand et le modèle risque d'avoir un biais élevé. Inversement, si μ est trop faible, le terme de régularisation a très peu d'effet sur l'apprentissage ce qui conduit à un modèle possédant une variance élevée et un biais très faible. Le surajustement risque d'apparaître dans ce cas. Une solution pour la détermination de ce paramètre est de trouver une valeur compromis entre les deux cas en faisant plusieurs essais de simulations. Dans tout ce qui suit, on choisira μ très petit.

Enfin et pour conclure cette partie, quelques modifications peuvent améliorer la généralisation. C'est sur l'ajustement des valeurs numériques de tous les paramètres du réseau de neurones que va porter notre effort.

II.4.3 Débruitage et/ou prédiction par RN

Notre but est de débruiter au temps $(t+1)$, un signal discrétisé connu jusqu'au temps (t) . La figure II.16 illustre un réseau de neurones utilisé en prédiction.

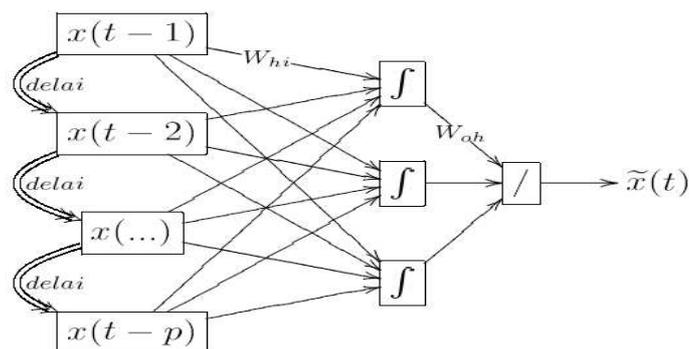


Figure II. 16 : un réseau PMC pour la prédiction

$x(t)$ est un signal temporel. On désire prédire la valeur de x à l'instant t , connaissant les valeurs antérieures. On applique une fenêtre glissante F , de taille p à l'entrée du réseau.

$$F(t-1) = \{x(t-p), x(t-p+1), x(t-p+2), \dots, x(t-2), x(t-1)\} \quad (\text{II.50})$$

Le réseau fournit, en réponse à $F(t-1)$, la *valeur estimée* $\tilde{x}(t)$. Dans la phase d'apprentissage, on connaît la réponse correcte, c'est-à-dire la *valeur désirée* $x(t)$.

On propose la démarche suivante :

Soit B le bruit impulsif (figure II.3) et S (figure II.2) le signal OFDM. Le signal bruité, SB (figure II.4) est la somme des deux soit : $SB = S + B$

Le réseau, qui garde la topologie de la figure II.16, comportera une fenêtre d'entrée agissant sur SB :

$$\{SB(t-p), \dots, SB(t-1)\} \quad (\text{II.51})$$

La sortie demandée à l'instant t , sera $\tilde{x}(t)$, c'est-à-dire l'estimation du signal S , non bruité à l'horizon 1.

La dimension de plongement de la fenêtre F calculée par la méthode de Cao [CAO97] est de 18 points. Le délai est calculé et est égal à 1. Ces deux paramètres (la dimension et le délai) sont définis et expliqués dans la partie II.3.2.1.

Dans la méthode que nous proposons, l'idée sous-jacente provient de l'observation suivante:

Puisque le signal utile OFDM apparaît comme peu structuré et le bruit impulsif est bien structuré et modélisable [CHA11] [GAU05] [TLI09], le signal de sortie que nous

utiliserons est le bruit impulsif. Ainsi, Le bruit impulsif est considéré comme le signal utile et le signal OFDM comme le bruit. De cette manière, le RN sélectionne le bruit et, par soustraction du signal d'entrée bruité, on obtient le signal OFDM.

Ainsi :

$$SB = S + B$$

Soit \tilde{B} l'estimé de B.

Par soustraction, on obtient la valeur de l'estimé de S :

$$\tilde{S} = SB - \tilde{B} \quad (\text{II.52})$$

II.4.4 Résultats de débruitage

II.4.4.1 Paramètres du RN

Les valeurs des paramètres du RN utilisé dans nos simulations sont présentées dans le tableau II.1. Ces valeurs ont été déterminées, de manière heuristique, à l'aide de la méthode essais-erreurs.

Paramètres du RN	
Algorithme utilisé	La rétropropagation du gradient
Nombre d'entrées	18
Nombre de sorties	1 sortie
Nombre de couches cachés	1 couche cachée
Ensemble d'apprentissage	180000 échantillons
Ensemble de validation	25000 échantillons
Ensemble de test	25000 échantillons
Nombre de neurones	60 neurones
Paramètre de régularisation	0.3
Pas d'apprentissage	10^{-4}
Nombre d'itérations	10000 itérations

Tableau II. 1 : paramètres du RN

Le fait de changer un des paramètres du RN: le nombre de neurones, le paramètre de régularisation ou le pas d'apprentissage n'améliore pas sensiblement les résultats. C'est pour cela que nous avons choisi les valeurs présentées dans le tableau II.1.

II.4.4.2 Résultats de la phase d'apprentissage

Les performances d'apprentissage du RN dans le domaine temporel sont présentées dans la figure II.17.

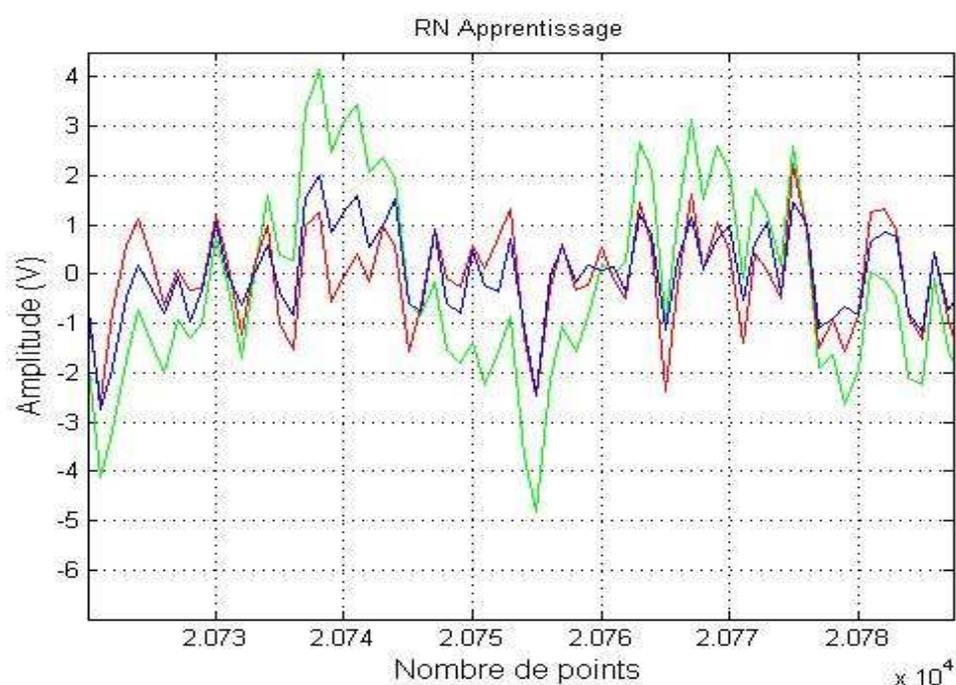


Figure II. 17 : variations temporelles des amplitudes des composantes du signal SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge) – Apprentissage

La figure II.17 montre un zoom sur une partie du signal. La courbe en vert représente le signal bruité SB alors que celle en rouge est relative au signal OFDM de référence et celle en bleu indique le signal OFDM débruité. Le signal débruité est très proche du signal OFDM de référence. Le signal bruité SB, en vert, se distingue nettement du signal débruité bleu et du signal référence rouge. En conséquence, le RN a bien appris le signal, l'essentiel réside maintenant dans la phase de généralisation qui pourra estimer les performances du réseau.

II.4.4.3 Estimation des performances du réseau sur l'ensemble de test

Ci-dessous on présente les résultats de débruitage par RN dans le domaine temporel et fréquentiel sur l'ensemble de test:

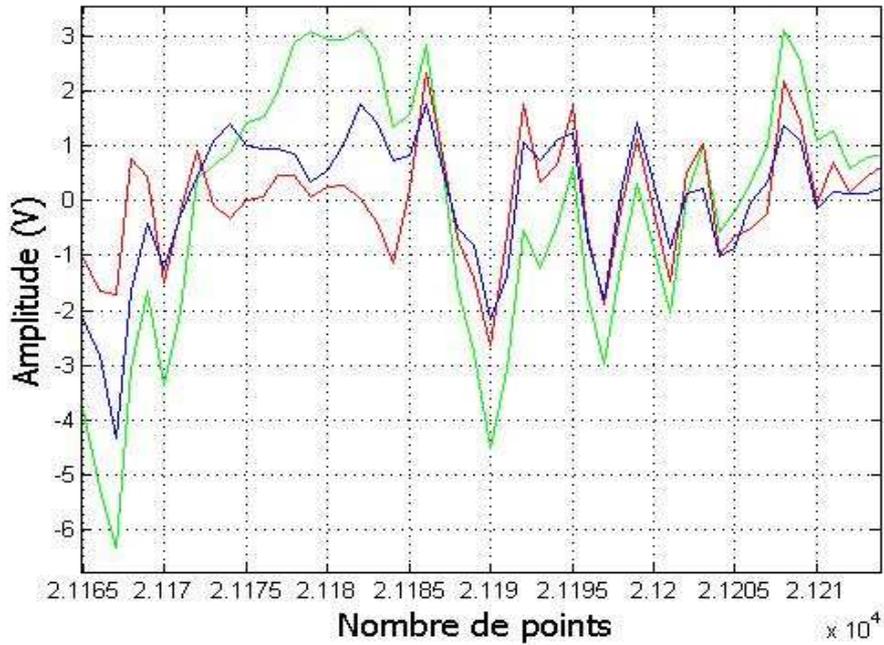


Figure II. 18 : variations temporelles des amplitudes des composantes du signal SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)

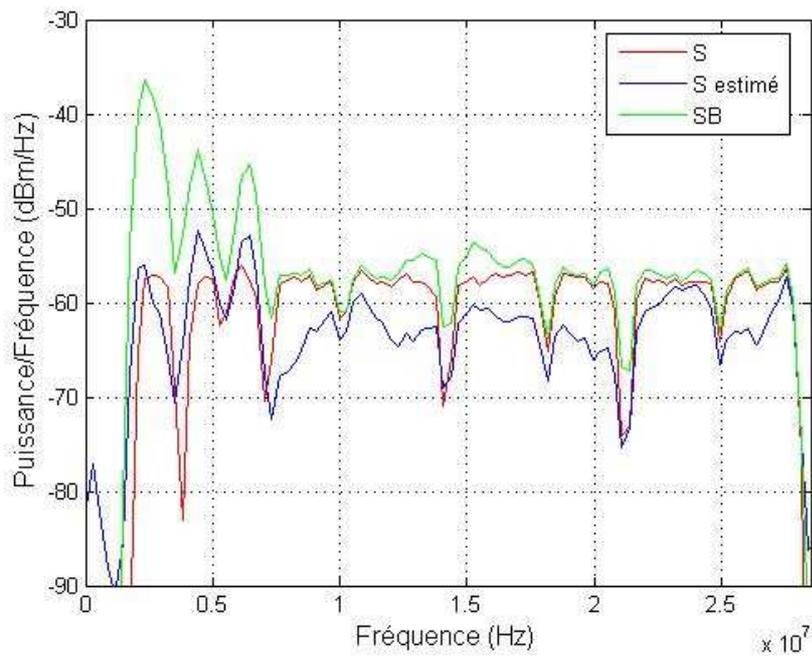


Figure II. 19 : DSP des composantes du signal (SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge))

La figure II.18 montre un exemple des résultats obtenus dans le domaine temporel sur une partie du corpus de test et la figure II.19 montre un exemple des résultats obtenus dans le domaine fréquentiel sur l'ensemble du corpus de test. La figure II.19 comparée à figure II.12 obtenue avec le filtre ADALINE sur les mêmes données montre des résultats intéressants. En effet, la partie basse fréquence, en bas de la bande utile, *est considérablement améliorée* et peut aller jusqu'à 15dB d'amélioration par rapport à la figure II.12. Cependant, au-delà de 10MHz on observe une amélioration uniquement dans la bande [20-25] Mhz. Le décalage entre S , référence et \tilde{S} , estimation débruitée, est de l'ordre de 5 à 10 dB, ce qui n'est pas négligeable. On peut dire que le réseau de neurones n'est pas efficace dans les hautes fréquences.

Les variations temporelles, présentées dans la figure II.18 montrent des performances mitigées. Si les variations temporelles S et \tilde{S} présentent de fortes similitudes, les écarts quantitatifs peuvent aller jusqu'à 2.5 volts entre 21165 et 21170 points. Alors qu'à partir de 21170 points, on trouve une grande amélioration par rapport à la figure II.11.

Les performances globales du RN sont quantifiées par le calcul de l'erreur quadratique moyenne (équation II.31) évaluée sur la base de données du corpus de test.

Ainsi, la valeur de l'erreur quadratique moyenne (MSE) sur le corpus de test est égale à 0.378. L'erreur est plus petite que celle obtenue par ADALINE et celle obtenue sans aucun traitement de débruitage.

Dans le tableau II.2, sont reportées les valeurs de l'erreur quadratique moyenne dans la phase d'apprentissage et de test.

MSE Apprentissage	MSE test
0.319	0.378

Tableau II. 2 : MSE Apprentissage, test

Le tableau II.3 montre la MSE sans débruitage, la MSE obtenue avec débruitage par ADALINE et la MSE obtenue avec débruitage par RN.

Méthode de débruitage	MSE
Sans débruitage	0.820
ADALINE	0.507
Réseau de neurones	0.378

Tableau II. 3 : comparaison des MSE sans débruitage, avec ADALINE et avec RN

D'après le tableau II.3, on peut conclure que la MSE est bien réduite par le RN et par suite ce dernier est la meilleure méthode pour débruiter un signal CPL mélangé avec un bruit impulsif.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a proposé une méthode de débruitage basée sur l'algorithme de Widrow. D'après les résultats obtenus par simulations numériques, on constate qu'un simple filtre linéaire n'est pas suffisant pour débruiter un signal CPL non linéaire et non stationnaire. En conséquence, on a proposé une autre méthode de débruitage basée sur l'utilisation d'un réseau de neurones non-linéaire de type perceptron multicouches. Cette dernière méthode peut être considérée comme une généralisation non linéaire du filtre de Widrow. Les résultats obtenus sont assez satisfaisants dans les domaines temporel et fréquentiel. La valeur de l'erreur quadratique moyenne (MSE) obtenue après la mise en œuvre du réseau de neurones, qui mesure l'écart entre le signal estimé et le signal CPL de référence, est de 0.378. Cette valeur est inférieure à celle obtenue à partir de l'utilisation du filtre ADALINE (0.507). Ces deux valeurs sont à comparer à celle calculée sans aucun traitement de débruitage (0.820).

En pratique, la principale difficulté rencontrée lors de l'utilisation des méthodes neuronales est l'optimisation de la phase d'apprentissage car le choix de l'architecture adéquate se fait par essais successifs.

Pour améliorer les résultats de débruitage obtenus par le réseau de neurones étudié, on propose dans le chapitre suivant de mettre en œuvre un prétraitement des entrées avant de les présenter au réseau de neurones. Ceci est réalisé par la décomposition

modale empirique qui permet de décomposer le signal bruité large bande en des signaux à bande étroite. Ces derniers sont plus facilement analysables par le réseau de neurones.

Chapitre III. Mise en œuvre d'une technique de suppression du bruit impulsif utilisant la décomposition modale empirique associée à un réseau de neurones

III.1 Introduction

Les résultats de débruitage, effectués par réseau de neurones et présentés dans le chapitre précédent, ont montré que le réseau de neurones utilisé seul ne permet pas une réduction satisfaisante du bruit. Pour améliorer ces performances, on propose dans ce chapitre une méthode innovante de débruitage des signaux de type CPL. Le procédé utilise deux algorithmes: EMD (Empirical Mode Decomposition) [HUA98] associé à un Réseau de Neurones (RN) du type perceptron multicouches. L'algorithme EMD effectue un prétraitement en décomposant le signal bruité en signaux moins complexes et donc plus facilement analysables. Après quoi le réseau de neurones effectue le débruitage. Ce procédé d'annulation peut être implémenté dans plusieurs systèmes de communications comme par exemple les transmissions xDSL ou CPL. Dans ce chapitre, ses performances sont évaluées sur les systèmes CPL.

Actuellement, la majorité des modems CPL commercialisés en Europe sont compatibles avec le standard HomePlug AV (HPAV). Lorsque les trames binaires après CCE (Code Correcteur d'Erreurs) demeurent toujours erronées, ce standard prévoit un mécanisme de type ARQ (Automatic Repeat reQuest) afin de retransmettre les paquets perdus. Un nombre important d'échecs du code correcteur d'erreurs inciterait le système CPL à revoir son allocation binaire en diminuant son débit afin de garantir un nombre limité de retransmissions. La méthode innovante que nous présentons dans ce chapitre permet de limiter le nombre de retransmissions, sans diminution de débit, et ce en rendant le CCE plus efficace.

Nous étudions dans la suite de ce chapitre la décomposition temporelle des signaux par EMD. Comme l'EMD n'a pas de formulation analytique, les études et les analyses que nous présentons sont, dans un premier temps, validées à l'aide des simulations numériques. Ensuite, nous décrivons le procédé d'annulation et nous proposons une réalisation concrète de ce procédé. Après quoi, nous estimerons les performances de

notre méthode innovante dans un environnement réaliste en l'implémentant sur une chaîne de simulation de transmission compatible avec le standard HPAV. Enfin, nous comparons l'efficacité de cette méthode en comparant le résultat du débruitage à ceux qui sont obtenus lorsque le filtre ADALINE ou un réseau de neurones sont mis en œuvre, et ce en termes de MSE.

III.2 La décomposition modale empirique 'EMD'

Le traitement de données bruitées est un problème classique en traitement du signal, les signaux étudiés dans cette thèse présentent une dynamique très complexe. Les bruits, ne sont pas stationnaires et sont générés par des processus non linéaires. Dans une telle situation, l'analyse de Fourier n'est pas un outil adapté.

Depuis longtemps déjà, des solutions ont été développées pour tenter de résoudre le problème posé par l'analyse des signaux non stationnaires et transitoires. On peut citer brièvement, la transformée de Gabor, celle de Wigner-Ville, ou plus récemment la décomposition en ondelettes. Plus de détails pourront être trouvés dans les références [FLA98] [MAL00]. L'analyse en ondelettes est la plus performante. De plus, elle bénéficie d'un algorithme rapide comme la FFT, et ses bases théoriques sont bien établies. Toutefois, cette approche est limitée par la nécessité de prédéfinir les fonctions de base (ondelettes mères) nécessaires à la décomposition du signal.

Dans leur étude sur les représentations temps-fréquence, Huang et al. [HUA98] ont récemment proposé une technique qui est également utile pour l'analyse des signaux non stationnaires et non linéaires: la décomposition modale empirique (EMD). L'EMD est entièrement "pilotée" par les données à traiter et, contrairement à la transformée de Fourier ou aux traitements par ondelettes, cette décomposition ne repose sur aucune famille de fonctions (ondelette mère...) définie au préalable.

L'EMD permet de décomposer de manière adaptative un signal en une somme finie de composantes oscillantes, de type AM-FM (c'est-à-dire modulées en amplitude et modulées en fréquence) appelées IMF (Intrinsic Mode Function) ou modes.

Une IMF est une fonction qui doit satisfaire trois conditions :

- 1 Elle doit avoir, dans un intervalle de temps donné, un nombre d'extrema et de passages par zéro égal ou, au plus, différent d'une unité.

- 2 Dans chaque intervalle de temps, la valeur moyenne entre son enveloppe supérieure et inférieure doit être nulle.
- 3 Elle suit une loi de modulation en amplitude et en fréquence, c'est-à-dire qu'elle est de type mono-composante.

Une IMF s'écrit formellement:

$$IMF \approx \Re \{ a_j(t) \cdot e^{i\Phi_j(t)} \} \quad (III.1)$$

$a_j(t)$ est l'amplitude instantanée de l'enveloppe de la $j^{ième}$ IMF et $\Phi_j(t)$ sa phase instantanée.

III.2.1 Description de l'algorithme EMD

L'EMD n'a pas de base théorique et est uniquement basée sur un processus de tamisage appelé 'Sifting Process' en anglais (SP). Le tamisage est réalisé en deux étapes: (i) la détection des extrema du signal et (ii) l'interpolation à l'aide de ces extrema. L'intérêt du SP est qu'il permet de faire en sorte que les composantes obtenues puissent être considérées comme des IMFs. L'arrêt du SP est lié à un critère défini dans le paragraphe suivant. Le résidu de la composante est calculé une fois le critère d'arrêt satisfait. La décomposition EMD s'achève quand le résidu est une fonction monotone, sinon on continue le processus de tamisage.

On peut écrire:

$$SB(t) = \sum_{k=1}^K d_k(t) + r(t) \quad (III.2)$$

les termes $d_k(t)$ étant les IMF successives, et $r(t)$ le résidu.

On présente ci-dessous l'algorithme de l'EMD, dont l'organigramme est illustré dans la figure III.1. L'algorithme se décompose selon les étapes décrites ci-dessous.

L'algorithme fonctionne en utilisant une fenêtre temporelle T_k , où k est le numéro de l'IMF. La valeur prise par T_k varie en fonction de l' IMF_k recherchée.

Considérons notre signal bruité SB.

1. Initialisation : on pose $r_0(t) = r_{k-1}(t) = SB(t)$, $k = 1$
2. Extraction de la $k^{ème}$ IMF,
 - (a) initialisation : $h_0(t) = h_{j-1}(t) = r_{k-1}(t)$, $j = 1$
 - (b) Extraire les minima et les maxima locaux de $h_{j-1}(t)$

- (c) Interpoler avec des splines cubiques les minima locaux (resp. les maxima) pour obtenir une enveloppe $EnvMin_{j-1}(t)$ (resp. $EnvMax_{j-1}(t)$)
 - (d) Calculer la moyenne des deux enveloppes :

$$m_{j-1}(t) = \frac{1}{2} (EnvMin_{j-1}(t) + EnvMax_{j-1}(t))$$
 - (e) $h_j(t) = h_{j-1}(t) - m_{j-1}(t)$
 - (f) – si le critère d'arrêt est satisfait alors $d_k(t) = h_j(t)$
 – sinon retourner en (b) avec $j = j + 1$
3. $r_k(t) = r_{k-1}(t) - d_k(t)$
 4. – Si $r_k(t)$ n'est pas monotone c'est-à-dire qu'il existe encore au moins deux extrema, aller à l'étape (2) en posant $k = k + 1$.
 –sinon la décomposition est terminée ; $r_k(t)$ constitue le résidu $r(t)$ de cette décomposition.

La figure III.1 présente l'algorithme de décomposition par la méthode EMD.

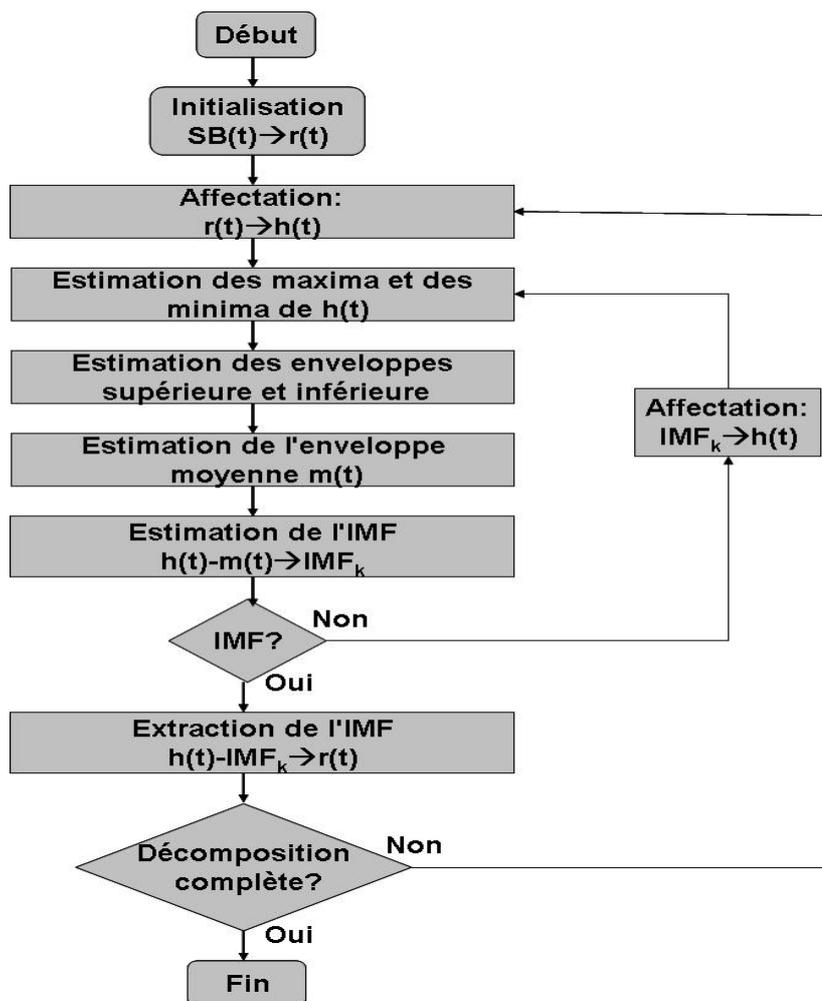


Figure III. 1 : organigramme de l'algorithme EMD

III.2.2 Critère d'arrêt pour le processus de tamisage

Comme indiqué précédemment dans l'algorithme, l'EMD est composée de deux boucles. La principale, indicée par k , est un processus itératif qui se termine, lorsque le nombre d'extrema de r décroît strictement avec k .

On cherche à présent à faire terminer la boucle du processus de tamisage, indicée par j . Pour cela, il faut un critère d'arrêt tel que si ce dernier est satisfait, alors $h_j(t)$ est une IMF. De manière générale, le critère d'arrêt du tamisage repose sur l'idée que $h_j(t)$ soit de moyenne nulle et symétrique. La définition de ce critère d'arrêt ne fait pas l'objet d'un consensus.

Parfois, aucun critère d'arrêt n'est appliqué : on se borne à effectuer un certain nombre d'itérations ; ceci sous-entend l'existence d'une convergence, qui reste à démontrer. Cette approche n'est pas recommandée, et il est conseillé de définir un critère plus robuste lors du tamisage.

Ainsi dans [HUA98], les auteurs proposent un critère d'arrêt $SD(j)$ reposant sur la déviation standard et est défini par la relation (III.3):

$$SD(j) = \sum_{t=0}^T \left[\frac{h_{j-1}(t) - h_j(t)}{h_{j-1}} \right]^2 \quad (\text{III.3})$$

(où $h_j(t)$ a été défini dans l'algorithme précédent).

Typiquement, la valeur de SD_{stop} , déterminant l'arrêt du tamisage, est prise entre 0.2 et 0.3 [HUA98], [HUA02]. Cette valeur évaluée empiriquement résulte d'un certain compromis : si SD est très grand, l'EMD ne sépare pas correctement les modes ; inversement, si SD est trop petit, l'EMD risque d'aboutir à des composantes dont les amplitudes seront quasiment constantes et modulées par une seule fréquence (phénomène de sur-décomposition du signal). En d'autres termes, SD permet de limiter l'écart-type entre deux étapes consécutives de tamisage [HUA98], [HUA02].

Un autre critère a été proposé par Rilling et al. [RIL03] et est défini comme suit par la relation (III.4):

$$\sigma(t) = \left| \frac{EnvMoy(h_{j-1}(t))}{EnvMax_{j-1}(t) - EnvMin_{j-1}(t)} \right| \quad (III.4)$$

Partant de ce critère $\sigma(t)$, trois conditions nécessaires sont définies alors pour que $h_j(t)$ soit bien une IMF [RIL03]:

1. la différence entre le nombre de zéros de $h_j(t)$ et le nombre de maxima de $h_j(t)$ est inférieure ou égale en valeur absolue à 1,
2. $\sigma(t) \leq \theta_1$, ($\forall t$),
3. de plus, la quantité $t\sigma(t)$ doit être comprise entre θ_2 et α .

Où θ_1 et θ_2 sont deux seuils tels que $0 \leq \theta_2 \leq \theta_1$. La première condition signifie qu'une IMF est une fonction oscillante autour de zéro (entre un maximum et un minimum, il doit y avoir un zéro). Les deux dernières conditions exigent que le paramètre $\sigma(t)$ soit faible.

On peut noter que si le critère est trop strict, le nombre d'itérations nécessaires à l'estimation d'une IMF sera important, et cela peut conduire à un trop grand nombre de modes ce qui correspond à une sur-décomposition du signal. De même, choisir un critère trop large peut aboutir au phénomène inverse et à une sous-estimation du nombre de modes. Les valeurs préconisées par G. Rilling et al. [RIL03] sont $(\alpha, \theta_1, \theta_2) = (0.05, 0.05, 0.5)$.

Ce critère est celui qui est utilisé dans les simulations numériques réalisées dans ce chapitre.

Pour conclure, tous les critères d'arrêt sont basés sur le même concept : $h_j(t)$ vérifie bien les propriétés d'une IMF. Cependant, ces critères reposent sur des approches encore empiriques et nécessiteraient des études plus approfondies.

III.2.3 Exemple de construction des IMF

Les figures qui suivent illustrent graphiquement la construction des IMF. La figure III.2 montre un exemple du signal bruité (courbe en bleu) composé de 200 échantillons que l'on souhaite décomposer en modes: ce signal qui sert d'illustration pédagogique est le signal bruité SB.

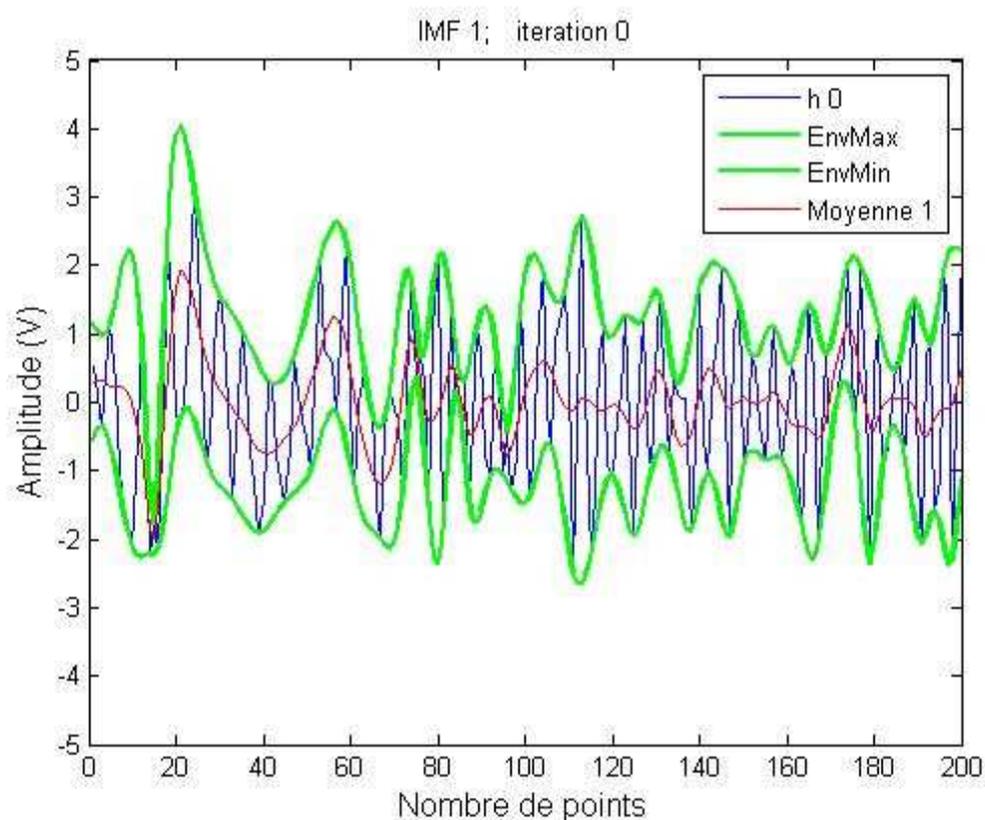


Figure III. 2 : enveloppes et moyenne du signal d'origine

On cherche les extrema locaux (maxima et minima) du signal puis on estime les enveloppes supérieures et inférieures par interpolation respective des maxima et minima locaux. Ceux-ci sont indiqués par les courbes vertes sur la figure III.2. L'interpolation utilisée dans ce cas est basée sur les splines cubiques comme le préconisent de nombreux auteurs [HUA98] [RIL03]. Ensuite, on estime l'enveloppe moyenne à partir des enveloppes supérieure et inférieure. Celle-ci est représentée par la courbe rouge sur la figure III.2. On soustrait cette enveloppe moyenne du signal d'entrée SB. Soit m_1 cette enveloppe moyenne, on obtient $h_1 = SB - m_1$. Le résultat est représenté par la courbe bleue de la figure III.3. Cela correspond alors à la première itération du tamisage. On calcule le critère d'arrêt et on vérifie alors que le

signal remplit les critères d'une IMF. Ici on utilise le critère d'arrêt proposé par G. Rilling et al. [RIL03] et présenté dans le paragraphe précédent.

Ensuite on vérifie si le résidu présente un nombre suffisant d'extrema (supérieur à 2) et on réitère sur le signal résultant le processus d'extraction de l'IMF ; sinon, le résidu est considéré comme étant le résidu final $r(t)$.

La figure III.2 illustre SB, les enveloppes max et min et leur moyenne m_1 .

La figure III.3 illustre le résultat obtenu en remplaçant SB par h_1 et en appliquant le même procédé de tamisage.

Avec des notations évidentes, nous obtenons $h_1 - m_2 = h_2$.

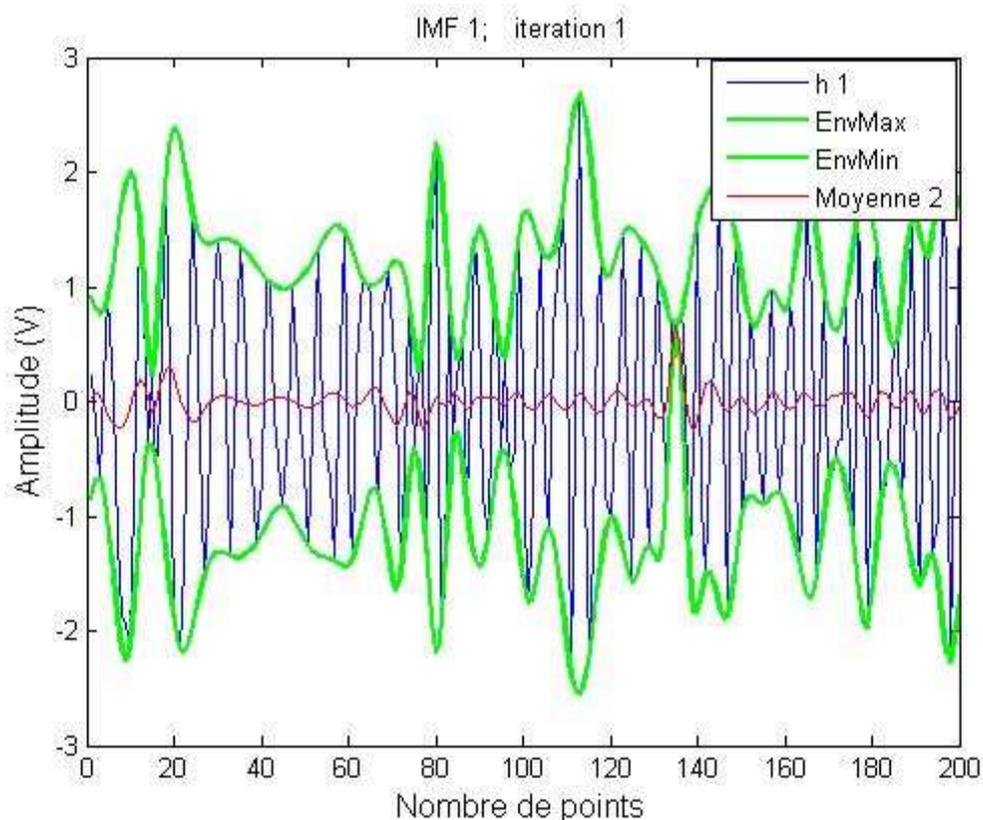


Figure III. 3 : réitération du même traitement sur h_1

La figure III.4 illustre le résultat obtenu après une nouvelle itération $h_2 - m_3 = h_3$.

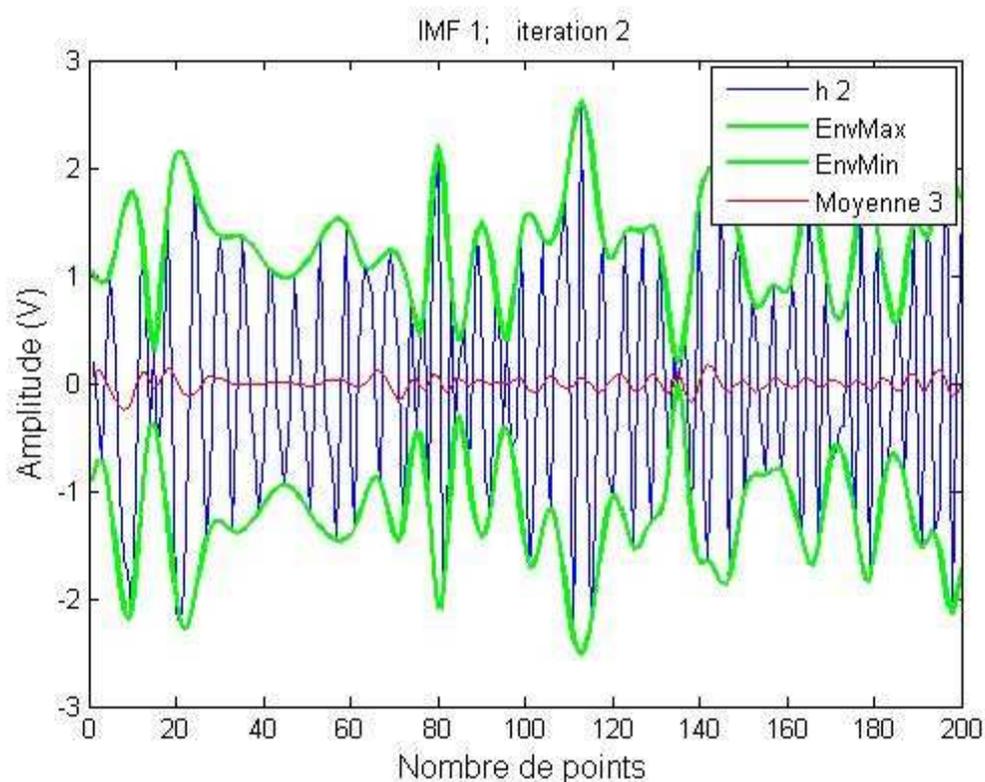


Figure III. 4 : réitération du même traitement sur h_2

La figure III.5 illustre le résultat obtenu après neuf itérations. A ce niveau, il convient d'arrêter le processus car la courbe bleue obéit quasiment à la définition d'une IMF: moyenne nulle des enveloppes.

Le premier mode noté IMF_1 est obtenu après neuf itérations comme le montre la figure III.5. A ce stade, nous allons extraire la seconde IMF_2 . L'extraction de IMF_2 commence avec le calcul du premier résidu r_1 .

$$r_1 = SB - IMF_1$$

La figure III.5 montre aussi le résidu r_1 du **premier mode** IMF_1 .

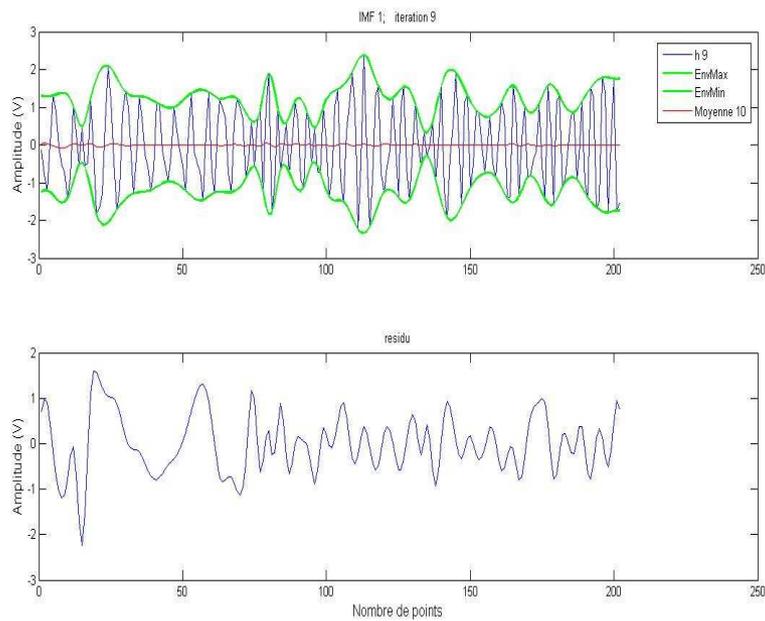


Figure III. 5 : la fin du processus de tamisage pour la première IMF

Nous appliquons le même algorithme sur le résidu r_1 pour obtenir une deuxième IMF. La figure III.6 montre la situation de départ pour la construction du **deuxième mode** IMF. On applique le même procédé à r_1 avec $h_0 = r_1$.

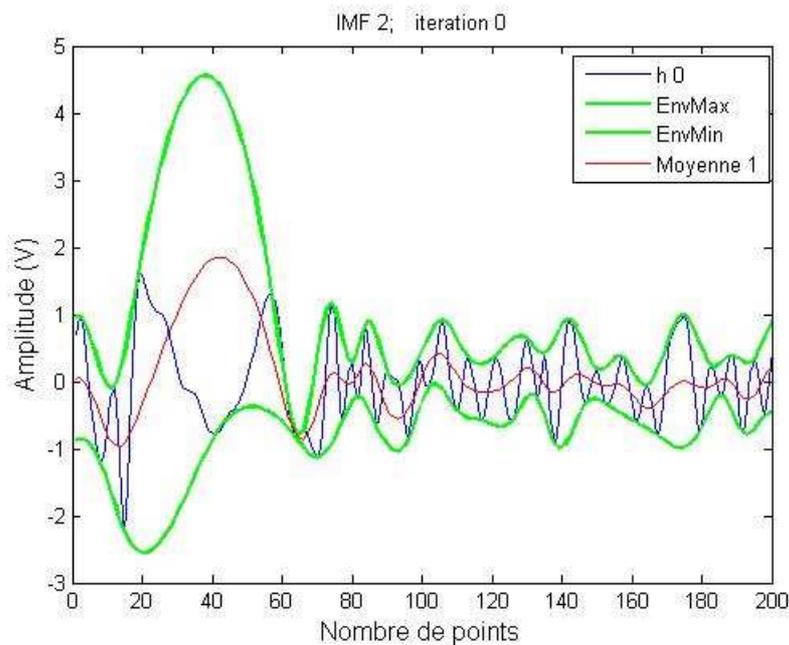


Figure III. 6 : départ pour l'extraction de la seconde IMF_2 à partir du résidu r_1

On utilise le même processus d'itérations pour chaque IMF ou mode. Ce processus de tamisage, s'applique à chaque résidu jusqu'à sa convergence vers un signal vérifiant les trois propriétés d'une IMF. Au cours du calcul de chaque mode, le critère d'arrêt défini précédemment permet de passer au mode suivant.

Le processus d'extraction des IMF est terminé lorsque le résidu ne contient plus que deux extrema. Cela signifie que le résidu final est une fonction monotone qui correspond à la tendance du signal initial.

La figure III.7 montre le résidu final: dans cet exemple l'utilisation de l'algorithme a conduit à décomposer le signal bruité en 6 IMF.

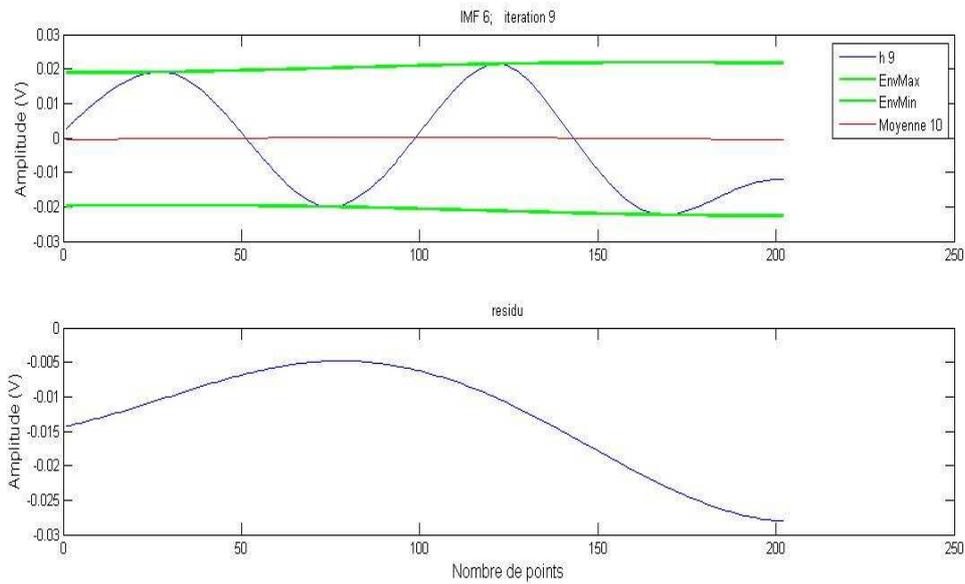


Figure III. 7 : résidu final

La décomposition totale s'écrit donc :

$$SB(t) = \sum_{i=1}^N IMF_i(t) + r_{n+1}(t) \quad (III.5)$$

où $r_{n+1}(t)$ est le dernier résidu.

La figure III.8 montre la décomposition totale du signal bruité.

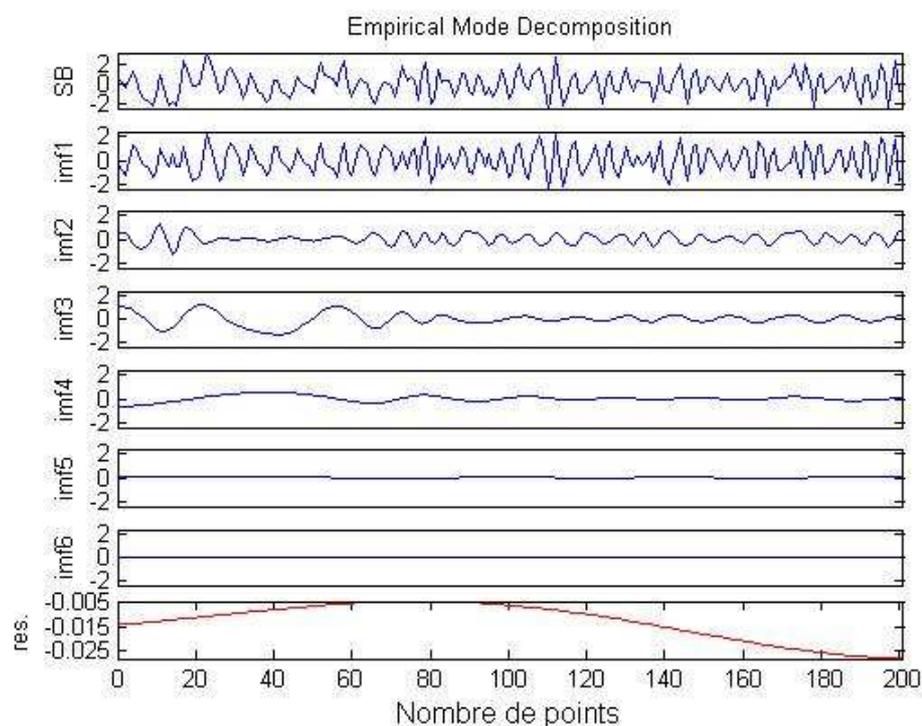


Figure III. 8 : décomposition de SB en six modes et un résidu

Dans la figure III.8, la première courbe, en haut, représente le signal analysé. Les six autres lignes correspondent aux six modes ou IMF obtenus à l'aide de la décomposition. La dernière ligne, courbe rouge, est le résidu final ou la tendance.

Il est à noter que:

- L'abscisse représente le nombre d'échantillons.
- L'échelle d'amplitude du résidu est comprise dans l'intervalle $[-0.005, -0.025]$.
- L'amplitude du mode est variable selon l'IMF considérée.

III.2.4 Caractéristiques principales de l'EMD

Dans ce paragraphe, on rappelle différents aspects de l'EMD qui la différencie par rapport à d'autres méthodes de traitement du signal.

Dans l'EMD, relevons les particularités suivantes:

- *la méthode est non analytique*: l'EMD permet d'obtenir des IMFs qui sont obtenus à l'aide d'un algorithme semi-empirique. Ainsi, le résultat obtenu ne s'exprime pas de manière analytique. C'est là un point qui rend les propriétés des IMFs difficiles à définir. L'étude de ces propriétés statistiques se fait donc empiriquement à l'aide de simulations numériques.

- *analyse locale du signal*: on considère les oscillations du signal à analyser dans une fenêtre d'analyse de durée finie. Plus précisément, c'est une unique oscillation que l'on traite entre deux extrema locaux (deux minima ou deux maxima). Cette propriété fait que l'EMD est à priori bien adaptée à l'étude des signaux non-stationnaires.
- *décomposition adaptative*: cette méthode est auto-adaptative. Les données conditionnent intégralement le processus d'extraction des IMFs, tant en amplitude qu'en fréquence. Les IMFs couvrent la bande de fréquence du signal sans être restreintes à une résolution spectrale qui aurait été définie à l'avance.
- *analyse multirésolution*: l'EMD se rapproche d'une analyse multirésolution dans la mesure où elle explore le signal depuis les hautes fréquences vers les plus basses, du plus petit détail au plus grand.

III.2.5 Problème associé à la construction de modes par interpolation

Dans les sections précédentes, nous avons étudié le principe de la décomposition par l'EMD et notamment le processus de tamisage permettant d'imposer des contraintes sur les IMFs (moyenne nulle, etc.).

Par ailleurs certains auteurs, comme J-C. Cexus [CEX05], ont constaté empiriquement un problème lié à l'utilisation de la méthode EMD intervenant lors de la phase d'interpolation.

L'interpolation des minima et des maxima est une étape importante, dans la mesure où elle conditionne la forme des variations temporelles des IMFs.

N.E. Huang et al. Et G. Rilling et al. [HUA98] [RIL03] ont montré que l'interpolation par les splines cubiques fournissent de meilleurs résultats que ceux obtenus à l'aide des approches "linéaires" ou polynomiale ("cubique"). Ce qui est principalement lié à un bon compromis entre la qualité de l'interpolation et la simplicité de calcul.

Cependant, les splines cubiques présentent des inconvénients, puisque leur forme intrinsèque et les effets de bords tendent à se répercuter sur les différentes IMFs. Le phénomène est d'autant plus important que le nombre d'itérations est grand: l'algorithme aura alors tendance à créer des artefacts qu'il décomposera à nouveau en créant d'autres. Ainsi, les IMFs obtenues pourraient contenir plus d'artefacts que

d'informations sur le signal, ce problème affecte plus les premières IMFs que les dernières. C'est ce qui se produit notamment lorsque le critère d'arrêt est très rigoureux.

III.2.6 Calcul de la DSP des modes IMF

On analyse ci-dessous un exemple de signal bruité composé de 5000 échantillons. La décomposition en IMFs, ou modes, du signal bruité est présentée sur la figure III.9.

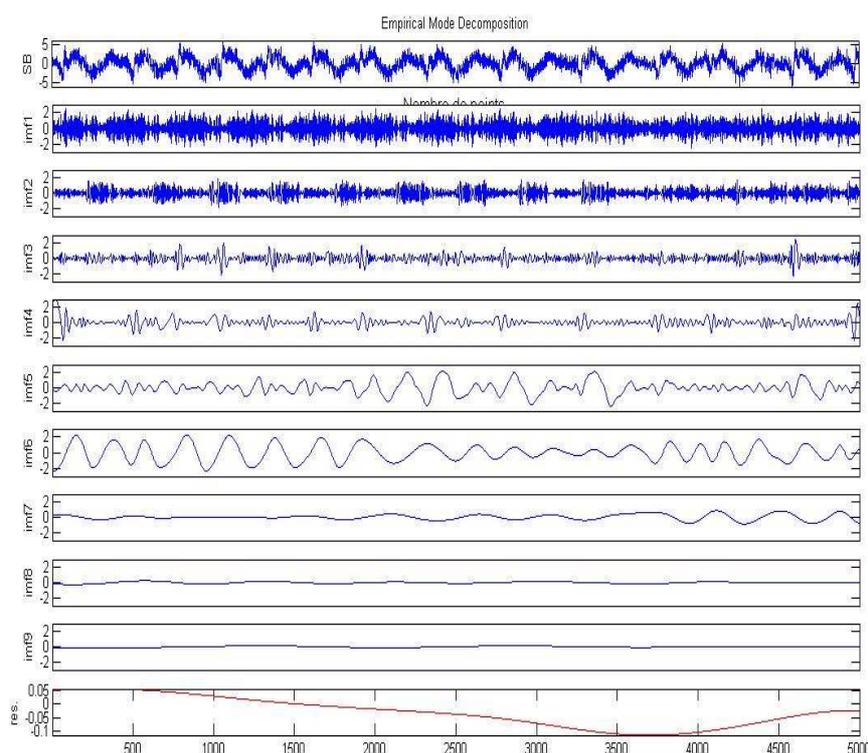


Figure III. 9 : décomposition modale du signal bruité SB

Dans cette figure, la première ligne représente le signal analysé. Les neuf lignes suivantes correspondent aux neuf modes ou IMF issus de la décomposition. La dernière ligne, courbe rouge, est le résidu ou tendance.

Il est à noter que:

- L'abscisse représente le nombre d'échantillons.
- L'échelle d'amplitude du résidu est comprise dans l'intervalle $[-0.1, 0.05]$.
- L'amplitude du mode est variable selon l'IMF considérée.

La figure III.10 montre les DSP des IMFs résultants de la décomposition EMD de S (en rouge), B (en bleu) et SB (en vert) et ceci pour les cinq premiers modes.

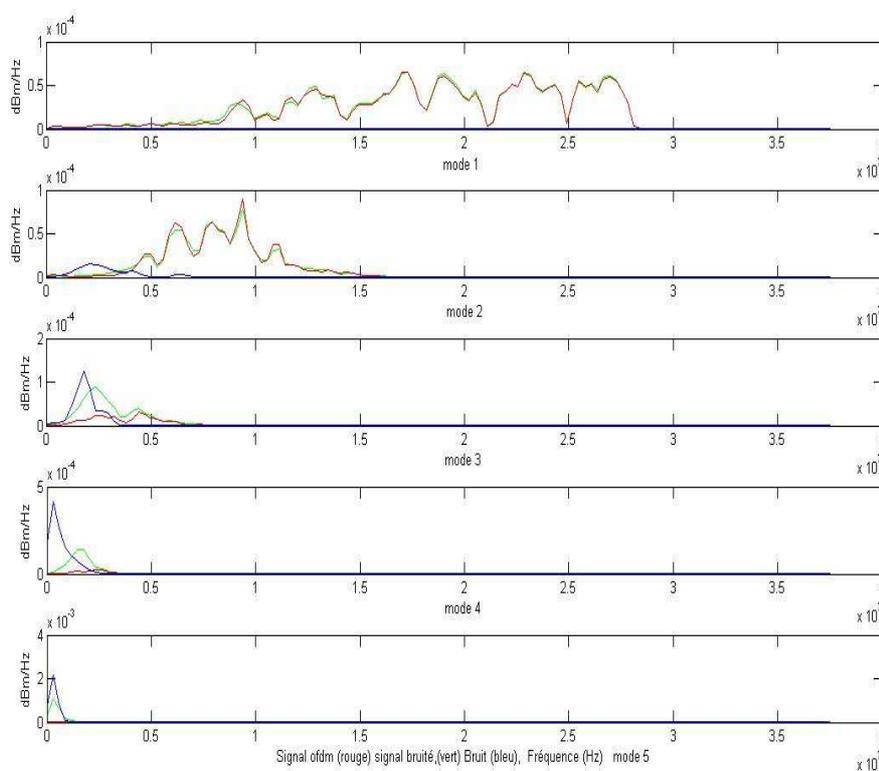


Figure III. 10 : spectres des cinq premiers modes

Dans la figure III.10, on constate que plus le mode est élevé, plus les largeurs des bandes de fréquence de S, B, SB sont étroites et que les fréquences associées à ces bandes diminuent. Le mode 1 montre que SB et S sont pratiquement superposés sur la figure III.10. Le bruit est faible. Lorsque le numéro du mode croît, le bruit devient prédominant et les fréquences représentatives sont de plus en plus basses. Le spectre du signal utile disparaît.

Les résultats présentés sur la figure III.10 confirment que le bruit se situe essentiellement aux fréquences basses. Néanmoins les spectres de S et B présentent des plages de recouvrement pour chaque mode.

L'algorithme EMD génère donc des modes dont le contenu passe des hautes fréquences à des fréquences de plus en plus basses lorsque l'ordre du mode croît.

Dans des simulations numériques appliquées à un bruit blanc gaussien, Flandrin [FLA04] a montré que la décomposition dans le premier mode correspond à un filtre

passé-haut. Tous les autres modes correspondent à des filtres passe-bande, et sont décalés vers les basses fréquences quand l'ordre du mode croît. Ces filtres présentent un comportement quasi-dyadique similaire à celui d'une décomposition en ondelettes.

III.2.7 Etudes des corrélations croisées

Par définition, la corrélation croisée du ième mode du signal bruité SB avec le signal S est donnée par la relation (III.6):

$$RS_i = \frac{\overrightarrow{IMF}_i(SB) \cdot \vec{S}}{\|\overrightarrow{IMF}_i(SB)\| \cdot \|\vec{S}\|} \quad (III.6)$$

De la même manière, la corrélation croisée du ième mode du signal bruité SB avec le bruit B est donnée par la relation (III.7):

$$RB_i = \frac{\overrightarrow{IMF}_i(SB) \cdot \vec{B}}{\|\overrightarrow{IMF}_i(SB)\| \cdot \|\vec{B}\|} \quad (III.7)$$

La figure III.11 montre la corrélation croisée du signal utile S avec les modes du signal bruité SB, (courbe rouge) et la corrélation croisée du bruit B avec les modes du signal bruité SB (courbe bleue).

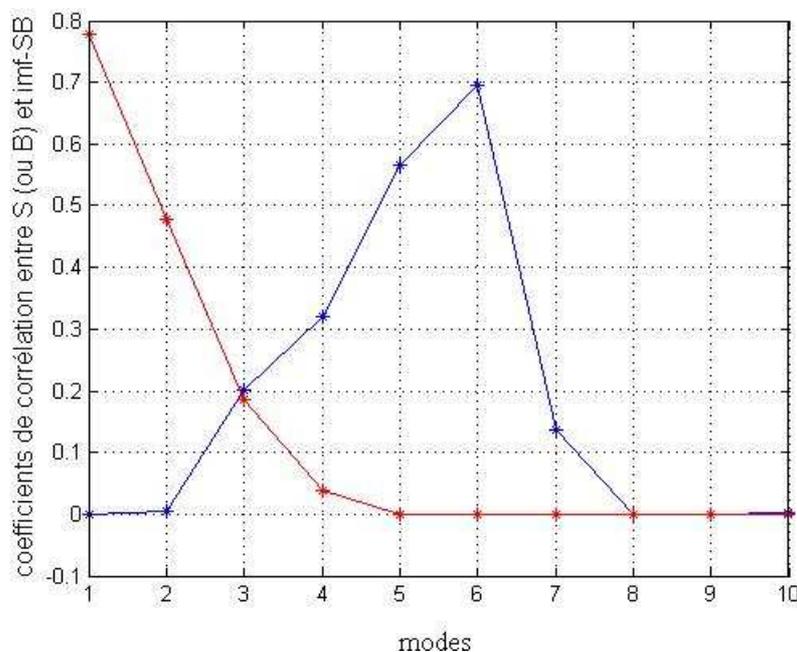


Figure III. 11 : corrélation croisée entre S et les modes de SB (rouge) et entre B et les modes de SB (en bleu)

Sur la figure III.11, l'axe des abscisses représente les dix modes et l'axe des ordonnées les valeurs des coefficients de corrélation du signal et du bruit avec le signal bruité. Pour chaque mode i , les corrélations croisées RS_i restent importantes jusqu'au 5^{ème} mode au-delà duquel RS_i s'annule. Les premiers modes sont donc les plus représentatifs du signal OFDM. Ce résultat confirme les observations obtenues dans le domaine fréquentiel. D'après la figure III.11, on constate aussi que les corrélations croisées RB_i sont importantes pour le 5^{ème} et le 6^{ème} modes, ces deux modes sont donc les plus représentatifs du bruit impulsif.

Notons que la méthode EMD a parfois été exploitée seule dans la littérature à des fins de débruitage [YON05] [CEX05] [OBE09], mais elle était appliquée uniquement à des signaux sinusoïdaux affectés par un bruit blanc et gaussien. Dans notre cas le signal est fortement bruité par un bruit impulsif non blanc et non gaussien.

Dans la suite de ce chapitre, la décomposition EMD constitue un prétraitement pour le système de débruitage que nous proposons.

III.3 Procédé d'annulation EMD-RN

Habituellement, on prétraite les exemples en entrée du système d'apprentissage afin de faciliter l'apprentissage. Un prétraitement consiste à mettre en évidence les propriétés représentatives des exemples. Dans notre cas, le système de prétraitement sera l'EMD. Les IMFs ont une structure plus simple que le signal de départ. Comme la figure III.10 nous l'a montré, chaque mode discrimine partiellement le bruit et le signal, même si leurs spectres se recouvrent. Quand le numéro du mode croît, l'amplitude du spectre du bruit croît et celui du signal décroît.

L'EMD effectue un prétraitement utile en décomposant les données en signaux plus élémentaires (signaux à bande étroite) et donc plus facilement analysables. Ce prétraitement peut faciliter la tâche d'un débruiteur situé en aval de l'EMD. C'est dans cette optique que nous allons développer le dispositif de débruitage EMD-RN.

III.3.1 Description de la méthode proposée

Le procédé est constitué de deux algorithmes associés, "EMD" et "un Réseau de Neurones" (RN) du type perceptron multicouches. La figure III.12 illustre le schéma de débruitage adopté.

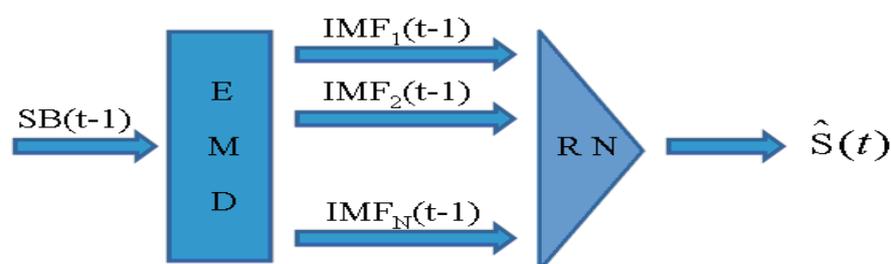


Figure III. 12 : schéma du dispositif de débruitage

On décrit ci-dessous le procédé de débruitage mis en œuvre par le dispositif de débruitage.

Dans une première étape, l'algorithme EMD reçoit en entrée, à un temps $t-1$, le signal $SB(t-1)$ qui est un vecteur. Puis l'EMD prétraite le signal $SB(t-1)$ en réalisant une décomposition modale empirique (EMD).

La décomposition EMD permet de modéliser de manière empirique le signal $SB(t-1)$ en une somme finie de modes oscillants, appelés composantes IMF (Intrinsic Mode Function) selon la formule :

$$SB(t-1) = \sum_{i=1}^N IMF_i(t-1) + r_{N+1}(t-1) \quad (\text{III.8})$$

où $IMF_i(t-1)$ désigne la composante IMF de rang i du signal bruité $SB(t-1)$ au temps $t-1$, et $r_{N+1}(t-1)$ désigne le résidu du signal bruité $SB(t-1)$.

Les composantes IMF, modulées en fréquence et/ou en amplitude (AM/FM), sont des signaux à bande étroite, plus faciles à analyser. L'EMD permet ainsi de faciliter les étapes ultérieures du procédé de débruitage.

Ensuite, les composantes vectorielles $IMF_1(t-1)$ à $IMF_N(t-1)$ sont appliquées respectivement aux entrées du réseau de neurones à l'instant $(t-1)$. Le réseau de neurones effectue le débruitage. La sortie du réseau de neurones est donnée par le

signal estimé $\tilde{S}(t)$ au temps t , c'est-à-dire un pas de temps plus loin. Il s'agit donc d'un débruitage prédictif.

Pour chaque mode généré par EMD, il est intéressant de prendre des fenêtres d'entrées dans le réseau de neurones, dont la dimension est adaptée à chaque mode. La méthodologie du choix des fenêtres est fondée sur une analyse temporelle des systèmes dynamiques propres à chaque mode.

La taille de la fenêtre d'un mode est définie par deux paramètres d et τ . La dimension d de plongement de la fenêtre est calculée par la méthode de Cao [CAO97]. Le délai τ entre chaque échantillon de la fenêtre du mode est fixé par le premier minimum de la fonction d'information mutuelle [ABA93] du mode. Ces deux paramètres d et τ sont définis et expliqués dans la partie II.3.2.1 ainsi que dans l'annexe B.

Le tableau III.1 donne les valeurs de d et τ pour chaque mode du signal bruité 'SB'.

Mode	Délai	Dimension
1	1	10
2	2	10
3	4	10
4	7	10
5	13	9
6	27	8
7	50	8
8	100	8
9	200	7
10	400	7

Tableau III. 1 : délais et dimensions de la fenêtre appliquée par mode

On remarque d'après le tableau III.1 que la dimension des fenêtres est pratiquement la même pour tous les modes mais que les délais varient.

Comme nous l'avons précédemment signalé, Flandrin [FLA04] a constaté que l'EMD fait une extension dyadique d'un mode au suivant en raisonnant sur les fréquences, il est évident que la fenêtre a des délais d'autant plus petits que les fréquences sont hautes.

Nous montrons ci-dessous un exemple pour le calcul du délai et de la dimension du mode 7 sur les figures III.13 et III.14 respectivement.

Nous avons calculé la fonction d'information mutuelle en fonction du délai. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure III.13 qui montre que le premier minimum est obtenu pour une valeur du délai égale à 50.

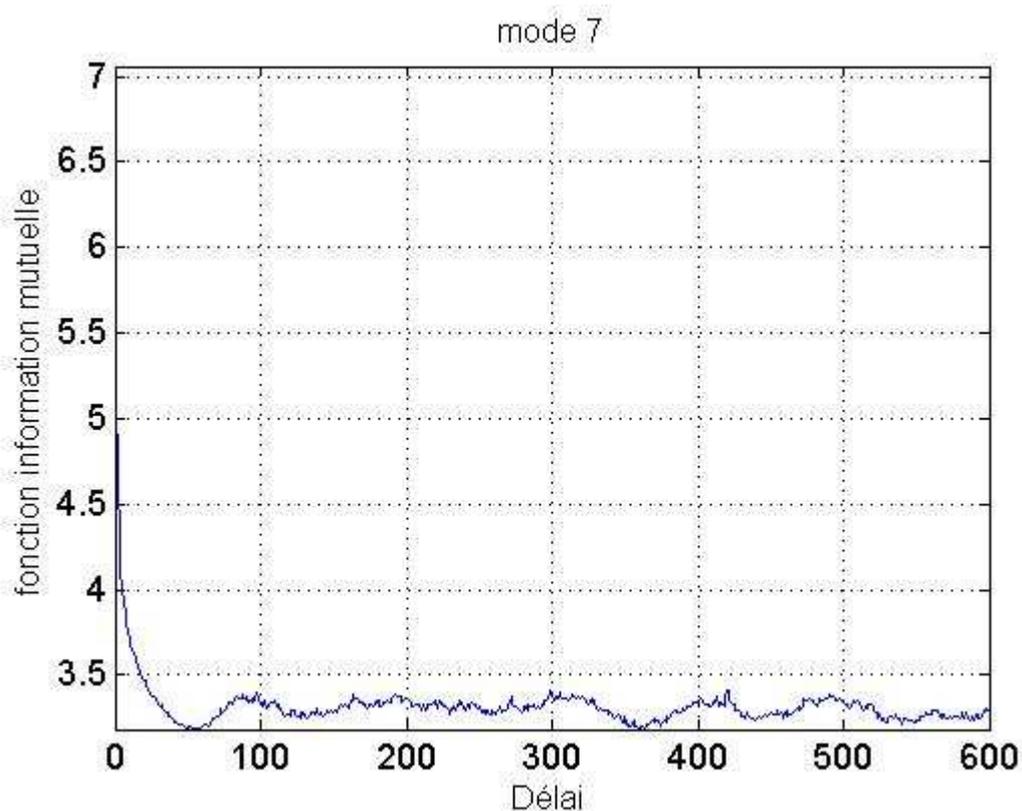


Figure III. 13 : délai de la fenêtre temporelle du mode 7

Pour calculer la dimension de plongement nous avons calculé $E_1(d)$. Les résultats obtenus à partir de nos données sont présentés sur la figure III.14.

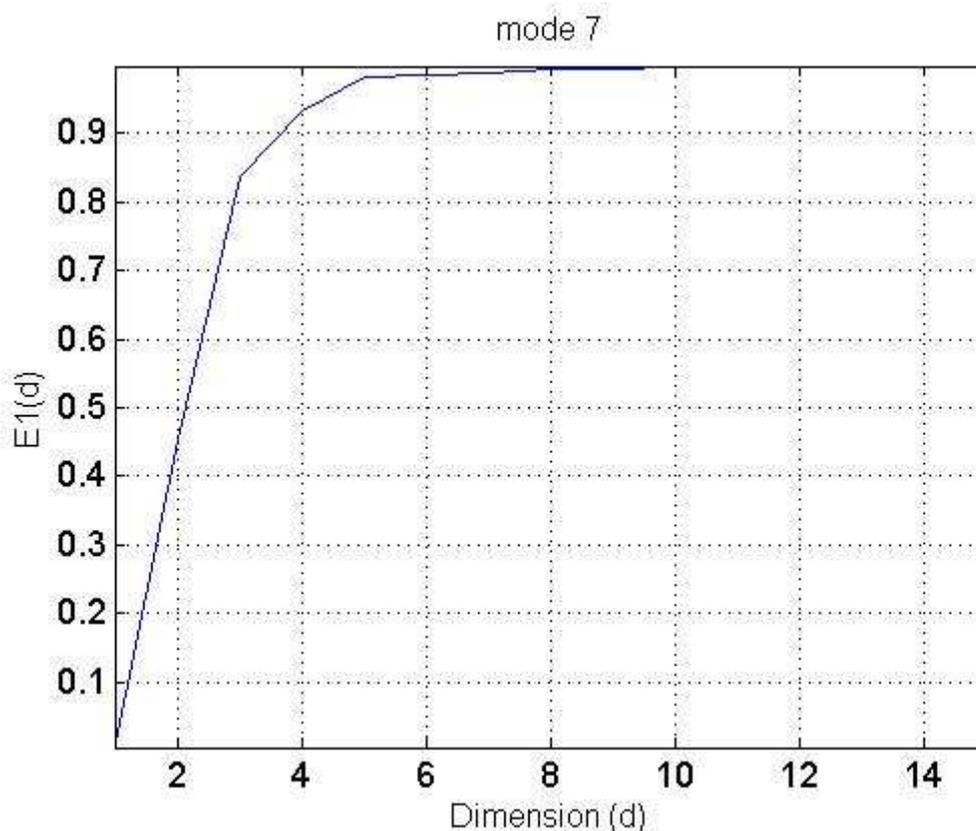


Figure III. 14 : dimension de plongement du mode 7

La figure III.14 montre que la dimension de plongement d , estimée au point où E_1 est de l'ordre de 1, est égale à 8.

Les fenêtres des différents modes sont ensuite concaténées et sont appliquées à l'entrée du réseau de neurones. Ainsi, on obtient 87 entrées pour le réseau de neurones.

La fenêtre glissante a donc une taille $F = 87$. A chaque instant, la fenêtre F glisse d'un échantillon temporel, le RN effectue le débruitage prédictif et on répète la procédure jusqu'à ce que l'apprentissage soit achevé. Les valeurs des poids du réseau de neurones sont alors figées.

Les conditions de mise en œuvre du réseau de neurones restent identiques à celles du réseau utilisé dans le chapitre II : le réseau de neurones est un perceptron multicouches à une seule couche cachée, la fonction de transfert est une sigmoïde pour les neurones cachés et une fonction linéaire pour le neurone de sortie, l'algorithme d'apprentissage est la rétropropagation du gradient d'erreur. L'algorithme

de rétropropagation permet d'estimer les poids du réseau de neurones de manière itérative, en minimisant une fonction de coût par une méthode de gradient. L'arrêt des itérations est commandé par la validation croisée, (voir section II.4.2.5.1).

On recommence la rétropropagation après avoir changé les paramètres du réseau (nombre de neurones, terme de régularisation, etc.). On sélectionne la meilleure solution à l'aide d'une démarche essais-erreurs.

Le nombre de neurones adéquat croît avec la taille de l'ensemble d'apprentissage. Cependant il est limité par les performances de validation [BAU89].

Le choix de la fonction de coût dépend de la nature statistique des données. On choisit en général l'erreur quadratique moyenne (MSE).

Le terme de régularisation est également utilisé pour améliorer la généralisation.

La normalisation est également appliquée à chacune des variables d'entrées (pour ramener les données dans les bornes de la fonction de transfert sigmoïdale).

Dans la méthode d'annulation EMD-RN, on applique aussi la même idée qu'on a évoqué dans la chapitre II, le RN apprend le bruit impulsif et non pas le signal. On obtient le signal estimé par soustraction du bruit impulsif estimé du signal CPL bruité. La figure III.15 schématise la méthode de débruitage avec le bruit comme sortie du réseau de neurones.

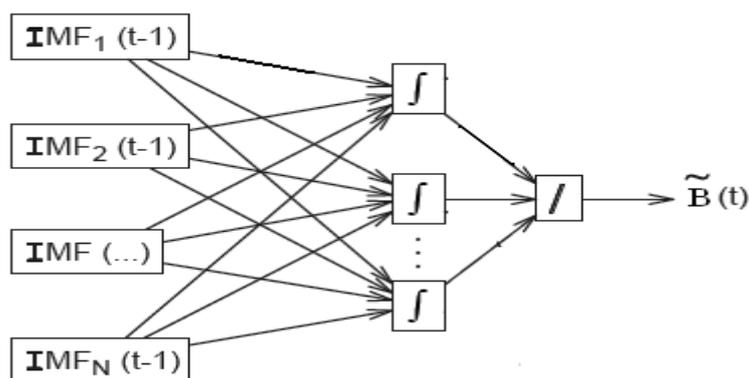


Figure III. 15 : méthode de débruitage avec le bruit comme sortie

III.3.2 Paramètres du RN

Les valeurs des paramètres du RN utilisé dans nos simulations sont présentées dans le tableau III.2. Ces valeurs ont été déterminées, de manière heuristique, à l'aide de la méthode essais-erreurs.

Paramètres du RN	
Algorithme utilisé	La rétropropagation du gradient
Nombre d'entrées	87
Nombre de sorties	1 sortie
Nombre de couches cachées	1 couche cachée
Ensemble d'apprentissage	180000 échantillons
Ensemble de validation	25000 échantillons
Ensemble de test	25000 échantillons
Nombre de neurones cachés	100 neurones
Paramètre de régularisation	0.3
Pas d'apprentissage	10^{-4}
Nombre d'itérations	10000 itérations

Tableau III. 2 : paramètres du RN

Le fait de changer un des paramètres du RN comme le nombre de neurones, le paramètre de régularisation ou le pas d'apprentissage n'améliore pas sensiblement les résultats. C'est pour cela que nous avons choisis les valeurs présentées dans le tableau III.2.

III.3.3 Résultats de débruitage

Les signaux S , SB et \tilde{S} sont reportés dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel dans les figures III.16 et III.17 respectivement.

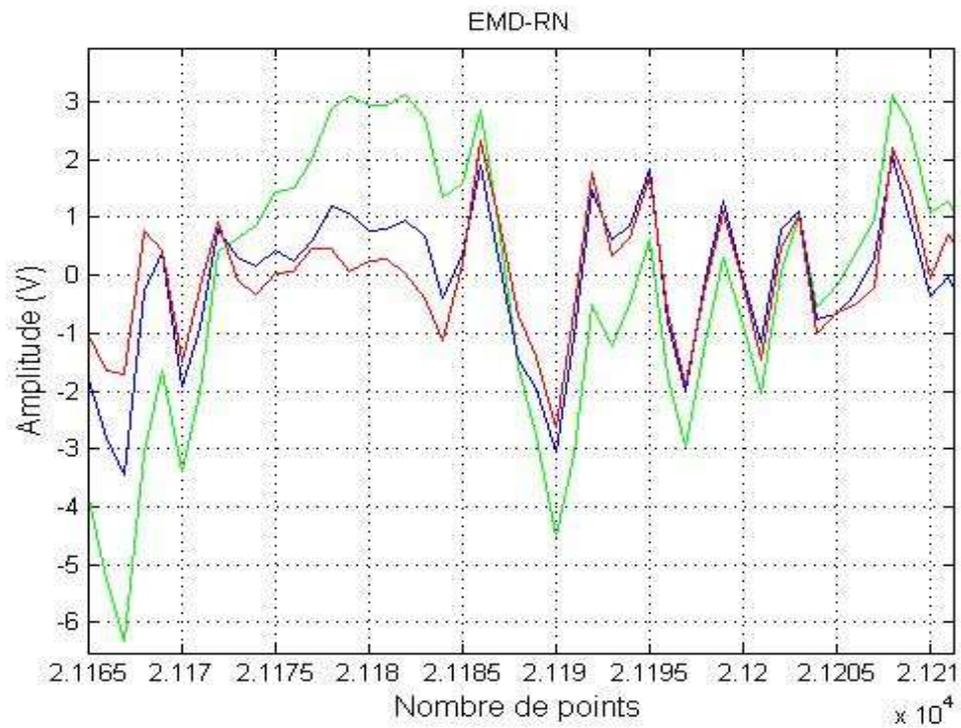


Figure III. 16 : Test sur les variations temporelles des amplitudes du signal SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)

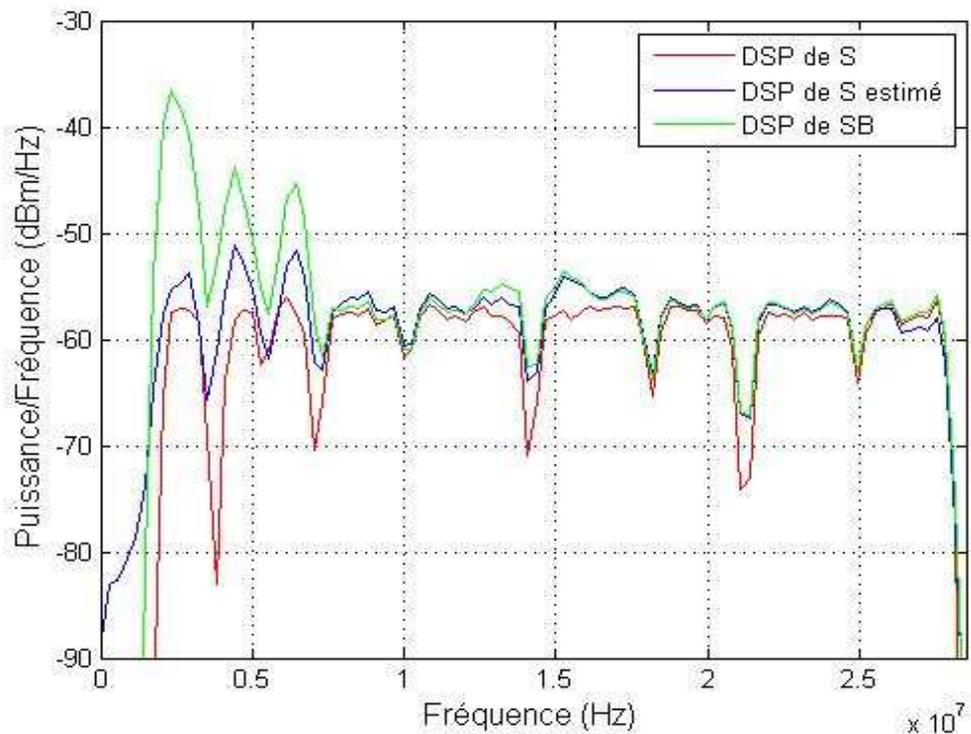


Figure III. 17 : Test sur les DSP des composantes du signal SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)

La figure III.16 montre un exemple des résultats obtenus dans le domaine temporel sur le corpus de test et la figure III.17 montre un exemple des résultats obtenus dans le domaine fréquentiel sur le corpus de test.

La figure III.17, comparée aux figures II.12 et II.19, montre des résultats plus intéressants.

On constate l'amélioration apportée par le traitement EMD-RN. Le signal débruité est très proche du signal OFDM de référence. Le signal bruité SB (en vert) se distingue nettement du signal débruité (en bleu), et du signal de référence (en rouge).

La partie basse fréquence, en bas de bande utile, n'est pas améliorée par rapport à la figure II.19. Le décalage entre S , référence et \tilde{S} , estimation débruitée, est de l'ordre de 5 à 7 dB, ce qui n'est pas négligeable. Cependant, au-delà de 10MHz il y a une amélioration considérable par rapport aux deux figures II.12 et II.19 où le RN utilisé sans prétraitement échoue dans les hautes fréquences. Les variations temporelles, illustrées par la figure III.16 montrent des performances mitigées. Si les variations temporelles S et \tilde{S} se correspondent en forme, les écarts peuvent aller jusqu'à 1.5 volts entre 21165 et 21170 points. Alors qu'à partir de 21170 points on trouve une grande amélioration par rapport aux résultats présentés dans les figures II.11 et II.18.

Les performances globales d'EMD-RN sont quantifiées par le calcul de l'erreur quadratique moyenne (équation II.31) évaluée sur la base de données du corpus de test.

Le tableau III.3 donne les erreurs quadratiques moyennes (MSE) des ensembles d'apprentissage et de test.

MSE Apprentissage	MSE test
0.263	0.347

Tableau III. 3: MSE Apprentissage, test (EMD-RN)

III.3.4 Mode de réalisation

On propose ci-dessous une réalisation concrète possible de notre système de débruitage.

Pour annuler l'effet du bruit impulsif, on peut agir soit en amont du modem de réception, soit dans le modem lui-même après échantillonnage, soit éventuellement en aval de ce dernier. Chacune de ces possibilités implique un traitement différent.

En amont du modem, on annule le bruit qui vient se rajouter au signal utile issu de la modulation OFDM. Dans le modem, le traitement est moins efficace, à cause essentiellement de l'écrêtage que subit le signal bruité lors du passage à travers le CAN (Convertisseur Analogique Numérique).

L'approche utilisant un débruitage en "amont" nous semble la plus efficace.

Le système global est illustré par la figure III.18.

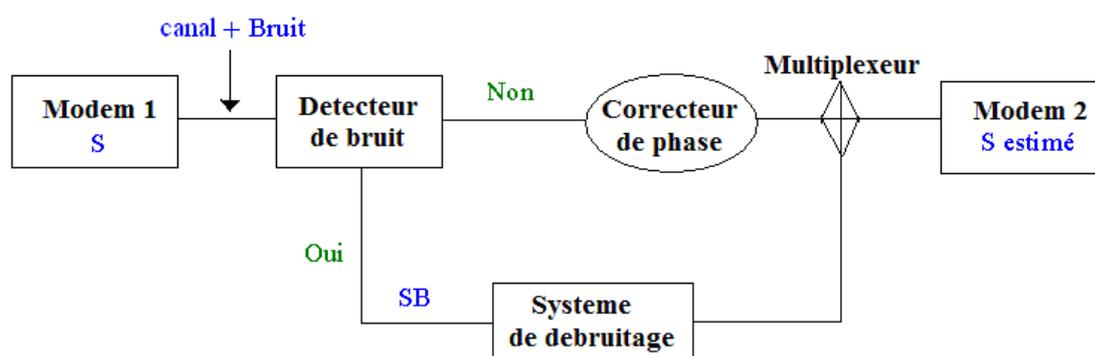


Figure III. 18 : schéma de principe du débruitage EMD-RN

Rappelons que le système de débruitage est celui présenté sur la figure III.12.

Sur la figure III.18, le modem 1 et le modem 2 représentent respectivement les modems d'émission et de réception.

Le signal utile S se trouve dans la bande [1.8 MHz, 28 MHz]. À la réception, le signal reçu peut être déformé tant par les propriétés du canal que par la présence de bruit impulsif additif. Le dispositif de débruitage comporte un filtre passe bande, non représenté et est décrit dans la partie II.2.3. Le filtre passe-bande laisse transiter les fréquences correspondantes au signal utile S, soit 1.8MHz-28MHz dans notre cas. Le filtre passe-bande permet d'améliorer les performances du dispositif de débruitage, et en éliminant les composantes du bruit B hors bande CPL.

Le système de communication comporte également un détecteur de bruit (Figure III.18) situé avant l'entrée du modem de réception, en amont du dispositif de débruitage. A chaque instant t , le détecteur de bruit détermine si le signal provenant du dispositif d'émission est bruité ou non. A titre d'exemple, G. Avril [AVR08] a proposé une méthode de détection de bruit que l'on pourra utiliser. Lorsque, à l'instant t , le signal provenant du dispositif d'émission est identifié comme étant un signal bruité $SB(t)$, le détecteur de bruit transmet le signal $SB(t)$ au dispositif de débruitage. Sinon, le détecteur de bruit transmet le signal $S(t)$, identifié comme non bruité, directement au dispositif de réception.

Le système de communication comporte un multiplexeur permettant de choisir entre le signal estimé \tilde{S} en présence de bruit et le signal direct non traité en cas d'absence de bruit. Le système de communication comporte en outre un correcteur de phase appliqué au signal non traité pour compenser le retard temporel causé par le traitement du dispositif de débruitage.

Les résultats obtenus à l'aide de cette méthode innovante peuvent être validés dans un environnement réaliste en implémentant notre méthode sur une chaîne de simulation de transmission numérique modem émission – modem réception.

III.3.5 Analyse des performances de la méthode dans un environnement réaliste

Nous avons implémenté le système global d'annulation de bruit impulsif en utilisant la chaîne simulation de transmission compatible avec la norme HomePlug AV qui est décrite dans le chapitre I.

Méthode d'analyse des performances :

- 1- Appliquer le procédé d'annulation pour minimiser l'effet du bruit,
- 2- Utiliser le code correcteur d'erreurs du modem de réception après l'application de notre procédé d'annulation du bruit pour améliorer la qualité des données fournies par la phase 1,
- 3- Valider le procédé en comparant les erreurs de sortie *avec ou sans* les phases 1 et 2.

La figure III.19 montre le procédé utilisé pour le calcul du nombre de bits erronés (NBE) sur la chaîne de transmission HPAV.

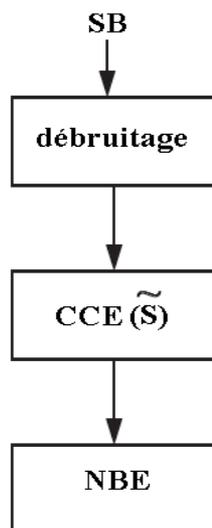


Figure III. 19 : procédé de calcul du nombre de bits erronés

Evidemment, le traitement aura réussi si le nombre de bits erronés en aval, après intervention en amont, est inférieur, de manière significative, au nombre de bits erronés sans intervention.

Dans cette analyse, le signal S est généré par la partie TX de la chaîne de transmission CPL. Si par exemple le nombre de bits par porteuse est égal à 2 et le nombre de blocs physiques (défini ci-dessous) est choisi égal à 1, le signal résultant S est composé d'un préambule, d'un frame contrôle et de 3 symboles OFDM. Un bloc physique est, en effet, composé de 5460 bits (520 octets encodés avec un rendement de 16/21) et chaque symbole OFDM consiste en 1834 bits (917 porteuses à 2 bits chacune). Sur la fin de S est ajoutée une impulsion isolée du bruit impulsif B de durée $4.66\mu\text{s}$ ce qui correspond à peu près au 1/10 de la durée du symbole OFDM ($40.96\mu\text{s}$). Notons que dans [ROI08] il a été avancé que la durée d'une impulsion isolée est $2\mu\text{s}$, nous avons utilisé des impulsions de durée $4.66\mu\text{s}$ pour tenir compte de cas plus critiques. Cette dernière valeur est par ailleurs cohérente avec la durée des impulsions élémentaires des rafales présentées dans [ZIM2002]. La séquence du bruit B ajoutée au signal S n'a jamais été apprise auparavant par le réseau de neurones. Pour valider notre méthode de débruitage, le nombre de bits erronés sont comparés sans utilisation et avec utilisation de notre méthode de débruitage EMD-RN. Cette comparaison est également effectuée avant le CCE et après celui-ci.

Les NBE sont calculés avec un SNR 'limite'. Prenons par exemple le cas d'un canal pour lequel le procédé d'allocation binaire nous permet de transmettre 10 bits par porteuse pour un SNR de 27 dB. Avec un SNR plus petit que 27, le bruit stationnaire causera des erreurs de transmission et notre méthode n'est pas faite pour annuler un tel bruit puisqu'elle a appris le bruit impulsif seulement. Avec un SNR plus grand que 27 dB, le CCE corrige tous les bits erronés par le bruit impulsif et il n'y a plus besoin d'utiliser notre méthode.

Les NBE avec et sans débruitage et les NBE avec et sans CCE sont reportés dans le tableau III.4 ci-dessous.

	Sans CCE (5460 bits)		Avec CCE (4160 bits)	
	Sans CCE et sans débruitage par EMD-RN	Sans CCE et avec débruitage par EMD-RN	Avec CCE et sans débruitage par EMD-RN	Avec CCE et avec débruitage par EMD-RN
SNR=27dB et 10 bits par porteuse	336	224	335	0
SNR=20dB et 8 bits par porteuse	316	294	164	47
SNR=14.3dB et 6 bits par porteuse	338	292	168	0
SNR=9dB et 4 bits par porteuse	322	279	203	0
SNR=6.7dB et 3 bits par porteuse	314	300	123	0
SNR=2.8dB et 2 bits par porteuse	303	296	168	81

Tableau III. 4 : Nombre de bits erronés avec et sans débruitage

Dans la deuxième colonne du tableau III.4, on trouve qu'il reste beaucoup d'erreurs mais dans la dernière colonne c'est-à-dire après application du CCE, on trouve que le nombre d'erreurs est bien réduit et dans quelques cas ce nombre est ramené à zéro. Ce qui montre l'efficacité du débruitage par EMD-RN.

Ce tableau montre que le traitement effectué par la méthode de débruitage a été très réussi. L'association de la méthode de réduction du bruit avec le CCE a permis à ce dernier d'être plus efficace lors du décodage des bits erronés.

Dans certains cas, le nombre d'erreurs avant CCE est presque le même en présence ou en l'absence de notre méthode de débruitage, et pourtant le CCE n'arrive à tout corriger qu'en présence de notre méthode de débruitage (voir par exemple le cas de la ligne 1 du tableau III.4). Ceci est expliqué par le fait que l'EMD-RN permet dans ce cas précis d'étaler les quelques entrées soft (LLR) erronées du CCE sur tout le reste des LLR du CCE pour les rendre ainsi sans influence.

Enfin, notons que dans cette analyse, l'effet d'un canal réel est négligé; on est juste intéressé par l'impact du bruit impulsif.

III.4 Comparaison de l'erreur quadratique moyenne obtenue par les différentes méthodes de débruitage

Les valeurs de l'erreur quadratique moyenne (MSE) obtenues après la mise en œuvre des méthodes ADALINE, RN et avec EMD-RN sont reportées dans le tableau III.5. Ces valeurs sont comparées à celles calculées entre le signal référence et le signal bruité c'est-à-dire sans aucune méthode de débruitage.

Méthode de débruitage	MSE
Sans débruitage	0.820
ADALINE	0.507
RN seul	0.378
EMD-RN	0.347

Tableau III. 5: Comparaison des MSE sans débruitage et avec débruitage ADALINE, RN et EMD-RN

D'après le tableau III.5, on peut constater que la MSE obtenue par EMD-RN est réduite de presque 10% par rapport à celle obtenue par un RN utilisé seul. Par suite EMD-RN est, en utilisant le critère MSE, la meilleure méthode à utiliser pour débruiter un signal CPL en présence de bruits impulsifs.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode hybride de débruitage constituée de l'association de deux techniques de traitement du signal: l'EMD (Empirical Mode Decomposition) et le Réseau de neurones.

Le signal bruité a tout d'abord été prétraité puis débruité par un réseau de neurones de type 'perceptron multicouches'. La phase de prétraitement a été effectuée par une décomposition modale empirique (EMD). Cette méthode s'apparente à une décomposition en ondelettes, sans fonction mère. Elles sont créées par le signal lui-même, donc complètement adaptées à ce dernier. C'est un grand avantage pour le traitement et l'analyse des non-stationnarités. Le résultat de cette décomposition est un ensemble de signaux à faible bande passante, non corrélés entre eux et de fréquence centrale évoluant de manière dyadique d'une IMF à une autre. Ces signaux appelés modes, ou modes mono-composantes ont une structure AM/FM.

Ensuite, nous avons appliqué des fenêtres temporelles adaptées et optimisées pour ces modes. Nous avons ensuite concaténé les fenêtres que nous avons appliquées en entrée du réseau de neurones pour l'apprentissage. Après apprentissage, le réseau se comporte comme un "débruiteur".

L'efficacité de cette méthode a ensuite été testée en utilisant une chaîne de simulation de transmission numérique compatible avec le standard HPAV: en calculant le NBE avec et sans débruitage.

Les résultats obtenus nous ont permis de conclure que :

- le système de débruitage proposé permet d'annuler, tout ou partiellement, le bruit impulsif venant s'ajouter au signal utile. L'efficacité sera optimale si le débruitage est implémenté en amont du modem;
- le système que nous proposons permet d'améliorer la qualité du signal utile reçu.

En conséquence, le code correcteur d'erreurs du modem récepteur devient plus efficace. Sa tâche est facilitée par le débruitage effectué à l'aide de la méthode EMD-RN proposée.

La mise en œuvre de cette méthode permet d'améliorer la QoS lorsque la technique de transmission CPL est utilisée. Il est à noter que cette méthode peut également être mise en œuvre dans d'autres systèmes de communications comme, par exemple, les transmissions xDSL.

Enfin, nous avons montré que les résultats obtenus étaient assez satisfaisants dans les domaines temporel et fréquentiel. La valeur de l'erreur quadratique moyenne (MSE), obtenue après la mise en œuvre de la méthode de débruitage EMD-RN, qui mesure dans le domaine temporel l'écart entre le signal estimé et le signal CPL de référence, est de 0.347. Cette valeur est inférieure à celle obtenue à partir de l'utilisation du filtre ADALINE (0.507) et à celle obtenue à partir de l'utilisation du RN seul (0.378). Ces trois valeurs sont à comparer à celle calculée sans aucun traitement de débruitage (0.820).

Il n'en demeure pas moins qu'en pratique, la mise en œuvre de cette méthode reste toutefois délicate pour les raisons suivantes :

- la principale difficulté rencontrée lors de l'utilisation des méthodes neuronales est l'optimisation de la phase d'apprentissage car le choix de l'architecture adéquate se fait par essais successifs;
- deux difficultés sont, de plus, rencontrées lors de la décomposition modale empirique: l'interpolation par spline cubique et la détermination du nombre optimal de modes extraits, qui est directement liée au choix du critère d'arrêt;
- enfin une dernière difficulté subsiste liée à l'implémentation de la méthode EMD-RN en temps réel dans un modem; seul un algorithme rapide fonctionnant en temps réel est réaliste. De tels algorithmes existent [YUL07] pour EMD.

Notons que la méthode proposée a fait l'objet d'un dépôt de brevet en France et une demande d'extension aux états unis.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier une autre méthode de débruitage basée sur l'utilisation de la méthode GPOF (Generalized Pencil of Function). Son implémentation, en vue d'un fonctionnement en temps réel, devrait à priori être plus aisée que celle de l'algorithme EMD-RN.

Chapitre IV. Mise en œuvre d'une technique de suppression du bruit impulsif utilisant la technique GPOF (Generalized Pencil Of Function)

IV.1 Introduction

Ces dernières années, la modélisation d'un signal à l'aide d'une somme d'exponentielles complexes a trouvé des applications dans certains domaines de l'électromagnétisme et du traitement du signal. Par exemple dans l'identification des trajets de propagation dans un réseau CPL [PAG09] et dans la détection de la signature des perturbations générées par les appareils domestiques [NAJ09].

Une des méthodes les plus populaires utilisées pour estimer les paramètres d'une somme d'exponentielles complexes est la méthode Matrix Pencil, nommée aussi "Generalized Pencil Of Function" (GPOF) [HUA90] [SAR95].

Dans ce dernier chapitre, on propose d'utiliser la méthode GPOF pour estimer un signal CPL mélangé avec du bruit impulsif. Nous commençons ce chapitre par une description de la méthode GPOF puis nous proposons une méthode d'estimation du bruit impulsif basée sur l'utilisation de GPOF. Nous montrerons les résultats obtenus dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Après quoi nous quantifierons l'efficacité de cette méthode de débruitage en termes d'erreur quadratique moyenne (MSE) en vue de la comparer avec les autres méthodes de débruitage exposées dans les chapitres précédents. Enfin, pour valider les performances de la méthode dans un environnement réaliste, nous l'implémenterons sur une chaîne de transmission compatible avec le standard HPAV pour deux types de canaux de transmission: un canal pour lequel on considère que la fonction de transfert est parfaite et des canaux plus réalistes pour lesquels on utilise des fonctions de transfert mesurées.

IV.2 Description de la méthode GPOF

Les principes de base de la méthode GPOF ont été établis par les travaux initiateurs de R. Prony [PRO95]. La méthode GPOF atteint des performances supérieures à celle

proposée par Prony en termes de résolution et permet une automatisation poussée du traitement. En présence de fréquences très proches, la méthode GPOF est mieux adaptée par rapport à celle de Prony. L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de dépasser les limitations, en terme de résolution, associées aux méthodes dites classiques basées sur l'analyse de Fourier. La méthode GPOF est ainsi souvent qualifiée de Haute Résolution (HR). La méthode GPOF s'apparente à la méthode HR 'MUSIC' (MUltiple SIgnal Classification), développée par R. O. Schmidt [SCH81], qui permet la séparation de l'espace initial en sous-espace signal propre, contenant uniquement l'information utile, et en son complément orthogonal, appelé sous-espace bruit. Les méthodes HR modernes reposent sur des propriétés particulières de la matrice de covariance du signal qui permettent la définition des deux sous-espaces signal propre et bruit.

La méthode GPOF [HUA90] [SAR95] est une méthode matricielle qui a déjà été utilisée dans le monde de l'électromagnétisme. Il nous a ainsi semblé envisageable de l'utiliser pour l'estimation du signal mélangé avec le bruit impulsif. Il s'agit d'une technique générale permettant de déterminer les paramètres d'une somme d'exponentielles complexes.

Cette méthode permet d'approximer un signal par une somme d'exponentielles, comme suit:

$$y(t) = x(t) + n(t) \approx \sum_{i=1}^M R_i e^{s_i t} + n(t) \quad (\text{IV.1})$$

$0 < t < T$, $n(t)$ est le bruit, $x(t)$ le signal, R_i est le résidu ou l'amplitude complexe, $S_i = -\alpha_i + j\omega_i$, α_i est le facteur d'amortissement, et $\omega_i = 2.\pi.f_i$

Après échantillonnage, la variable t est remplacée par kT_s , où T_s est la période d'échantillonnage.

La séquence peut alors être écrite comme suit :

$$Y(kT_s) = X(kT_s) + n(kT_s) \approx \sum_{i=1}^M R_i z_i^k + n(kT_s) \quad (\text{IV.2})$$

$$\text{avec } z_i = e^{s_i T_s} = e^{(-\alpha_i + j\omega_i) T_s} \quad (\text{IV.3})$$

et $i=1, 2, \dots, M$

Le problème à résoudre est de déterminer les paramètres M , $\{R_i\}$ et $\{z_i\}$ à partir des données bruitées $Y(kT_s)$.

Pour résoudre le problème, la méthode GPOF utilise 2 matrices Y_1 et Y_2 de dimension $(N - L) \times L$, définies comme suit :

$$Y_2 = \begin{bmatrix} x(1) & x(2) & \dots & x(L) \\ x(2) & x(3) & \dots & x(L+1) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ x(N-L) & x(N-L+1) & \dots & x(N-1) \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

$$Y_1 = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(L-1) \\ x(1) & x(2) & \dots & x(L) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ x(N-L-1) & x(N-L) & \dots & x(N-2) \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

Le terme L est appelé paramètre du "pencil".

On peut écrire Y_1 et Y_2 sous les formes suivantes :

$$Y_2 = Z_1 R Z_0 Z_2 \text{ et } Y_1 = Z_1 R Z_2 \quad (IV.6)$$

Où

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ Z_1 & Z_2 & \dots & Z_M \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \zeta_1^{N-L-1} & \zeta_2^{N-L-1} & \dots & \zeta_M^{N-L-1} \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

$$Z_2 = \begin{bmatrix} 1 & z_1 & \dots & z_1^{L-1} \\ 1 & z_2^{L-1} & \dots & z_2^{L-1} \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & z_M & \dots & z_M^{L-1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Z_1 est de dimension $(N - L) \times L$ et Z_2 est de dimension $M \times L$.

$$Z_0 = \text{diag}[z_1, z_2, \dots, z_M] \quad (\text{IV.9})$$

$$R = \text{diag}[R_1, R_2, \dots, R_M] \quad (\text{IV.10})$$

où $\text{diag}[\cdot]$ représente une matrice diagonale de dimension $M \times M$.

Les matrices Y_1 et Y_2 permettent de former la "matrix pencil" :

$$Y_2 - \lambda Y_1 = Z_1 R \{ Z_0 - \lambda I \} Z_2 \quad (\text{IV.11})$$

où I est une matrice identité de dimension $M \times M$.

On peut démontrer que si $M \leq L \leq N-M$ alors $\lambda = z_i$ et les pôles z_i sont égaux aux valeurs propres de "matrix pencil" ($Y_2 - \lambda Y_1$). Les valeurs des pôles sont alors obtenus par la décomposition en valeurs propres de la matrice Y de dimension $(N - L) \times (L + 1)$:

$$Y = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \dots & y(L) \\ y(1) & y(2) & \dots & y(L+1) \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ y(N-L-1) & y(N-L) & \dots & x(N-1) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

La valeur de L est de $N/2$.

Une fois les pôles calculés, les valeurs des résidus sont obtenues en résolvant le système suivant :

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_1 & \dots & z_M \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_M^{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ R_M \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

IV.3 Débruitage par la méthode GPOF

Le procédé de débruitage comporte trois étapes :

- 1- la décomposition GPOF du signal bruité dans un premier temps,
- 2- l'estimation du bruit impulsif perturbateur à l'aide de l'identification des exponentielles qui représentent ce bruit,
- 3- la soustraction du bruit impulsif estimé au signal bruité.

On obtient alors à l'issue de ce processus de traitement une estimation du signal CPL.

Ces différentes étapes qui conduisent à l'estimation du signal CPL d'origine sont schématisées sur la figure IV.1.

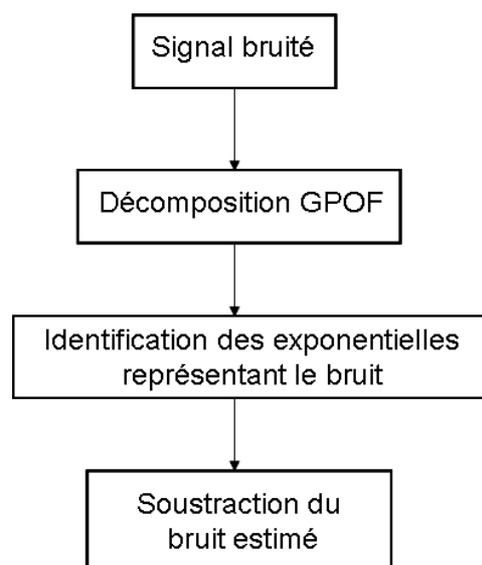


Figure IV. 1 : schéma du processus de débruitage utilisant la méthode GPOF

IV.3.1 Estimation du bruit impulsif

Les exponentielles obtenues par décomposition GPOF représentent à la fois le bruit impulsif et le signal. La difficulté réside donc dans l'identification des exponentielles qui représentent seulement le bruit impulsif. Après observation du bruit impulsif, on a pu constater que le bruit se trouve essentiellement aux basses fréquences (cf. figure II.5).

Après plusieurs essais, nous avons établi la méthode suivante pour estimer le bruit :

- estimation du bruit dans la bande de fréquence [0.6 -3.5] MHz,
- recherche dans cette bande de l'exponentielle associée à la plus forte amplitude qui est associée à la fréquence dominante,
- prise en compte de la première fréquence inférieure et la première fréquence supérieure à la fréquence dominante,
- la somme de ces trois exponentielles permet de construire l'estimation du bruit.

Ainsi, le signal CPL estimé peut être exprimé par la relation IV.14:

$$\tilde{S} = SB - \sum_{j=-1}^1 R_{(i-j)} z_{(i-j)} \quad (\text{IV.14})$$

où i est l'indice de l'exponentielle et $j=0$ est l'exponentielle correspondant à la fréquence dominante.

Il est à noter que, le choix du nombre des exponentielles à utiliser dans l'estimation du bruit impulsif est une des difficultés de la mise en œuvre du processus de débruitage utilisant la méthode GPOF. Des essais successifs ont été réalisés en rajoutant ou en supprimant des exponentielles, on a constaté qu'en deçà ou au-delà de ce nombre choisi le résultat du débruitage se dégrade.

Un exemple de variation de l'amplitude des exponentielles en fonction de la fréquence est montré sur la figure IV.2.

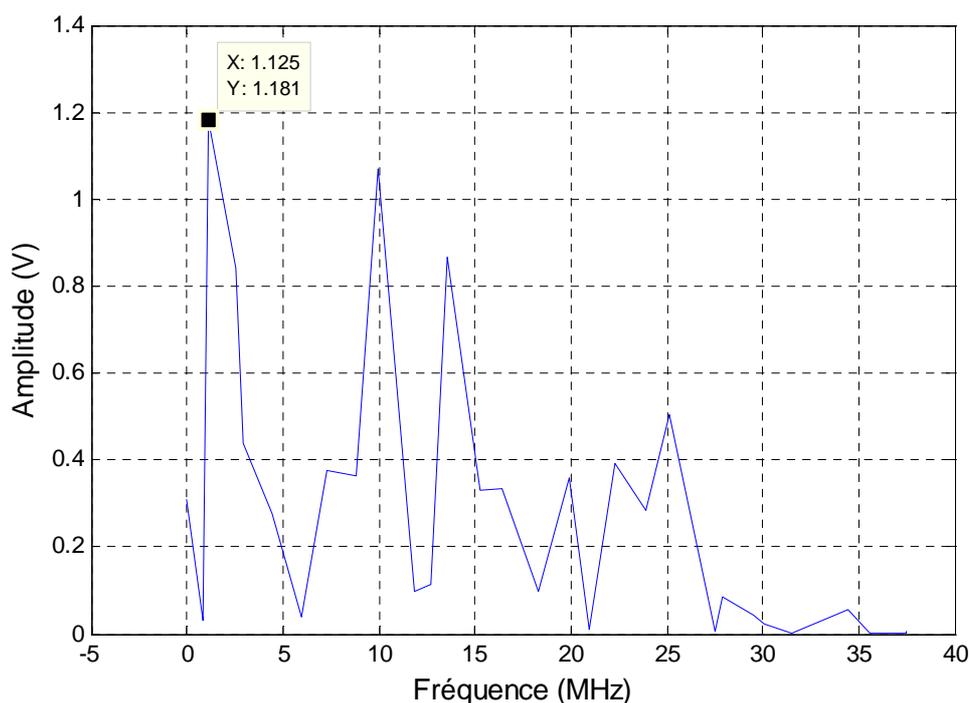


Figure IV. 2 : exemple de variation de l'amplitude des exponentielles en fonction de la fréquence

La figure IV.2 montre que l'amplitude maximale est atteinte pour une fréquence d'environ 1 MHz.

IV.4 Résultats de débruitage obtenus par GPOF

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats de débruitage obtenus à l'aide de la méthode GPOF. Un exemple des signaux S , SB et \tilde{S} , représentés dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel, sont présentés dans les figures IV.3 et IV.4 respectivement.

La figure IV.3 montre un exemple des résultats obtenus dans le domaine temporel sur le corpus de test utilisé dans les chapitres précédents (25000 échantillons) et la figure IV.4 montre un exemple des résultats obtenus dans le domaine fréquentiel sur le même corpus de test. La courbe verte représente le signal bruité SB , celle en rouge est relative au signal CPL de référence. La courbe bleue représente le signal estimé et débruité.

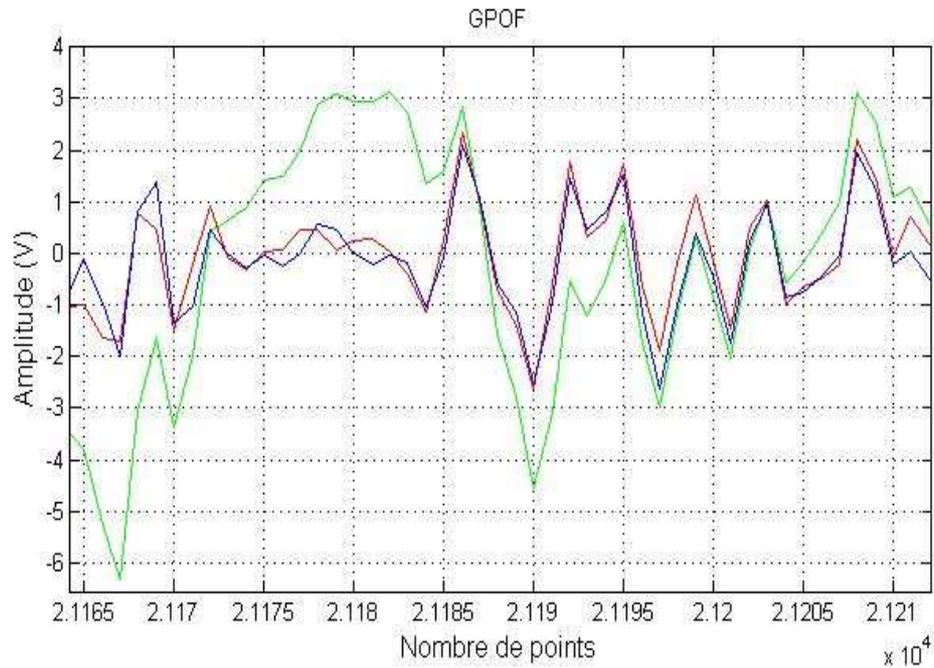


Figure IV. 3 : variations temporelles des amplitudes des composantes du signal

SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)

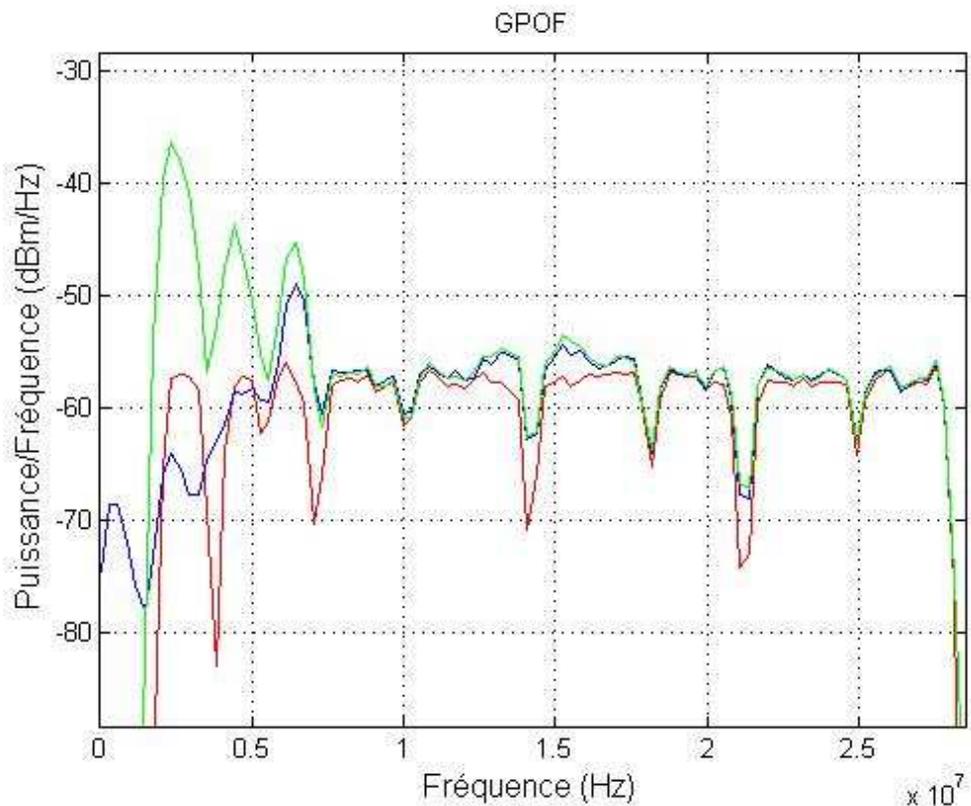


Figure IV. 4 : DSP des composantes du signal

SB (vert), \tilde{S} (bleu), S (rouge)

La figure IV.4, comparée aux figures II.12, II.19 et III.17, montre des résultats intéressants. La partie en basses fréquences, en bas de la bande utile, n'est pas améliorée par rapport à la figure III.17, sauf autour de 5 MHz où on peut observer que le signal estimé (en bleu) est plus ou moins proche du signal de référence (en rouge). Le décalage entre S , de référence, et \tilde{S} , estimation débruitée, est de l'ordre de 10 dB, ce qui n'est pas négligeable. Cependant, au-delà de 10MHz il y a une amélioration considérable par rapport aux deux résultats présentés dans les figures II.12 et II.19 où le RN utilisé sans prétraitement a des difficultés à bien débruiter le signal. Mais les résultats présentés dans la figure IV.4 montrent des performances presque équivalentes à celles obtenues lorsque la méthode de suppression EMD-RN est mise en œuvre (figure III.17).

Les variations temporelles, présentées dans la figure IV.3 montrent que les performances du processus de débruitage utilisant la méthode GPOF sont bonnes. Le signal débruité se superpose presque au signal OFDM de référence. Le signal bruité SB (vert) se distingue nettement du signal débruité (bleu), et de référence (rouge). Les variations temporelles S et \tilde{S} se correspondent en forme et les écarts quantitatifs sont réduits entre les échantillons 21165 et 21185 si on compare ces résultats à ceux présentés dans la figure III.16. Alors qu'à partir de 21185 échantillons on trouve des performances pratiquement équivalentes à celles qui sont obtenues à l'aide de la méthode EMD-RN.

IV.5 Comparaison de l'erreur quadratique moyenne obtenue par les différentes méthodes de débruitage

Les performances globales de la méthode GPOF ont été quantifiées par le calcul de l'erreur quadratique moyenne (équation II.31). Cette MSE est évaluée sur la base des données du corpus de test.

Les valeurs de la MSE obtenues à l'aide des méthodes ADALINE, RN, EMD-RN et GPOF sont reportées dans le tableau IV.1. Ces valeurs sont comparées à celle calculée entre le signal référence et le signal bruité c'est-à dire sans aucune méthode de débruitage.

Méthode de débruitage	MSE
Sans débruitage	0.820
ADALINE	0.507
RN seul	0.378
EMD-RN	0.347
GPOF	0.368

Tableau IV. 1 : comparaison des MSE sans débruitage et avec débruitage ADALINE, RN, EMD-RN et GPOF

D'après ce tableau, on peut observer que la MSE est bien réduite par GPOF par rapport à celle obtenue à l'aide des méthodes ADALINE et RN seul. Par contre, elle est plus grande que celle obtenue par EMD-RN mais sa valeur reste du même ordre de grandeur. EMD-RN est donc la meilleure méthode pour débruiter un signal CPL mélangé avec des bruits impulsifs. Par contre, il est à noter que la complexité d'implémentation de la méthode EMD-RN est largement supérieure à celle de la méthode GPOF.

IV.6 Analyse des performances

Pour évaluer les performances de notre méthode de débruitage GPOF et valider les résultats obtenus dans le paragraphe précédent, nous avons implémenté la méthode sur une chaîne de transmission compatible avec le standard HPAV décrite dans le chapitre I.

Dans ce paragraphe on présente deux analyses: dans la première on considère que la fonction de transfert est parfaite (sans atténuation ni évanouissements) et dans la seconde on utilise des canaux plus réalistes associés à des fonctions de transfert mesurées. Le signal S est généré par la partie TX de la chaîne de transmission CPL. Le signal généré par cette chaîne prend en compte un bruit stationnaire blanc de type gaussien. Il est ensuite perturbé par un bruit impulsif comme décrit ci-dessous pour les deux analyses proposées.

IV.6.1 Cas de la fonction de transfert parfaite

Pour cette première analyse, on a fixé le SNR (Signal to Noise Ratio) à 7 dB, 3 bits sont alloués par porteuse et on considère un canal à fonction de transfert parfaite (sans atténuation ni évanouissements). Le SNR dans nos simulations est le rapport entre le niveau de signal utile (au niveau du récepteur) et le niveau de bruit de fond stationnaire. Le but de cette étude est de montrer la variation du nombre de bits erronés (NBE) en fonction du SINR (Signal to Impulsive Noise Ratio) en modifiant à chaque fois la durée de la rafale du bruit qui vient perturber le signal CPL. Le SINR est le rapport de l'amplitude du signal utile au niveau du récepteur sur l'amplitude du bruit impulsif injecté. Les rafales utilisées sont de durées respectives de 10 μ s, 13.3 μ s et 16.66 μ s. Pour ces durées, on a comparé les NBE calculés lorsque le CCE est utilisé seul, au CCE précédé du débruitage par GPOF.

- Durée du bruit de 10 μ s

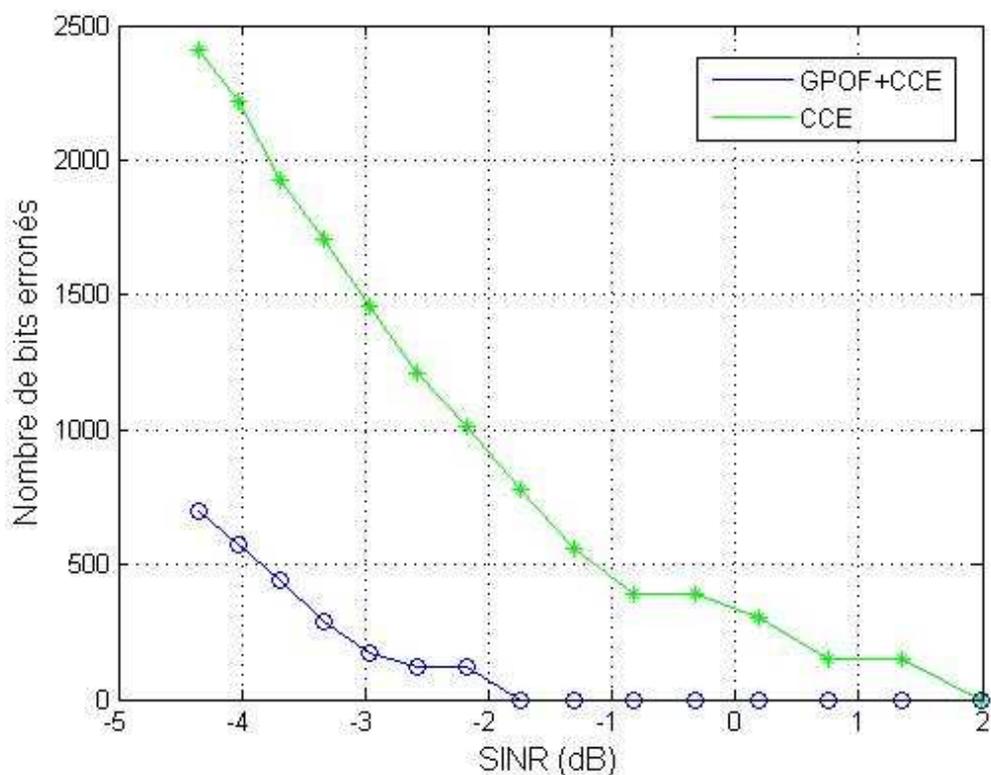


Figure IV. 5 : variations du NBE en fonction du SINR en présence d'une rafale de durée 10 μ s

L'axe des abscisses de la figure IV.5 représente les valeurs du SINR, et l'axe des ordonnées représente le nombre de bits erronés. La courbe verte représente la

variation du NBE en fonction du SINR obtenue en utilisant seulement le CCE, et la courbe bleue représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en introduisant GPOF en amont du CCE. Ces deux courbes sont obtenues en présence d'une rafale de bruit de durée 10 μ s.

Dans cette figure, on constate que la diminution du NBE, grâce à l'introduction de notre méthode de débruitage GPOF en amont du CCE, varie entre environ 750 bits et 1700 bits.

On peut aussi constater, d'après cette figure, que le gain apporté par l'utilisation de la méthode de débruitage utilisant GPOF en amont du CCE est de l'ordre de 2.5 dB: les rafales causant des erreurs perturberont moins lorsque notre méthode de débruitage est utilisée. Il est aussi très intéressant de constater qu'en présence de débruitage par GPOF, le CCE corrige toutes les erreurs causées par les rafales pour une valeur du SINR avoisinant -1.7dB, alors que cette valeur est de 2dB en absence de notre méthode. Le gain est dans ce cas supérieur à 3dB.

- Durée du bruit de 13.33 μ s

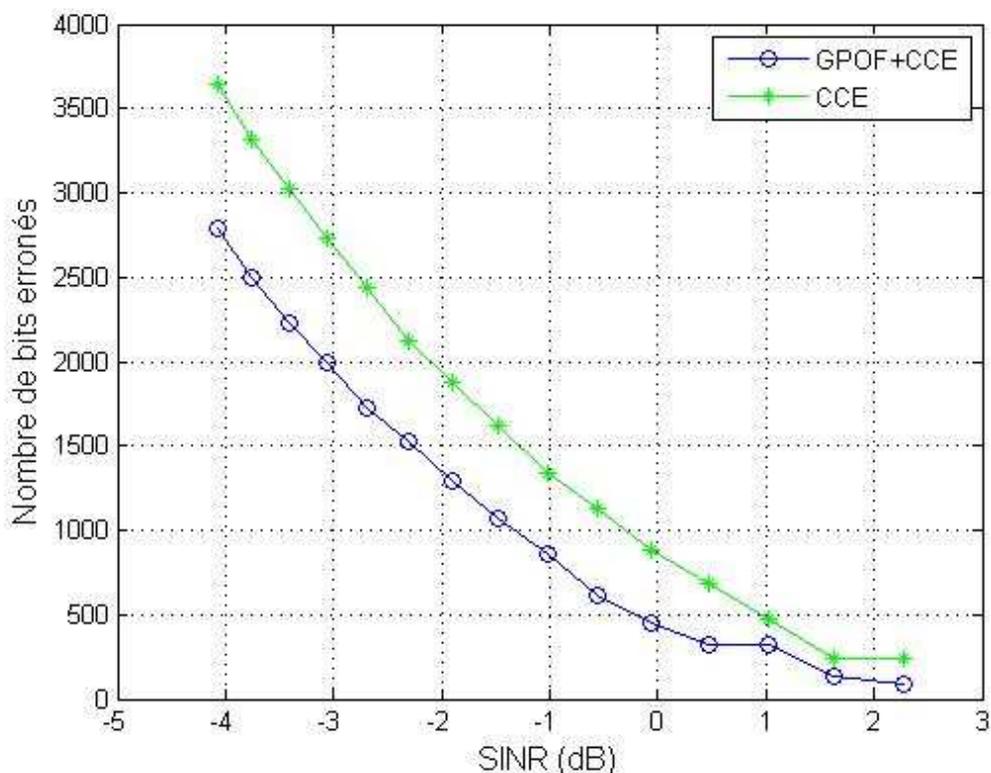


Figure IV. 6 : variations du NBE en fonction du SINR en présence d'une rafale de durée 13.33 μ s

L'axe des abscisses de la figure IV.6 représente les valeurs du SINR, et l'axe des ordonnées représente le nombre de bits erronés. La courbe verte représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en utilisant seulement le CCE, et la courbe bleue représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en introduisant GPOF en amont du CCE. Ces deux courbes sont obtenues en présence d'une rafale de bruit de durée 13,33 μ s.

Dans cette figure, on constate que la diminution du NBE, grâce à l'introduction de notre méthode de débruitage GPOF en amont du CCE, varie entre environ 100 bits et 800 bits.

On peut aussi constater, d'après cette figure, que le gain apporté par l'utilisation de la méthode de débruitage utilisant GPOF en amont du CCE est de l'ordre de 1 dB.

- Durée du bruit de 16.66 μ s

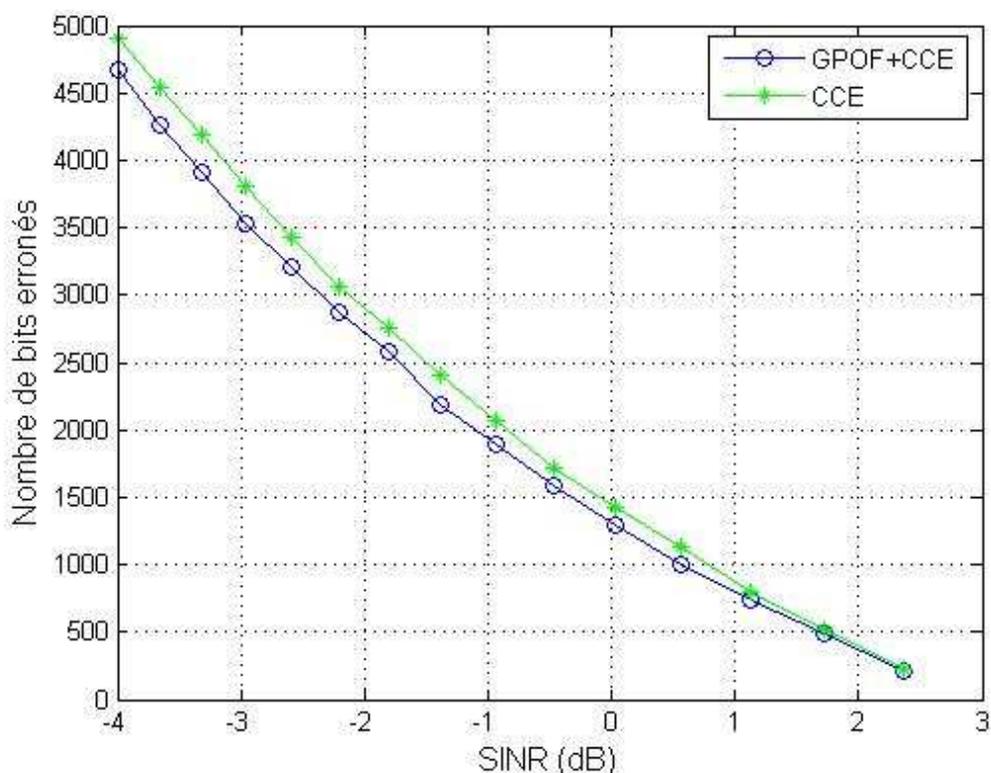


Figure IV. 7 : variations du NBE en fonction du SINR en présence d'une rafale de durée 16.66 μ s

L'axe des abscisses de la figure IV.7 représente les valeurs du SINR, et l'axe des ordonnées représente le nombre de bits erronés. La courbe verte représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en utilisant seulement le CCE, et la

courbe bleue représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en introduisant GPOF en amont du CCE. Ces deux courbes sont obtenues en présence d'une rafale de bruit de durée 16.66 μ s.

Dans cette figure, on constate que la diminution du NBE, grâce à l'introduction de notre méthode de débruitage GPOF en amont du CCE, varie environ entre 100 bits et 200 bits lorsque le SINR est plus petit que 1 dB mais il n'y a presque plus de diminution du NBE au-delà de 1 dB.

On peut aussi constater, d'après cette figure, que le gain apporté par l'utilisation de la méthode de débruitage utilisant GPOF en amont du CCE est de l'ordre de 0.4 dB en deçà du SINR égal à 1 dB.

En comparant les courbes des erreurs obtenues par la technique GPOF+CCE à celles du CCE utilisé tout seul (cf. IV.5 IV.6 et IV.7), on trouve que le nombre de bits erronés a diminué lorsqu'on utilise GPOF en amont du CCE. Ceci montre que la technique GPOF a facilité la tâche de débruitage du CCE.

Par contre, nous constatons aussi à partir de l'observation des trois figures IV.5 IV.6 et IV.7 que l'efficacité de la méthode diminue quand la durée des rafales augmente.

IV.6.2 Prise en compte de la fonction de transfert

D'un point de vue théorique, le débit d'une transmission de type CPL est relié à la capacité du canal. Sur la base de la définition proposée par Shannon [SHA48], la capacité peut être exprimée à partir de la capacité calculée en partitionnant la largeur de la bande de fréquence totale utilisée pour la transmission, en sous-bandes de largeurs Δf , par la relation suivante :

$$C = \Delta f \cdot \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_e |H(f_i)|^2}{P_b} \right) = \Delta f \cdot \sum_{i=1}^N \log_2 (1 + SNR_i) \quad (\text{bit/s}) \quad (\text{IV.15})$$

où P_e est la puissance transmise par le modem émetteur, P_b est la puissance du bruit, $|H(f_i)|^2$ est la densité spectrale de puissance de la fonction de transfert du canal et SNR_i est le rapport signal sur bruit de la porteuse i .

Les données qui sont analysées dans ce paragraphe sont des mesures de fonctions de transfert qui ont été collectées sur 7 sites de mesures et ont été utilisées pour réaliser

un modèle déterministe du canal [TLI08b], [TLI08c]. L'analyse de ces données a notamment permis de déterminer 9 classes de canaux en fonction de leur capacité théorique croissante. Les fonctions de transfert de la classe 1 sont celles qui conduisent au plus faible débit de transmission, les fonctions de transfert de la classe 2 sont celles qui conduisent à des débits supérieurs à ceux de la classe 1 mais inférieurs à celles de la classe 3, etc.

Le tableau IV.2 rappelle les capacités associées à chacune de ces classes, calculées à l'aide de la relation (IV.15) dans la bande de fréquence 1-100 MHz, en utilisant les paramètres suivants: puissance transmise $P_e = -50$ dBm/Hz, puissance du bruit $P_b = -140$ dBm/Hz, largeur de la bande de fréquence $\Delta f = 25$ kHz, nombre de porteuses $N = 3960$. On peut observer, dans le tableau IV.2, que la capacité varie entre environ 1 Gb/s et 2.8 Gb/s, lorsque la bande de fréquence utilisée est dans l'intervalle [1 MHz – 100 MHz].

Classe	Intervalle de capacité (Mbits/s), [1 MHz – 100 MHz]	Intervalle de capacité (Mbits/s), [2 MHz – 28 MHz]
1	1000-1020	307-334
2	1200-1400	320- 405
3	1400-1600	327- 451
4	1600-1800	378-506
5	1800-2000	471-520
6	2000-2200	488-577
7	2200-2400	551-631
8	2400-2600	596-663
9	2600-2800	650-691

Tableau IV. 2 : capacités des classes [GAU11]

En utilisant les mêmes paramètres, la capacité de ces canaux a aussi été calculée dans la bande de fréquence 2 MHz – 28 MHz, et les résultats sont aussi reportés sur le tableau ci-dessus. Cette bande est celle qui est utilisée par le modem Liveplug HD+, commercialisé par Orange (ce modem utilise le standard HPAV). Les résultats

obtenus, présentés dans le tableau IV.2, montrent qu'il y a un recouvrement non négligeable des intervalles de capacité associés aux différentes classes et que la valeur du recouvrement diminue lorsque le numéro de la classe augmente. Toutefois on peut observer que les classes 1, 3, 5, 7 et 9 peuvent être considérées comme indépendantes. On a choisi donc de tester les performances du débruitage avec les classes 3, 5 et 9. Les fonctions de transfert associées aux classes 3 (en bleu), 5 (en rouge) et 9 (en vert) sont représentées sur la figure IV.8.

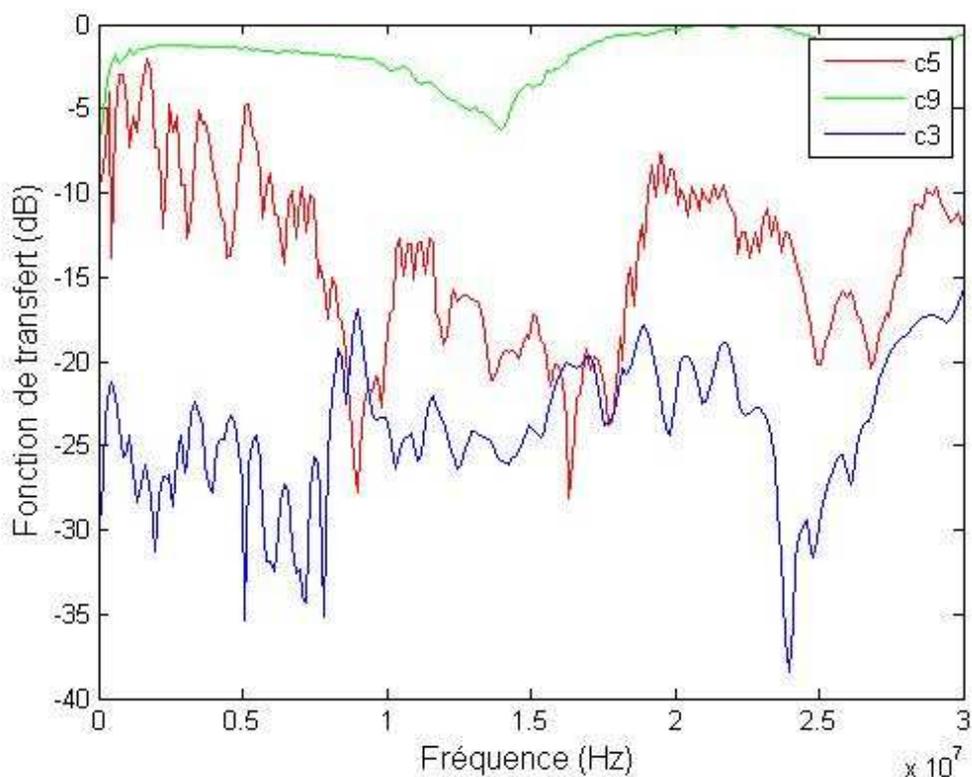


Figure IV. 8 : exemples de fonctions de transfert associées aux classes 3 (bleu), 5 (rouge) et 9 (vert)

On présente dans les paragraphes suivants les variations des NBE en fonction des valeurs de SINR pour les trois fonctions de transfert mesurées 3, 5 et 9 en prenant pour chacun de ces canaux le SNR moyen correspondant à un fonctionnement standard, et en utilisant le mode de transmission ROBO (Robust Orthogonal Frequency Division Multiplexing) (2 bits par porteuse) [HOM07]. Des études réalisées à partir de campagnes de mesures de la fonction de transfert et du bruit stationnaire, ont montré que pour le canal 3 le SNR moyen est de 13 dB, pour le canal 5 il est de 27 dB et pour le canal 9 le SNR moyen est de 45 dB. Les variations du SNR

en fonction des porteuses sont présentées dans le paragraphe ci-dessous pour chaque canal.

Dans l'analyse présentée ci-dessous, on perturbe le signal CPL par des bruits impulsifs d'amplitudes variables et de durée constante égale à 16.66 μ s.

IV.6.2.1 Canal de classe 3

Le SNR moyen pour un fonctionnement standard associé à ce type de canal est de 13 dB. Aussi en mode ROBO 2 bits sont alloués à chaque porteuse.

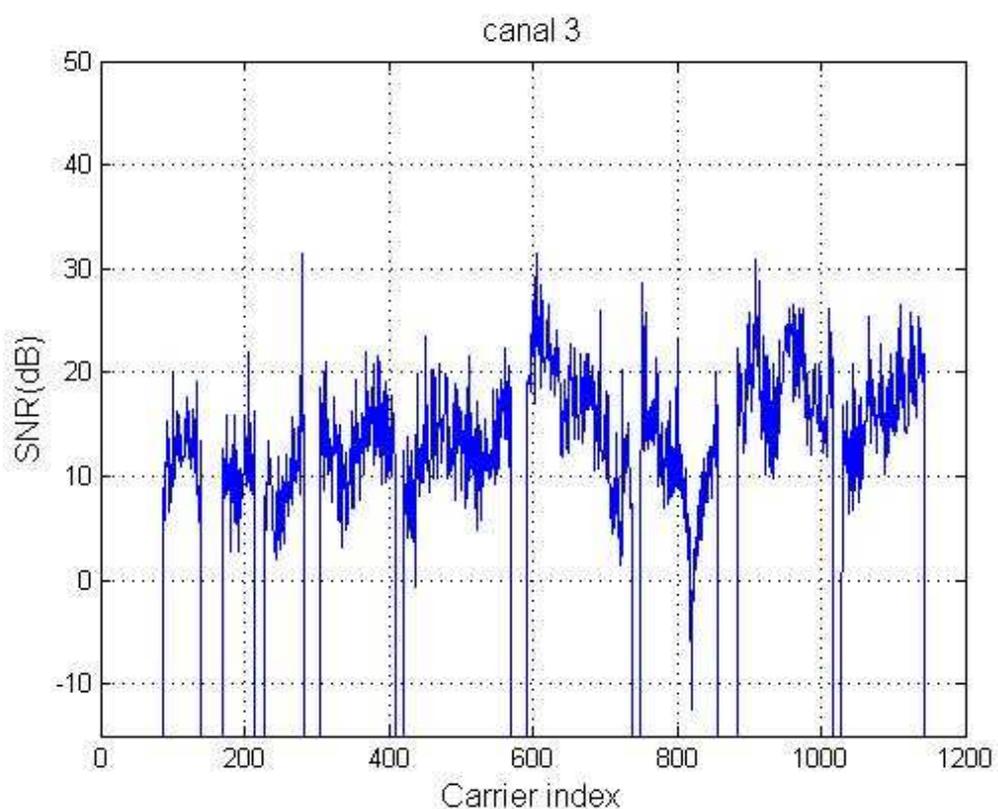


Figure IV. 9 : SNR par porteuse

Les valeurs du SNR présentées dans la figure IV.9 en dB pour chaque porteuse compatible avec le standard HPAV montrent que le SNR de la classe 3 varie environ entre 10 et 20 dB et que sa valeur moyenne est bien de 13 dB dans la bande [1.8, 28] MHz.

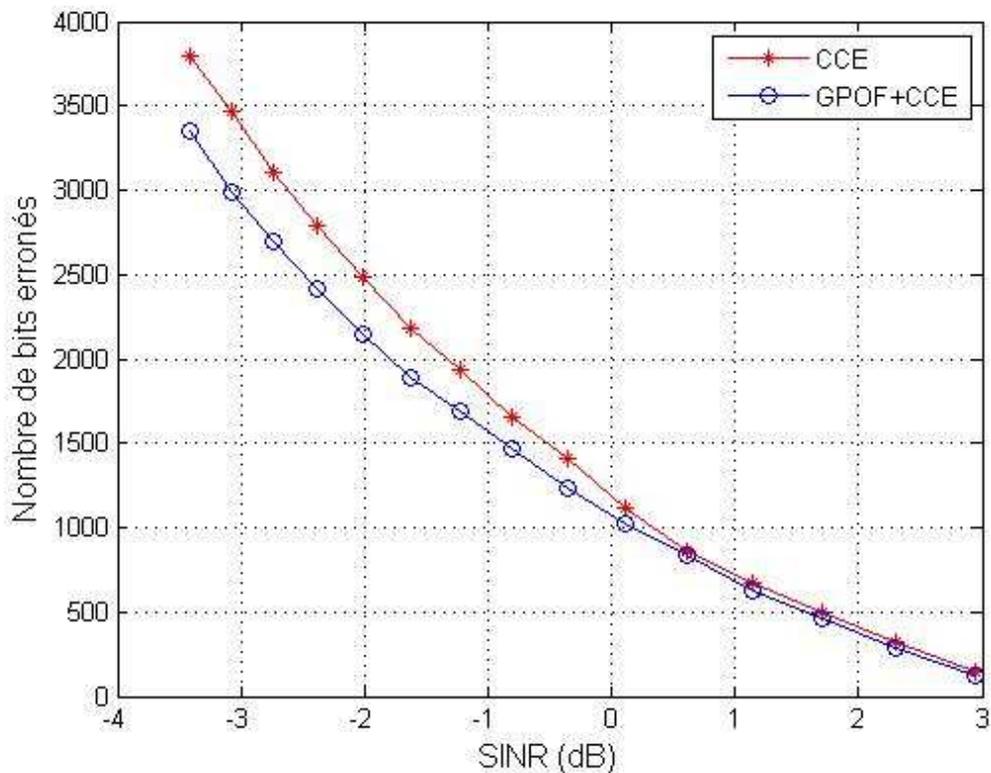


Figure IV. 10 : apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE

La figure IV.10 montre l'apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE. L'axe des abscisses représente les valeurs du SINR, et l'axe des ordonnées représente le nombre de bits erronés. La courbe rouge montre la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en utilisant seulement le CCE, et la courbe bleue représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en introduisant GPOF en amont du CCE.

Dans cette figure, on constate que la diminution maximale du nombre de bits erronés est d'environ 500 bits lorsque la méthode de débruitage GPOF est utilisée en amont du CCE.

On peut aussi observer, que le gain apporté par l'utilisation de la méthode de débruitage utilisant GPOF en amont du CCE est de l'ordre de 0.5 dB quand le SINR est inférieur à 0 dB.

IV.6.2.2 Canal de classe 5

Le SNR moyen pour un fonctionnement standard sur cette classe de canal est de 27 dB. Aussi en mode ROBO 2 bits sont alloués à chaque porteuse.

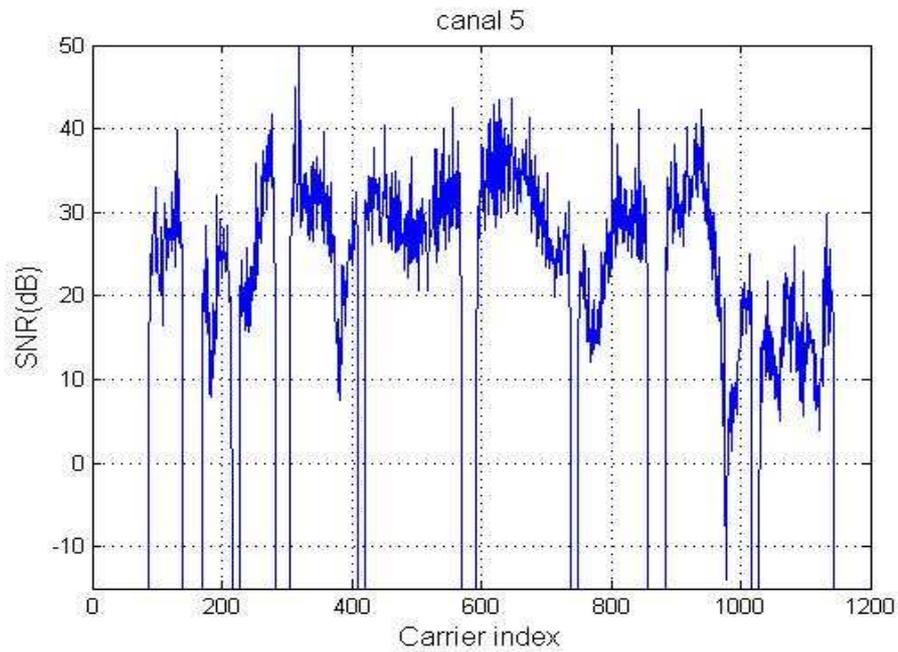


Figure IV. 11 : SNR par porteuse

Les valeurs du SNR représentées dans la figure IV.11 en dB pour chaque porteuse compatible avec le standard HPAV montrent que le SNR de la classe 5 varie entre environ 20 et 40 dB et que sa valeur moyenne est bien de 27 dB dans la bande [1.8, 28] MHz.

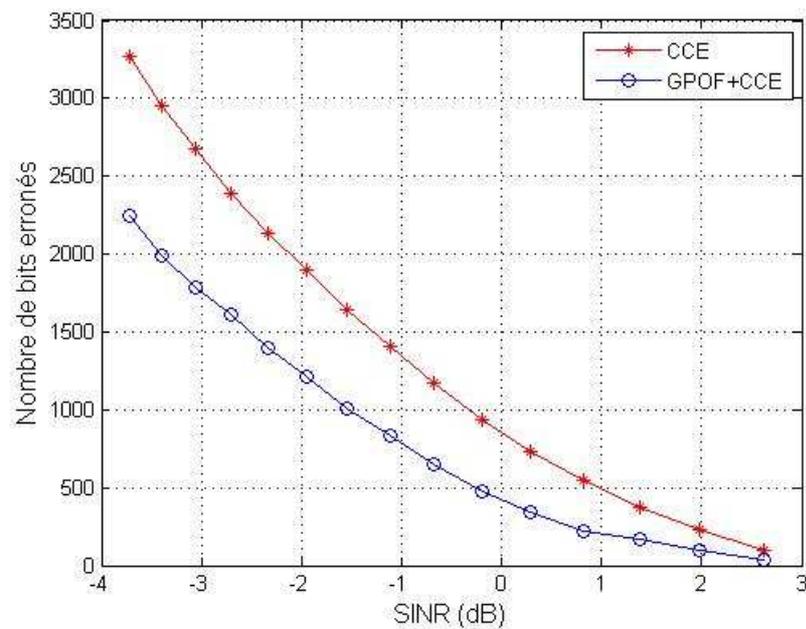


Figure IV. 12 : apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE

La figure IV.12 montre l'apport de la méthode GPOF aux performances du CCE. L'axe des abscisses représente les valeurs du SINR, et l'axe des ordonnées représente le nombre de bits erronés. La courbe rouge montre la variation du NBE en fonction du SINR, obtenue en utilisant uniquement le CCE, et la courbe bleue représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en introduisant GPOF en amont du CCE.

Dans cette figure, on constate que la diminution maximale du nombre de bits erronés est d'environ 1000 bits grâce à l'utilisation de la méthode de débruitage GPOF en amont du CCE.

On peut aussi constater, que le gain apporté par l'utilisation de la méthode de débruitage utilisant GPOF en amont du CCE est de l'ordre de 1.2 dB.

IV.6.2.3 Canal de classe 9

Le SNR moyen pour un fonctionnement standard sur cette classe de canal est de 45 dB. Aussi en mode ROBO 2 bits sont alloués à chaque porteuse.

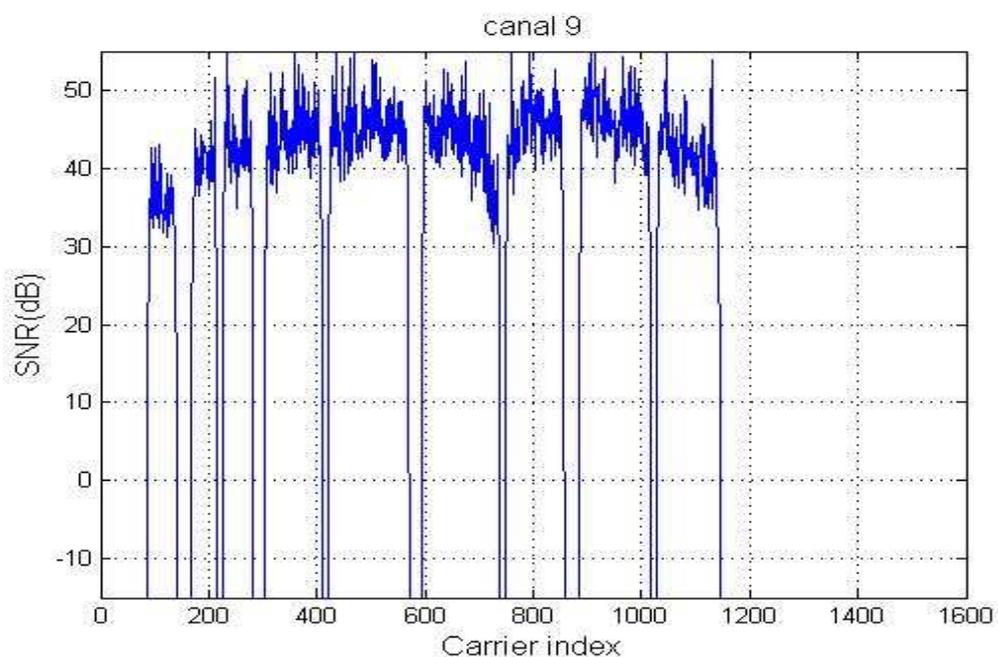


Figure IV. 13 : SNR par porteuse

Les valeurs du SNR représentées dans la figure IV.13 en dB pour chaque porteuse compatible avec le standard HPAV montrent que le SNR de la classe 9 varie environ

entre 40 et 55 dB et que sa valeur moyenne est bien de 45 dB dans la bande [1.8, 28] MHz.

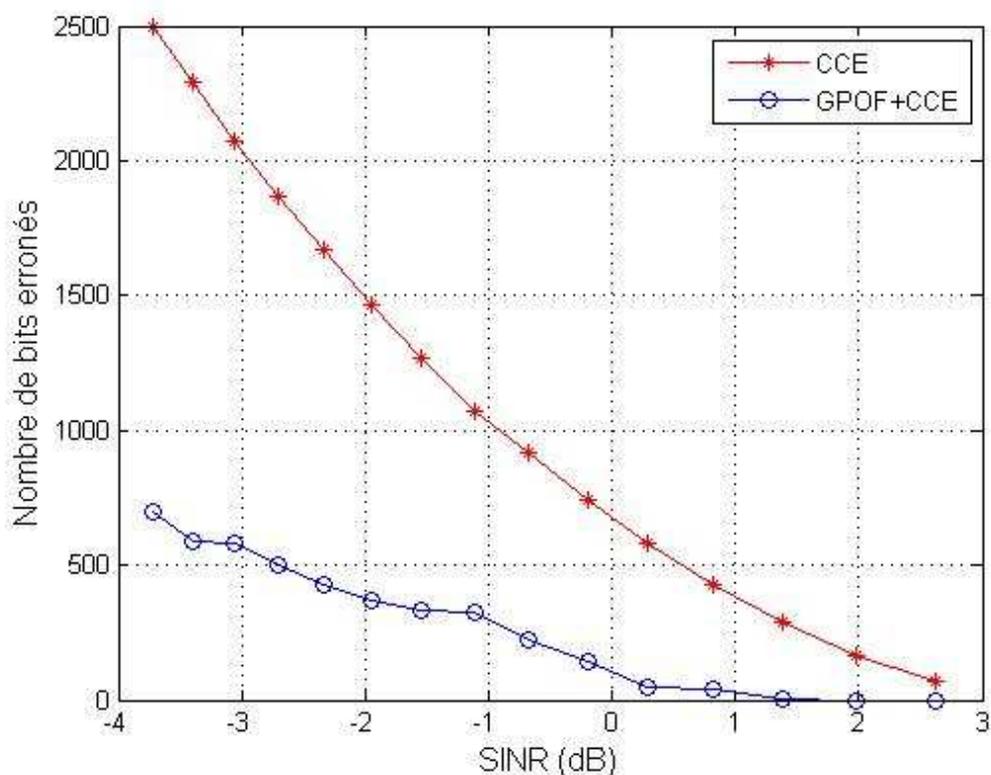


Figure IV. 14 : apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE

La figure IV.14 montre l'apport de la méthode GPOF sur les performances du CCE. L'axe des abscisses représente les valeurs du SINR, et l'axe des ordonnées représente le nombre de bits erronés. La courbe rouge montre la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en utilisant uniquement le CCE, et la courbe bleue représente la variation du NBE en fonction du SINR obtenue en introduisant GPOF en amont du CCE.

Dans cette figure, on peut observer que la diminution maximale du nombre de bits erronés est d'environ 1800 bits grâce à l'utilisation de la méthode de débruitage GPOF en amont du CCE.

On peut aussi observer, que le gain apporté par l'utilisation de la méthode de débruitage utilisant GPOF en amont du CCE est de l'ordre de 2.8 dB.

En comparant les courbes des erreurs obtenues par la technique GPOF+CCE à celles obtenues lorsque le CCE est utilisé seul (cf. IV.10, IV.12 et IV.14), on observe que le nombre de bits erronés a diminué lorsqu'on utilise la méthode de débruitage GPOF en amont du CCE. Ceci montre que la technique GPOF a facilité la tâche de débruitage du CCE.

Par ailleurs, les résultats présentés sur les courbes des trois figures IV.10, IV.12 et IV.14, montrent que l'efficacité de la méthode diminue lorsque la classe du canal diminue.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode d'annulation du bruit impulsif basée sur l'utilisation de la technique "Generalized Pencil Of Function" (GPOF). Cette méthode consiste à effectuer la décomposition du signal bruité dans un premier temps, puis à estimer les composantes du bruit impulsif perturbateur en identifiant les exponentielles qui lui sont associées, et finalement à retrancher cette estimation du signal bruité. Ainsi, est obtenue in fine une estimation du signal CPL.

D'une manière générale nous avons constaté que les résultats obtenus par la méthode GPOF sont satisfaisants dans les domaines temporel et fréquentiel. La valeur de l'erreur quadratique moyenne (MSE) obtenue après la mise en œuvre de la méthode qui mesure l'écart entre le signal estimé et le signal CPL de référence, est de 0.368. Cette valeur est inférieure à celle obtenue à partir de l'utilisation du filtre ADALINE (0.507) et à celle obtenue à partir de l'utilisation du Réseau de Neurones seul (0.378). En revanche, cette valeur est supérieure à celle obtenue à partir de l'utilisation d'EMD-RN (0.347). Il convient de noter toutefois que, comparée à la méthode de débruitage EMD-RN, la complexité de l'implémentation de l'algorithme GPOF est moindre. Ces quatre valeurs sont à comparer à celle relative au calcul sans aucun traitement de débruitage (0.820).

Enfin, l'efficacité de cette méthode a été testée en utilisant une chaîne de simulation de transmission numérique compatible avec le standard HPAV. Nous avons ainsi mis en évidence que la méthode de suppression GPOF placée en amont du CCE améliore la tâche de correction d'erreurs de ce dernier en diminuant le nombre des erreurs avant

décodage par CCE. L'efficacité de cette méthode augmente lorsque les canaux sont de bonne qualité.

Notons enfin que pour la méthode EMD-RN, aussi bien que pour la méthode GPOF, l'efficacité du débruitage diminue lorsque la durée du bruit impulsif augmente.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse a permis d'étudier et de proposer différentes méthodes de suppression du bruit impulsif pour les communications à très haut débit sur lignes électriques indoor.

L'ensemble des méthodes ou des solutions que nous avons proposées tout au long de cette thèse se placent dans un objectif de qualité de service optimale. En effet, les systèmes CPL tendent à se déployer massivement et des améliorations sont nécessaires en termes de performance de suppression des perturbations électromagnétiques si l'on veut augmenter le nombre de services sans diminuer la qualité pour l'utilisateur.

Dans un premier temps, et après avoir présenté brièvement l'historique et la description de la technologie CPL, nous avons abordé les enjeux de la compatibilité électromagnétique et le contexte normatif dans lequel se situent aujourd'hui les équipements CPL. Il en ressort qu'en l'état actuel, il n'existe toujours aucune norme internationale harmonisée dans le domaine de la compatibilité électromagnétique pour la technologie CPL. Nous avons aussi analysé les capacités du réseau électrique comme support de transmission d'un signal haut débit. Cette analyse s'est basée sur les études des perturbations électromagnétiques et de la réponse du canal de la littérature. Cette approche bibliographique de la caractérisation du réseau électrique a été complétée d'une étude détaillée de la spécification HomePlug AV: l'une des technologies CPL les plus déployées dans le monde. Nous avons aussi présenté quelques techniques de compensation du bruit impulsif proposées dans la littérature. L'ensemble de ces techniques n'ont pas encore permis d'atteindre un meilleur compromis entre capacité de correction et complexité d'implantation.

C'est dans ce cadre que se sont inscrits les travaux de cette thèse consacrée à l'étude et la proposition de nouvelles méthodes de suppression des perturbations électromagnétiques sur les lignes d'énergie en accordant un intérêt particulier au bruit impulsif asynchrone qui représente une contrainte sévère.

Dans un deuxième temps, nous avons proposé une méthode de débruitage basée sur l'algorithme de Widrow. D'après les résultats obtenus par simulations numériques, on constate qu'un simple filtre linéaire n'est pas suffisant pour débruiter un signal CPL non linéaire et non stationnaire. En conséquence, nous avons proposé une seconde méthode de débruitage basée sur l'utilisation d'un réseau de neurones non-linéaire de type perceptron multicouches. Cette méthode peut être considérée comme une généralisation non linéaire du filtre de Widrow. Les résultats obtenus sont assez satisfaisants dans les domaines temporel et fréquentiel. La valeur de l'erreur quadratique moyenne (MSE), qui mesure l'écart entre le signal estimé et le signal CPL de référence, obtenue après la mise en œuvre du réseau de neurones est de 0.378. Cette valeur est inférieure à celle obtenue à partir de l'utilisation du filtre de Widrow (0.507). Ces deux valeurs sont à comparer à celle calculée sans aucun traitement de débruitage (0.820).

Cependant, la principale difficulté rencontrée lors de l'utilisation des méthodes neuronales est l'optimisation de la phase d'apprentissage car le choix de l'architecture adéquate se fait par essais successifs.

Pour améliorer les résultats de débruitage obtenus par un réseau de neurones, nous avons alors proposé un prétraitement des entrées avant de les présenter au réseau de neurones. Ceci est réalisé par la décomposition modale empirique qui permet de décomposer le signal bruité large bande en des signaux à bande étroite, ce qui facilite la tâche du réseau de neurones.

Nous avons donc proposé une méthode hybride de débruitage constituée par l'association de deux techniques de traitement du signal: la méthode "Empirical Mode Decomposition" (EMD) et le réseau de neurones. Le signal bruité est prétraité puis débruité par un réseau de neurones de type 'perceptron multicouches'. La phase de prétraitement est effectuée par une décomposition modale empirique (EMD). L'efficacité de cette méthode a ensuite été testée en utilisant une chaîne de transmission numérique compatible avec le standard HPAV : en calculant le nombre de bits erronés NBE avec et sans débruitage. Les résultats obtenus montrent que le système de débruitage proposé permet d'annuler, en amont du processus de décodage, tout ou partiellement, le bruit impulsif venant s'ajouter au signal utile, ce qui permet d'améliorer la qualité du signal utile reçu. En conséquence, le code correcteur

d'erreurs du modem récepteur devient plus efficace. Sa tâche est facilitée par le débruitage effectué à l'aide de la méthode EMD-RN proposée.

La mise en œuvre de cette méthode permet d'améliorer la QoS lorsque la technique de transmission CPL est utilisée. Enfin, les résultats obtenus sont assez satisfaisants dans les domaines temporel et fréquentiel. La valeur de la MSE, obtenue après la mise en œuvre de la méthode de débruitage EMD-RN est de 0.347. Cette valeur est inférieure à celle obtenue à partir de l'utilisation du filtre de Widrow (0.507) et à celle obtenue à partir de l'utilisation du RN seul (0.378). Ces trois valeurs sont à comparer à celle calculée sans aucun traitement de débruitage (0.820).

Il faut noter qu'en pratique, la mise en œuvre de cette méthode est toutefois délicate. La principale difficulté rencontrée lors de l'utilisation des méthodes neuronales est l'optimisation de la phase d'apprentissage car le choix de l'architecture adéquate se fait par essais successifs. De plus, deux autres difficultés sont rencontrées lors de la décomposition modale empirique: l'interpolation par spline cubique et la détermination du nombre optimal de modes extraits, qui est directement reliée au choix du critère d'arrêt. Enfin, la dernière difficulté qui subsiste est liée à l'implémentation de la méthode EMD-RN en temps réel dans un modem; seul un algorithme rapide fonctionnant en temps réel est réaliste.

Nous avons également proposé une autre méthode d'annulation du bruit impulsif basée sur l'utilisation de la technique "Generalized Pencil Of Function" (GPOF). Les résultats obtenus par cette méthode sont satisfaisants dans les domaines temporel et fréquentiel. La valeur de la MSE obtenue après la mise en œuvre de la méthode GPOF est de 0.368. Cette valeur est inférieure à celle obtenue à partir de l'utilisation du filtre de Widrow (0.507) et à celle obtenue à partir de l'utilisation du Réseau de Neurones seul (0.378). Par contre, cette valeur est légèrement supérieure à celle obtenue à partir de l'utilisation de la méthode EMD-RN (0.347) mais elle reste du même ordre de grandeur. Remarquons toutefois que, comparée à la méthode de débruitage EMD-RN, en vue d'un fonctionnement en temps réel, la complexité de l'implémentation de l'algorithme GPOF est moindre. Ces quatre valeurs sont à comparer à celles calculées sans aucun traitement de débruitage (0.820).

L'efficacité de la méthode, utilisant l'algorithme GPOF, a été testée en utilisant une chaîne de simulation de transmission numérique compatible avec le standard HPAV.

La méthode de suppression GPOF placée en amont du CCE améliore la tâche de correction d'erreurs de ce dernier en diminuant le nombre des erreurs avant décodage. L'efficacité de cette méthode augmente lorsque les canaux sont de bonne qualité.

Il est à noter que pour la méthode EMD-RN comme pour la méthode GPOF, l'efficacité du débruitage diminue lorsque la durée du bruit impulsif augmente.

En termes de perspectives, il serait intéressant de comparer les résultats de suppression obtenus à l'aide de la méthode GPOF (plus simple à mettre en œuvre), avec ceux obtenus à partir de la mise en œuvre de techniques récentes, telles que le clipping et le blanking.

Par ailleurs, certaines des techniques de suppression présentées dans ce mémoire pourraient être implémentées sur des prototypes de systèmes de transmission CPL en utilisant des circuits logiques programmables et/ou des DSP. Cette démarche devrait permettre de valider et de mieux évaluer les gains, le temps de traitement et la complexité architecturale apportés par ces techniques pour négocier par la suite celles qui pourraient être retenues pour intégration dans les futurs systèmes CPL.

Liste des contributions

F. Fayad, G. Avril, M. Tlich, F. Gauthier, A. Zeddami, *"Periodic Noises Analysis in Powerline Networks"*, XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF), Arras, France, 10-12 septembre 2009.

F. Fayad, G. Avril, M. Tlich, F. Gauthier, A. Zeddami, *"Méthode de détection et d'annulation du bruit périodique asynchrone sur les lignes électriques"*, 15^e Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM), Limoges, France, 7-9 avril 2010.

F. Fayad, M. Tlich, F. Gauthier, *"Analyse et annulation des bruits périodiques sur les lignes électriques"*, Journée de l'école doctorale 'Sciences pour l'ingénieur', Clermont-Ferrand, France, 4 juin 2010.

F. Fayad, D. Bardouil, A. Zeddami, F. Gauthier, *"procédé d'annulation du bruit impulsif sur les systèmes de communication en vue d'améliorer la QoS des transmissions numériques"*, Brevet déposé sous le numéro FR 1056823, France, 27 août 2010.

F. Fayad, D. Bardouil, M. Tlich, F. Gauthier, A. Zeddami, *"A Denoising Method for Electromagnetic Disturbances on PLC Systems"*, International Symposia and Workshops on ElectroMagnetic Compatibility (EMC Europe), York, UK, 26-30 septembre 2011.

Bibliographie

[ABA93] H. Abarbanel, R. Brown, J. Sidorowich, and L. Tsimring, "*The analysis of observed chaotic data in physical systems*", **Reviews of Modern physics**, pp.1331-1392, 1993.

[AVR08] G. Avril, "*Etude et optimisation des systèmes à courants porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique*", **Thèse de doctorat n° D08-15**, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2008.

[BIG03] E. Biglieri, "*Coding and modulation for a horrible channel*", **IEEE Commun. Mag.**, vol.41, no5, pp. 92-98, 2003.

[BAU89] E.B. Baum, D. Haussler, "*What size net gives valid generalization?*", **Neural Computation**, vol. 1, pp 151-160, 1989

[CEPCA] Consumers Electronics Powerline Communication Alliance (en ligne), <http://www.cepca.org>.

[CRU05] M. Crussière, "*Etude et optimisation de communications à haut-débit sur les lignes d'énergie: exploitation de la combinaison OFDM/CDMA*", **Thèse de doctorat n°D05-16**, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2005.

[CHA89] H.M. L. Chan, R. W. Donaldson, "*Amplitude, Width and Interarrival Distributions for Noise Impulses on Intrabuilding Power Line Communication Networks*", vol. 31, No. 3, 1989.

[CHA11] H. Chaouche, "*Etude et analyse de l'environnement électromagnétique des réseaux domestiques en vue de l'amélioration des systèmes à courant porteur en ligne*", **Thèse de doctorat**, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2011.

- [CAO97] L.Y. Cao, "*Practical Method for determining the minimum embedding dimension of a scalar time series*", **Physica D**, 110(1-2), pp. 43-50, 1997.
- [CYB89] G. Cybenko, "*Approximation by superpositions of sigmoidal function*", **Mathematics of Control, Signals and Systems**, pp. 303-314, 1989.
- [CEX05] J-C. Cexus, "*Analyse des signaux non-stationnaires par Transformation de Huang, Opérateur de Teager-kaiser, et Transformation de Huang-Teager (THT)*", **Thèse de doctorat, Université de Rennes 1**, 2005.
- [CAS92] M. Casdagli, D. des Jardins, S. Eubank, J. Doyne Farmer, J. Gibson, J. Theiler, "*Non linear modeling of chaotic time series: Theory and applications*", **Applied chaos**, pp. 335-378, 1992.
- [DOS04] K. Doestert, "*EMC aspects of high speed powerline communications*", **In Proc. IEEE International Symposium and exhibition on electromagnetic compatibility (ISEEC)**, pp. 98-102, 2004.
- [DEG02a] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddami, F. Gauthier et P. Degauque, "*Classification and characterization of impulsive noise on indoor power lines used for data communications*", **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, vol. 48, pp. 913-918, 2002.
- [DOS01] K. Dostert, "*Powerline Communications*". **Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ 07458: Prentice Hall PTR**, 2001.
- [DEG02b] V. Degardin, "*Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension*". **Thèse de doctorat. N° d'ordre 3184, Université des Sciences et Technologies de Lille**, 2002.
- [ESM00] T. Esmailian, P. G. Gulak, F. R. Kschirschang, "*A Discrete Multitone PowerLine Communication System*", **Proceedings of the IEEE International Conference On Acoustics, Speech and Signal Process**, vol. 5, pp. 2953-2956, 2000.

[ESM03] T. Esmailian, F. R. Kschirschang, P. G. Gulak, "*In-Building Power Lines as High-Speed Communication Channels: Channel Characterization and a Test Channel Ensemble*", **International Journal of Communication Systems**, vol. 16, pp. 381-400, 2003.

[FAY10] F. Fayad, G. Avril, M. Tlich, F. Gauthier, A. Zeddou, "*Méthode de détection et d'annulation du bruit périodique asynchrone sur les lignes électriques*", **15^e Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM)**, Limoges, France, 7-9 avril 2010.

[FED07] **Federal Communications Commission, Title 47 of the code of Federal Regulations part 15. 2007.**

[FUN89] K. Funahashi, "*On the approximate realization of continuous mapping by neural networks*", **Neural Networks**, pp. 183-192, 1989.

[FLA98] P. Flandrin, "*Temps-Fréquence* ", Ed. Hermès, 1998.

[FLA04] P. Flandrin et al. , "*Empirical mode decomposition as a filter bank* ", **IEEE Signal Processing Letters**, vol. 11, issue 2, p. 112-114, 2004.

[GUE07] L. Guerrieri , P. Bisaglia , G. Dell'Amico, E. Guerrini, "*Performance of the turbo coded Homeplug AV system over power-line channel*", **International Symposium on PowerLine Communications and Its Applications (ISPLC)**, pp.138-143, 2007.

[GUE08] E. Guerrini, L. Guerrieri, and D. Veronesi, "*HomePlug AV system and DLC bit-loading algorithm over OPERA power-line channels with impulsive noise*", in **IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC**, pp. 164 –169, 2008.

[GAL04] S. Galli et T. Banwell, "*The indoor power line channel: New results and modem design considerations*", in **IEEE Consumer Communications and Networking Conference, Las Vegas, USA, pp. 5-8, 2004.**

[GAU05] F. Gauthier, R. Tarafi, A. Zeddami, F. Moulin, "*Méthode de classification des bruits impulsifs mesurés sur la ligne électrique dans l'ITC*" **Document interne France Telecom, 2005.**

[GAU11] F. Gauthier, R. Razafferson, D. Robert, R. Bescond, S. Roblot, "*Evaluation de la prédictibilité du débit des PLC Indoor à partir de la cartographie des prises électriques dans l'habitat*", **Document interne France Telecom, Home Network Eligibilité et Convergence, version 1.0, 2011.**

[HOM07] HomePlug Powerline Alliance, **HomePlug AV Specification, 2007.**

[HPA] HomePlug Alliance (en ligne), <http://www.homeplug.org>.

[HRA04] H. Hranisca, A. Haidine et H. Lehnert, "*Broadband powerline communications: network design*", **JohnWiley and Sons, Ltd, 2004.**

[HOO98a] O. Hooijen, "*On the relation between network topology and power line signal attenuation*", in **IEEE International Symposium on Power line Communications and Its Applications, Tokyo, Japan, pp. 45-56, 1998.**

[HOO98b] 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, pp. 331-336, 1998.**

[HAY03] S. Haykin, B. Widrow, "*Least-Mean-Square Adaptive Filters*", **Wiley, 2003.**

[HAY02] S. Haykin, "*Adaptive Filter Theory*", **Prentice Hall, 2002.**

[HAY2002] S. Haykin, *"Adaptive Filter Theory, Chapter 14: Tracking of Time-Varying Systems"*, Prentice Hall Fourth ed. 2002.

[HER94] J. Héroult, C. Jutten, *"Réseaux neuronaux et traitement du signal"*, Hermès, Paris, pp 77-81, 1994.

[HUA98] N.E. Huang, Z. Shen, S.R. Long, M.C. Wu, H.H. Shih, Q. Zheng, N.C. Yen, C.C. Tung et H.H. Liu, *"The empirical mode decomposition and the hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis"*, Proceedings of the Royal Society of London, n° 454, pp. 903-995, 1998.

[HUA02] N.E. Huang, M.L.C. Wu, S.R. Long, S.S.P. Shen, W. Qu, P. Gloersen et K.L. Fan, *"A confidence limit for the empirical mode decomposition and Hilbert spectral analysis"*, the Royal Society of London, Mathematical, Physical and Engineering Sciences, n° 459(2037), pp. 2317-2345, 2003.

[HUA90] Y. Hua, T.K. Sarkar, *"Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise"*, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 38, no.5, pp. 814-824, 1990.

[INV] <http://www.inventive-design.net/content/view/281/144/>, *"Trial and error method"*.

[IEC25] IEC CISPR/I/145/NP, *"Amendment to CISPR22, Limits and methods of measurement of broadband telecommunication equipment over Power lines"*, 2005.

[IEC09] IEC CISPR22 Ed.6.0, *"Information Technology Equipment – Radio disturbances characteristics – Limits and methods of measurement"*, 2008-2009.

[IEC10] IEC CISPR/I/301/CD, CISPR22 am1 Ed. 6.0, *"Addition of limits and methods of measurement for conformance testing of power line telecommunication ports intended for the connection to the mains"*, 2010.

[**IEE10**] **IEEE p1901 draft standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical, 2010.**

[**KIM08**] **Y.-H. Kim, K.-H. Kim, H.-M. Oh, K.-H. Kim, and S.-C. Kim, "Mitigation of effect of impulsive noise for OFDM systems over power line channels", IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC, pp. 386–390, 2008.**

[**MOU01**] **F. Moulin, "Etude de l'impact des bruits impulsifs sur la qualité de transmission d'une liaison ADSL", Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Thèse de doctorat, N° d'ordre D 01-01, 2001.**

[**MEN10**] **A. Mengi and A. J. Han Vinck: "Successive Impulsive Noise Suppression in OFDM", Proc of International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, pp. 33-37, 2010.**

[**MAW09**] **K.S. Al-Mawali, A.Z. Sadik et Z.M. Hussain, "Time Domain Techniques for Impulsive Noise Reduction in OFDM-Based Power Line Communications: A comparative study", International Conference on Communication, Computer and power (ICCCP'09), pp. 368-372, 2009.**

[**MEN04**] **H. Meng, S. Chen, Y. Guan, C. Law, P. So, E. Gunawan et T. Lie, "Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel", IEEE Transactions on Power delivery, vol.19, pp. 1057-1064, 2004.**

[**MAR05**] **E. Marthe, "Power Line Communications: analyse des problèmes de compatibilité électromagnétique dans le domaine des courants porteurs en ligne", Thèse de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.**

[**MAT02**] **H. Matsuo, D. Umehara, M. Kawai, Y. Morihoro, "An Iterative Detection for OFDM over Impulsive Noise Channel", Proceedings of the International Symposium on Powerline Communications and Its Applications, pp. 213-217, 2002.**

[MON96] H. Monson, Hayes, "9.4: Recursive Least Squares", **Statistical Digital Signal Processing and Modeling**. Wile, pp. 541, 1996.

[MAC89] O. Macchi, "Comparaison d'algorithmes adaptatifs en contexte non stationnaire", **Traitement Du Signal**, Vol. 6, pp.333-345, 1989.

[MIC05] F. Michaut et F. Bellanger, "Filtrage adaptatif. Théories et algorithms", **Lavoisier** 2005.

[MAL00] S. Mallat, "Une exploration des signaux en ondelettes ", Ed. **Ellipses**, Paris, France, 2000.

[NF24] NF EN 55024, **Appareils de traitement de l'information – Caractéristiques d'immunité – limites et méthodes de mesure**. AFNOR, 1999.

[NF22] NF EN 55022, **Appareils de traitement de l'information – Caractéristiques des perturbations radioélectriques – limites et méthodes de mesure**. AFNOR. 1999.

[NAJ09] H. Najmeddine, " *Méthodes d'identification et de classification de la consommation d'énergie par usages en vue de l'intégration dans un compteur électrique* ", Thèse de doctorat, **Université Blaise Pascal - Clermont II**, 2009.

[OBE09] T. Oberlin, "Différentes méthodes pour la décomposition modale empirique", **Rapport TER**, 2009.

[PHI99] H. Philipps, "Modeling of power line communications channels", in **IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications**, (Lancaster, U.K.), pp. 14-21, 1999.

[PRA01] T. V. Prasad, S. Srikanth, C. N. Krishnan et P. V. Ramakrishna, "Wideband Characterization of Low Voltage outdoor Powerline Communication

Channels In India", **International Symposium on Power Line Communications and its Applications, IEEE ISPLC, 2001.**

[PAG09] **P. Pagani, A. Ismail, A. Zeddami**, " *Détection des trajets de propagation dans un réseau CPL à partir des mesures fréquentielles du canal* ", **Journées scientifiques ' Propagation et Télédétection ', pp. 239 – 249, 2009.**

[PRO95] **R. Prony**, " *Essai expérimental et analytique : sur les lois de la dilatabilité de fluides élastique et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'alcool, à différentes températures* ", **Journal de l'École Polytechnique Floréal et Plairial, vol. 1, pp. 24-76, 1795.**

[ROU04a] **F. Rouissi, F. Tlili, A. Ghazel, A. Zeddami**, " *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.**

[ROU08b] **F. Rouissi**, " *Optimisation de la couche PHY des systèmes de communication sur le réseau d'énergie en présence du bruit impulsif* ", **Thèse de doctorat, Ecole Supérieure des Communications Tunis et l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2008.**

[RAZ10] **R. Razafferson, P. Pagani, A. Zeddami, B. Praho, M. Tlich, J-Y. Baudais, A. Maiga, O. Isson, G. Mijic, K. Kriznar and S. Drakul**, " *report on electromagnetic compatibility of Power Line Communications*", **Deliverable D3.3, ICT-213311, 2010.**

[REB05] **J.L. Rebelatto, R.D. Souza, M.E. Pellenz**, " *On the performance of turbo codes in the presence of typical power line asynchronous impulsive noise*", **IEEE Malaysia International Conference on Communication & IEEE International Conference on Networks, pp.797-801, 2005.**

[RAU91] Raudys, S. et A.K. Jain, "*Small Sample Size Problems in Designing Artificial Neural Networks*", **Artificial Neural Networks and Statistical Pattern Recognition**, L.K. Sethi & A.K. Jain (éd.), Elsevier Science Publishers, B.V (North Holland), pp. 33-50, 1991.

[RIL03] G. Rilling, P. Flandrin et P. Goncalvès, "*On empirical mode decomposition and its algorithms*", **IEEE-EURASIP, Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing, NSIP ' 03, Grado (I), 2003.**

[SCH81] R. O. Schmidt, "*A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation*", **PhD thesis, Stanford University, Stanford, Californie, USA, 1981.**

[STO74] M. Stone, "*Cross-validatory choice and assessment of statistical predictions*", **Journal of the Royal Statistical Society B**, pp. 349-359, 1974.

[SIO08] P. Siohan, A. Zeddani, G. Avril, P. Pagani, S. Person, M. Le Bot, E. Chevreau, O. Isson, F. Onado, X. Mongaboure, F. Pecile, A. Tonello, S. D'Alessandro, S. Drakul, M. Vuksic, J-Y. Baudais, A. Maiga et J-F. Héland, "*State of the art, application scenario and specific requirements for PLC*", **rap. tech., projet OMEGA, 2008.**

[SHA49] C.E. Shannon., "*Communication in the presence of noise*", **proceedings of the IRE**, vol. 37, pp. 10-21, 1949.

[SUR03] H. A. Suraweera, C. Chai, J. Shentu, J. Amstrong, "*Analysis of Impulse Noise Mitigation Techniques for Digital Television Systems*", **in Proc. 8th International OFDM Workshop (InOWo'03), Hamburg, Germany, pp.172-176, 2003.**

[SAR95] T.K. Sarkar, O. Pereira, "*Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials* ", **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, vol. 37, no. 1, pp. 48-55, 1995.

[SHA48] C. E. Shannon, "*A mathematical theory of communication*", **Bell System Technical Journal**, vol. 27, pp. 379-423 et 623-656, 1948.

[TLI08a] M. Tlich, P. Pagani, G. Avril, F. Gautier, A. Zeddami, A. Kartit, O. Isson, A. Tonello, F. Pecile, S. D'Alessandro, T. Zheng, M. Biondi, G. Mijic, K. Kriznar, J-Y. Baudais et A. Maiga, "*PLC channel characterization and modelling*", rap. tech., projet OMEGA, 2008.

[TLI08b] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin, F. Gauthier, "*Indoor Power –Line Communications Up to 100 MHz – Part I: One-Parameter Deterministic Model*", **IEEE Trans. Power Del.**, vol. 23, n° 3, pp. 1392-1401, 2008.

[TLI08c] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin and F. Gauthier, "*Indoor Power –Line Communications Up to 100 MHz – Part II: Time-Frequency Analysis*", **IEEE Trans. Power Del.**, vol. 23, n° 3, pp. 1402-1409, 2008.

[TLI09] M. Tlich, P. Pagani, G. Avril, F. Gauthier, A. Zeddami, A. Kartit, O. Isson, A. Tonello, F. Pecile, S. D'Alessandro, T. Zheng, M. Biondi, G. Mijic, K. Kriznar, J-Y Baudais, A. Maiga, "*PLC channel characterization and modeling*", Deliverable D1.1, ICT-213311, Juillet 2009.

[TLI11] M. Tlich, P. Pagani, G. Avril, F. Gauthier, A. Zeddami, A. Kartit, O. Isson, A. Tonello, F. Pecile, S. D'Allessandro, T. Zheng, M. Biondi, F. Versolatto, G. Mijic, K. Kriznar, J-Y. Baudais, A. Maiga, "*PLC channel characterization and modelling*", Deliverable D3.2, ICT-213311, 2011.

[TAK81] F. Takens, "*Detecting strange attractors in turbulence*", **Dynamical Systems and Turbulence, Lecture Notes in Mathematics**, vol. 898, Springer-Verlag, pp.366-381, 1981.

[UPA] Universal Powerline association (en ligne), <http://www.upapl.org>.

[UIT99] Union Internationale des Telecommunications, UIT-T G.992.1. Emetteurs-récepteurs de ligne d'abonné numérique asymétrique, 1999.

[WID85] B. Widrow, S. D. Stearns, *"Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs"*, Prentice Hall, 1985.

[YON05] Q. Yong, H. Cheng-jun, J. Xiu-chen, *"Empirical mode decomposition based denoising of partial discharge signals "*, Proc. Of the 5th WSEAS/IASME Int. Conf. on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines, Spain, pp. 172-176, 2005.

[YUL07] L. Yu Lu, *"Fast Intrinsic Mode Decomposition of Time Series Data with Sawtooth Transform"*, Oracle corporation, Technical report, 2007.

[ZIM2002] M. Zimmermann and K. Dostert, *"Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications"*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 44, n° 1, pp. 249-258, 2002.

[ZHI08] S. V. Zhidkov: *"Analysis and Comparison of Several Simple Impulsive Noise Mitigation Schemes for OFDM Receivers"*, IEEE Trans. Communications, vol. 56, no.1, pp.5-9, 2008.

[ZIM02a] M. Zimmerman and K. Doestert, *"A multipath model for the power line channel"*, IEEE Transactions on Communications, vol. 50, pp. 553-559, 2002.

[ZIM02b] M. Zimmerman et K. Dostert, *"analysis and modeling of impulsive noise in broadband power lines communications"*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 44, n° 1, pp. 249-258, 2002.

[ZIM00] M. Zimmerman et K. Dostert, *"An analysis of the broadband noise scenario in power line networks"*, International Symposium on Power Line Communications and its Application, IEEE ISPLC, 2000.

Annexe A : Méthode de détection et d'annulation du bruit périodique asynchrone sur les lignes électriques

Cet annexe a fait l'objet d'une publication personnelle dans le colloque CEM 2010, Limoges – France.

METHODE DE DETECTION ET D'ANNULATION DU BRUIT PERIODIQUE ASYNCHRONE SUR LES LIGNES ELECTRIQUES

F. Fayad* - G. Avril* - M. Tlich** - F. Gauthier* - A. Zeddam*

(*) : Orange Labs, 2 avenue Pierre Marzin, 22307 Lannion, France

(**) : INNOVAS, 4 résidence Duroux, 22307 Lannion, France

farah.fayad@orange-ftgroup.com, mohamed.tlich@orange.fr, frederic.gauthier@orange-ftgroup.com,
ahmed.zeddam@orange-ftgroup.com

Résumé. Les systèmes de communication numérique sont utilisés pour transmettre des services à très haut débit (IPTV, Internet, téléphonie) qui ont de très fortes exigences en termes de qualité de service. Pourtant, les supports de transmission utilisés par ces systèmes (paire téléphonique, câblage électrique) sont soumis à de fortes perturbations électromagnétiques, parmi lesquelles figurent les bruits périodiques asynchrones qui peuvent fortement affecter la qualité de la liaison et provoquer des erreurs de transmission. Cet article propose deux méthodes de détection et d'annulation du bruit périodique asynchrone basées sur la mémorisation de la forme des perturbations, et de simples soustractions. L'efficacité de la méthode d'annulation proposée est démontrée en quantifiant l'amélioration du taux d'erreurs binaire de la liaison.

I. INTRODUCTION

Les systèmes de communication à haut débit (xDSL, CPL, HomePNA) sont soumis à de fortes perturbations électromagnétiques générées dans le réseau domestique. La possibilité d'utiliser le réseau électrique comme support de transmission haut débit a conduit à optimiser le fonctionnement de ces systèmes face aux perturbations électromagnétiques.

En effet, le réseau électrique est utilisé par une multitude d'appareils électriques qui peuvent générer des perturbations électromagnétiques. Ces perturbations peuvent provenir de l'installation du client, mais parfois aussi d'autres installations voisines. Les perturbations électromagnétiques se propagent alors le long de l'installation du client, traversant avec plus ou moins d'atténuation les disjoncteurs, fusibles et boîtes de dérivation avant d'arriver au niveau de la prise où sera connecté le modem CPL.

Pour améliorer l'immunité aux bruits et assurer une qualité de service satisfaisante des systèmes CPL, il est nécessaire de trouver des méthodes d'annulation du bruit. De telles méthodes font toujours l'objet de nouvelles recherches [1] [2].

Dans cet article, nous montrerons dans un premier temps quelques caractéristiques du bruit périodique asynchrone, ensuite, nous présenterons une méthode de détermination des instants des impulsions constituant le bruit périodique asynchrone. Dans un deuxième temps, nous proposons

une méthode d'annulation de ce type de bruit par soustraction temporelle en supposant la connaissance de l'instant d'arrivée des impulsions. Enfin, nous analyserons les performances de cette méthode d'annulation proposée en l'implémentant sur une chaîne de transmission numérique.

II. BRUIT PERIODIQUE ASYNCHRONE

Le bruit périodique asynchrone est constitué d'une succession d'impulsions très brèves et de très courtes durées. Ces perturbations trouvent essentiellement leur origine dans les alimentations à découpage présentes sur certains appareils électrodomestiques. Une observation temporelle des perturbations périodiques asynchrones montre que la fréquence peut aller de 20 KHz à plusieurs centaines de KHz. La figure 1 présente les variations de tension en fonction du temps d'une perturbation périodique asynchrone dont la fréquence est de 39 kHz.

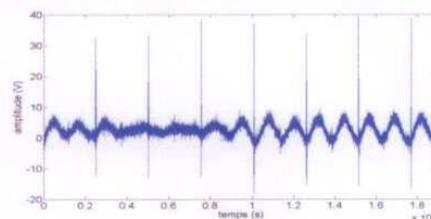


Fig.1 – Bruit périodique asynchrone.

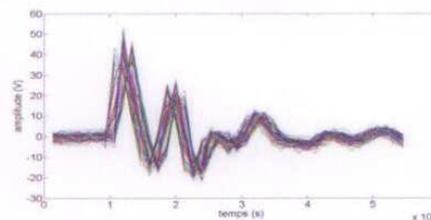


Fig.2 – Superposition des impulsions successives.

Compte tenu de la durée et de l'inter-arrivée faible entre les impulsions (quelques dizaines de μ s), les symboles OFDM sont fortement perturbés par le bruit périodique asynchrone. Ce bruit sur chaque symbole OFDM sera donc lié au nombre d'impulsions qui vont apparaître pour chaque symbole OFDM. Sachant qu'un symbole OFDM

de durée 40.96µs, avec le bruit de la figure 1 (Fréquence de répétition de 39 kHz) il peut y avoir 1 ou 2 impulsions par symbole OFDM:

- 1 impulsion dans 62% des cas.
- 2 impulsions dans 38 % des cas.

Il est intéressant de constater, en calculant la fonction de corrélation entre l'une quelconque des impulsions (par exemple le numéro 5 sur la figure 1) prise comme référence et des autres impulsions, que la plupart de ces dernières ont une allure temporelle sensiblement identique d'une impulsion à une autre. La figure 2 présente une superposition des impulsions successives et la figure 3 présente la fonction de corrélation. La corrélation entre les impulsions successives nous a permis d'élaborer des systèmes d'annulation simples.

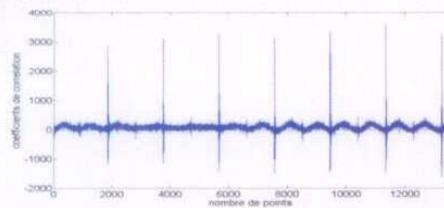


Fig.3 – La fonction de corrélation entre la 5^{ème} impulsion et les autres impulsions du bruit.

III. ALGORITHME DE DETERMINATION DES INSTANTS DES IMPULSIONS

L'algorithme que nous proposons dans cette section est basé sur des opérations de faible complexité : mémorisation de la forme des perturbations et utilisation de simples opérations mathématiques. Cet algorithme proposé permet de déterminer l'instant où chaque impulsion arrive à chaque symbole OFDM, pour ensuite l'annuler.

La figure 4 présente un exemple de la forme des impulsions de la figure 1 qu'on appellera impulsion de référence et qui peut être placée à un instant aléatoire du symbole OFDM.

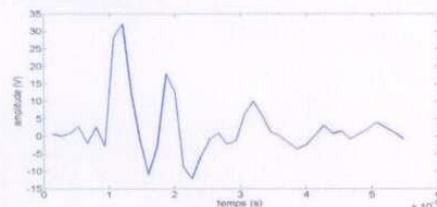


Fig.4 – Forme d'une impulsion périodique asynchrone.

Cette impulsion, de durée très inférieure au symbole OFDM, peut s'ajouter au signal utile en n'importe quel endroit du symbole OFDM. Nous allons donc étudier son effet.

Si on positionne l'impulsion de la figure 4 à un instant aléatoire du symbole OFDM (par exemple au milieu), on

obtient un exemple de perturbation (figure 5) que l'on appellera symbole perturbé de référence (cette forme dure un symbole OFDM entier et non juste la durée de l'impulsion).

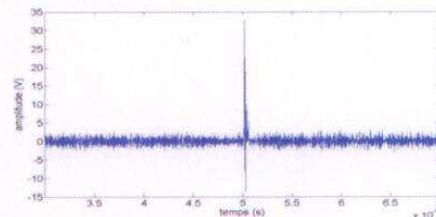


Fig.5 – Exemple de symbole perturbé de référence.

Cette perturbation peut être obtenue dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une FFT et s'exprime sous forme complexe par :

$$P_{ref}(f) = A_{ref}(f) * e^{i\pi(\varphi_{ref}(f))} \quad (1)$$

Où $A_{ref}(f)$ est l'amplitude et $\varphi_{ref}(f)$ la phase du symbole perturbé à la porteur f .

Au cours de la communication, le système est susceptible d'être perturbé par la même forme d'impulsion, mais située à un instant temporel différent. On appelle Δt le décalage temporel entre l'impulsion de référence et l'impulsion perturbante (Figure 6).

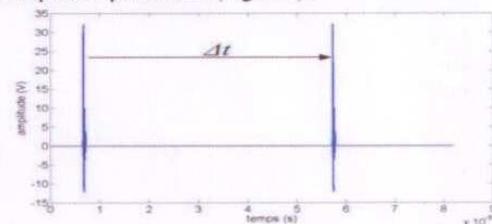


Fig.6 – Impulsions référence et perturbante.

En termes de phase, Δt introduit un décalage $\Delta\varphi(f)$ entre la phase de la perturbation $\varphi_{per}(f)$ et la phase de l'impulsion de référence $\varphi_{ref}(f)$. $\Delta\varphi$ peut être exprimée ainsi:

$$\Delta\varphi(f) = \varphi_{per}(f) - \varphi_{ref}(f) \quad (2)$$

La figure 7 présente un exemple de ce déphasage :

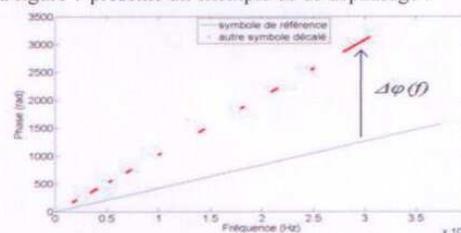


Fig.7 – Phase du symbole perturbé de référence (en bleu) et phase de l'autre symbole calculée sur les porteuses éteintes (en rouge).

Et on peut exprimer le terme $\Delta\varphi(f)$ en fonction du terme Δt :

$$\Delta\varphi(f) = 2\pi * \Delta t * f \quad (3)$$

Il suffit donc de connaître la phase du bruit sur chaque porteuse pour estimer le terme Δt et localiser la perturbation par rapport au symbole perturbé de référence.

Pour estimer la position de l'impulsion, il faut donc déterminer la valeur de $\Delta\varphi$. Dans ce travail, nous proposons de déterminer $\Delta\varphi$ à partir des porteuses éteintes [3].

En effet, en l'absence d'autres bruits, Δt est une constante. Donc, il suffit de calculer Δt ($\Delta\varphi$) sur les porteuses éteintes seulement, car sur ces porteuses éteintes, le signal correspond uniquement au bruit sur la ligne puisqu'aucun signal n'y a été émis.

Cet article utilise donc une méthode de détection du bruit qui tire parti des fréquences éteintes des systèmes de communication multi-porteuses. En effet, afin de ne pas perturber d'autres systèmes de communication (radioamateurs, fréquences militaires etc.), certains systèmes large bande tels que les systèmes CPL ou VDSL bloquent l'émission pour certaines fréquences prédéfinies. Ces bandes de fréquences sont appelées bandes éteintes ou masquées. Nous allons donc exploiter ces bandes pour y détecter la présence d'une perturbation large-bande.

Une fois la position de la perturbation connue, il devient possible de l'annuler dans le domaine temporel par simple soustraction. Dans le domaine fréquentiel, la puissance de l'impulsion perturbante est calculée à partir de celle de référence ainsi :

$$P_{est}(f) = A_{ref}(f) * e^{i\pi(\varphi_{ref}(f) + \Delta\varphi_{est}(f))} \quad (4)$$

- $A_{ref}(f)$: Amplitude du symbole de référence,
- $\varphi_{ref}(f)$: Phase du symbole de référence.

Il reste donc à soustraire cette puissance de celle du signal OFDM pour annuler l'effet de la perturbation.

Pour l'exemple qu'on a présenté, on obtient un $\Delta\varphi_{est}$ de $84,58^\circ$ soit un Δt de $9.63 \mu s$.

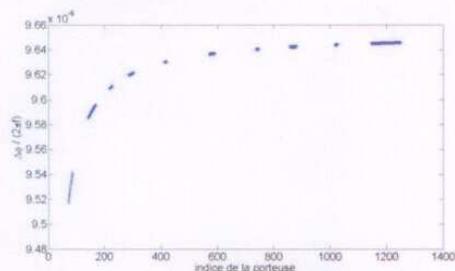


Fig.8 – Le décalage temporel Δt entre l'impulsion de référence et l'impulsion perturbante calculé sur les porteuses éteintes.

IV. ALGORITHME D'ANNULATION PAR SOUSTRACTION TEMPORELLE

Reprenons le bruit périodique asynchrone présenté dans le paragraphe II et choisissons la première impulsion de ce bruit. Essayons d'annuler une autre impulsion choisie au hasard qu'on appellera p_i par soustraction de l'impulsion qui lui ressemble le plus. L'impulsion qui ressemble le plus à p_i est celle qui a une corrélation avec l'impulsion de référence qui est la plus proche possible de la corrélation de p_i . Si on retranche cette impulsion ressemblante à l'impulsion p_i , on obtient :

$$\text{Bruit réduit par la ressemblance} = p_i - \text{impulsion de ressemblance} (p_j) \quad (5)$$

En supposant la connaissance de l'instant des impulsions du bruit impulsif périodique asynchrone (méthode déjà expliquée dans la partie III) et en effectuant la soustraction temporelle de l'impulsion de ressemblance, on réussit à réduire le niveau du bruit et par suite de diminuer son effet. La figure 9 présente le résultat de cette soustraction pour toutes les impulsions.

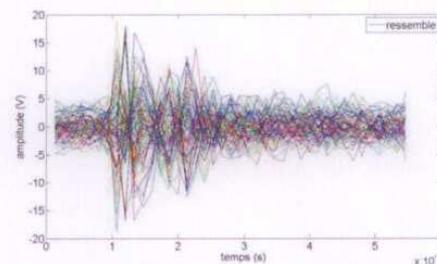


Fig.9 – Bruit réduit par la ressemblance.

Le principe de soustraction temporelle peut aussi être appliqué en retranchant à chaque impulsion la moyenne de toutes les impulsions qu'on appellera 'moy'. On obtient :

$$\text{Bruit réduit par la moyenne} = p_i - \text{moy} \quad (6)$$

La figure 10 présente le résultat de cette soustraction.

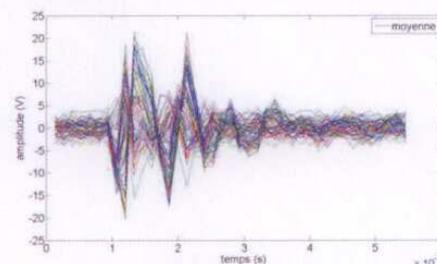


Fig.10 – Bruit réduit par la moyenne.

V. ANALYSE DES PERFORMANCES

Une implémentation de notre système d'annulation de bruit est faite sur une chaîne de transmission compatible avec la norme HomePlug AV [4].

Pour déterminer l'efficacité de notre algorithme d'annulation, le taux d'erreur binaire (TEB) entre les données émises et les données décodées est calculé en absence puis en présence de l'algorithme proposé. Les deux tableaux 1 et 2 présentent l'évolution du TEB avec et sans l'algorithme de l'annulation par la moyenne.

	Nombre d'erreurs	TEB
Sans algorithme et sans CCE* (a)	1192	$1.09 \cdot 10^{-1}$
Avec algorithme et sans CCE (b)	317	$2.90 \cdot 10^{-2}$

Table 1 – Evolution du TEB sans CCE et avec (b) ou sans algorithme (a).

	Nombre d'erreurs	TEB
Sans algorithme et avec CCE (c)	1112	$1.33 \cdot 10^{-1}$
Avec algorithme et CCE (d)	81	$9.73 \cdot 10^{-3}$

Table 2 – Evolution du TEB avec CCE et avec (d) ou sans algorithme (c).

(*): CCE: Code Correcteur d'Erreurs.

D'après les deux tableaux 1 et 2, le taux d'erreurs binaire entre les données émises et les données décodées avec système d'annulation est inférieur au taux d'erreurs binaires sans algorithme d'annulation. Cela montre que le traitement effectué par cet algorithme a bien réussi. L'association de l'algorithme d'annulation par soustraction temporelle de la moyenne des impulsions avec le CCE a ainsi permis au CCE de décoder avec moins d'erreurs les bits erronés.

Les deux tableaux 3 et 4 montrent les résultats d'annulation par la méthode de ressemblance présentée dans le paragraphe IV.

	Nombre d'erreurs	TEB
Sans algorithme et sans CCE (e)	1192	$1.09 \cdot 10^{-1}$
Avec algorithme et sans CCE (f)	114	$1.04 \cdot 10^{-2}$

Table 3 – Evolution du TEB sans CCE et avec (f) ou sans algorithme (e).

	Nombre d'erreurs	TEB
Sans algorithme et avec CCE (g)	1112	$1.33 \cdot 10^{-1}$
Avec algorithme et CCE (h)	0	0

Table 4 – Evolution du TEB avec CCE et (h) avec ou sans algorithme (g).

D'après les deux tableaux 3 et 4, le taux d'erreurs binaire entre les données émises et les données décodées avec système d'annulation est inférieur au taux d'erreurs binaires sans algorithme d'annulation. Cela montre aussi que le traitement effectué par cet algorithme a bien réussi. L'association de l'algorithme d'annulation par soustraction temporelle de la ressemblance des impulsions avec le CCE a ainsi permis au CCE de décoder sans erreurs tous les bits erronés.

En comparant les deux résultats liés à la moyenne et à la ressemblance, on trouve qu'en utilisant la ressemblance, on annule mieux le bruit qu'en utilisant la moyenne.

- L'algorithme proposé permet d'annuler les perturbations électromagnétiques venant s'ajouter au signal utile.

- L'algorithme que nous proposons permet d'améliorer la qualité du signal utile reçu.

- L'algorithme d'annulation présenté annule, en amont du processus du décodage, la majeure partie des erreurs.

En conséquence, le bloc correcteur d'erreurs du modem CPL récepteur devient efficace. Sa tâche est facilitée par l'annulation effectuée par l'algorithme proposé.

L'ensemble permet d'atteindre une bonne QoS.

VI. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Dans cet article, nous avons présenté deux méthodes de traitement du bruit impulsif, la première aborde la détermination des instants d'arrivée des impulsions et la seconde effectue l'annulation temporelle du bruit impulsif périodique asynchrone. Les performances ont été évaluées par calcul du TEB avec ou sans l'algorithme d'annulation.

Des études en cours semblent aussi indiquer que les bruits impulsifs aperiodiques et périodiques synchrones peuvent aussi être constitués d'une succession d'impulsions identiques. Il est donc probable que les deux méthodes présentées dans cet article puissent être implémentées pour lutter contre d'autres types de perturbations électromagnétiques.

REFERENCES

- [1] H. Matsuo, D. Umehara, M. Kawai, Y. Morihiro, "An Iterative Detection for OFDM over Impulsive Noise Channel", 2002 International Symposium on Powerline Communications and Its Applications.
- [2] V. Degardin, "Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension", 2002, Thèse de doctorat.
- [3] G. Avril, "Etude et optimisation des systèmes à courants porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique", 2008, Thèse de doctorat. N° d'ordre D 08 - 15.
- [4] HomePlug Powerline Alliance. HPAV Specification. 2007.

Annexe B : Calcul du délai et de la dimension du plongement de la fenêtre glissante

Pour déterminer la taille de la fenêtre glissante appliquée au signal bruité d'entrée et utilisée pour la prédiction, on peut faire appel à la théorie des systèmes dynamiques non linéaires [CAS92].

Soit une série temporelle $\{x_1, \dots, x_T\}$, de taille finie, pour laquelle on ne connaît pas les lois du système qui génère les données.

Takens [TAK81] a montré qu'il existe, sous de larges suppositions, un vecteur \vec{Y}_t dans un espace euclidien à d dimensions en prenant comme coordonnées des échantillons retardés de la série temporelle tel que :

$$\vec{Y}_t = [x_t, x_{t-\tau}, x_{t-2\tau}, \dots, x_{t-(d-1)\tau}] \quad (\text{B1})$$

Où τ est un délai fixé. L'entier d est appelé la dimension de plongement.

Le théorème de Takens permet de construire notre fenêtre glissante \vec{Y}_t après avoir calculé auparavant la dimension de plongement d et le délai τ par les méthodes proposées ci-dessous. Le théorème de Takens établit seulement l'existence de la fenêtre temporelle, il ne donne aucune méthode pour calculer d et τ . Il ne dit pas non plus comment prédire les points suivants à partir de la fenêtre glissante. C'est à l'utilisateur de construire un prédicteur. Pour cela, on peut utiliser comme prédicteur un filtre ADALINE, un réseau de neurones, etc.

B.1 Calcul du délai τ

Dans la théorie des probabilités et la théorie de l'information, l'information mutuelle de deux variables aléatoires est une quantité mesurant la dépendance statistique de ces variables. Elle se mesure souvent en bits.

L'information mutuelle d'un couple (X, Y) de variables représente leur degré de dépendance au sens probabiliste. Informellement, on dit que deux variables sont indépendantes si la réalisation de l'une n'apporte aucune information sur la réalisation

de l'autre. La corrélation est un cas particulier de dépendance dans lequel la relation entre les deux variables est strictement *linéaire*.

Soit (X,Y) un couple de variables aléatoires de densité de probabilité $P(x,y)$ où $P(x)$ représente la probabilité de l'événement $X = x$. Notons les distributions marginales $P(x)$ et $P(y)$. Alors l'information mutuelle est définie par la relation suivante :

$$I(X,Y) = \sum_{x,y} P(x,y) \log \frac{P(x,y)}{P(x)P(y)} \quad (\text{B2})$$

Le calcul de $I(X,Y)$ permet de fixer une valeur de τ . Si τ est trop faible, deux valeurs x_τ et $x_{t+\tau}$ sont trop proches l'une de l'autre pour que l'on puisse en extraire une information utile. Si τ est grand, les deux valeurs x_τ et $x_{t+\tau}$ sont indépendantes, l'information gagnée sur un des points n'a aucune utilité pour l'autre point. Un compromis raisonnable, pour déterminer la valeur de τ , est de choisir le premier minimum de la fonction d'information mutuelle [ABA93]. Cette valeur détermine un ordre de grandeur correct dans la dépendance entre les coordonnées de \vec{Y}_t .

B.2 calcul de la dimension de plongement d

Nous observons un signal $\{x_t\}$. Il existe nécessairement un système dynamique (S) qui l'a créé. Ce système est défini par ses états, et ses variables d'états qui évoluent temporellement.

Soit \vec{X}_t le vecteur contenant toutes les variables d'état du système. Nous avons une équation d'évolution pour le système dynamique (S) :

$$\vec{X}_{t+1} = F(\vec{X}_t) \quad (\text{B3})$$

Le signal x_t est relié à l'état du système par la relation

$$x_t = O(\vec{X}(t)) \text{ à chaque temps } t \quad (\text{B4})$$

O étant l'observable qui relie le système (S) au signal généré $\{x_t\}$.

En règle générale, nous ne savons absolument rien du système (S). Nous n'avons que la série $\{x_t\}$ à notre disposition. Néanmoins, nous allons montrer que prédire x_t est équivalent à reconstruire la dynamique (inconnue) du système (S).

$\vec{X}(t)$ décrit une courbe (C) dans un espace vectoriel dont la dimension est égale au nombre de variables d'états du système.

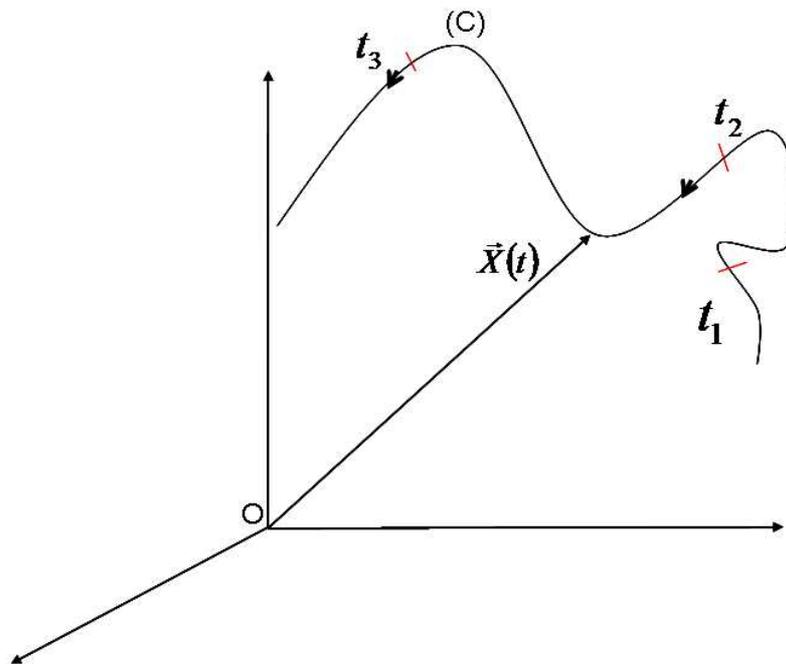


Figure B.1 : la trajectoire (C) du vecteur $\vec{X}(t)$

Cette courbe (C) a son abscisse curviligne paramétrée en temps. Les systèmes existants dans la nature, surtout ceux qui nous importent, sont dissipatifs. Ceci implique que la trajectoire (C) des états se situe sur une surface appelée attracteur, sur laquelle elle s'enroule.

La dynamique du système est donc illustrée par une courbe paramétrée en temps et enroulée sur une surface appelée attracteur.

Par exemple, un système qui génère un signal périodique aura une trajectoire fermée appelée cycle limite. Cette trajectoire n'est pas nécessairement plane. Elle peut être gauche, c'est-à-dire "tordue" dans l'espace à 3 dimensions habituel (E_3).

Cette trajectoire ne peut pas se recouper sinon le mouvement sera équivoque.

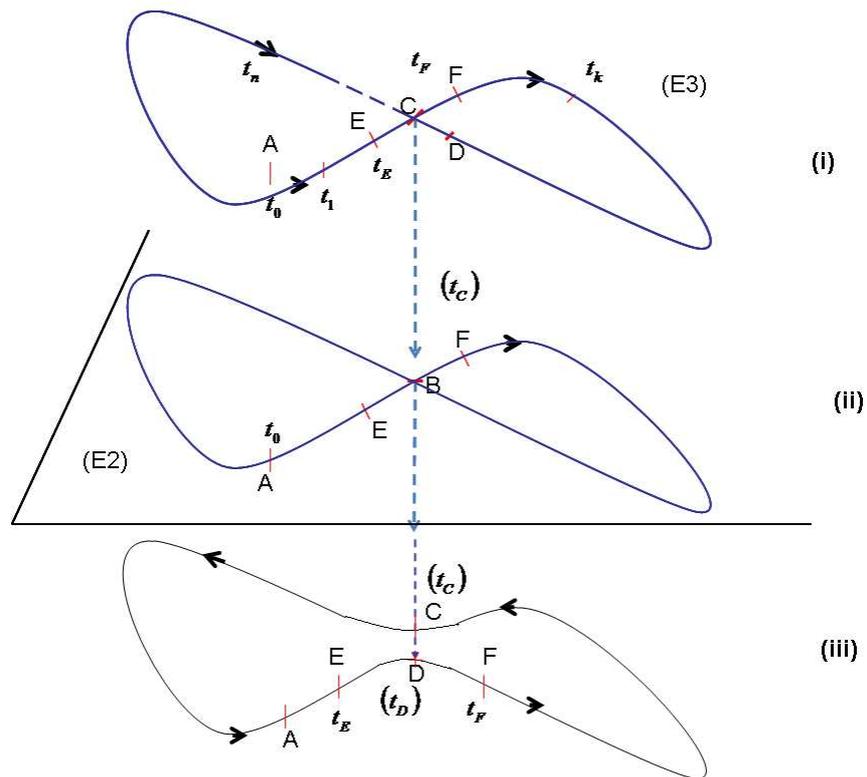


Figure B.2 : exemple d'un cycle limite

Ainsi, la trajectoire (cf. (i)) présentée sur la figure B.2 où se situe dans l'espace (E_3) représente un cycle limite. Si on la projette dans un plan à deux dimensions (E_2) , elle forme un 8 avec un point d'intersection en B (cf. (ii)).

Si on la regarde "par-dessus" dans (E_3) (cf. (i)), on s'aperçoit que le point B est en fait la superposition des points C au temps t_C et D au temps t_D avec $t_D \neq t_C$. Sur la figure B.2 (ii), dans (E_2) , ces points apparaissent en même temps en B . C et D sont donc des faux voisins.

Si la projection de la trajectoire dans (E_2) se recoupe en un ou plusieurs points, ce n'est pas dû à la dynamique du système mais à un effet de perspective, quand on projette la courbe dans un espace de dimension inférieure.

Dans la réalité, on a évidemment $t_E < t_D < t_F$ mais $t_C > t_F$ dans (E_3) , et tous ces points "semblent" confondus dans (E_2) .

E, D, F sont des vrais plus proches voisins.

C est un faux plus proche voisin (False Nearest Neighbor, FNN)

Si on veut reconstruire la dynamique sans équivoque, il faut éliminer les FNN. S'il existe des FNN, c'est que l'espace dans lequel se situe la courbe est de dimension trop faible.

Dans l'exemple présent, il suffit d'ajouter une dimension pour passer de (E_2) à (E_3) .

Dans (E_3) , il n'existe plus de FNN. On dit qu'on a plongé la courbe dans (E_3) . On a effectué un plongement et la dimension de plongement est égale à 3. Le point C n'a pas disparu, il existe toujours, mais au bon endroit maintenant (cf. (iii)).

Dans la réalité, les dimensions des différents espaces sont plus grandes, et il n'est pas possible de visualiser les situations. Néanmoins, pour reconstruire la dynamique du système (S), il est nécessaire qu'il n'y ait plus de FNN au préalable. On dit qu'on "déplie" l'attracteur sur lequel se situe la dynamique.

C'est ainsi que la méthode de calcul de la dimension de plongement procède :

L'algorithme se place dans une dimension de plongement $d=1$. Pour chaque point de la trajectoire, il calcule la position de ses NN (plus proches voisins ou Nearest Neighbor en anglais). Ensuite, il passe à la dimension $d=2$ et refait les mêmes calculs. Si pour certains points de la trajectoire, le nombre de FNN a diminué, l'algorithme a commencé à déplier l'attracteur. Il passe à la dimension $d=3$, et ainsi de suite jusqu'à ce que les FNN aient disparu. Pour une dimension d_p dite de plongement, l'attracteur est alors complètement déplié et l'estimation de la dimension de plongement est possible. On a donc effectué le plongement de l'attracteur de la dynamique dans un espace de dimension d_p . Une fois l'attracteur déplié, toute autre dimension $d_1 > d_p$ serait équivalente mais on prend la dimension de plongement minimale soit d .

Cette approche a été mise en algorithme notamment par Cao [CAO97].

L'algorithme de Cao est le suivant, soit une dimension d'essai m :

$$\vec{Y}_t^m = [x_t, x_{t-\tau}, \dots, x_{t-(m-1)\tau}] \quad (\text{B5})$$

$$\vec{Y}_t^{NN} = [x_t^{NN}, \dots, x_{t-(m-1)\tau}^{NN}] \quad (\text{B6})$$

où $m = 1, 2, 3, \dots, d_p$

\vec{Y}_t^m un vecteur fenêtre pour une dimension m et \vec{Y}_t^{NN} un vecteur fenêtre pour un NN dans les mêmes conditions.

On calcule :

$$\frac{\|Y^{m+1}(t) - Y_{m+1}^{NN}(t)\|}{\|Y^m(t) - Y_m^{NN}(t)\|} \quad (\text{B7})$$

et on moyenne cette quantité sur tous les points de la trajectoire, c'est-à-dire sur tous les temps (t) . Soit $E(m)$ cette moyenne.

On pose alors :

$$E_1(m) = \frac{E(m+1)}{E(m)} \quad (\text{B8})$$

Lorsqu'il n'y a plus de FNN, $E(m+1) \rightarrow E(m) \forall m \geq d$ où d est la dimension de plongement alors $E_1(m) \rightarrow 1$

Lorsque $E_1 \approx 1$, on choisit la dimension de plongement d_p correspondante.

Résumé et mots clés

Résumé: Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif de proposer et d'évaluer les performances de différentes techniques de suppression de bruit impulsif de type asynchrone adaptées aux transmissions sur courants porteurs en lignes (CPL) indoor. En effet, outre les caractéristiques physiques spécifiques à ce type de canal de transmission, le bruit impulsif asynchrone reste la contrainte sévère qui pénalise les systèmes CPL en terme de QoS. Pour remédier aux dégradations dues aux bruits impulsifs asynchrones, les techniques dites de retransmission sont souvent très utilisées. Bien qu'elles soient efficaces, ces techniques de retransmission conduisent à une réduction de débit et à l'introduction de délais de traitement supplémentaires pouvant être critiques pour des applications temps réel. Par ailleurs, plusieurs solutions alternatives sont proposées dans la littérature pour minimiser l'impact du bruit impulsif sur les transmissions CPL. Cependant, le nombre de techniques, qui permettent d'obtenir un bon compromis entre capacité de correction et complexité d'implantation reste faible pour les systèmes CPL.

Dans ce contexte, nous proposons dans un premier temps d'utiliser un filtre linéaire adaptatif: le filtre de Widrow, nommé aussi ADALINE (ADAPtive LInear NEuron), que nous utilisons comme méthode de débruitage pour les systèmes CPL. Pour améliorer les performances du débruitage effectué à l'aide d'ADALINE, nous proposons d'utiliser un réseau de neurones (RN) non linéaire comme méthode de débruitage. Le réseau de neurones est un bon outil qui est une généralisation de la structure du filtre ADALINE. Dans un deuxième temps, pour améliorer les performances du débruitage par un réseau de neurones, nous proposons un procédé d'annulation du bruit impulsif constitué de deux algorithmes: EMD (Empirical Mode Decomposition) associé à un réseau de neurones de type perceptron multicouches. L'EMD effectue le prétraitement en décomposant le signal bruité en signaux moins complexes et donc plus facilement analysables. Après quoi le réseau de neurones effectue le débruitage. Enfin, nous proposons une méthode d'estimation du bruit impulsif utilisant la méthode GPOF (Generalized Pencil Of Function). L'efficacité des deux méthodes, EMD-RN et la technique utilisant l'algorithme GPOF, est évaluée en utilisant une chaîne de simulation de transmission numérique compatible avec le standard HPAV.

Mots clés: Courants Porteurs en Ligne (CPL), compatibilité électromagnétique (CEM), suppression, bruit impulsif asynchrone, HomePlug AV, ADALINE, Réseau de Neurones (RN), EMD (Empirical Mode Decomposition), Generalized Pencil Of Matrix (GPOF).

Abstract: The aim of our thesis is to propose and to evaluate the performances of some asynchronous impulsive noise mitigation techniques for transmission over indoor power lines. Indeed, besides the particular physical properties that characterize this transmission channel type, asynchronous impulsive noise remains the difficult constraint to overcome on power lines communications (PLC). Usually, the impact of asynchronous impulsive disturbances over power lines is partly compensated by means of retransmission mechanisms. However, the main drawbacks of the use of retransmission solutions for impulsive noise mitigation are the bitrate loss and the induced time delays that may be prohibitive for real-time services. Although several other countering strategies are proposed in the literature, only very few of them have a good compromise between correction capability and implementing complexity for PLC systems.

In this context, we proposed an adaptive linear filter, the Widrow filter, also known as ADALINE (Adaptive LInear neurons), as a denoising method for PLC systems. To improve the performance of the denoising method using ADALINE, we proposed to use a neural network (NN) as a nonlinear denoising method. The neural network is a good generalization of the ADALINE filter. In a second step, to improve the performances of denoising by NN, we proposed a combined denoising method based on EMD (Empirical Mode Decomposition) and MLPNN (Multi Layer Perceptron Neural Network). The noised signal is pre-processed by EMD which decomposes it into signals less complex and therefore more easily analyzed. Then the MLPNN denoises it. Finally, we proposed an asynchronous impulsive noise estimation method using the GPOF method (Generalized Pencil Of Function). The performances of the two methods, EMD-MLPNN and GPOF technique, are evaluated using a PLC transmission chain compatible with the HPAV standard.

Keywords: Power Line Communications (PLC), ElectroMagnetic Compatibility (EMC), mitigation, asynchronous impulsive noise, HomePlug AV, ADALINE, Neural Network (NN), EMD (Empirical Mode Decomposition), Generalized Pencil Of Matrix (GPOF).