

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Ecole Nationale Polytechnique



Département Electronique  
Centre de Développement des Technologies Avancées  
Mémoire de projet de fin d'études  
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

# Réduction du bruit impulsif dans les systèmes de communication par courant porteur en ligne (CPL)

TRAD Okba

Sous la direction de M. HIMEUR Yassine Dr.

Présenté et soutenu publiquement le (29/06/2019)

## Composition du jury :

<b>Président</b>	<b>M. Mohamed-Salah AIT CHEIKH</b>	<b>Prof.</b>	<b>ENP</b>
<b>Promoteur</b>	<b>M. Yassin HIMEUR</b>	<b>Dr.</b>	<b>CDTA</b>
<b>Promoteur</b>	<b>Mme. Nesrine BOUADJENEK</b>	<b>Dr.</b>	<b>ENP</b>
<b>Examineur</b>	<b>M. Mohamed-Salah BOUSBIA</b>	<b>Dr.</b>	<b>ENP</b>

ENP 2019



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Ecole Nationale Polytechnique



Département Electronique  
Centre de Développement des Technologies Avancées  
Mémoire de projet de fin d'études  
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

# Réduction du bruit impulsif dans les systèmes de communication par courant porteur en ligne (CPL)

TRAD Okba

Sous la direction de M. HIMEUR Yassine Dr.

Présenté et soutenu publiquement le (29/06/2019)

## Composition du jury :

<b>Président</b>	<b>M. Mohamed-Salah AIT CHEIKH</b>	<b>Prof.</b>	<b>ENP</b>
<b>Promoteur</b>	<b>M. Yassin HIMEUR</b>	<b>Dr.</b>	<b>CDTA</b>
<b>Promoteur</b>	<b>Mme. Nesrine BOUADJENEK</b>	<b>Dr.</b>	<b>ENP</b>
<b>Examineur</b>	<b>M. Mohamed-Salah BOUSBIA</b>	<b>Dr.</b>	<b>ENP</b>

ENP 2019

# Dédicace

Je dédicace ce travail :

A mes parents, exemple de courage et de sérieux, qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves.

En ces quelques mots, je leur exprime tout mon amour et mon respect, pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien, encouragement et aide.

A mes amis, pour leurs amitiés sincères.

A tous les électroniciens promotion 2019

# Remerciements

Tout d'abord, nous tenons à remercier « Allah », le clément et le miséricordieux de m'avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail.

J'adresse mes remerciements à mes parents, qui m'ont apporté leurs aides, leurs sacrifices loyaux et leur soutien tout au long de mes études.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur HIMEUR Yassine, mon promoteur au CDTA, pour le temps consacré à m'écouter, à m'orienter et pour les conseils qu'il a su me prodiguer durant l'évolution de mon projet. Un grand merci à toute l'équipe de la division Télécom du CDTA auprès desquels j'ai acquis un savoir incommensurable.

Je tiens aussi à remercier Madame BOUADJENEK Nesrine, ma promotrice à l'ENP et tous les professeurs de département d'Electronique qui ont contribué à ma formation. Que tous les membres du jury trouvent ici l'expression de mes profonds respects pour avoir pris la peine d'examiner mon travail.

Mes remerciements vont également à toutes les personnes qui ont, de près ou de loin, apporté aide et encouragement.

## ملخص

ركز هذا العمل على الحد من الضوضاء النبضية في أنظمة اتصالات خطوط الطاقة PLC. أولاً ، نفذ نظام إرسال يعتمد على تقنية ال OFDM . لمعالجة المشكلة المذكورة أعلاه ، تم تطوير خوارزمية للحد من الضوضاء في النظام الذي تم تنفيذه مسبقاً بعد ذلك ، يتم تقييم أداء هذه الخوارزمية من خلال مقارنتها بأخرى اقترحتها Zhidkov في الأدبيات. سمح لنا ذلك باستنتاج تقنية تخفيض ثلاثة تم اقتراحها من خلال الجمع بين أول طريقتين.

## الكلمات المفتاحية

أنظمة اتصالات خطوط الطاقة، الضوضاء النبضية، تقنية ال OFDM .

## Abstract

This work focuses on the reduction of impulse noise in power line communication systems (PLC). First, we implement a transmission system based on OFDM. To address the problem mentioned above, an algorithm has been developed for noise reduction in the previously implemented system. Then, the performance of this algorithm is evaluated by comparing it with another one proposed by Zhidkov in the literature. This allowed us to deduce a third reduction technique that was proposed by combining the first two techniques.

### Keywords

Power Line Communication (PLC), Impulsive Noise, OFDM

## Résumé

Ce présent travail porte sur la réduction du bruit impulsif dans les systèmes de communication par courant porteur en ligne (CPL). En premier lieu, nous implémentons un système de transmission basé sur l'OFDM. Pour répondre au problème mentionné ci-dessus, un algorithme a été développé pour la réduction de bruit dans le système précédemment implémenté. Ensuite, la performance de cet algorithme est évalué en le comparant par rapport à un autre proposé par Zhidkov dans la littérature. Ceci nous a permis de déduire une troisième technique de réduction qu'on a proposée en faisant combiner les deux première techniques.

### Mots clés

Courant Porteur en Ligne (CPL), Bruit impulsif, OFDM

# Table des matières

Liste des tableaux

Table des figures

Liste des abréviations

Liste des notaions

<b>Introduction générale</b>	<b>13</b>
<b>1 Technologie CPL (Courant Porteur en Ligne)</b>	<b>15</b>
1.1 Historique . . . . .	16
1.2 Principe de la CPL . . . . .	17
1.2.1 Accès extérieur - Outdoor - . . . . .	17
1.2.2 L'accès intérieur - Indoor - . . . . .	18
1.3 Modélisation des Canaux CPL . . . . .	20
1.3.1 Approche descendante : « Top-Down » . . . . .	20
1.3.2 Approche ascendante « Bottom-UP » . . . . .	23
1.4 Sécurité des systèmes CPL . . . . .	26
1.4.1 La cryptographie . . . . .	26
1.4.2 L'authentification . . . . .	26
1.4.3 Le contrôle d'intégrité . . . . .	27
1.4.4 L'entrelacement . . . . .	27
1.5 Standardisation de la technologie CPL . . . . .	27
1.6 Application des systèmes CPL . . . . .	28
1.6.1 Accès Internet et multimédia . . . . .	28
1.6.2 Réseau intelligent . . . . .	28
1.6.3 Vidéo Surveillance . . . . .	29
1.6.4 Promotion de la télé médecine . . . . .	29
1.6.5 Communication embarqué . . . . .	29
1.6.6 Comptage intelligent . . . . .	29

<b>2</b>	<b>Techniques de communication numérique</b>	<b>30</b>
2.1	Introduction . . . . .	31
2.2	Types de modulation numérique . . . . .	31
2.2.1	ASK (Amplitude Shift Keying) . . . . .	32
2.2.2	FSK (Frequency Shift Keying) . . . . .	32
2.2.3	PSK (Phase Shift Keying) . . . . .	33
2.3	CDMA (Code Division Multiple Access) . . . . .	34
2.3.1	Principe . . . . .	35
2.3.2	Capacité d'accès multiple . . . . .	36
2.4	OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) . . . . .	36
2.4.1	FDM (Frequency Division Multiplexing) . . . . .	36
2.4.2	OFDM . . . . .	37
2.4.3	Principe de l'orthogonalité . . . . .	38
2.4.4	Bloc OFDM (Emetteur-Canal-Recepteur) . . . . .	39
2.4.5	préfixe cyclique . . . . .	41
<b>3</b>	<b>Bruit Additif et Techniques de réduction</b>	<b>43</b>
3.1	Introduction . . . . .	44
3.2	Modélisation du bruit additif . . . . .	44
3.2.1	Bruit de fond coloré . . . . .	44
3.2.2	Bruit impulsionnel . . . . .	45
3.3	Techniques de réduction du bruit impulsif . . . . .	47
3.3.1	Clipping . . . . .	47
3.3.2	Blanking . . . . .	48
3.3.3	Clipping / Blanking . . . . .	48
3.4	Techniques à appliquer . . . . .	48
3.4.1	Algorithme proposé . . . . .	49
3.4.2	Algorithme de Zhidkov . . . . .	50
3.4.3	Combinaison des deux algorithmes . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Implémentation et résultats de simulation</b>	<b>54</b>
4.1	Implémentation sur Matlab . . . . .	55
4.1.1	Implémentation du système OFDM . . . . .	55
4.1.2	Implémentation du modèle de canal : . . . . .	55
4.2	Résultats de simulation . . . . .	57
4.2.1	Application de l'algorithme proposé . . . . .	59
4.2.2	Application de l'algorithme de Zhidkov . . . . .	63
4.2.3	Combinaison des deux techniques . . . . .	64
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>66</b>



**Bibliographie**

**67**

**Annexe**

**69**

# Liste des tableaux

4.1	Paramètres $g_i$ et $d_i$ du canal CPL pour chaque chemin . . . . .	56
-----	---	----

# Table des figures

1.1	Principe de superposition du signal électrique à un signal HF . . . . .	17
1.2	Architecture d'une installation CPL "Outdoor" . . . . .	18
1.3	Exemple d'une installation CPL "Indoor" . . . . .	19
1.4	Propagation par trajets multiples du signal dans une section de D a C . . . . .	21
1.5	Topologie du réseau proposé pour l'approche ascendante . . . . .	25
1.6	Exemple d'utilisation des CPL pour la communication sur un réseau intelligent	28
1.7	Exemple d'utilisation des CPL pour la communication en télémessure . . . . .	29
2.1	Séquence d'information en bande de base 0010110010 . . . . .	32
2.2	Signal ASK . . . . .	32
2.3	Signal FSK . . . . .	33
2.4	Diagramme de la constellation BPSK . . . . .	34
2.5	Diagramme de la constellation QPSK . . . . .	34
2.6	Codage d'étalement du spectre . . . . .	35
2.7	Principe d'étalement du spectre a accès multiple . . . . .	37
2.8	Utilisation de la bande passante en FDM . . . . .	38
2.9	Utilisation de la bande passante en OFDM . . . . .	38
2.10	Exemple d'un spectre OFDM pour 5 sous-porteuses . . . . .	39
2.11	Bloc représentatif du système OFDM . . . . .	39
2.12	Principe de l'émetteur OFDM sans IFFT . . . . .	40
2.13	Principe de l'émetteur OFDM en utilisant l'IFFT . . . . .	41
2.14	Exemple d'ajout du préfixe cyclique . . . . .	41
3.1	DSP du bruit de fond coloré . . . . .	44
3.2	Exemple d'un scénario d'un bruit impulsif cyclostationnaire . . . . .	45
3.3	Bruit impulsif asynchrone généré avec : a) $p = 0,05$ et b) $p = 0,1$ . . . . .	47
3.4	Application d'une technique de réduction non linéaire . . . . .	48
3.5	Principe de base de l'algorithme proposé . . . . .	49
3.6	Structure globale de l'algorithme proposé . . . . .	50
3.7	Schéma bloc de l'algorithme proposé pour la compensation du bruit impulsif .	52
3.8	Procédure itérative de compensation de bruit impulsif . . . . .	52
3.9	Schéma en bloc d'algorithme proposé par la combinaison des deux techniques	53

4.1	Signal OFDM Transmis . . . . .	57
4.2	Bruit Impulsif . . . . .	58
4.3	Superposition du signal OFDM transmis, et le bruit additif impulsif . . . . .	58
4.4	Signal OFDM bruité par un bruit impulsif . . . . .	59
4.5	Variation du TEB pour différentes valeurs de probabilités d'occurrence (PrbImp)	59
4.6	Variation du TEB en fonction du facteur T(i) . . . . .	60
4.7	Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec le bloc proposé . . . . .	61
4.8	Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de QPSK sans et avec le bloc proposé . . . . .	62
4.9	Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de 16-QAM sans et avec le bloc proposé . . . . .	62
4.10	Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec le bloc de Zhidkov . . . . .	63
4.11	Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec réduction	64
4.12	Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec réduction	65
4.13	Fenêtre principale . . . . .	69
4.14	Barre des paramètres . . . . .	70
4.15	Simulation de la technique proposée dans le cas de BPSK . . . . .	71
4.16	Simulation de la technique proposée dans le cas de BPSK . . . . .	71

# Liste des abréviations

**CPL** : Courant Porteur en Ligne

**BT** : Basse Tension

**MT** : Moyenne Tension

**Mbps** : Méga bit par second

**OFDM** : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

**FDM** : Frequency Division Multiplexing

**CDMA** : Code Division Multi Access

**PDF** : Équation Différentielles Partielles (PDE)

**FFT** : Fast Fourier Transform

**IFFT** : Inverse Fast Fourier Transform

**ASK** : Amplitude Shift Keying

**FSK** : Frequency Shift Keying

**PSK** : Phase Shift Keying

**BPSK** : Binary Phase Shift Keying

**QPSK** : Quadrature Phase Shift Keying

**SNR** : Signal Noise Ration

**TEB** : Taux d'Erreur des Bits

# Liste des symbols

- $\Gamma_{1B}$  : Coefficient de réflexion du point B sur la branche 1  
 $\Gamma_{3D}$  : Coefficient de réflexion du point D sur la branche 3  
 $\Gamma_{3B}$  : Coefficient de réflexion du point B sur la branche 3  
 $t_{1B}$  : Coefficient de transmission du point B sur la branche 1  
 $t_{3B}$  : Coefficient de transmission du point B sur la branche 3  
 $\tau_i$  : Retard dû à la propagation par trajets multiples  
 $d_i$  : Longueur du trajet parcouru par le signal  
 $c_0$  : vitesse de la lumière  
 $\varepsilon_r$  : Constante diélectrique du matériau isolant  
 $f$  : Fréquence de fonctionnement  
 $\mathbf{H}(f)$  : Fonction de transfert du canal  
 $g_i$  : Réflexion et les contributions de transmission pour le chemin  $i$   
 $\alpha_0, \alpha_1$  : Paramètres d'atténuation  
 $v_p$  : Vitesse de phase du câble  
 $L_i$  : Longueur de la ligne de transmission  
 $Z_1, Z_2, Z_3$  : Impédance de charge du réseau  
 $Z_g$  : Impédances du générateur  
 $Z_l$  : Impédance du récepteur  
 $R$  : Résistance du câble  
 $L$  : Inductance du câble  
 $G$  : Conductance du câble  
 $C$  : Capacité du câble  
 $Z_c$  : Impédance caractéristique du câble  
 $\gamma$  : Constant de propagation  
 $G_p$  : Gain de traitement du spectre  
 $B_t$  : Bande de transmission  
 $B_i$  : Bande du signal portant l'information  
 $T_s$  : Durée du symbole OFDM

# Introduction générale

Ces dernières années, la demande pour les applications multimédia à haut débit a considérablement augmenté et continue de croître à un rythme rapide. L'accès Internet haut débit, par exemple, est extrêmement demandé et devient une nécessité pour les habitations domiciles. Une variété de technologies est actuellement utilisée pour la connectivité à large bande à l'intérieur des habitations domiciles et des bureaux. Parmi ces technologies de communication, la communication CPL reçoit de plus en plus l'attention de la recherche.

Les CPL exploitent les réseaux électriques déjà existants pour fournir des communications à large bande à haute vitesse. Les CPL utilisent les câbles électriques déjà installés pour les utiliser comme un réseau local fournissant un réseau de transmission haut débit qui comprend l'accès Internet haut débit, les services de la voix sur IP et d'autres services à domicile. L'avantage de faire usage des CPL est qu'ils utilisent une infrastructure qui ne nécessite pas de nouvelles implémentations de câblage. Malgré les avantages présentés par les CPL, cette technologie transmet les signaux de communication à travers un milieu qui n'a jamais été conçu pour les fonctions de télécommunication.

Les lignes électriques diffèrent sensiblement par leur structure et leurs caractéristiques physiques à partir des supports de communication habituels tels que la fibre optique et le câble coaxial. La compréhension de ces propriétés est essentielle pour la conception des systèmes CPL.

Le facteur le plus important qui affecte les communications sur les lignes électriques est le bruit impulsif qui constitue l'un des principaux défis pour les systèmes CPL. Il est généralement le résultat des commutations transitoires dans les appareils électriques. Les impulsions typiques de ce type présentent de courtes durées allant de quelques microsecondes à quelques millisecondes et se caractérisent par de très hautes amplitudes.

Notre travail vise à améliorer les performances des systèmes CPL haut débit. Cet objectif est atteint en s'attaquant au problème du bruit impulsif et présentant de nouvelles façons pour limiter son effet sur les signaux de communication. Ceci se fait par la proposition de deux approches qui peuvent répondre au problème présenté ci-dessus, en commençant par le développement d'une nouvelle technique de réduction de bruit, et finir par l'amélioration de

la technique de Zhidkov [19] trouvée dans la littérature.

Dans le premier chapitre nous présentons les principes de la technologie CPL et ces caractéristiques, en faisant appel à un état de l'art sur les approches de modélisation de ce type de canaux de transmission.

Etant donné que notre travail repose sur la transmission numérique des données, de ce fait, le deuxième chapitre expose certaines techniques de communication numérique, et leurs principaux outils et notions appliquées. Ceci est fait en se concentrant sur la technique de transmission multi porteuses (L'OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Le troisième chapitre présente les caractéristiques du bruit affectant les systèmes CPL, et sa modélisation. Ensuite une approche proposée pour la réduction de bruit est bien présentée en donnant des explications détaillées de son principe. Autre approche d'un compensateur de bruit présentée dans la littérature est présentée dans ce chapitre, en faisant appel à notre contribution à son amélioration qui consiste à une nouvelle approche de réduction de bruit et qu'elle s'agit de la combinaison des deux approches précédemment mentionnées.

Le dernier chapitre présente des évaluations du système implémenté sur Matlab, en faisant appel aux résultats de simulation des différentes approches décrites dans le chapitre 3 dans différents scénarios.



# **Chapitre 1**

## **Technologie CPL (Courant Porteur en Ligne)**

## 1.1 Historique

Le courant porteur en ligne (CPL) est une idée ancienne née du premier brevet déposé dans ce domaine au début des années 1900. Le CPL a été utilisé de manière classique par des services publics d'électricité pour contrôler et surveiller leurs réseaux électriques [1]. Le spectre de fréquence était dans les gammes de kilohertz et offre un faible débit de transmission. En effet, le CPL a été largement utilisé pour les applications de télé-protection dans les réseaux électriques, c'est-à-dire la transmission de données par les lignes du réseau électrique pour protéger des sections du système de distribution d'énergie en cas de défauts. Le CPL est une technologie fiable et économique pour les longues lignes de transmission. À la fin des années 1920, le CPL était appliqué à la télé-protection où son fonctionnement n'avait pas besoin de licence. Il a été utilisé avec succès dans le spectre de fréquence de 9 kHz à 490 kHz.

La technologie d'utilisation des lignes électriques pour la transmission des messages de contrôle a été développée au début des années 1950. Le contrôle d'ondulation utilisé dans le réseau électrique, qui fonctionne à basses fréquences, fournit un faible débit et nécessite la haute puissance d'émission de plusieurs kilo-watts. Le système n'autorise qu'un seul moyen de communication, et parmi les applications sont la gestion des lampadaires, charge contrôle et commutation tarifaire.

Au milieu des années 1980, l'application des CPL a été développée par certaines entreprises qui ont implémenté le contrôle de surveillance et l'acquisition de données (SCADA). La communication bidirectionnelle dans le réseau électrique a été développée à la fin des années 1980 et au début des années 1990.

De nos jours, le développement rapide des technologies exige un débit de transmission de données très élevé, pour cela des divers de recherches ont été faites pour développer des solutions CPL modernes fonctionnantes avec une plage de fréquences porteuses de 2 à 30 MHz. Ces technologies des CPL large bande peuvent atteindre des débits de données allant jusqu'à 200 Mbps.

Récemment, le haut débit CPL à bande étroite, (HDR NB-PLC) a attiré l'attention du secteur industriel. Cette dernière technologie fonctionne dans les bandes de fréquences comprises entre 3 kHz et 500 kHz, ce qui inclut la bande CENELEC européen (Comité Européen de Normalisation Électrotechnique), (3 à 148,5 kHz), la bande US FCC (Federal Communications Commission) (9-490) KHz, la bande japonaise ARIB (Association des industries et entreprises de la radio) (9-450 kHz), et la bande chinoise (3-500 KHz) [2]. HDR NB-PLC utilise des technologies de multi-porteuses capables d'atteindre un débit de transmission compris entre des dizaines de kilobits par seconde et 500 Kbps. Un moyen économique pour la communication de données entre les compteurs et les centres de contrôle sur le système AMI (Advanced Metering Infrastructure) sont des technologies CPL, qui utilisent l'infrastructure des lignes électriques existantes comme support de communication. Récemment, les systèmes CPL à bande étroite ont suscité l'intérêt pour les applications AMI. Par exemple, deux projets ont été consacrés à la normalisation des émetteurs-récepteurs HDR NB-PLC (IEEE 1901.2 et UIT-T G.hnem) [2].

## 1.2 Principe de la CPL

Le CPL (courant porteur en ligne) est une technologie qui consiste à superposer un signal à haute fréquence de faible énergie au courant électrique alternatif de 50/60 Hz pour la transmission de données (Internet, Vidéos, Données, Audio) utilisant le réseau électrique existant comme support de communication comme il est montré sur la Figure 1.2. Le principe de superposition est bien illustré dans la figure 1.1 ci-dessous :

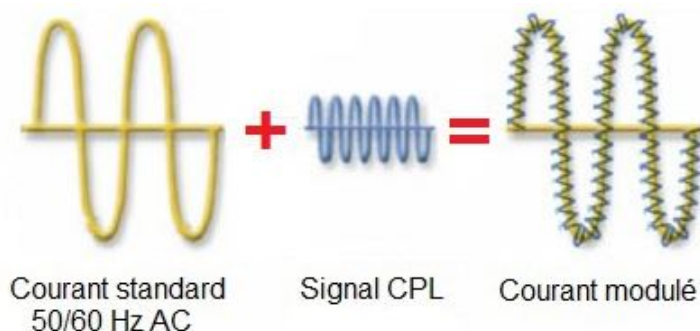


FIGURE 1.1 – Principe de superposition du signal électrique à un signal HF

Cette technologie est basée sur deux familles qui assurent respectivement :

### 1.2.1 Accès extérieur - Outdoor -

Il consiste à acheminer via le réseau électrique, un flux haut débit depuis un point d'accès préexistant. Concrètement, la transmission de données s'effectue sur le réseau électrique BT, par la mise en place d'équipements spécifiques au niveau du transformateur MT/BT (ou HTA/BT) et au niveau de l'utilisateur final. Les CPL - Outdoor - utilisent la bande de fréquences 1.6 à 13.5 MHz. A l'instar de l'accès via câble modem, le débit disponible via une connexion CPL est partagé entre les utilisateurs.

La figure 1.2 représente une architecture d'une installation CPL à accès extérieur :

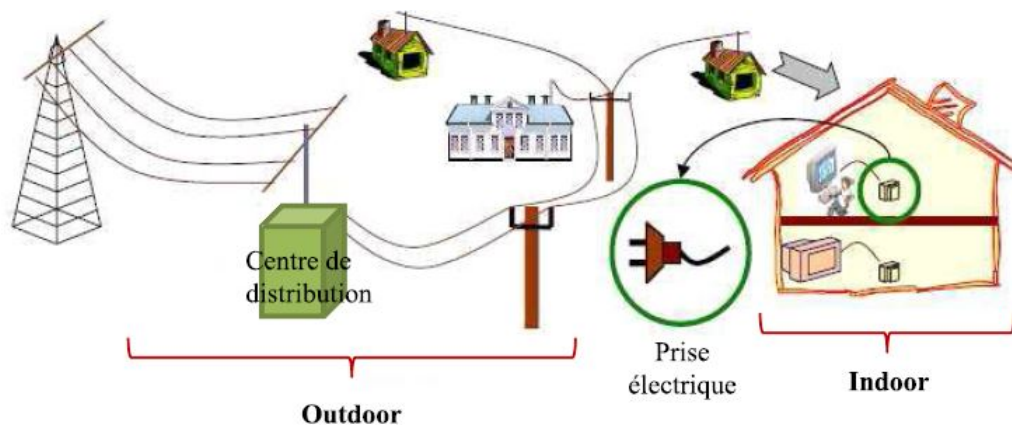


FIGURE 1.2 – Architecture d'une installation CPL "Outdoor"

### 1.2.2 L'accès intérieur - Indoor -

Appelé aussi l'accès domestique permet d'acheminer les flux de données vers toutes les prises électriques du bâtiment, à partir d'un accès Internet haut débit. Cet accès peut être via ADSL ou autre moyen. Les CPL permettent donc d'élaborer un réseau local informatique. Cette technologie est appropriée pour les établissements privés ou publics ne disposant pas, pour des raisons techniques ou financières, de réseau local. Elle est également mise en avant pour le développement des réseaux domestiques. Les CPL - indoor - utilisent la bande de fréquences allant de quelques MHz à 30 MHz.

Un des atouts majeurs des CPL est l'utilisation du réseau électrique préexistant. Aucun câblage supplémentaire n'est requis, ce qui rend cette technologie particulièrement attractive.

L'implémentation d'un réseau local basé sur les CPL repose sur un principe simple : il suffit d'intégrer un coupleur (passerelle) CPL entre la connexion Internet existante (modem ADSL par exemple) et le réseau électrique. Ensuite, il est possible de se connecter à Internet via n'importe quelle prise électrique du réseau électrique local en branchant un adaptateur CPL (branché sur port Ethernet ou USB, le paramétrage informatique dépend alors du type d'adaptateur choisi) entre ordinateur et prise électrique. À noter que le coupleur CPL n'est pas indispensable : il est en effet possible d'utiliser deux adaptateurs CPL, l'un connecté de manière permanente au modem ADSL pour faire le lien entre l'accès Internet et le réseau électrique, et l'autre permettant de relier l'ordinateur à n'importe quelle prise électrique du bâtiment.

Le débit théorique le plus répandu actuellement est de 200 Mbps. C'est notamment le débit annoncé pour les produits compatibles avec la norme Home Plug. Néanmoins, dans la pratique, on constate des débits de l'ordre de 5 à 30 Mbps. Les évolutions techniques sont constantes et certains acteurs indiquent des débits de l'ordre de 45 Mbps, voire jusqu'à 100 Mbps. Il est important de noter que ces débits sont variables également en fonction de la longueur du réseau électrique, du nombre d'appareils connectés, des éventuelles ruptures sur le réseau tel que la présence de disjoncteurs. La mise en place de répéteurs permet d'éviter ces problèmes.

Dans l'environnement domestique où ils vont être déployés, ces systèmes devront respecter les normes de compatibilité électromagnétique. Dans le cas de la CPL - Outdoor -, il faudra évaluer les risques de brouillages vis-à-vis des systèmes cellulaires ou de diffusion. Afin d'évaluer l'émission d'une transmission CPL, il convient de bien Identifier les paramètres qui interviennent dans l'émission rayonnée ou l'émission conduite. Dans un réseau CPL la conversion de mode différentiel en mode commun est liée au régime neutre de mise à la terre.

Dans notre étude, nous traiterons uniquement les installations CPL domestiques - Indoor - (Figure 1.3) du point de vue communication haut débit, afin de concevoir de nouvelles techniques de communication et d'améliorer leurs performances en présence de plusieurs types d'interférences. Ci-dessous, la figure 1.3 montre un exemple d'une installation CPL à accès intérieur :

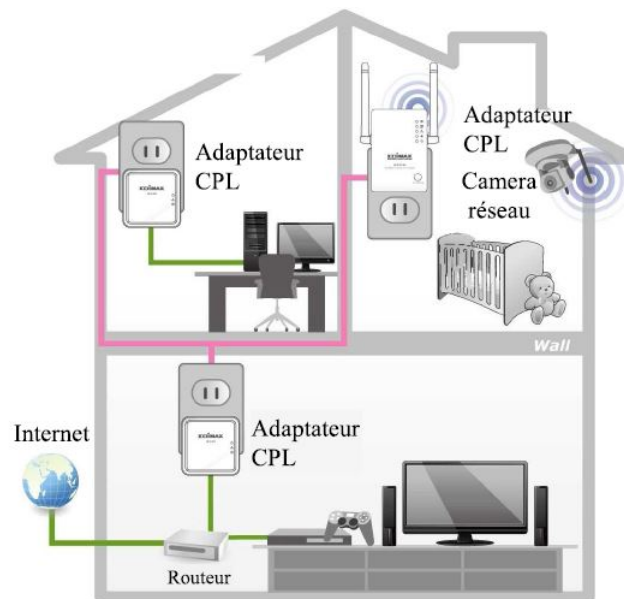


FIGURE 1.3 – Exemple d'une installation CPL "Indoor"

## 1.3 Modélisation des Canaux CPL

Le déploiement de la technologie CPL est beaucoup moins cher que celui de la communication sans fils [3]. Cependant, le développement de cette technologie n'est pas aussi rapide à cause de certains problèmes qu'on rencontre au point de sa modélisation. L'un des défis les plus importants de la modélisation des canaux CPL est la dureté du réseau électrique. Premier, il est sélectif en fréquence en raison des réflexions et des transmissions causées par des désadaptations d'impédances aux discontinuités.

Deuxièmement, il présente une forte atténuation, de plus, il varie dans le temps en raison du changement de la topologie, impédances de charge, et paramètres du câble. En dehors de ceux-ci, les CPL sont encore perturbés par le bruit de fond et le bruit impulsif complexe. Par conséquent, des études approfondies sur ces caractérisations de canaux sont nécessaires pour des modèles de canaux fiables.

La mesure est un autre aspect problématique de la modélisation des canaux CPL. La mesure est généralement dangereuse à cause de la haute tension. Une isolation critique de la tension du secteur est nécessaire non seulement pour la protection mais aussi l'extraction du signal. Outre des raisons de sécurité, la mesure du réseau de distribution extérieure reste un défi car il est difficile d'y accéder. Pour cette raison, la plupart des recherches individuelles sur la modélisation des canaux CPL sont basées sur des mesures en intérieur (Indoor).

### 1.3.1 Approche descendante : « Top-Down »

Cette approche considère le canal CPL comme une boîte noire et un grand nombre des mesures est collectés en excitant le canal avec un signal de référence dans le domaine temporel ou fréquentiel; (la même démarche est prise pour les canaux sans fil). Des algorithmes d'adaptation complexes sont ensuite appliqués afin de trouver un modèle qui s'adapte bien aux mesures. Le processus d'adaptation comprend l'identification des paramètres appropriés et l'estimation de ces paramètres. L'objectif est d'utiliser quelques paramètres pour approcher le canal avec une grande précision. Cette approche est avantageuse dans la mesure où les modèles développés sont généralement faciles à utiliser et permettent une génération rapide du canal. Cela les rend aptes à exécuter la simulation Monte Carlo, où un grand nombre de générations des canaux est indispensable.

À l'aide des résultats statistiques dérivés des mesures, le canal et même la performance du système peuvent être étudiés analytiquement. L'inconvénient majeur de cette approche est sa faible flexibilité. Le modèle et ses paramètres dérivés pour un réseau et une bande de fréquences spécifiques peuvent ne pas être appliqués pour autres réseaux et bandes de fréquences. Par conséquent, afin de développer un modèle Top-Down généralisé, pleine de mesures doivent être effectuées globalement. Un autre inconvénient est le manque de connexion physique avec la réalité. Par exemple, il est difficile d'utiliser ce modèle pour décrire la corrélation spatiale présentée dans les réseaux électriques. Le réseau électrique, étant un système de bus, il est

possible que les réponses de canal reçues de deux nœuds voisins aient une forte corrélation. Par conséquent, cette approche peut ne pas être appliquée à la modélisation du système lié au réseau.

### Modèle de Zimmermann

Un modèle descendant bien connu [7] décrit le canal (0,5-20 MHz) basé sur le phénomène de trajets multiples. il présente un modèle analytique décrivant des fonctions de transfert complexes de réseaux de lignes électriques classiques en utilisant seulement un petit ensemble de paramètres. Le modèle est basé sur les effets de propagation du signal physique dans des réseaux comprenant de nombreuses branches et désadaptation d'impédance. Les trajets multiples du canal CPL sont dus à la présence des branches du réseau électrique, et les désadaptations des impédances qui provoquent des réflexions multiples.

La figure 1.4 montre une représentation de la propagation par trajets multiples du signal dans une section.

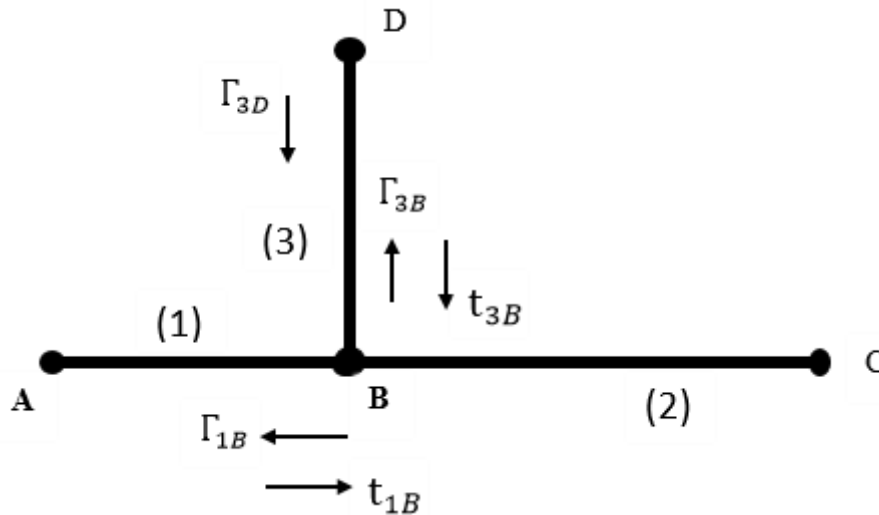


FIGURE 1.4 – Propagation par trajets multiples du signal dans une section de D à C

Une petite section de la figure 1.4 pourrait être distinguée pour examiner la propagation par trajets multiples d'un signal. A fin de simplifier les considérations, A et C sont supposés être jumelés. Les points restants pour les réflexions sont B et D, avec les facteurs de réflexion désignés par  $\Gamma_{1B}$ ,  $\Gamma_{3D}$  et  $\Gamma_{3B}$ , et les facteurs de transmission désignés par  $t_{1B}$  et  $t_{3B}$ .

La puissance du signal et le TEB (Taux d'erreur du bit) du signal reçu dépendent de la trajectoire suivie et de la longueur du trajet. La propagation par trajets multiples est également responsable du retard ( $\tau_i$ ) dans les canaux CPL, qui est donné par :

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v_p} \quad (1.1)$$

où  $d_i$  est la longueur du trajet,  $c_0$  est la vitesse de la lumière et  $\epsilon_r$  est le constant diélectrique

du matériau isolant. Une réponse en fréquence du canal entre deux points peut être donnée par l'équation suivante :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i A(f, d_i) e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (1.2)$$

Lorsque la grille du réseau devient grande et complexe, ce dernier peut être séparé en sous-canaux, pour les étudier séparément.  $A(f, d_i)$  sont les pertes des câbles qui pourraient être sous forme de chaleur ou de fuite du signal, etc.  $f$  est la fréquence de fonctionnement,  $g_i$  synthétise la réflexion et les contributions de transmission pour le chemin  $i$  qui est directement proportionnel au nombre de réflexions et au chemin parcouru :

$$|g_i| \leq 1 \quad (1.3)$$

Les valeurs de  $g_i$  et  $A(f, d_i)$  sont déterminées expérimentalement. Sur la base des facteurs ci-dessus, un modèle mathématique du canal CPL a trajets multiples est proposée dans [4]. Basé sur une étude approfondie et sur des données expérimentales,  $A(f, d_i)$  peut être approchée par la formule mathématique du facteur d'atténuation ( $\alpha$ ). La réponse en fréquence du modèle du canal CPL en fonction de la caractéristique de transmission totale de la chaîne allant de 500 KHz à 20 MHz est exprimée comme [4] :

$$\alpha(f) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k \quad (1.4)$$

$\alpha_0$  et  $\alpha_1$  sont des paramètres d'atténuation menant à :

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f) \cdot d} = e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k) \cdot d} \quad (1.5)$$

Au final, ça nous donne la fonction de transfert du canal exprimée comme :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f (\frac{d_i}{v_p})} \quad (1.6)$$

Où  $N$  est le nombre de chemins dominants,  $g_i$  est le poids du  $i$  ème chemin déterminé par les réflexions et les transmissions. Il est obtenu par les produits des coefficients de réflexion et de transmission.  $\alpha_0$  et  $\alpha_1$  représentent l'atténuation du câble,  $k$  détermine la dépendance de l'atténuation de la fréquence  $f$ ,  $d_i$  est la longueur du  $i$  ème trajet et  $v_p$  la vitesse de phase du câble. Le modèle est complété en attribuant les valeurs appropriées aux paramètres ci-dessus. Basé sur leurs propres mesures, Zimmermann et Dostert ont défini plusieurs canaux de référence en termes de distances de liaison. Un ensemble de paramètres a ensuite été déterminé pour chaque canal. L'inconvénient majeur de ce modèle est l'augmentation du coût de calcul (pour déterminer les chemins dominants et les paramètres correspondants) avec le nombre de chemins dominants. Dans les environnements intérieurs, il y a généralement un grand nombre de chemins et une faible atténuation en raison de la longueur réduite du chemin. En conséquence, de nombreux chemins forts peuvent causer un coût de calcul élevé.



### **Modèle de Tlich**

Basé sur des mesures étendues, Tlich et. Zeddami. [5] ont proposé un modèle de canal aléatoire (1-100 MHz) dans le domaine fréquentiel. Ce modèle déterministe décrit l'amplitude et la phase de la fonction de transfert complexe caractérisant les réseaux électriques tout en utilisant uniquement un paramètre. Tout d'abord, ils ont réalisé une classification de canal CPL, et un modèle de canal à moyenne module et phase a été proposé, par eux. Ils ont introduit la caractéristique de trajets multiples des canaux CPL en construisant un générateur d'amplitude de canal basé sur des statistiques. Et ceci en analysant des propriétés de l'amplitude et de la phase de la fonction de transfert du canal mesuré.

### **Modèle de Galli**

Au contraire de celui précédemment mentionné, le modèle de canal (1,8-30 MHz) proposé par Galli [6] repose sur une analyse statistique dans le domaine temporel, telle que la moyenne des canaux, gain et délai de propagation. Galli a également comparé les résultats statistiques des lignes électriques avec d'autres câbles tels que paire torsadée et câble coaxial, et a constaté que ces fils ont des propriétés statistiques similaires.

### **Modèle de Tonello**

Dans [7], Tonello a développé un générateur aléatoire de canaux basé sur le modèle de Zimmermann. Il existe très peu de méthodes de modélisation de canaux descendants MIMO dans la littérature. Dans [8], la mesure et l'analyse du canal MIMO CPL ont été effectuées. Un modèle de canal MIMO a ensuite été proposé. Ce modèle génère d'abord une réalisation d'un canal SISO, puis d'autres canaux corrélés sont générés en affectant une phase aléatoire à chaque chemin du canal SISO. Cependant, aucun support théorique n'a été prévu pour cette méthode de génération de corrélation. Des mesures sur le canal interne MIMO ont également été effectuées, et un modèle de canal a été développé par analyse statistique, incluant la corrélation des mesures.

## **1.3.2 Approche ascendante « Bottom-UP »**

L'approche ascendante est généralement basée sur la théorie de la ligne de transmission [9]. Cette approche nécessite une parfaite connaissance du réseau électrique à modéliser, y compris sa topologie, le câble d'alimentation utilisé et les impédances de charge des terminaux. Ces éléments de réseau sont modélisés mathématiquement de manière à pouvoir générer la chaîne. La théorie des lignes de transmission a été développée à l'origine pour décrire la propagation des ondes électromagnétiques dans des morceaux de ligne de transmission avec un tas d'équations différentielles partielles (PDE).

Les tensions le long des lignes ont été dérivées en résolvant ces équations, et en incorporant des réflexions aux extrémités des lignes. La théorie doit être modifiée pour modéliser la propa-

gation du signal dans un réseau. Approche du rapport de tension [9], la matrice chaîne(ABCD) [10, 9], et les paramètres S [11] sont trois méthodes populaires dans la littérature. Approche du rapport de tension et les matrices chaînes sont fondamentalement la même méthode sous différentes formes car elles sont toutes centrées sur les tensions et les courants aux nœuds du réseau.

L'approche des paramètres S est différente. Elle décrit la propagation des ondes dans un réseau en utilisant les coefficients de transmission et de réflexion. Bien que cette approche soit compliquée, elle est directement liée au signal propagation dans un réseau. Par conséquent, au cas où différents types de câbles avec un nombre différent de conducteurs sont connectés ensemble, elle peut être très utile. Une exception d'approche ascendante peut être trouvée dans [12]. Ce modèle est essentiellement un modèle de trajets multiples partiellement coopéré avec la théorie des lignes de transmission. L'approche ascendante présente l'avantage de pouvoir s'appliquer à diverses situations avec souplesse, à condition que les détails du réseau soient parfaitement connus. De plus, cette approche est étroitement liée à la physique du pouvoir réseaux, car il découle de l'interprétation physique de la propagation des ondes électromagnétiques dans les réseaux de lignes de transmission. Par conséquent, cette approche peut être utilisée pour la modélisation de systèmes liés au réseau, tels que les systèmes multi-utilisateurs.

Cette approche présente également plusieurs inconvénients. Tout d'abord, elle est généralement complexe et la complexité augmente avec la complexité du réseau. Deuxièmement, cette approche peut ne pas être pratique car elle ne considère que plusieurs éléments clés d'un réseau électrique. Un modèle pratique devrait prendre en compte les sources d'interférences naturelles et artificielles, telles que la météo et la radio. Enfin, la collection des éléments tels que la topologie, le câble, la charge) pose un grand problème en raison de leur grand nombre de variations.

### Modèle de cannete

L'approche de modélisation sur laquelle ce modèle est basé est celle qui prend en considération la structure physique des réseaux électriques indoor. Dans [13] La structure a été simplifiée pour dériver un modèle paramétrique qui conserve encore le comportement essentiel de ces canaux dans la bande HF (jusqu'à 30 MHz). Le modèle fournit des canaux réalistes en définissant des valeurs sur une valeur réduite. Le réseau simplifié proposée dans [13] peut être observé dans la figure 1.5 ci-dessous.

Une modélisation mathématique des éléments du réseau a été faite pour qu'ils soient utilisés dans la génération du modèle. Le réseau proposé a pour paramètres les longueurs  $L_i$  tel que  $i = (1, 2, 3, 4)$  et  $S_i$  avec  $i = (1, 2, 3)$ , et comme la figure 1.5 nous montre des terminaisons qui chargent notre réseau sont  $Z_1, Z_2, Z_3$ , avec  $Z_g$  et  $Z_l$  qui caractérisent les impédances de l'émetteur et du récepteur respectivement.

Selon la théorie des lignes de transmission, chaque section de ligne peut être modélisée par sa matrice chaîne ABCD, ce qui fait que la réponse fréquentielle peut être trouvée en

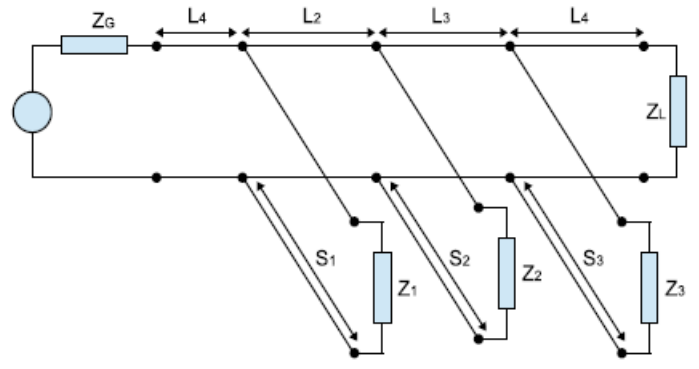


FIGURE 1.5 – Topologie du réseau proposé pour l’approche ascendante

manipulant ces matrices. Les éléments dont on a besoin pour le calcul des matrices chaîne sont  $R$  : la résistance du câble qui représente les pertes ohmiques dues à une petite chute de tension.  $L$  : l’inductance du câble qui le caractérise dans les hautes fréquences ou son effet inductif est bien apparu. La conductance  $G$  qui caractérise les pertes ohmiques dues au substrat ou du milieu qui sépare les deux conducteurs où un petit courant peut être enregistré.  $C$  : la capacité qui caractérise les pertes réactives au niveau du substrat.  $Z_c$  : l’impédance caractéristique qui caractérise le milieu de propagation de l’onde électromagnétique dans le câble. La matrice chaîne est donnée par :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

avec

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.8)$$

et

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.9)$$

## 1.4 Sécurité des systèmes CPL

La sécurité est un problème majeur dans tous les systèmes de télécommunication, en particulier ceux qui utilisent un support partagé comme les systèmes sans fils et câblés tels que l'ADSL et les CPL. Les systèmes CPL sont, cependant, naturellement plus sûrs que les systèmes de communication sans fils. Cela est dû au fait que le support physique utilisé n'est pas facilement accessible. En revanche, les systèmes WIFI, par exemple, utilisent un support partagé qui peut être consulté par toute personne dans la zone de couverture du réseau. Avec les outils appropriés, le trafic réseau peut être intercepté et le dispositif de réseau peut même être reconfiguré par l'intercepteur. Un avantage supplémentaire de sécurité des réseaux CPL est le danger potentiel impliqué en raison de la présence du signal électrique alternatif. De plus, à partir des différences SNR et de la réponse fréquentielle du canal entre différents nœuds dans le réseau, il est plus difficile de récupérer les informations à partir de signaux interceptés. Lors de l'utilisation de la modulation OFDM avec une modulation adaptative, différentes sous-porteuses peuvent être modulées ou même codées en canaux, différemment. Par conséquent, pour récupérer les informations, il faut avoir une connaissance complète des paramètres de la modulation du signal. Bien que les réseaux des lignes électriques soient naturellement plus résistants aux attaques, ils ne sont pas pleinement protégés et la sécurité des logiciels est essentielle pour fournir des niveaux de sécurité acceptables. Les principaux types possibles d'attaques que les réseaux CPL sont sensibles, sont l'écoute, les attaques visant à endommager les communications réseau et de prévenir son fonctionnement, et les attaques visant à obtenir l'accès aux dispositifs de réseau et à les reconfigurer volontairement. Ces menaces de sécurité peuvent être contrées en utilisant ce qui suit :

### 1.4.1 La cryptographie

est utilisée pour refuser l'accès aux intrus des informations échangées dans le réseau. L'information est codée en utilisant une clé de cryptage avant d'être transmise à travers le milieu. Cela rend les signaux incompréhensibles Pour l'intrus. Sur le côté récepteur, une clé de déchiffrement est utilisée pour récupérer les informations portées dans le signal.

### 1.4.2 L'authentification

est une autre mesure de sécurité utilisée dans les systèmes CPL et d'autres réseaux câblés et sans fil. Par l'utilisation de l'authentification, l'accès au réseau est seulement acquis après l'identification de l'utilisateur. Alors l'autorisation d'accès au réseau sera accordée seulement dans ce cas.

### 1.4.3 Le contrôle d'intégrité

est utilisé pour identifier si les données envoyées via le réseau ont été modifiées pendant la transmission.

### 1.4.4 L'entrelacement

un processus d'entrelacement peut être mis au point pour chiffrer les données à transmettre et ajouter un niveau de sécurité.

## 1.5 Standardisation de la technologie CPL

Un très large panel d'activités de normalisation se concentre sur la technologie CPL. Les principaux organes dominant la normalisation CPL pour les aspects de transmission sont HomePlug, IEEE et le consortium OPERA. En outre, des consortiums tels que ITU (International Telecommunication Union), UPA (Universal Power line Association), CEPCA (Consumers Electronics Powerline Communication Alliance) jouent un rôle important dans la définition et la proposition des systèmes CPL.

La norme Homeplug AV ou IEEE P1901 pour la transmission en large bande sur les réseaux en lignes d'énergie (BPL : Broadband over power line), a été proposée pour développer des spécifications pour des dispositifs CPL à grande vitesse (>100Mbps à la couche physique). La norme utilise les fréquences de transmission en dessous de 100 MHz [14]. L'objectif est de définir la couche MAC (Media Access control) et les spécifications de la couche PHY (Physique) pour toutes les classes de dispositifs CPL à large bande. De nombreuses entreprises et organismes de normalisation participent au développement de la norme IEEE P1901, y compris Home Plug Power line Alliance, UPA et CEPCA. HomePlug Power line Alliance et Panasonic (membre CEPCA) ont été proposé au sein de groupe de travail IEEE P1901 pour converger vers une couche MAC commune supportant à la fois HP AV et Panasonic (c.à.d. HD-PLC). Les propositions de HomePlug-Panasonic ont été sélectionnées comme une technologie de base pour l'accès à domicile et les pôles de coexistence du groupe de travail P1901. Toutes les autres propositions (parmi eux l'UPA, qui comprend la proposition DS2) ont été rejetées. Cette proposition permet d'assurer au moins la coexistence entre les technologies HomePlug et Panasonic ; et vérifie à la fin que l'interopérabilité est possible. Néanmoins, le protocole inter-PHY qui permettrait la coexistence entre la version HPAV (OFDM) et la version Panasonic (OFDM ondelettes) a été récemment finalisée.

## 1.6 Application des systèmes CPL

Il y a de nombreux exemples des scénarios d'applications typiques où les CPL peuvent être utilisées, ils comprennent :

### 1.6.1 Accès Internet et multimédia

Le développement rapide de l'Internet et de ses applications a déjà changé fondamentalement la façon dont nous vivons. La demande pour l'accès haut débit à Internet continue d'augmenter et la création de nouveaux moyens de transmission de données est une nécessité. En utilisant les CPL pour un accès Internet, ils peuvent réduire la congestion dans un réseau, ils peuvent être aussi utilisées pour de nombreuses applications telles que :

### 1.6.2 Réseau intelligent

Dans les réseaux intelligents, le canal CPL peut être utilisé pour assurer le contrôle des équipements électriques à distance, pour mieux contrôler la dit attribution d'énergie. Tout le matériel électrique peut être lié ensemble et contrôle 'à distance via le réseau Internet 'à travers un réseau CPL. Ci-dessous la Figure 1.6 montre comment la communication CPL peut être utilisée pour des applications de communication et de contrôle/commande pour usages résidentiels et commerciaux énergétiques.

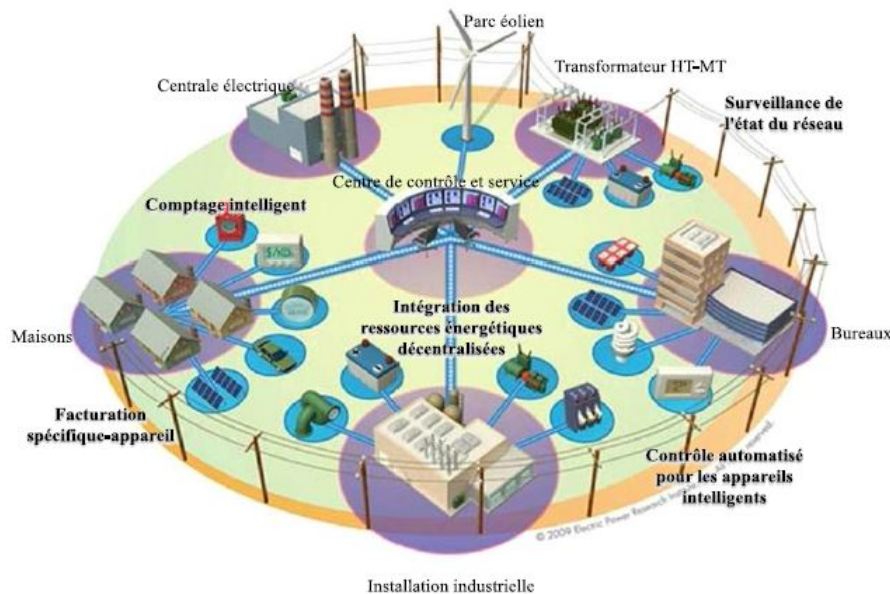


FIGURE 1.6 – Exemple d'utilisation des CPL pour la communication sur un réseau intelligent

### 1.6.3 Vidéo Surveillance

Le réseau CPL est un bon candidat pour les réseaux de vidéo surveillance. Le coût de déploiement peut être considérablement réduit en comparaison à d'autres moyens tels que le WIFI, Wi MAX et les réseaux de capteurs sans fil. Il peut être utilisé seul ou en combinaison avec les autres technologies.

### 1.6.4 Promotion de la télé médecine

La télé médecine est une application pour fournir des services médicaux à distance. Actuellement, la consultation, le diagnostic et, en outre, le traitement médical et le suivi des patients peuvent être effectués à distance en utilisant les services de streaming audio et vidéo. Dans ce cas, par l'utilisation du réseau CPL, nous pouvons étendre ces services à des endroits éloignés (qui manquent de connexions à haute vitesse) car le réseau électrique a un accès à des endroits éloignés et isolés, même dans les pays sous-développés.

### 1.6.5 Communication embarqué

Au cours des dernières années, l'augmentation du nombre de systèmes électroniques dans les véhicules provoque une saturation des échanges entre les systèmes électroniques et nécessite une augmentation du faisceau de câblage. Pour réduire cette disparité et limiter le nombre des câbles, une solution basée sur le CPL semble intéressante, et peut être considérée comme une alternative à la transmission sans fils

### 1.6.6 Comptage intelligent

Le réseau CPL peut être conçu pour permettre la mesure de la consommation d'énergie, dans un scénario urbain avec un grand nombre de nœuds, et pour contrôler à distance le système d'éclairage afin d'avoir une utilisation optimale de l'énergie. La Figure 1.7 montrée ci-dessous illustre un exemple d'utilisation des CPL pour la communication en télé mesure, d'où l'une de ces applications est l'éclairage, ou le comptage intelligent.

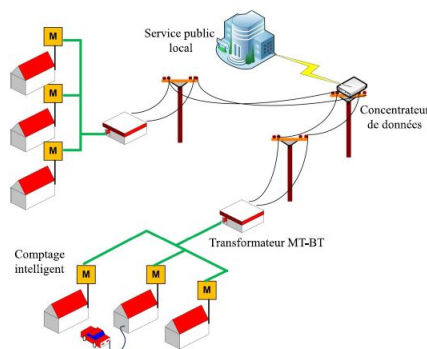


FIGURE 1.7 – Exemple d'utilisation des CPL pour la communication en télé mesure

## **Chapitre 2**

# **Techniques de communication numérique**



## 2.1 Introduction

Le canal CPL est extrêmement difficile et réclame des techniques de communication très sophistiquées. Généralement, la communication est supposée se produire dans un canal caractérisé par des phénomènes sélectifs en fréquence, l'écho, le bruit impulsif et coloré.

Toutes ces caractéristiques négatives poussent à envisager des techniques de communication pouvant faire face efficacement à un tel conflit. Les systèmes CDMA et OFDM sont des techniques qui peuvent être considérées comme de véritables candidats pour les systèmes CPL à large bande car elles permettent de séparer les données transmises dans de nombreux sous-flux indépendants en parallèle, pour mettre en œuvre des ressources de gestion flexibles afin de faire face aux dégradations des canaux, de fournir une granularité fine dans les services multimédia en prenant en charge des débits de données variables et à atteindre une capacité remarquable.

En outre, l'introduction de sous-flux semble être une solution prometteuse pour pallier les particularités du trafic de données transmises, en général, le débit moyen de données au cours d'une session peut être modéré, même si les pics sont rares, avec besoin de ressources supplémentaires pour la bande. Par conséquent, une affectation flexible des ressources, c'est-à-dire choisir de donner la capacité aux utilisateurs actifs en fonction de leurs demandes effectives, semble correspondre à de meilleures fonctionnalités de trafic.

En ce qui concerne les systèmes proposés, les avantages de la technique CDMA reposent sur une robustesse remarquable aux interférences à bande étroite, un accès multiple à faible densité de spectres de puissance, réduisant ainsi les problèmes de ces types de canaux. De l'autre côté, la technique OFDM permet de réduire considérablement la complexité de l'égalisation de l'effet du canal et d'augmenter la résistance au bruit impulsif.

## 2.2 Types de modulation numérique

La modulation consiste à faciliter le transfert des informations sur un support. La transmission du son dans l'air a une portée limitée pour la quantité d'énergie que vos poumons peuvent générer. Pour étendre la portée de votre voix, nous devons la transmettre par un moyen autre que l'air, tel qu'une ligne téléphonique ou la radio. Ce processus de conversion des informations (la voix dans ce cas) pour qu'elles puissent être envoyées avec succès par un média (ondes filaires ou radio) est appelée modulation. Il existe trois types de base de techniques de modulation numérique. Ceux-ci sont : ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying), PSK (Phase Shift Keying). Toutes ces techniques font varier un paramètre d'une sinusoïde pour représenter les informations que nous souhaitons envoyer. Une sinusoïde a trois paramètres différents qui peuvent être modifiés (son amplitude, phase et fréquence).

La modulation est un processus de mappage tel que votre voix (A titre d'exemple de signal) la convertisse en un aspect d'une onde sinusoïdale puis transmette l'onde sinusoïdale en laissant la voix réelle derrière. L'onde sinusoïdale de l'autre côté est reconfigurée en une copie

proche de votre son. Le milieu est la chose par laquelle l'onde sinusoïdale se déplace. Donc, le fil est un support, de même que l'air, l'eau et l'espace. L'onde sinusoïdale s'appelle la porteuse. L'information à envoyer qui peut être vocale ou de données, s'appelle le signal d'information. Une fois que la porteuse est mappée avec les informations à envoyer, il ne s'agit plus d'une onde sinusoïdale et nous l'appelons le signal.

### 2.2.1 ASK (Amplitude Shift Keying)

Dans ASK, l'amplitude de la porteuse est modifiée en réponse à une information et tout le reste est maintenu. En binaire ASK, le bit 1 est transmis par une porteuse d'une amplitude particulière. Pour transmettre 0, on change l'amplitude en maintenant la fréquence constante. On-Off Keying (OOK) est une forme spéciale de ASK, dans laquelle l'une des amplitudes est zéro, comme indiqué dans les figures 2.1 et 2.2.

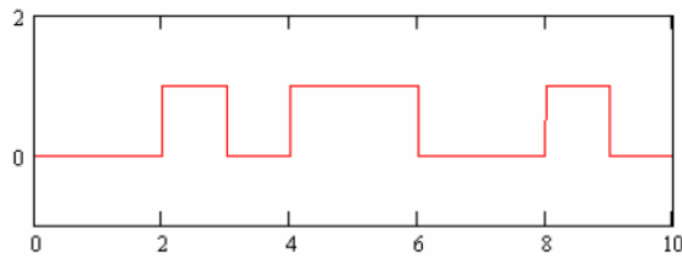


FIGURE 2.1 – Séquence d'information en bande de base 0010110010

$$ASK(t) = s(t)\sin(2\pi ft) \quad (2.1)$$

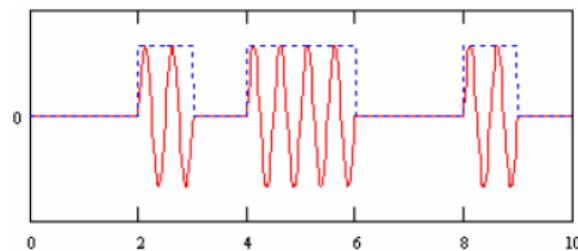


FIGURE 2.2 – Signal ASK

### 2.2.2 FSK (Frequency Shift Keying)

En FSK, la fréquence change en réponse de l'information. En FSK binaire, une fréquence particulière pour un 1 et une autre fréquence pour un 0 sont utilisées comme indiqué à la figure 2.3 pour la même séquence de bits que ci-dessus. Dans l'exemple ci-dessous, la fréquence  $f_1$  du bit 1 est supérieure à celle de  $f_2$  utilisée pour le bit 0

$$\text{BinaryFSK}(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_1 t) & \text{pour bit 1} \\ \sin(2\pi f_2 t) & \text{pour bit 0} \end{cases} \quad (2.2)$$

La figure 2.3 illustre une forme d'un signal FSK

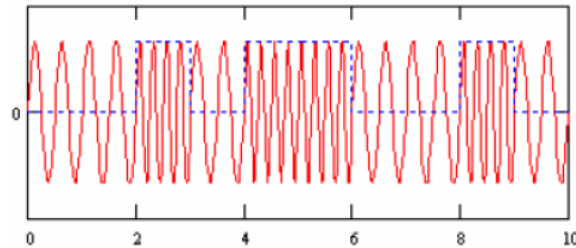


FIGURE 2.3 – Signal FSK

### 2.2.3 PSK (Phase Shift Keying)

En PSK, nous changeons la phase de la porteuse sinusoïdale pour indiquer une information. La phase dans ce contexte est l'angle de départ auquel commence la sinusoïde. Le signal transmis est une sinusoïde d'amplitude fixe. La modulation par décalage de phase est un processus de modulation par lequel le signal d'entrée décale la forme d'onde de sortie vers l'un des états définis.

#### BPSK

En mode déphasage binaire (BPSK), le signal transmis est une sinusoïde d'amplitude fixe. BPSK est la forme la plus simple de PSK. Il utilise deux phases qui sont séparées de 180 degrés, et peuvent donc aussi être appelées 2-PSK. Il a une phase fixe lorsque les données se trouvent à un niveau, et lorsqu'elles se trouvent à un autre, la phase est différente de 180 degrés. Peu importe l'emplacement exact des points de la constellation, ils sont représentés sur l'axe réel à 0 degré et à 180 degrés. Cette modulation est la plus robuste de toutes les PSK, car il faut beaucoup de distorsion pour amener le démodulateur à prendre une décision incorrecte. Cependant, il ne peut moduler que 1 bit / symbole (comme le montre la figure 2.4) et ne convient donc pas pour les applications à haut débit de données lorsque la bande passante est limitée. Ci-dessous, La figure 2.4 illustre un diagramme d'une constellation BPSK :

#### QPSK

QPSK (*PSK4-aire*) implique de changer la phase de la forme d'onde transmise. Chaque changement de phase finie représente des données numériques uniques. Une forme d'onde modulée en phase peut être générée en utilisant les données numériques pour changer la phase

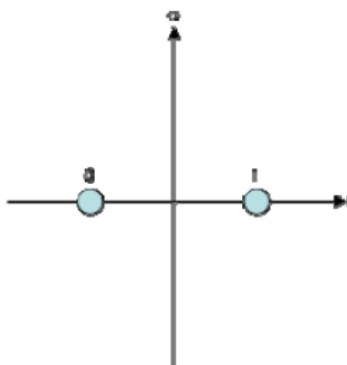


FIGURE 2.4 – Diagramme de la constellation BPSK

d'un signal tandis que sa fréquence et son amplitude restent constantes. Une porteuse modulée QPSK subit quatre changements de phase distincts qui sont représentés sous forme de symboles et peuvent prendre les valeurs de  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$  et  $7\pi/4$ . Chaque symbole représente deux bits de données binaires. Ci-dessous, le diagramme de constellation d'une porteuse modulée en QPSK est illustré dans la Figure 2.5.

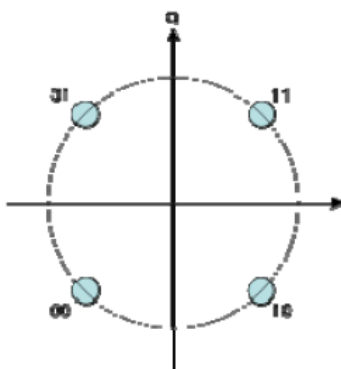


FIGURE 2.5 – Diagramme de la constellation QPSK

## 2.3 CDMA (Code Division Multiple Access)

Les origines de la technique d'étalement de spectre sont dans le domaine militaire et les systèmes de navigation. Les techniques développées pour contrer le brouillage intentionnel se sont également révélées appropriées pour la communication à travers des canaux dispersifs dans les applications cellulaires. Dans cette section, nous soulignons les fondements de base qui peut bien exprimer le principe de la technique CDMA.

En 1949, John Pierce a décrit un système de multiplexage dans lequel un support commun porte des signaux codés. Ce système peut être classé en tant que système à accès multiples à étalement du spectre. Claude Shannon et Robert Pierce a introduit les idées de base de CDMA en 1949 en décrivant l'effet de moyenne d'interférence et la gracieuse dégradation de CDMA. Les signaux arrivant sur différents trajets de propagation peuvent être résolus par un signal

à spectre étalé à large bande et combiné par le récepteur. Pour les applications cellulaires, le spectre étalé a été suggéré par Cooper et Nettleton en 1978.

Au cours des années 1980, Qualcomm a étudié les techniques DS-CDMA, qui ont finalement conduit à la commercialisation des communications cellulaires à spectre étalé sous la forme de la norme CDMA IS-95 à bande étroite en juillet 1993. Mise en service commerciale des systèmes IS-95 en 1996. La détection multi-utilisateur (MUD) a fait l'objet de recherches approfondies depuis 1986, date à laquelle Verdu a formulé une détection multi-utilisateur optimale pour les canaux de bruit blanc gaussien et additif (AWGN).

Au cours des années 90, les techniques CDMA à large bande avec une largeur de bande de 5 MHz ou plus ont été étudiées de manière intensive à travers le monde, et plusieurs systèmes d'essai ont été construits et testés.

### 2.3.1 Principe

Dans la CDMA, chaque utilisateur se fait attribuer par une séquence unique de codes qui le distingue des autres. Cette séquence est utilisée pour coder son signal portant des informations qui lui correspondent. Le récepteur, connaissant les séquences de codes de l'utilisateur. En effet, il décode le signal après réception et récupère les données d'origine. C'est possible depuis les corrélations croisées entre le code de l'utilisateur souhaité et les codes des autres utilisateurs. Une corrélation importante indique le signal de l'information associé à cet utilisateur. La figure 2.6 exprime la méthode du codage utilisée pour l'étalement du spectre du signal de données :

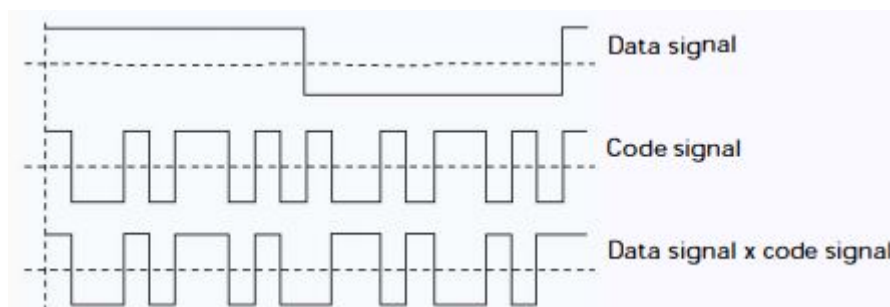


FIGURE 2.6 – Codage d'étalement du spectre

Puisque la bande passante du signal de code est choisie pour être beaucoup plus grande que la largeur de celle de la porteuse d'informations, le processus de codage élargit (étale) le spectre du signal et est donc également appelé modulation à spectre étalé. Le signal résultant est également appelé signal à spectre étalé. L'étalement spectral du signal transmis donne à la technique du CDMA sa capacité d'accès multiple. C'est donc important de connaître les techniques nécessaires pour générer les signaux à spectre étalé et les propriétés de ces signaux. La technique de modulation à étalement de spectre doit remplir deux critères :

La bande passante de transmission doit être beaucoup plus grande que la bande passante du signal de l'information.

• La largeur de bande radioélectrique résultante est déterminée par une fonction autre que les informations envoyées (donc la bande passante est statistiquement indépendante du signal d'information). Ceci exclut les techniques de modulation telles que la modulation de fréquence (FM) et modulation de phase (PM). Le rapport entre la bande passante transmise et la bande passante d'information est appelé gain de traitement  $G_p$  du spectre étalé système.

$$G_p = \frac{B_t}{B_i} \quad (2.3)$$

où  $B_t$  est la largeur de la bande de transmission et  $B_i$  est la largeur de la bande du signal portant des informations. Le récepteur corrèle le signal reçu avec une réplique synchrone générée du code d'étalement pour récupérer le signal portant de l'information d'origine. Cela implique que le destinataire doit connaître le code utilisé pour moduler les données. En raison du codage et de la largeur de bande accrue qui en résulte, les signaux à spectre étalé ont un certain nombre de propriétés différentes. À ceux des signaux à bande étroite. Le plus intéressant d'autres, du point de vue des systèmes de communication, sont discutés ci-dessous. Pour bien comprendre, chaque propriété a été brièvement expliquée à l'aide d'illustrations, le cas échéant, par l'application de techniques à spectre étalé à séquence directe.

### 2.3.2 Capacité d'accès multiple

Si plusieurs utilisateurs transmettent un signal à spectre étalé en même temps, le récepteur sera toujours en mesure de faire la distinction entre les utilisateurs à condition que chaque utilisateur dispose d'un code unique présentant une corrélation croisée suffisamment faible avec les autres codes. En corrélation le signal reçu avec un signal de code d'un certain utilisateur ne prend en considération alors que le signal de cet utilisateur, tandis que les autres signaux à spectre étalé resteront répartis sur une grande bande passante. Ainsi, dans la bande passante de l'information la puissance de l'utilisateur souhaité sera supérieure à la puissance d'interférence à condition qu'il n'y ait pas trop de source d'interférence, et le signal souhaité peut être extrait. La capacité d'accès multiple est illustrée à la Figure 2.7.

À la Figure 2.7(a), les deux utilisateurs génèrent un signal à spectre étalé à partir de leurs signaux de données à bande étroite. Sur la figure 2.7(b), les deux utilisateurs transmettent leurs signaux à spectre étalé en même temps. Chez le destinataire 1 seul le signal de l'utilisateur 1 est "désétalé" et les données rétabli.

## 2.4 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

### 2.4.1 FDM (Frequency Division Multiplexing)

Le multiplexage par répartition en fréquence (FDM) est utilisé depuis longtemps pour acheminer plusieurs signaux sur une ligne téléphonique. FDM divise la largeur de bande du canal en sous-canaux et transmet plusieurs signaux à débit relativement faible en portant chaque signal

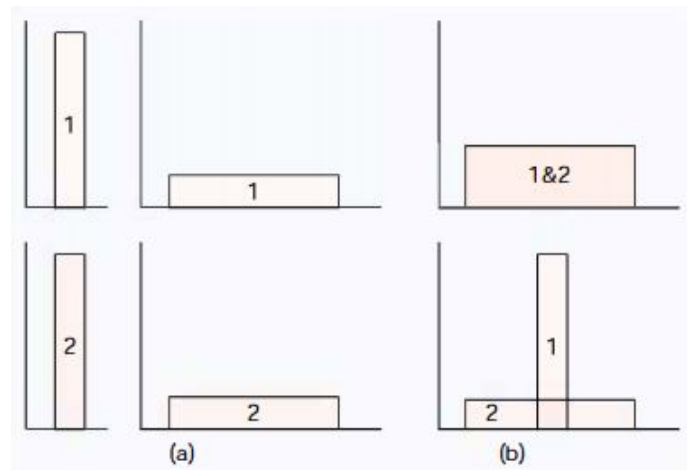


FIGURE 2.7 – Principe d'étalement du spectre à accès multiple

sur une fréquence porteuse distincte. Pour s'assurer que le signal d'un sous-canal ne chevauche pas le signal d'un voisin, il reste une bande de garde entre les différents sous-canaux. De toute évidence, cette bande de garde a montré une dégradation importante en matière d'efficacité spectrale.

### 2.4.2 OFDM

Afin de résoudre le problème de l'inefficacité spectrale, un multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence a été proposé, les différentes porteuses étant orthogonales les unes aux autres. Avec OFDM, il est possible d'avoir des sous-canaux qui se chevauchent dans le domaine fréquentiel, augmentant ainsi le débit de transmission. Cet espacement des porteuses fournit une efficacité spectrale optimale. Aujourd'hui, OFDM est devenu le système de communication le plus populaire dans les communications à haut débit. L'OFDM peut fournir des débits de données importants avec une robustesse suffisante face aux distorsions touchant le canal.

L'OFDM est une technique qui combine de la modulation et du multiplexage. Le multiplexage fait généralement référence à des signaux indépendants produits par différentes sources. La question du multiplexage est appliquée à des signaux indépendants, mais ces signaux indépendants constituent un sous-ensemble du signal principal. Le signal lui-même est d'abord divisé en canaux indépendants, modulé par des données puis remultiplexé pour créer la porteuse OFDM. L'utilisation de la bande dans le cas de FDM est illustrée dans la figure 2.8.

Par contre, en utilisant l'OFDM qui est un cas particulier de multiplexage par répartition en fréquence (FDM), où la bande passante se divise à des sous bande espacées à égalité. ça va nous permettre de visualiser l'efficacité spectrale montrée ci-dessous sur la figure 2.9.

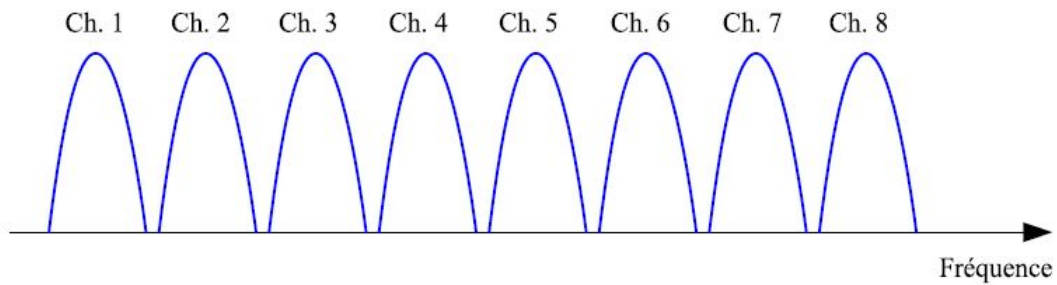


FIGURE 2.8 – Utilisation de la bande passante en FDM

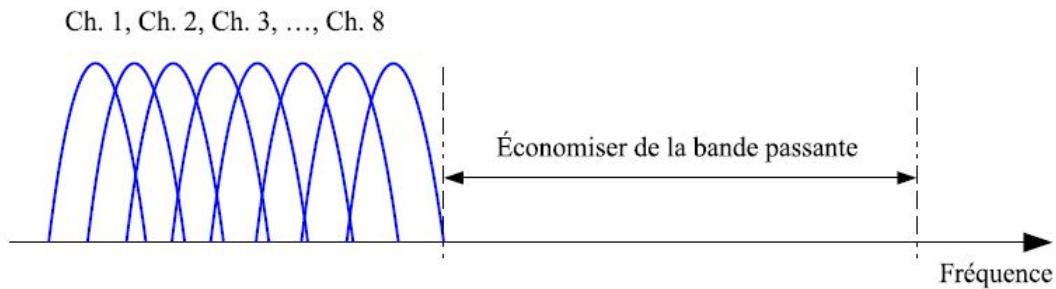


FIGURE 2.9 – Utilisation de la bande passante en OFDM

### 2.4.3 Principe de l'orthogonalité

Le concept principal dans L'OFDM est l'orthogonalité des sous-porteuses. La partie "orthogonale" du nom OFDM indique qu'il existe une relation mathématique précise entre les fréquences des porteuses du système. Il est possible de disposer les porteuses dans un signal OFDM de sorte que les bandes latérales des porteuses individuelles se chevauchent et que les signaux puissent toujours être reçus sans interférence de porteuses adjacentes. Pour ce faire, les porteuses doivent être mathématiquement orthogonales. C'est-à-dire que l'espacement entre les porteuses est un multiple de  $1/T_s$ . Où,  $T_s$  est la durée du symbole OFDM. L'orthogonalité entre les porteuses peut être maintenue si le signal OFDM est défini à l'aide des procédures de transformation de Fourier. Le système OFDM transmet un grand nombre de porteuses à bande étroite, étroitement espacées. La figure 2.10 nous montre un exemple d'un spectre OFDM pour 5 sous-porteuses :

Le principe d'orthogonalité apparaît bien dans l'explication mathématique suivante : Si une onde sinusoïdale de fréquence  $mf$  multipliée par une sinusoïde (sinus ou cosinus) de fréquence  $nf$ ,

$$f(t) = \sin(m\omega t) * \sin(n\omega t) \quad (2.4)$$

Lorsque  $m$  et  $n$  sont des entiers, étant donné que ces deux composantes sont chacune une sinusoïde, l'intégrale est égale à zéro sur une période. L'intégrale ou la surface sous ce produit est donnée par :



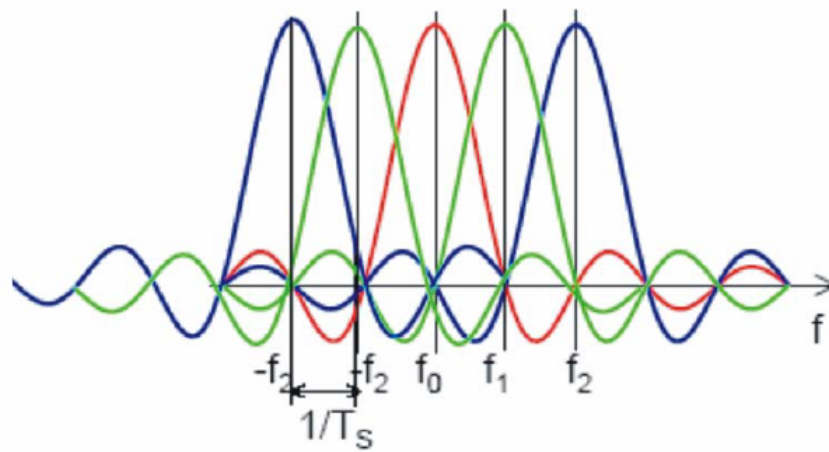


FIGURE 2.10 – Exemple d’un spectre OFDM pour 5 sous-porteuses

$$\int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos(m - n)wt - \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos(m + n)wt \quad (2.5)$$

$$= 0$$

### 2.4.4 Bloc OFDM (Emetteur-Canal-Recepteur)

Pour N sous-porteuses, chaque sous-porteuse est centrée à des fréquences orthogonales les unes aux autres (généralement des multiples de fréquences). Le deuxième paramètre de conception pourrait être le format de modulation que nous souhaitons utiliser. La figure 2.11 illustre la structure du bloc représentant un système OFDM :

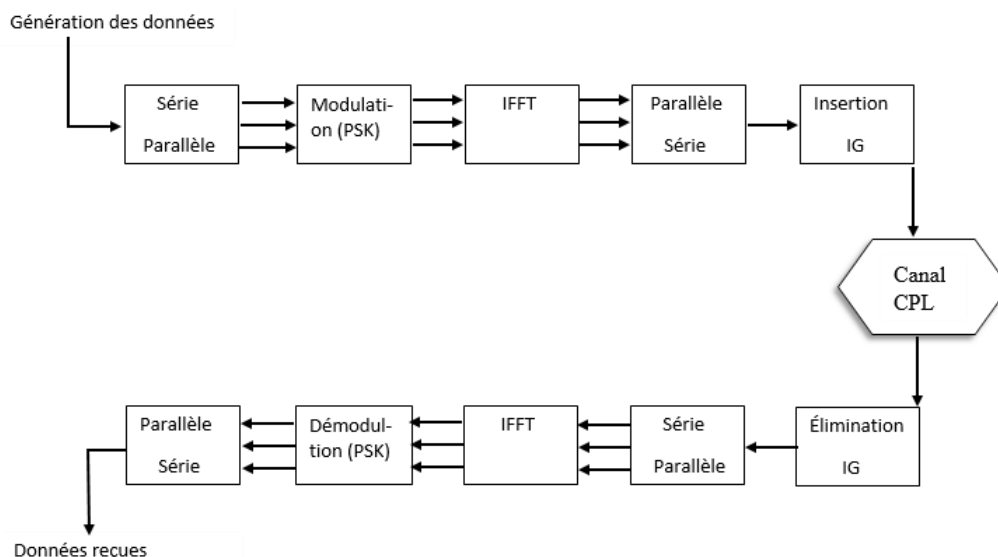


FIGURE 2.11 – Bloc représentatif du système OFDM

Un signal OFDM peut être construit en utilisant l’une des techniques de modulation numériques suivantes, à savoir (BPSK, QPSK, QAM). Les données doivent d’abord être converties

d'un flux série à un flux parallèle en fonction du nombre de sous-porteuses ( $N$ ).

Maintenant, le convertisseur série-parallèle prend le flux série de bits d'entrée vers un flux des  $N$  sorties parallèles (indexés de 0 à  $N - 1$ ). Ces flux parallèles sont convertis individuellement dans le format de modulation numérique requis (BPSK, QPSK, QAM). Une fois que les bits de données sont convertis au format de modulation requis, ils doivent être superposés sur les sous-porteuses orthogonales requises pour la transmission. Ceci est réalisé par une série de  $N$  parallèles oscillateurs sinusoidaux accordés sur  $N$  fréquences orthogonales ( $f_0, f_1, \dots, f_{N-1}$ ).

Enfin, les sorties résultantes des  $N$  bras parallèles sont additionnées pour produire le signal OFDM. La figure 2.12 illustre le concept de base de la transmission OFDM (Remarque : pour donner une explication claire et simple, et pour visualiser le rôle des blocs IFFT / FFT utilisés dans un système OFDM réel, ces derniers ne seront pas utilisés maintenant dans le diagramme). La figure 2.12 illustre représente un schéma d'un émetteur de base OFDM (avant l'utilisation de l'IFFT) :

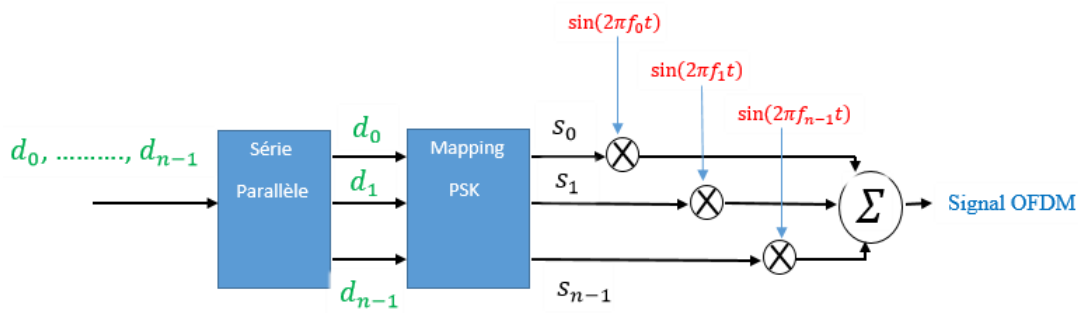


FIGURE 2.12 – Principe de l'émetteur OFDM sans IFFT

Dans le paragraphe précédent, l'architecture d'un émetteur OFDM a été décrite à l'aide des systèmes sinusoidaux. En général, un signal OFDM peut être représenté par :

$$Signal_{OFDM} = c(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) \sin(2\pi f_n t) \quad (2.6)$$

$S(t)$  représente les symboles mappés sur la constellation choisie (BPSK / QPSK / QAM), et  $f_n$  représente les fréquences orthogonales. Mais comme les oscillateurs vont compliquer l'implémentation de cette technique (OFDM). Cette équation peut être considérée comme un processus IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) qui est un outil mathématique qui peut nous fournir les fréquences orthogonales des sous-porteuses. Mais comme le signal ofdm à transmettre devrait être temporelle pour qu'on puisse le transmettre, nous considérons toujours les éléments issus de la constellation comme des éléments fréquentiels (ce qui n'est pas vraiment le cas). L'IFFT est représenté par :

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (2.7)$$

Donc un émetteur OFDM est présenté comme montre la figure 2.13.

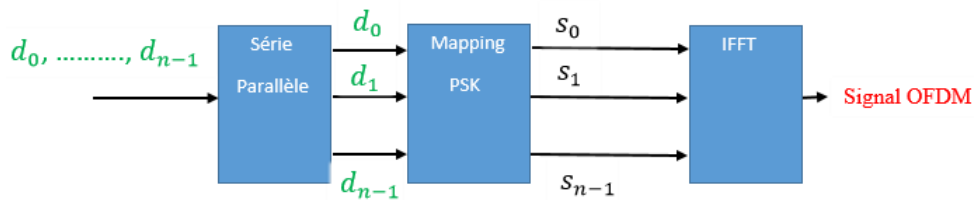


FIGURE 2.13 – Principe de l'émetteur OFDM en utilisant l'IFFT

La réponse impulsionnelle du canal peut être modélisée par le vecteur  $h_t = [h_0 h_1 \dots h_{L-1}]$ ,  $L$  correspond au nombre d'échantillons complexes de la réponse impulsionnelle du canal. On peut ainsi écrire le signal en réception, sans conversion du complexe au réel, par l'équation suivante :

$$r_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s_{n-l} + b_n \quad (2.8)$$

Avec  $r_n$  représente les échantillons temporels du symbole OFDM reçu, et  $b_n$  représente le bruit additif. Le signal en réception est ainsi perturbé par le milieu de propagation  $h$ , et par le bruit additif  $b$ . La réponse impulsionnelle en plus des atténuations et des déphasages va introduire des interférences inter-symbole (ISI). Pour corriger l'ISI il est nécessaire d'utiliser un préfixe cyclique.

### 2.4.5 préfixe cyclique

Cette opération consiste à faire glisser le symbole pour qu'il commence au bout du temps de propagation (retard dû au canal). Ensuite, on remplit l'espace de garde avec une copie de ce qui s'avère être la fin du symbole. Le symbole est étendu pour qu'il soit 1,25 fois plus long. Pour ce faire, on copie le verso du symbole, et on le colle à l'avant. En réalité, la source du symbole est continue. Nous ne faisons donc qu'ajuster la phase de démarrage, et allonger la période du symbole. La figure 2.14 montre un exemple d'ajout du préfixe cyclique pour un signal OFDM à transmettre.

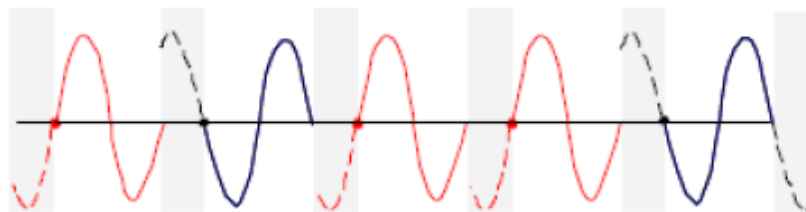


FIGURE 2.14 – Exemple d'ajout du préfixe cyclique

L'opération inverse se fait au niveau du récepteur, d'où on commence par l'élimination du préfixe cyclique, et puis après on démodule par un démodulateur (QPSK, BPSK, 16 QAM...) suite à une FFT.

La technique de l'OFDM est largement utilisée dans les systèmes CPL, du fait qu'elle fonctionne mieux que la technique à porteuse unique en présence du bruit impulsif [15]. Ceci est dû au fait que l'OFDM étend l'effet du bruit impulsif sur plusieurs symboles. De plus, l'ajout du préfixe cyclique dans Les symboles OFDM peut atténuer l'effet des trajets multiples.

## **Chapitre 3**

# **Bruit Additif et Techniques de réduction**

## 3.1 Introduction

La transmission de données sur les canaux CPL subit une grave dégradation introduite par les caractéristiques du canal à des fréquences plus élevées. Ceci est du fait que les lignes électriques ont été conçues à l'origine pour la distribution du courant alternatif à 50 Hz et 60 Hz. Les principales caractéristiques du canal CPL qui imposent la dégradation des performances de ces systèmes sont le bruit, l'atténuation, et la propagation par trajets multiples. Contrairement aux canaux de communication sans fil, les lignes électriques ne sont pas représentées par un bruit blanc gaussien additif (AWGN). Le bruit représenté par la ligne électrique est plus compliqué. Après que le signal transmis traverse la réponse impulsionnel  $h(t)$  du canal, plusieurs types de bruit  $n(t)$  sont ajoutés.

## 3.2 Modélisation du bruit additif

### 3.2.1 Bruit de fond coloré

Le bruit de fond coloré présent sur les lignes électriques a une densité spectrale de puissance relativement faible et décroissant avec la fréquence. Ce type de bruit résultant de la superposition d'une grande variété de sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes électriques. Son niveau de puissance varie à l'échelle de minutes voire des heures. Contrairement au bruit blanc qui a une DSP uniforme, le bruit de fond est un bruit coloré avec une dépendance de fréquence nette principalement dans la partie basse du spectre. Au-delà de 2 MHz, cette dépendance 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.

La Figure 3.1 Montre une réalisation de la DSP d'un bruit de fond coloré.

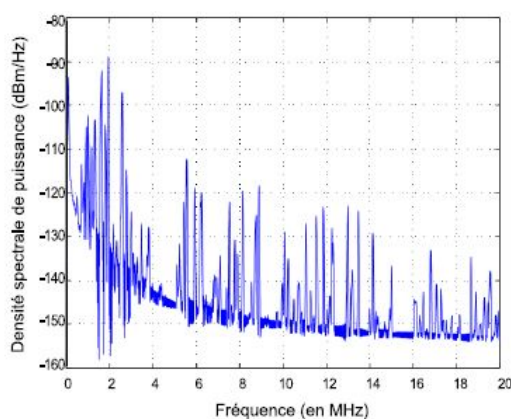


FIGURE 3.1 – DSP du bruit de fond coloré

Un bruit de fond coloré  $c_k$  peut être modélisé en utilisant la DSP suivante [16].

$$P_{c_k} = a + b.f^k \quad \text{dBm/Hz} \quad (3.1)$$

Où  $a$ ,  $b$  et  $q$  sont les paramètres d'ajustement et  $f$  la fréquence en MHz.

### 3.2.2 Bruit impulsif

#### Bruit impulsif cyclostationnaire

La modélisation du bruit impulsif périodique a eu un nombre limité d'œuvres dans la littérature. Il est souvent considéré comme un bruit stationnaire qui n'a pas beaucoup d'influence sur le signal CPL, même s'il a un effet significatif sur la capacité du canal. Sa DSP est relativement faible par rapport à celle du bruit impulsif asynchrone. Il présente des statistiques qui varient périodiquement dans une période du cycle principal CA (Courant alternatif). En exploitant le fait que le bruit cyclostationnaire présente des régions au cours de chaque période où il apparaît stationnaire.

La figure 3.2 ci-dessous illustre un scénario d'un bruit impulsif cyclostationnaire.

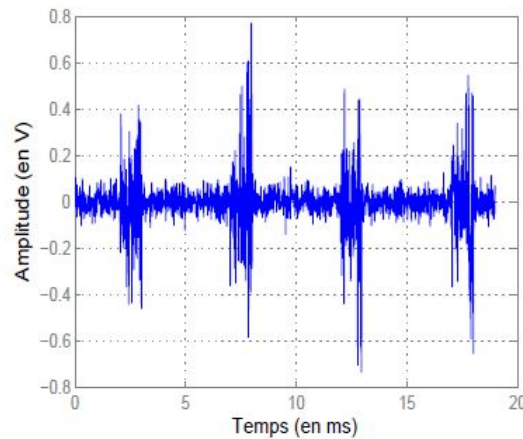


FIGURE 3.2 – Exemple d'un scénario d'un bruit impulsif cyclostationnaire

#### Bruit impulsif asynchrone

Modèle de Middleton : selon le modèle de Middleton class A, le bruit global est une séquence de variables complexes aléatoires indépendants et identiquement distribués avec la fonction de densité de probabilité (PDF : Probability density function) donnée par [17] :

$$P_a(z) = \sum_{i=1}^{\infty} e^{-A} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_m^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}} \quad (3.2)$$

Avec un variance  $\sigma_m$  définie par :

$$\sigma_m^2 = \left( \frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad (3.3)$$

Où  $A$  est l'indice d'impulsions, c.à.d. le produit entre le nombre moyen d'impulsions au niveau du récepteur dans une unité de temps et leur durée moyenne.  $\Gamma = \sigma_W^2/\sigma_I^2$  est le rapport du bruit gaussien-sur-bruit impulsif, avec la puissance du bruit gaussien  $\sigma_W^2$  et la puissance de bruit impulsif  $\sigma_I^2$  et  $\sigma_W^2/\sigma_I^2$  est la puissance de bruit total.

Les sources de bruit impulsif sont réparties selon la distribution de Poisson avec le paramètre  $A$ ; une source de bruit impulsif génère des échantillons de bruit caractérisés par une PDF gaussienne de variance  $\sigma_I^2/A$ .

Modèle Gaussian-mixture : une variable aléatoire  $U$  a une distribution de mélange gaussien(GMM : Gaussian Mixture Model) si sa PDF est une somme pondérée des différentes distributions gaussiennes.

$$f_U(u) = \sum_{k=0}^K \pi_k \cdot N(u; 0; \gamma_k) \quad (3.4)$$

où  $N(u; 0; \gamma_k)$  représente une PDF gaussienne avec une moyenne nulle et une variance  $\gamma_k$ , et  $\pi_k$  est la probabilité de la  $k$ -ième composante gaussienne.

Modèle de Poisson-Gaussian : selon ce modèle, l'échantillon du bruit total  $u_k$  peut être exprimé comme :

$$u_k = w_k + i_k, \quad (3.5)$$

où

$$i_k = b_k \cdot g_k, \quad (3.6)$$

Avec  $k = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1$

$u_k$  est la composante totale de bruit,  $w_k$  est un BBGA qui représente le bruit de fond.  $i_k$  est un échantillon de bruit impulsif et  $g_k$  est le processus de Poisson qui signifie l'arrivée du bruit impulsif avec une PDF.

$$P_r(b_k) = \begin{cases} P & \text{pour } b_k = 1 \\ 0 & \text{pour } b_k = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Où  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$  et  $p$  représente la probabilité d'occurrence des impulsions. Par conséquent, le bruit total généré par le canal CPL peut être exprimé comme :

$$u_k = w_k + i_k = w_k + b_k \cdot g_k, \quad (3.8)$$

La Figure 3.3 illustre un exemple de bruit impulsif asynchrone généré par le modèle Poisson-Gaussian avec des probabilités d'apparition des pics impulsifs,  $p = 0,05$  et  $p = 0,1$ , respectivement.



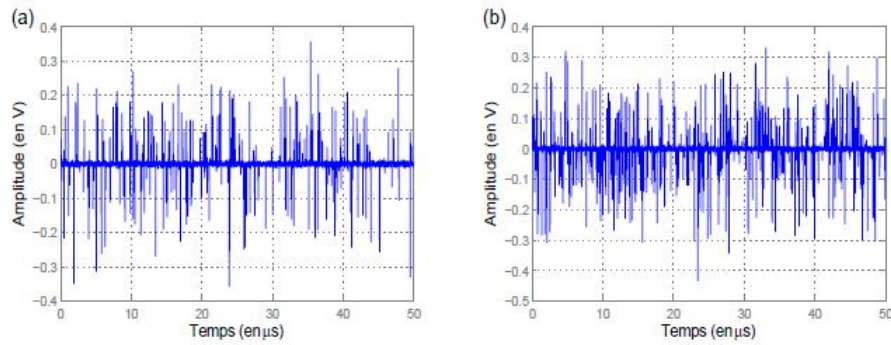


FIGURE 3.3 – Bruit impulsif asynchrone généré avec : a)  $p = 0,05$  et b)  $p = 0,1$

### 3.3 Techniques de réduction du bruit impulsif

le bruit créé par les lignes électriques, notamment par la commutation des appareils électriques et les autres sources ne peuvent pas être considérées comme gaussiennes et doivent être représenté par des modèles impulsifs. Pour cela, beaucoup des travaux scientifiques ont été consacrés pour la lutte contre ce type de bruit.

Comme il est mentionné dans la section précédente, généralement les systèmes OFDM sont intrinsèquement robustes aux interférences dues aux impulsions du bruit. Ceci est grâce à la durée plus longue des symboles OFDM qui fournit un avantage, puisque l'énergie du bruit impulsif est répartie entre les sous-porteuses transmises simultanément. Néanmoins, cet avantage peut devenir un inconvénient si un bruit impulsif l'énergie dépasse un certain seuil [18].

Dans la suite de notre travail, et pour lutter contre les effets néfastes des perturbations impulsives sur les lignes électriques, nous nous sommes concentrés sur des techniques non-linéaires qui sont intensivement utilisées dans la littérature en raison de leur simplicité d'implémentation.

#### 3.3.1 Clipping

le clipping est une technique populaire pour la réduction du bruit impulsif. Dans cette technique, les amplitudes du signal dont la valeur absolue est supérieure à un seuil donné sont remplacées par la valeur du seuil. Le circuit du clipping est employé au niveau du récepteur OFDM avant la démodulation (FFT). Cette technique peut être définie par :

$$y_k = \begin{cases} r_k & \text{quad } |r_k| \leq T_c \\ T_c e^{j \arg(r_k)} & |r_k| \geq T_c \end{cases} \quad (3.9)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

Où  $y_k$  est la sortie non linéaire du signal, et  $T_c$  est le seuil de clipping.

### 3.3.2 Blanking

Cette technique se diffère de la précédente par le fait qu'on remplace l'amplitude détectée comme bruit par une valeur nulle (suppression de l'échantillon). Le blanking est défini par :

$$y_k = \begin{cases} r_k & T_c \leq |r_k| \leq T_c \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (3.10)$$

### 3.3.3 Clipping / Blanking

Une combinaison des deux techniques précédemment décrites nous donne une troisième technique. Les grandes amplitudes sont supprimées, alors que les moyennes sont écrêtées. Deux valeurs du seuil  $T_1$  et  $T_2$  sont dans ce cas introduites. Cette technique est définie par :

$$y_k = \begin{cases} r_k & |r_k| \leq T_1 \\ T_1 e^{j \arg(r_k)} & T_1 \leq |r_k| \leq T_2 \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (3.11)$$

Il est à noter que les coupures de ces trois différentes techniques modifient uniquement l'amplitude du signal en fonction d'un seuil sans changer de phase. La figure 3.4 représente un schéma explicatif de ce type de stratégie de lutte contre le bruit impulsif :

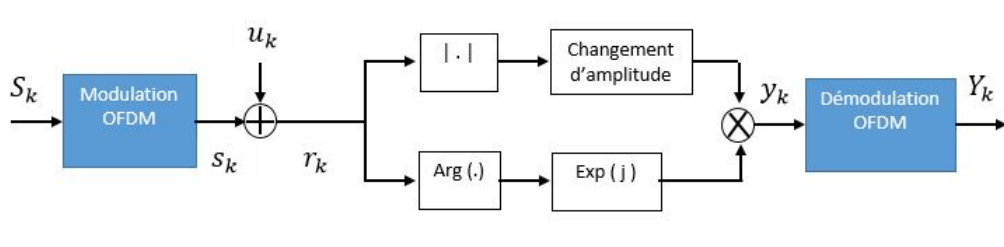


FIGURE 3.4 – Application d'une technique de réduction non linéaire

## 3.4 Techniques à appliquer

Les techniques décrites dans la section précédente et leur performance sont basées sur l'estimation des seuils de Clipping et de Blanking. Une meilleure estimation des seuils donne à sa sortie les meilleurs résultats. Pour cela, beaucoup des travaux précédents ont développé différents algorithmes dédiés pour l'estimation de ces seuils. Dans ce travail, nous proposons un algorithme de détection des impulsions du bruit et d'estimation du seuil de Clipping, avec une amélioration de l'algorithme de Zhidkov [19] en faisant la combinaison de ce dernier avec de l'algorithme proposé.

### 3.4.1 Algorithme proposé

#### Principe

La solution proposée représente un algorithme très simple à implémenter pour la réduction de l'effet du bruit impulsif sur la fiabilité de transmission des données dans les systèmes CPL (Courant Porteur en Ligne). Il s'agit d'un algorithme adaptatif qui permet de détecter les impulsions du bruit impulsif en proposant une bonne estimation du seuil de détection. Ce seuil de détection sera considérée comme un seuil de Clipping.

L'algorithme fait varier le seuil de détection en se basant sur la signature du signal reçu. Pour chaque cellule, on se base sur les cellules adjacentes (neighbours cells) pour calculer le seuil qui lui correspond.

La figure 3.5 illustre le principe de base de cet algorithme.

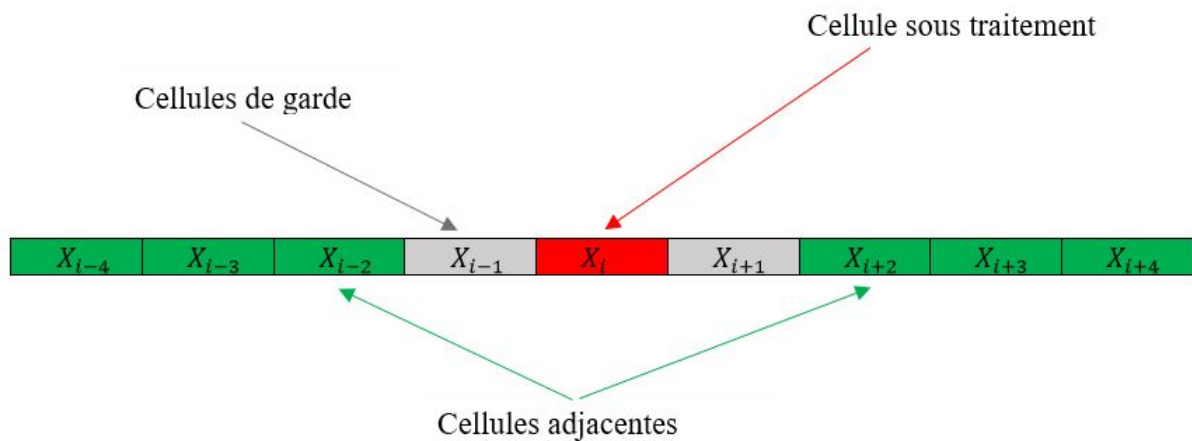


FIGURE 3.5 – Principe de base de l'algorithme proposé

Un schéma complet définissant la structure globale de l'algorithme y compris les phases de traitement des cellules, l'estimation du seuil utilisé dans le comparateur, ce dernier qui est basé sur la technique de Clipping décrite dans la section ci-dessous est bien représenté dans la figure 3.6

#### Estimation du seuil

Dans la phase d'estimation du seuil, on se base principalement sur les cellules adjacentes. Dans ce cas, une formule mathématique a été développée en se basant sur des essais expérimentaux. La formule est donnée par :

$$S = Z.[T(i) + \ln(i)] \quad (3.12)$$

Où  $S$  représente le seuil estimé.  $Z$  est la moyenne des cellules adjacentes, et cette dernière est donnée par :

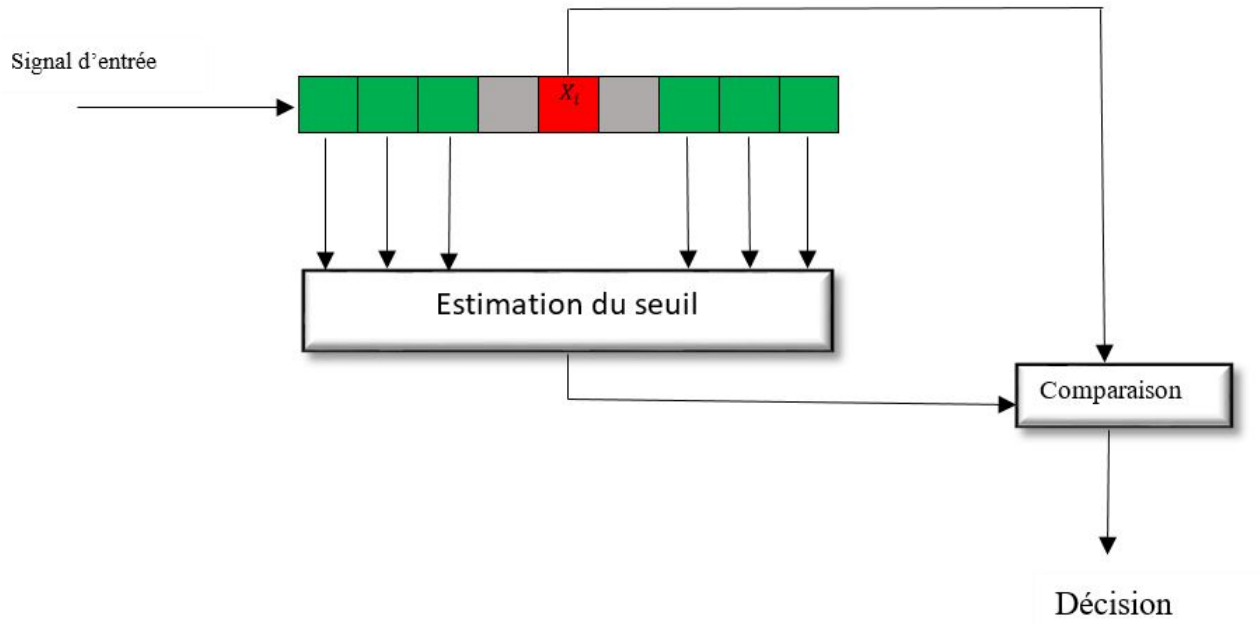


FIGURE 3.6 – Structure globale de l'algorithme proposé

$$Z = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L X_l \quad (3.13)$$

Avec  $L$  le nombre des cellules adjacentes prises, et  $X_i$  sont les valeurs de ces cellules.  $T(i)$  est un vecteur de longueur  $M$  des facteurs trouvés expérimentalement, et  $i = 1, 2, 3, \dots, M$ .

### 3.4.2 Algorithme de Zhidkov

Considérant que les méthodes conventionnelles pour la réduction du bruit impulsif sont implémentées dans un domaine temporel avant la démodulation OFDM, l'algorithme proposé par Zhidkov [19] compense le bruit impulsif dans le domaine de fréquentiel après la démodulation OFDM et l'égalisation du canal. Le signal reçu après l'FFT peut être exprimé par :

$$R_k = H_k S_k + W_k + U_k \quad (3.14)$$

avec  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$

Où  $H = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]$  est la transformée de fourrier discrète (DFT) de la réponse impulsionnelle du canal,  $S = [S_0, S_1, \dots, S_{N-1}]$  est la DFT du signal transmis,  $W = [W_0, W_1, \dots, W_{N-1}]$  est la DFT du bruit de fond, et  $U = [U_0, U_1, \dots, U_{N-1}]$  est la DFT du bruit impulsif. Tout en supposant une estimation idéale du canal (i.e.  $\hat{H}_k = H_k$ ). Maintenant, après l'égalisation dans le domaine fréquentiel, le signal reçu peut être exprimé par :

$$R_k^{(eq)} = R_k \hat{H}_k^{-1} = S_k + W_k \hat{H}_k^{-1} + U_k \hat{H}_k^{-1} \quad (3.15)$$

avec  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$

L'idée principale de l'algorithme proposé est d'estimer les termes de bruit impulsif  $U_k \hat{H}_k^{-1}$ , et les soustraire de la sortie de l'égaliseur. Cela peut être fait comme décrit ci-dessous.

Premièrement, l'estimation du terme de bruit total  $D_k = W_k + U_k$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$  est effectuée selon l'expression suivante :

$$\hat{D}_k = \hat{H}_k [R_k^{(eq)} - \hat{S}_k] \quad (3.16)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$

Le terme de bruit total  $D = [D_0, D_1, \dots, D_{N-1}]$  est une représentation dans le domaine fréquentiel du bruit impulsif corrompu par AWGN. Dans le domaine fréquentiel, le bruit impulsif peut être représenté par la somme des sinusoides complexes :

$$U_k = A_1 e^{j2\pi k t_1 / N} + A_2 e^{j2\pi k t_2 / N} + \dots + A_M e^{j2\pi k t_M / N} \quad (3.17)$$

Où  $M$  est le nombre d'échantillons affectés par l'interférence des impulsions du bruit,  $t_1, t_2, \dots, t_M$  sont les positions de ces échantillons et  $A_1, A_2, \dots, A_M$  sont les amplitudes complexes de ces échantillons. Le but du compensateur de bruit impulsif est d'estimer les paramètres  $M, t_1, t_2, \dots, t_M$  et  $A_1, A_2, \dots, A_M$  et reconstruit le vecteur de bruit impulsif  $\hat{U} = [\hat{U}_0, \hat{U}_1, \dots, \hat{U}_{N-1}]$ .

Cette reconstruction est effectuée en quatre étapes :

1) Le vecteur  $\hat{D} = [\hat{D}_0, \hat{D}_1, \dots, \hat{D}_{N-1}]$  est transformé vers le domaine temporel  $\hat{d} = [\hat{d}_0, \hat{d}_1, \dots, \hat{d}_{N-1}]$  via une IDFT.

2) Maintenant, le vecteur  $d$  consiste aux échantillons du bruit blanc gaussien et échantillons impulsifs de forte amplitude sur plusieurs positions ( $t_1, t_2, \dots, t_M$ ). Afin de détecter les échantillons de bruit impulsif et obtenir l'estimation du bruit impulsif dans le domaine temporel  $\hat{u} = [\hat{u}_0, \hat{u}_1, \dots, \hat{u}_{N-1}]$ . La variance de  $\hat{d} = [\hat{d}_0, \hat{d}_1, \dots, \hat{d}_{N-1}]$  est estimée par l'expression :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{d}_k|^2 \quad (3.18)$$

3) Après cela, la représentation dans le domaine temporel du bruit impulsif  $\hat{u} = [\hat{u}_0, \hat{u}_1, \dots, \hat{u}_{N-1}]$  est construit par la règle suivante :

$$\hat{u}_k = \begin{cases} \hat{d}_k & \text{si } |\hat{d}_k|^2 > C \hat{\sigma}^2 \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (3.19)$$

où  $C$  est la valeur du seuil qui correspond à une faible probabilité de fausse détection.

4) La représentation du domaine fréquentiel du bruit impulsif  $\hat{U} = [\hat{U}_0, \hat{U}_1, \dots, \hat{U}_{N-1}]$  est donnée via une DFT de  $\hat{u} = [\hat{u}_0, \hat{u}_1, \dots, \hat{u}_{N-1}]$ , ou directement par l'expression 3.17.

Au final de cette procédure, le vecteur du bruit impulsif estimé  $\hat{U} = [\hat{U}_0, \hat{U}_1, \dots, \hat{U}_{N-1}]$  est multiplié par l'inverse de la réponse fréquentielle du canal  $\hat{H}^{-1} = [\hat{H}_0^{-1}, \hat{H}_1^{-1}, \dots, \hat{H}_{N-1}^{-1}]$ , et se soustrait de la sortie de l'égaliseur :

$$R_k^{(comp)} = R_k^{(eq)} - \hat{U}_k \hat{H}_k^{-1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (3.20)$$

Le schéma bloc de l'algorithme proposé pour la compensation du bruit impulsif est illustré à la figure 3.7.

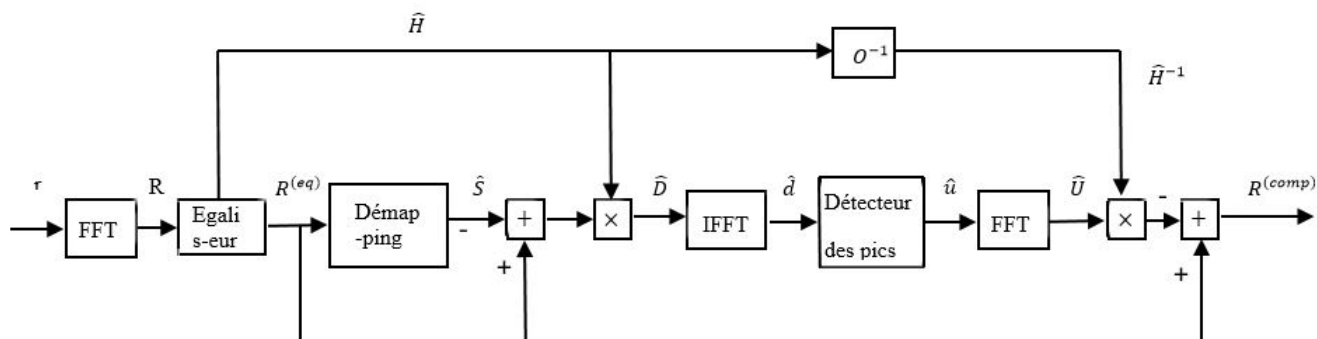


FIGURE 3.7 – Schéma bloc de l'algorithme proposé pour la compensation du bruit impulsif

Afin d'améliorer la réduction du bruit impulsif ci-dessus procédure décrite peut être appliquée de manière récursive au signal compensé  $R_k^{(comp)}$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ . Cela mène à une procédure itérative de compensation de bruit impulsif, comme indiqué sur la figure 3.8.

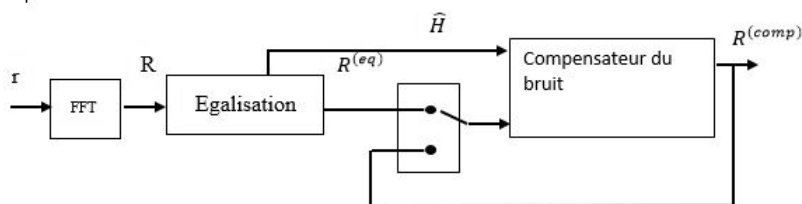


FIGURE 3.8 – Procédure itérative de compensation de bruit impulsif

### 3.4.3 Combinaison des deux algorithmes

Dans [19] Zhidkov a noté que la performance de son algorithme proposé se dégrade lorsque l'amplitude du bruit impulsif augmente (c.à.d. pour des petites valeurs du rapport signal sur bruit (SNR)). Dans ce cas, le processus de démodulation devient moins fiable et le vecteur du bruit impulsif reconstruit  $\hat{U} = [\hat{U}_0, \hat{U}_1, \dots, \hat{U}_{N-1}]$  se diffère de manière significative du vecteur de bruit impulsif réel  $U = [U_0, U_1, \dots, U_{N-1}]$ .

Pour répondre à ce problème, Nous avons introduit l'idée d'appliquer notre algorithme proposé dans la section précédente de ce travail avant le processus de démodulation pour réduire l'énergie des impulsions extrêmement fortes, ce qui nous permettra d'améliorer la performance globale de l'algorithme de Zhidkov. Le schéma bloc de combinaison des deux algorithmes est illustré à la figure 3.9

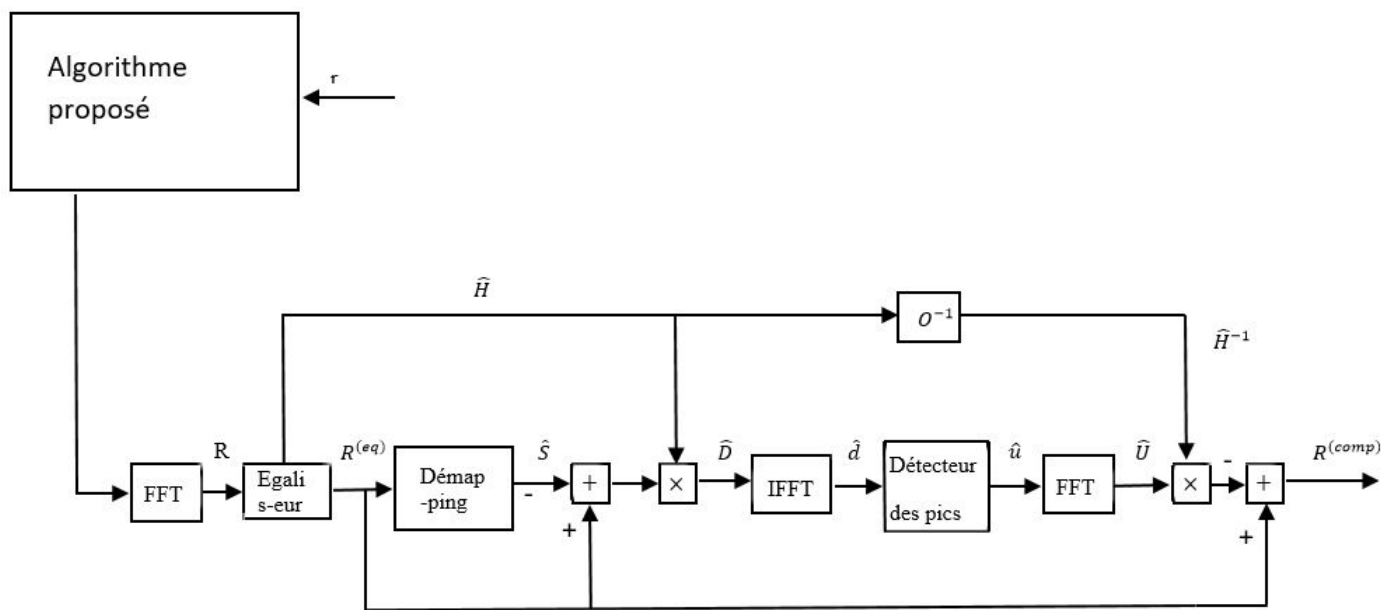


FIGURE 3.9 – Schéma en bloc d’algorithme proposé par la combinaison des deux techniques

# **Chapitre 4**

## **Implémentation et résultats de simulation**



## 4.1 Implémentation sur Matlab

Le modèle de transmission qui a été pris en considération est :

$$y = h * x + u \quad (4.1)$$

Où  $y$  représente le vecteur complexe du signal reçu.  $x$  est le vecteur complexe du signal émis.  $h$  est la réponse fréquentielle du canal.  $u$  représente le bruit impulsionnel.

### 4.1.1 Implémentation du système OFDM

La première partie s'agit de la génération d'une séquence binaire aléatoire de  $n$  bits appliquée au processus de mapping (BPSK-QPSK-16 QAM). Ceci module en utilisant la méthode de manipulation par décalage de phase binaire décrite dans le chapitre 2 . La sortie est une représentation complexe des mots binaires .Ces données qui sont considérées dans le domaine fréquentiel sont ensuite appliquées au bloc IFFT.

Le bloc IFFT calcule la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) de l'entrée de longueur  $N_{fft}$  , qui doit être une puissance de deux. une fonction est ensuite appliquée à la sortie de l'IFFT pour l'ajout d'un préfixe cyclique de taille  $N_{fft}/4$ . Sur cette étape notre symbole OFDM à transmettre est prêt.

Au niveau du récepteur, l'opération inverse est faite. Après qu'on enlève le préfixe cyclique, on applique une démodulation FFT, et ensuite on récupère notre séquence binaire émise via une démodulation PSK.

### 4.1.2 Implémentation du modèle de canal :

Deux modèles de canal ont été implémentés sur Matlab pour, l'un est celui de Tonello, et l'autre est celui de Zimmermann, ces deux modèles se basent sur l'approche descendante. Le modèle de Zimmermann est définie par :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f (\frac{d_i}{v_p})} \quad (4.2)$$

Ce modèle a été implémenté avec des paramètres d'atténuation  $\alpha_0 = 0$  et  $\alpha_1 = 7.8 * 10^{-10}$ . En supposant un canal CPL de 15 trajets, le facteur de pondération  $g_i$  le long du  $i$ ème chemin avec la distance  $d_i$  sont indiqués dans le tableau 4.1

### Égalisation du canal

Dans ce qui suit, nous élaborons une simple égalisation du canal en supposant une estimation parfaite du canal, il est adopté que  $\hat{H} = H$ , où  $\hat{H}$  est la réponse fréquentielle estimée du canal.

$i$	$g_i$	$d_i$
1	0.029	90
2	0.043	102
3	0.103	4
4	-0.058	113
5	-0.045	143
6	-0.040	148
7	0.038	200
8	-0.038	260
9	0.071	322
10	-0.035	411
12	0.065	490
12	-0.055	567
13	0.042	740
14	-0.059	960
15	0.049	1250

TABLE 4.1 – Paramètres  $g_i$  et  $d_i$  du canal CPL pour chaque chemin

### génération du bruit

Nous nous intéressons dans ce chapitre à montrer les performances du compensateur de bruit proposé, et celui du compensateur résultant de la combinaison du compensateur de Zhidkov et celui qui a été proposé. Toutes ces performances sont évaluées dans le cas du bruit impulsif asynchrone, décrits dans le chapitre 3. le bruit impulsif asynchrone pris en considération dans notre travail est celui qui est modélisé par le modèle de Poisson-Gauss, avec des probabilités d'occurrence.

## 4.2 Résultats de simulation

Dans une première étape, et afin de procéder à une bonne évaluation de la performance des techniques de réduction de bruit appliquées dans notre travail ( Algorithme proposé, Algorithme de Zhidkov, Combinaison des deux algorithmes), il est intéressant de faire montrer les résultats de simulation décrivant le comportement générale du système implémenté dans un environnement du bruit impulsif, et ceci sans réduction de bruit. L'étude analytique des performances des systèmes de communication se fait à base d'illustration de variation de taux d'erreur du bit (TEB) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).

On commence par une illustration du signal OFDM non bruité émit et généré avec une FFT = 128 contenant 2 symboles OFDM. Ceci est montré dans la figure 4.1 ci-dessous.

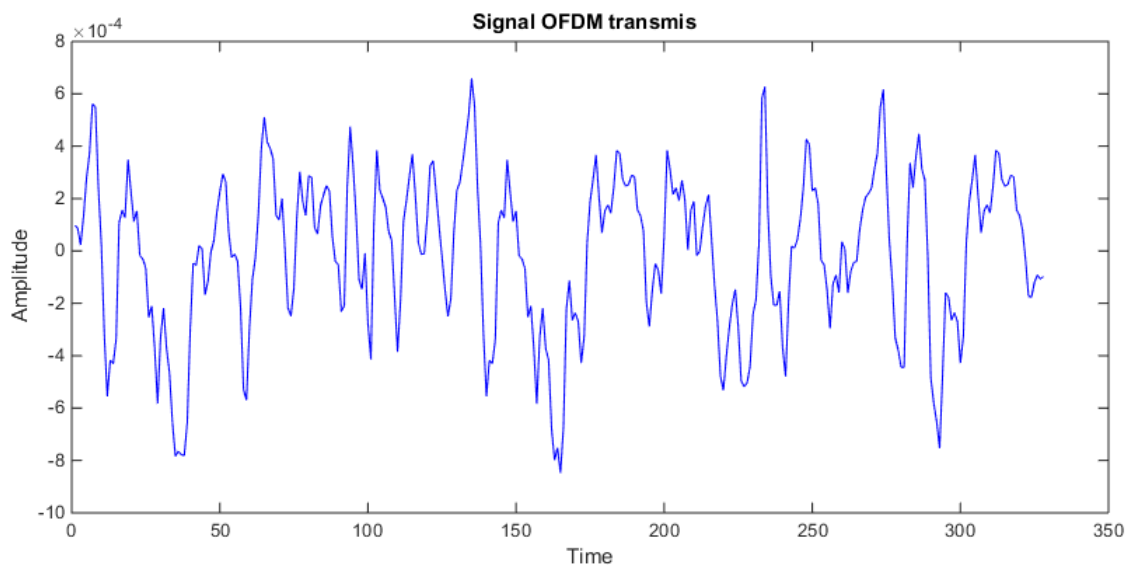


FIGURE 4.1 – Signal OFDM Transmis

Ensuite, on fait représenter le signal illustrant la nature impulsve du bruit généré par une fonction aléatoire. La figure 4.2 représente ce signal généré avec une probabilité d'apparition  $PrbImp = 0.1$

On remarque que l'amplitude du signal du bruit impulsif est de valeur maximale qui peut aller jusqu'à l'ordre de  $2 \cdot 10^{-3}$ , ce qui est plus grand par rapport à celle du signal OFDM transmis qui ne dépasse pas l'ordre de  $9 \cdot 10^{-4}$ .

Pour but de bien visualiser la nature des deux signaux (transmis et de bruit) par rapport à eux-mêmes, la figure 4.3 représente la superposition du signal OFDM transmis, et le bruit additif impulsif.

La figure 4.4 illustre le signal OFDM bruité par le bruit impulsif, et l'impacte négatif de ce type de bruit sur la fiabilité de l'information transmise.



FIGURE 4.2 – Bruit Impulsif

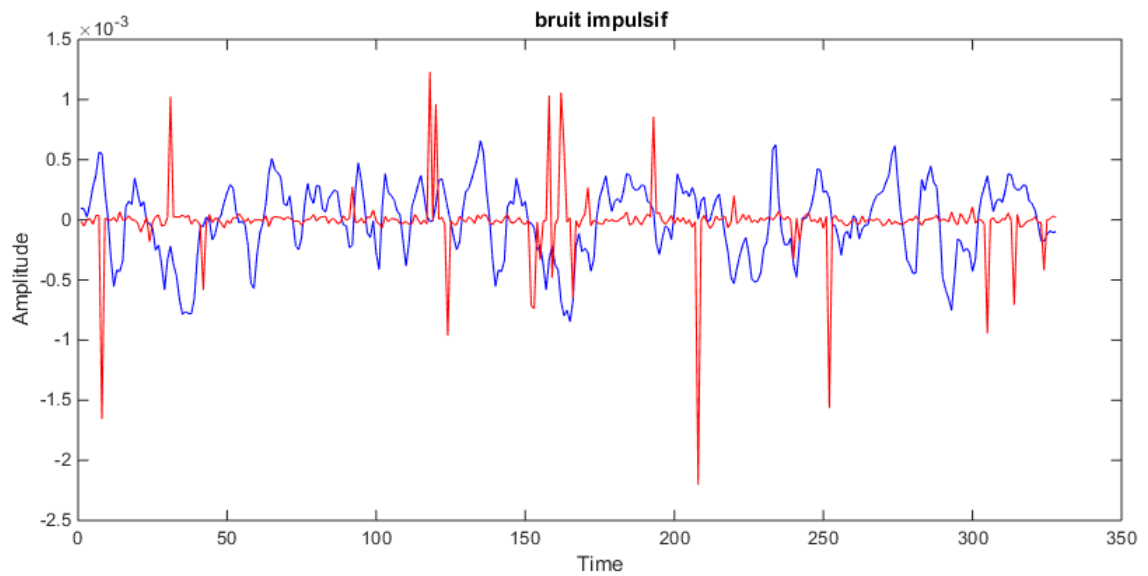


FIGURE 4.3 – Superposition du signal OFDM transmis, et le bruit additif impulsif

### Impact de probabilité d'occurrence

Les performances du système implémenté sont comparées par rapport à elles-mêmes dans différents scénarios d'occurrence des impulsions de bruit, et ceci en termes de TEB (Taux d'erreur de bits). En effet, l'impact de variation de la probabilité d'occurrence sur le TEB est bien discuté ci-dessous.

La figure 4.5 montre l'effet de variation du TEB pour différentes valeurs de probabilités d'occurrence ( $PrbImp=0.01$ ,  $PrbImp=0.05$  et  $PrbImp=0.1$ ).

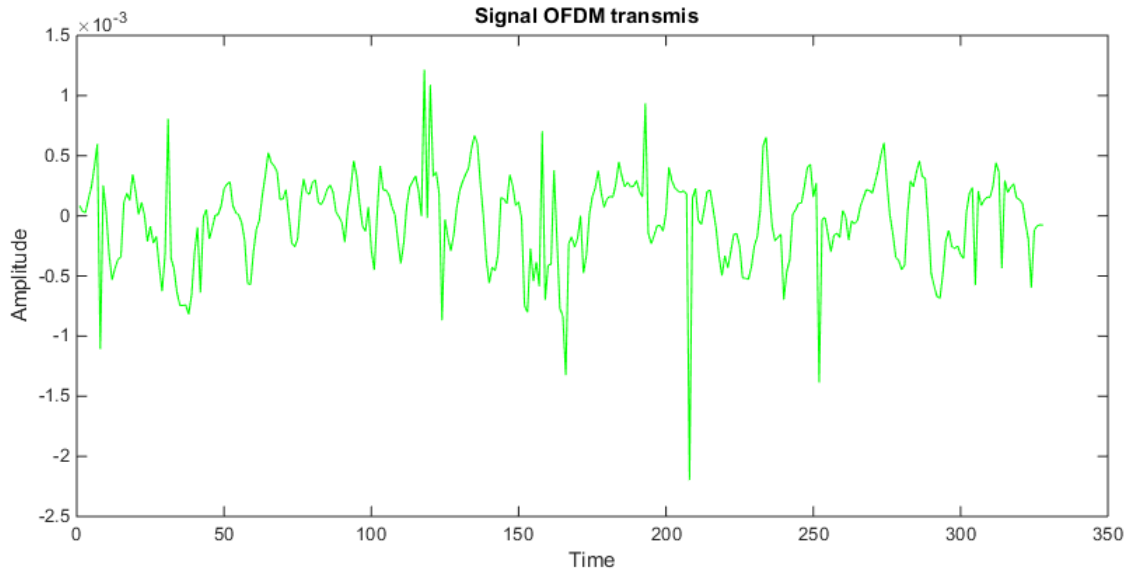


FIGURE 4.4 – Signal OFDM bruité par un bruit impulsif

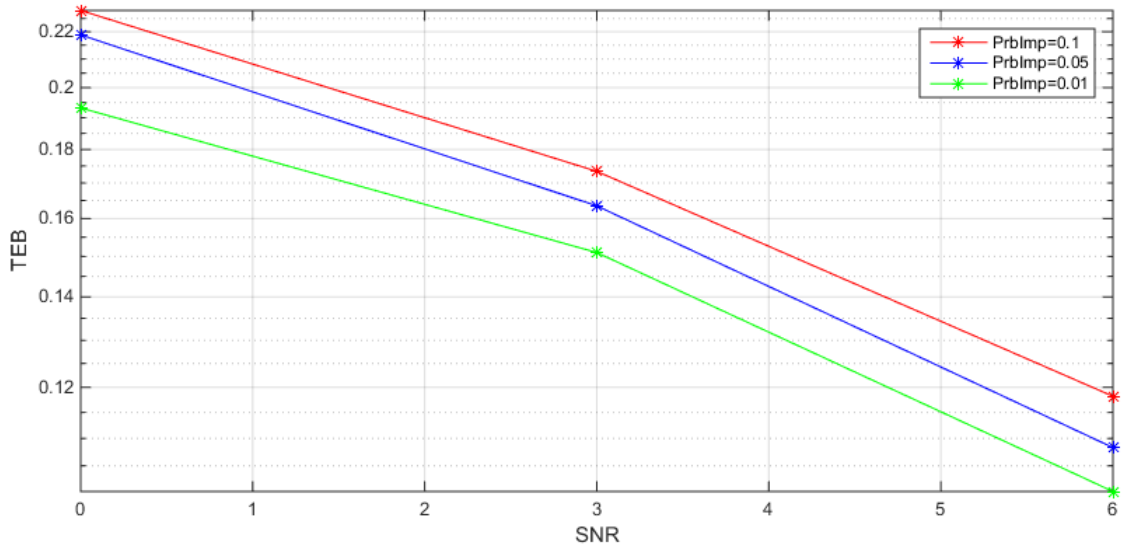


FIGURE 4.5 – Variation du TEB pour différentes valeurs de probabilités d'occurrence (PrbImp)

### 4.2.1 Application de l'algorithme proposé

#### Optimisation du seuil

D'après ce qu'on a décrit dans le chapitre précédent, le seuil est estimé par la formule :

$$S = Z.[T(i) + \ln(i)] \quad (4.3)$$

$$Z = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L X_l \quad (4.4)$$

Afin d'avoir de meilleures performances, en évaluant le niveau du seuil optimal, alors on

commence tout d'abord à examiner le TEB minimale réalisable à la sortie de notre bloc de réduction de bruit impulsif. Pour cela, on cherche le nombre des cellules adjacentes à prendre en considération pour le calcul de la moyenne  $Z$ .

Les tests qui ont été effectués lors de la simulation ont montré que plusieurs valeurs de  $L$  peuvent être prises pour une bonne performance du bloc de réduction. Et pour but de gagner en termes de temps de calcul minimal, il est bien conseillé de simplifier le maximum le bloc à implémenter. Pour cela, on a choisi de prendre une cellule à gauche, et une autre à droite.

Ce choix impose certains valeurs du vecteur  $T(i)$  qui sont à examiner pour avoir la bonne estimation du seuil optimal, d'où le TEB minimum réalisable. En effet, une étude basée sur la simulation de la variation du TEB en fonction du facteur choisi, et pour bien expliquer ça, on prend un exemple qui peut expliquer l'opération de détermination du facteur optimal : L'exemple expliqué est simulé avec une probabilité d'occurrence  $\text{PrbImp}=0.1$ , et pour des valeur du rapport signal sur bruit allant de 0 jusqu'à 18. On fait varier le facteur  $T(i)$  pour démontrer l'effet de son choix.

La figure 4.6 ci-dessous représente la variation du TEB en fonction du facteur  $T(i)$ ,  $oi = 1, \dots, M$ , et  $M$  est le nombre des valeur du TEB à examiner.

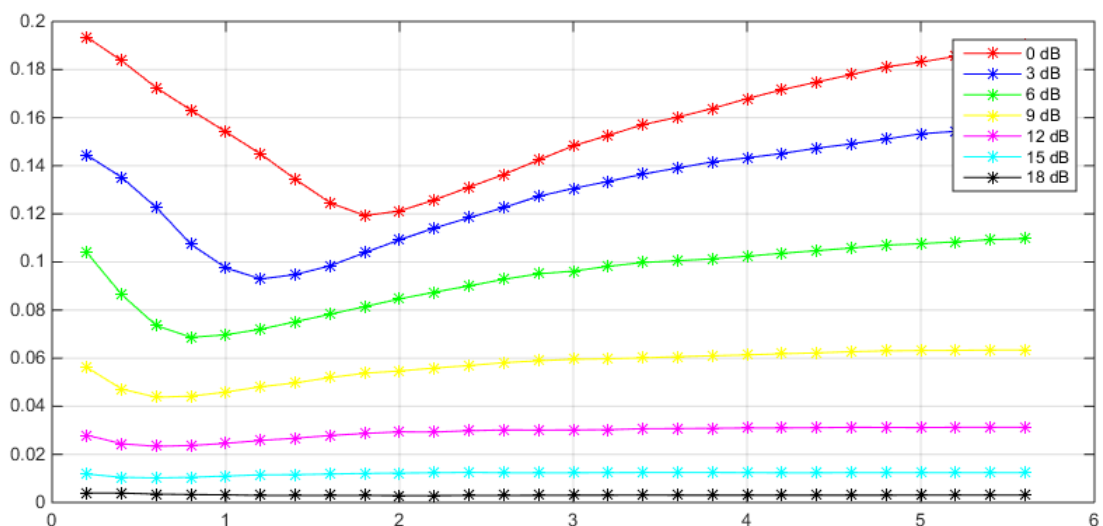


FIGURE 4.6 – Variation du TEB en fonction du facteur  $T(i)$

Par conséquent, on remarque bien que dans le cas de 0 dB du rapport signal sur bruit le facteur  $T(1)$  donnant une estimation optimale du seuil appliquée dans notre algorithme proposé est de valeur  $T(1) = 1.8$ . La même opération est répétée pour avoir les éléments du vecteur  $T$ .

### Impact de l'ordre de modulation PSK

Les performances de notre bloc implémenté sont évaluées en matière du TEB pour différents ordres de modulation PSK, et toujours avec la même probabilité d'apparition. Ceci est

bien fait dans les cas de (BPSK, QPSK, 16-QAM). Les figures 4.7, 4.8, 4.9 représentent les performances du système implémenté avec et sans réduction du bruit dans différents scénarios dont BPSK, QPSK, 16-QAM.

La figure 4.7 représente la variation du TEB en fonction du SNR, dans le cas de BPSK sans et avec réduction du bruit.

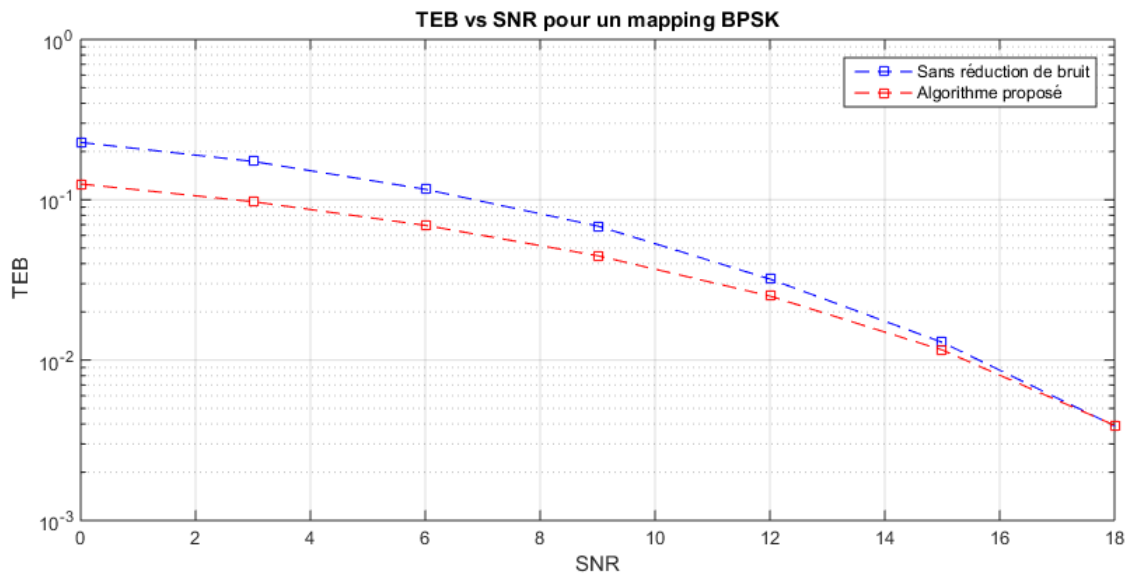


FIGURE 4.7 – Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec le bloc proposé

Dans ce cas, et comme illustré sur la figure 4.7, le tracé de l'approche proposé a de bonnes performances par rapport au système sans réduction de bruit en termes de TEB. Par exemple, si un SNR=0 dB est considéré et en utilisant le compensateur de bruit proposé, une amélioration du SNR de 6 dB peut être obtenue sur le système OFDM sans processus d'annulation de bruit.

La figure 4.8 représente la variation du TEB en fonction du SNR en utilisant une modulation QPSK pour les deux cas ; sans et avec réduction de bruit.

Dans le dixième cas (QPSK), si un SNR=0 dB est considéré et en utilisant le compensateur de bruit proposé, une amélioration du SNR de 5 dB peut être obtenue sur le système OFDM sans processus d'annulation de bruit.

La figure 4.8 représente la variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de QPSK sans et avec réduction de bruit.

Dans le troisième cas (16-QAM), si un SNR=0 dB est considéré et en utilisant le compensateur de bruit proposé, une amélioration du SNR de 3 dB peut être obtenue sur le système OFDM sans processus d'annulation de bruit.

En Effet, le compensateur du bruit proposé montre une performance dégradée dans les systèmes avec un ordre de modulation PSK élevé, en raison que ces système montrent une distinction difficile des éléments codés.

D'après les résultats de simulation on peut remarquer que notre algorithme proposé est

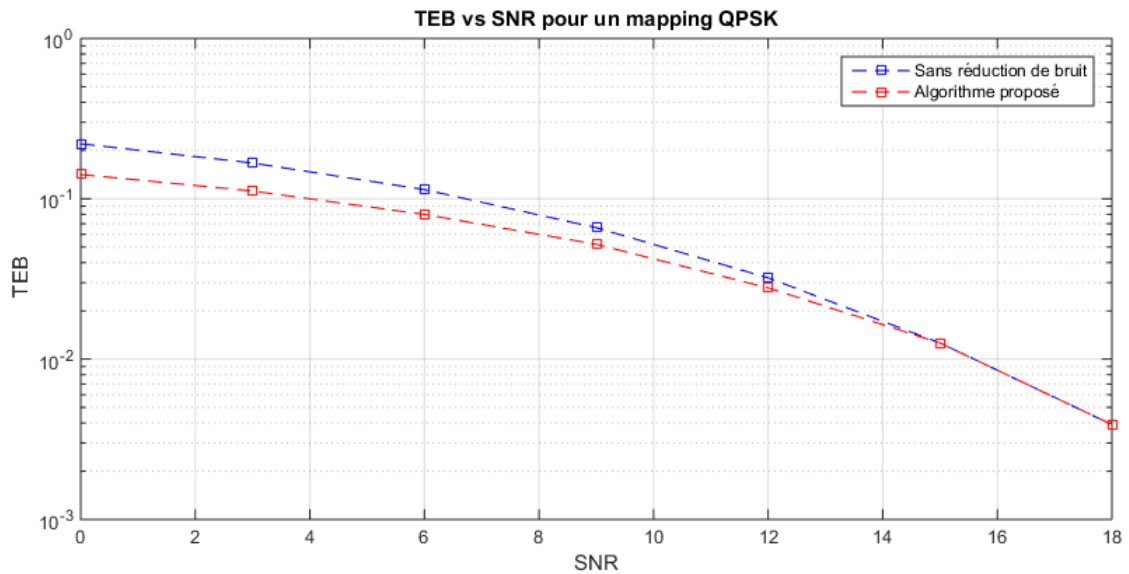


FIGURE 4.8 – Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de QPSK sans et avec le bloc proposé

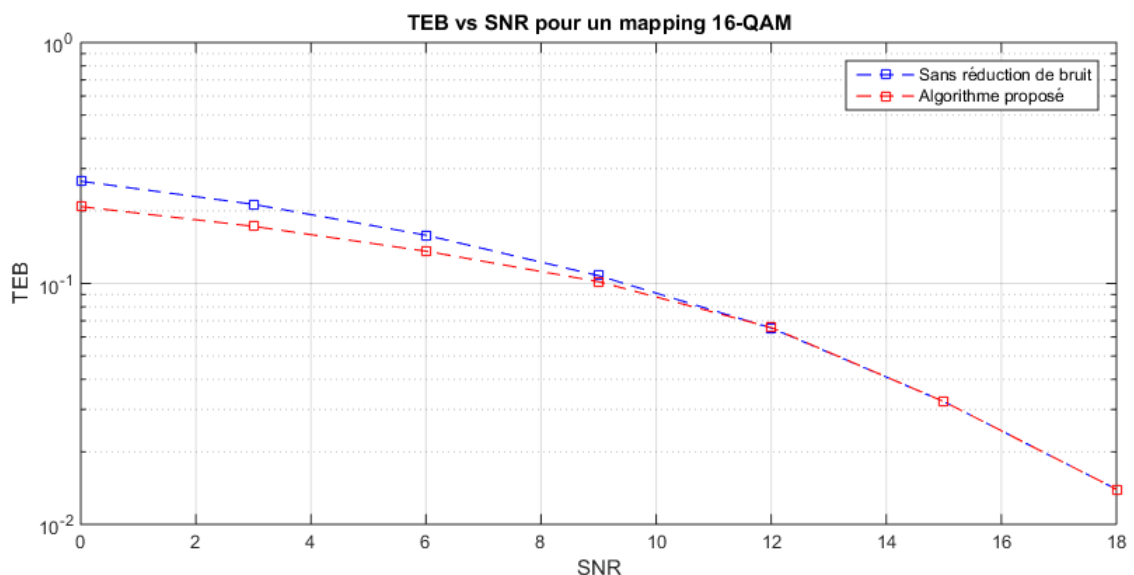


FIGURE 4.9 – Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de 16-QAM sans et avec le bloc proposé

très performant pour des rapports signal sur bruit faibles où le bruit impulsif est puissant.

Pour des faibles puissances du bruit impulsif (SNR élevé), les impulsions du bruit ont de faibles amplitudes, de ce fait, la détection de ces impulsions par rapport au signal OFDM transmis devient très difficile pour notre compensateur, du fait qu'il se base sur les cellules adjacentes. Dans ce cas, les cellules entrant dans le processus du compensateur proposé auront presque des amplitudes proches, d'où la difficulté de distinguer les impulsions du bruit. Ceci peut être remarqué dans les trois figures ci-dessus, où les deux courbes (sans et avec réduction) se superposent car notre compensateur n'a aucun effet dans cet intervalle.



### 4.2.2 Application de l'algorithme de Zhidkov

Le système implémenté est évalué dans une deuxième étape en terme de TEB en appliquant le compensateur de bruit proposé par Zhidkov, et qui a été bien expliqué dans le chapitre précédent. Pour cela, la performance de cet algorithme a été testé un ordre de modulation BPSK.

Tout d'abord on commence par visualiser les résultats de simulation du système sans réduction de bruit, et les comparer par rapport à ceux qui sont obtenus avec le même système doté du compensateur de Zhidkov. Ceci est fait en prenant le cas du BPSK.

La figure 4.10 représente la variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de modulation BPSK sans et avec réduction de bruit utilisant le bloc de réduction proposé par Zhidkov.

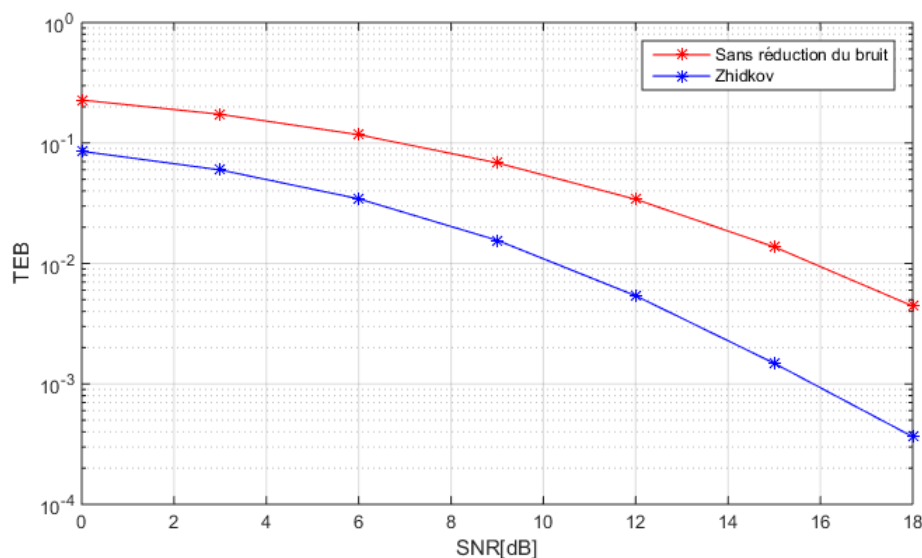


FIGURE 4.10 – Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec le bloc de Zhidkov

D'après les résultats de simulation figurant dans la figure 4.10, on trouve que l'algorithme de Zhidkov montre des résultats très satisfaisants en terme de réduction de bruit. La comparaison de la performance du système implémenté par rapport à lui-même doté du bloc de réduction de bruit de Zhidkov montre l'efficacité de l'algorithme de Zhidkov, et ceci même dans le cas des faibles puissances du signal du bruit.

#### Comparaison des deux approches

La validation du technique de réduction proposée se fait par la comparaison de sa performance par rapport aux autres techniques décrites dans la littérature. Dans notre travail, on a prit la technique de Zhidkov comme un deuxième exemple de comparaison.

La performance des deux techniques est évaluée pour un mapping BPSK, et une probabilité d'occurrence  $P_{bImp}=0.1$ , et ceci toujours en terme de TEB. La figure 4.11 montre la variation

du TEB en fonction du SNR pour dans les deux cas d'application des techniques de réduction (Technique proposé, et Technique de Zhidkov).

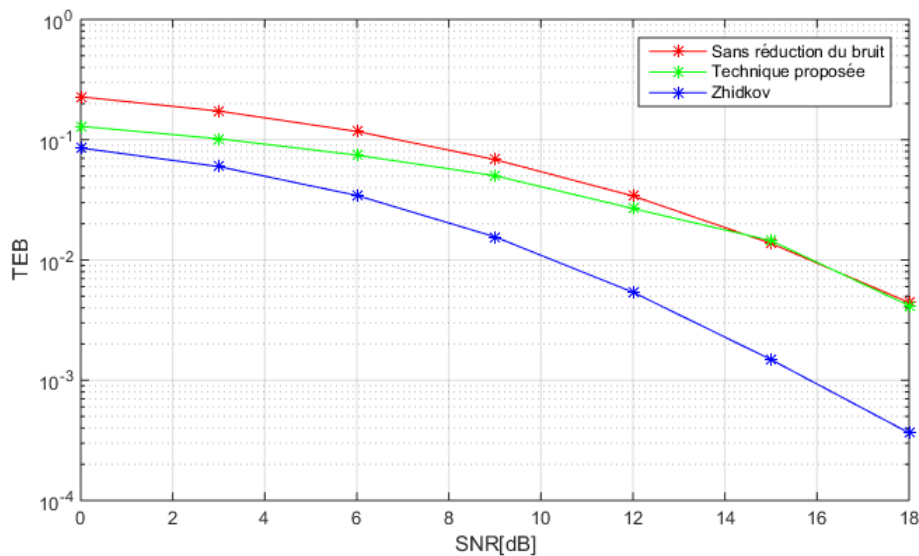


FIGURE 4.11 – Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec réduction

### 4.2.3 Combinaison des deux techniques

Comme il a été noté dans [19], Zhidkov a fait la remarque que son compensateur du bruit proposé a de faibles performances dans le cas des grandes puissances du bruit impulsif, et comme nous l'avons proposé dans le chapitre précédent, la technique proposée dans ce travail peut servir à répondre à cette problématique en l'appliquant à l'entrée du compensateur du Zhidkov pour réduire les puissances élevées des impulsions du bruit.

Le bloc général de combinaison des deux techniques a été déjà décrit dans le chapitre précédent, et les résultats de simulation sont bien illustrés dans la figure 4.12 ci-dessous.

La figure 4.12 représente la variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de combinaison des deux techniques de réduction (Technique proposé, et Technique de Zhidkov). Dans ce cas, et comme illustré sur la figure 4.7, le tracé de l'approche de combinaison de la technique proposée et celle de Zhidkov a montré une performance très efficace en termes de TEB par rapport à celle qui prend seulement la technique de Zhidkov comme une technique de réduction de bruit. À titre d'exemple, si un SNR=0 dB est considéré, et en utilisant le compensateur de bruit proposé résultant de la combinaison des deux techniques précédemment mentionnées, on a pu atteindre une amélioration du SNR de 10 dB obtenue sur le système OFDM sans processus d'annulation de bruit. Ceci dépasse celui obtenu par la technique proposée par Zhidkov qui n'a pu dépasser une amélioration de 7.5 dB. De ce fait, l'approche de combinaison proposée montre une amélioration remarquable du compensateur de Zhidkov en terme de TEB.

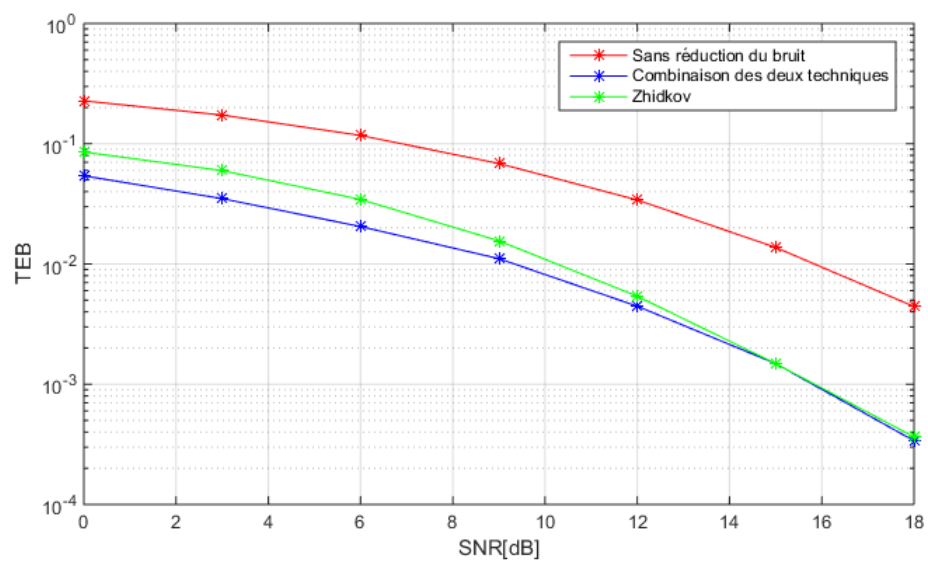


FIGURE 4.12 – Variation du TEB en fonction du SNR dans le cas de BPSK sans et avec réduction

# Conclusion Générale

La finalité de notre Projet est le développement de nouvelles techniques de réduction de bruit dans les systèmes de courant porteur en ligne (CPL). Pour ce faire, une implémentation sur Matlab d'un système de transmission OFDM à base des courants porteurs en ligne (CPL) a été effectuée.

En vue d'améliorer fiabilité et la performance des systèmes CPL, nous avons mis en pratique, une nouvelle méthode de réduction de bruit. Cette technique de réduction se base sur un algorithme inédit que nous avons mis en œuvre, pour détecter et supprimer les impulsions de bruit.

De ce fait, nous avons élaboré un algorithme qui fait estimer un seuil de clipping en agissant sur certains paramètres constituant le corps de cet algorithme. Un bon choix de ces derniers nous permet d'avoir une estimation optimale du seuil. Ensuite nous avons implémenté cet algorithme au niveau du récepteur du système de transmission à base de l'OFDM pour le traitement du signal reçu et affecté par le bruit impulsif généré.

Dans un premier lieu, l'étude est faite pour évaluer la performance de la technique proposée dans notre travail. Dans cette étape on a réussi à avoir des résultats acceptable en terme de réduction du TEB, mais ceci n'est juste que pour des fortes puissances du signal du bruit impulsif.

Autre technique de réduction de bruit décrite dans [19] a été implémentée pour faire comparer la performance de la technique premièrement proposée. Les résultats de simulation ont montré que la technique de Zhidkov [19] est plus performante en terme de réduction du TEB que celle qui a été proposée.

Finalement, une autre nouvelle approche résultante de la combinaison des deux techniques a été proposée. Les résultats de simulation ont montré que cette dernière approche a réussi à améliorer celle de Zhidkov,

# Bibliographie

- [1] K. Dostert, *Power line Communications*, Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 2001
- [2] S. Galli, A. Scaglione, and Z. Wang, *For the Grid and Through the Grid : The Role of Power Line Communications in the Smart Grid*, Proceedings of the IEEE, vol. 99, no. 6, pp. 998-1027, June 2011.
- [3] S. Galli, A. Scaglione, Z. Wang, *For the Grid and Through the Grid : The Role of Power Line Communications in the Smart Grid*, Proceedings of the IEEE 99 (6) (2011) 998–1027.
- [4] M. Zimmermann, K. Dostert, *A multipath model for the power line channel*. IEEE Transactions on Communications 50 (4) (2002) 553–559.
- [5] M. Tlich, A. Zeddani, F. Moulin, F. Gauthier, *Indoor Power-Line Communications Channel Characterization Up to 100 MHz Part I : One-Parameter Deterministic Model*, IEEE Transactions on Power Delivery 23 (3) (2008) 1392–1401.
- [6] S. Galli, *A Novel Approach to the Statistical Modeling of Wire line Channels*, IEEE Transactions on Communications 59 (5) (2011) 1332–1345.
- [7] A. M. Tonello, *Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing 2007.
- [8] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddani, T. Chonave, *A Channel Model for Multiple Input Multiple Output in-home Power Line Networks*, IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, IEEE, 2011, pp. 35–41.
- [9] C. Paul, *Analysis of Multi-conductor Transmission Lines*, 2nd Edition, John Wiley and Sons, New Jersey, 2008.
- [10] T. Esmailian, F. R. Kschischang, P. Glenn Gulak, *In-building power lines as high-speed communication channels : channel characterization and a test channel ensemble*, International Journal of Communication Systems 16 (5) (2003) 381–400.
- [11] H. Meng, S. Chen, Y. Guan, C. Law, P. So, E. Gunawan, T. Lie, *Modeling of Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel* IEEE Transactions on Power Delivery 19 (3) (2004) 1057–1064.

- [12] D. Anastasiadou, T. Antonakopoulos, *Multipath Characterization of Indoor power-Line Networks*, IEEE Transactions on Power Delivery 20 (1) (2005) 90–99.
- [13] F. J. Canete, J. A. Cortes, L. Diez, J. T. Entrambasaguas , *A Channel Model Proposal for Indoor Power Line Communications*. IEEE Commun. Magazine, 49(12), pp. 166–174, 2011.
- [14] A. M. Tonello, P. Siohan, A. Zeddam, X. Mongaboure . *Challenges for 1 Gbps Power Line Communications in Home Networks*, Proc. IEEE 19th Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 1 - 6, 2008
- [15] Y. H. Ma, P. L. So and E. Gunawan, *Performance analysis of OFDM systems for broadband power line communications under impulsive noise and multipath*, IEEE Trans. Power Delivery, vol. 20, No. 2, pp. 674-681, April 2005.
- [16] T. Esmailian, P. Gulak, F. Kschischang, *A discrete multitone power line communications system*. Proc. IEEE Int Conf on Acoustics, Speech, and Signal Proc (ICASSP), pp. 2953–56, Istanbul, Turkey, 2000
- [17] D. Middleton, *Statistical-physical model of electromagnetic interference*. IEEE Trans. Electromagn. Compat. 19, 106–126; 1977
- [18] M. Ghosh, *Analysis of the effect of impulse noise on multicarrier and single carrier QAM systems*, IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 2, pp. 145-147, Feb. 1996.
- [19] Zhidkov, S. V, *Impulsive noise suppression in OFDM based communication systems*. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 49(4), 944–948.doi :10.1109/tce.2003.1261179, 2003

# Annexe

## Présentation de la plateforme

Comme il est préalablement défini dans ce travail, nous avons utilisé l'environnement de développement " Matlab " pour la totalité du projet. Une interface graphique a été développée contenant toutes les algorithmes de réduction de bruit exposés dans ce travail. Cette annexe a pour objectif de présenter l'interface graphique réalisée sur Matlab.

Les différents compensateurs du bruit y compris la technique proposée, la technique de Zhidkov, et leur combinaison implémentées sont décrites dans les sous-sections suivantes.

Cette interface permet aux utilisateurs d'étudier le comportement des systèmes CPL dans différents cas, en faisant varier quelques paramètres dont la probabilité d'occurrence des impulsions du bruit, la taille des symboles OFDM transmis, le mapping appliqué, et finalement la technique de réduction de bruit utilisée.

## Fenêtre principale

La fenêtre principale est composée de plusieurs boutons accomplissant des tâches différentes. La figure 4.13 représente cette fenêtre.

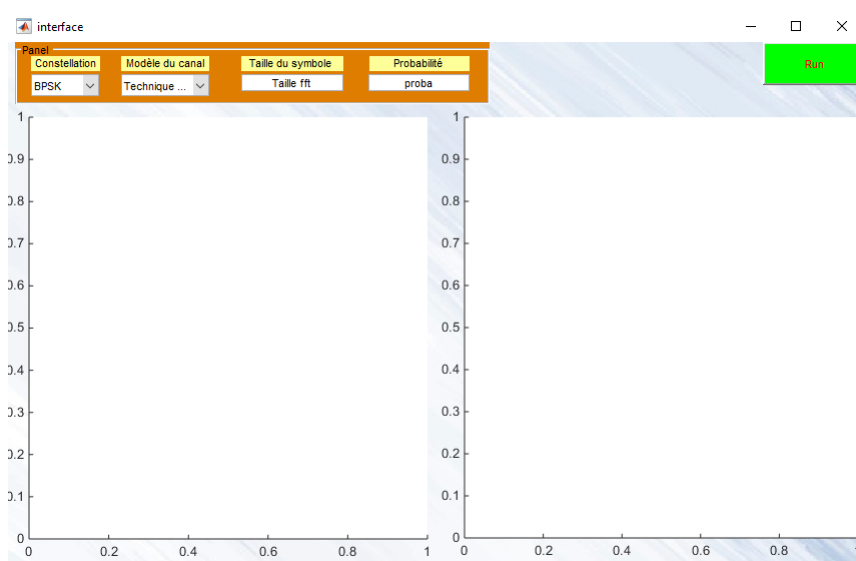


FIGURE 4.13 – Fenêtre principale

## Barre des paramètres

Une barre qui contient les paramètres auxquels l'utilisateur a l'accès est représentée dans la figure 4.14.



FIGURE 4.14 – Barre des paramètres

### Champs du choix du mapping

Permet de sélectionner l'ordre de modulation PSK appliqué au signal de l'information. Pour ce faire, l'application Matlab a été dotée de trois types tel que : BPSK, QPSK, 16-QAM.

### Technique appliquée

Ce champs peut être considéré comme le champs le plus important, du fait qu'il permet au utilisateur de visualiser la performance du système de transmission en appliquant différentes techniques de réduction de bruit choisis.

### Taille du symbole

Ceci permet de varier la taille du symbole OFDM transmis.

### Probabilité

Un champs qui permet de varier la probabilité d'apparition des impulsion du bruit.

### Bouton "Run"

L'évaluation de la performance des techniques de réduction décrites précédemment dans ce travail se fait via l'affichage de la trace TEB vs SNR sans et avec compensation à droite, et pour bien visualiser l'effet du compensateur choisis, une autre trace à gauche fait afficher le signal avant et après la réduction du bruit, et ceci en superposant les deux signaux, et voir comment les impulsions ont été détectées et supprimées.

Les figures 4.15 et 4.16 montrent les résultats de simulation du cas de l'application de la technique de réduction proposée pour un mapping BPSK et QPSK.



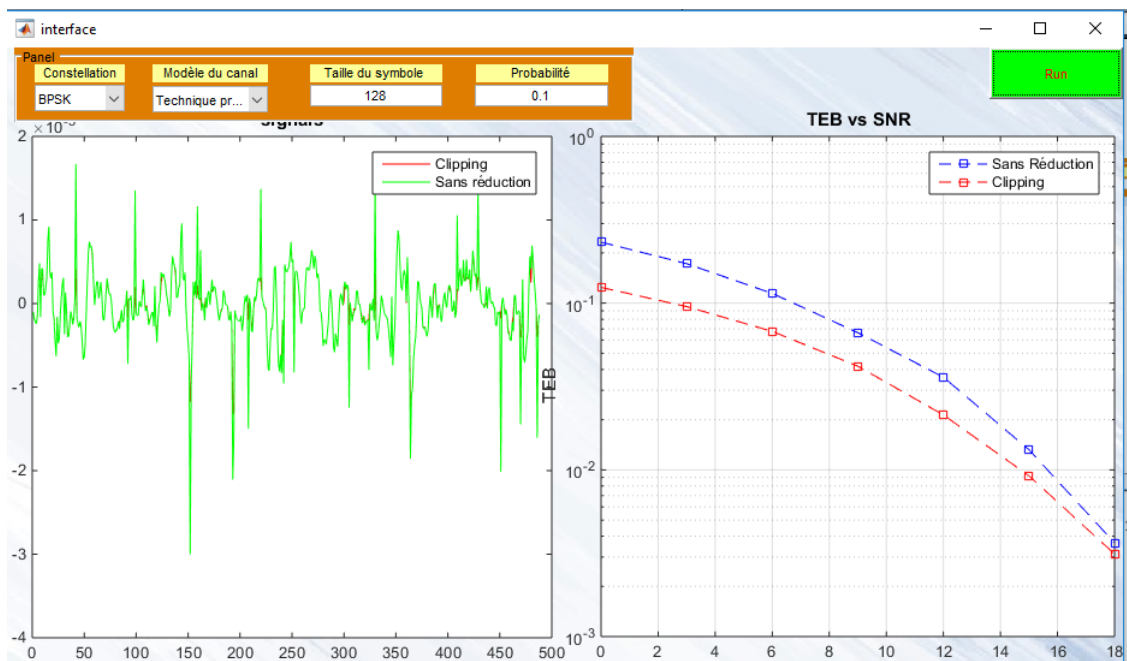


FIGURE 4.15 – Simulation de la technique proposée dans le cas de BPSK

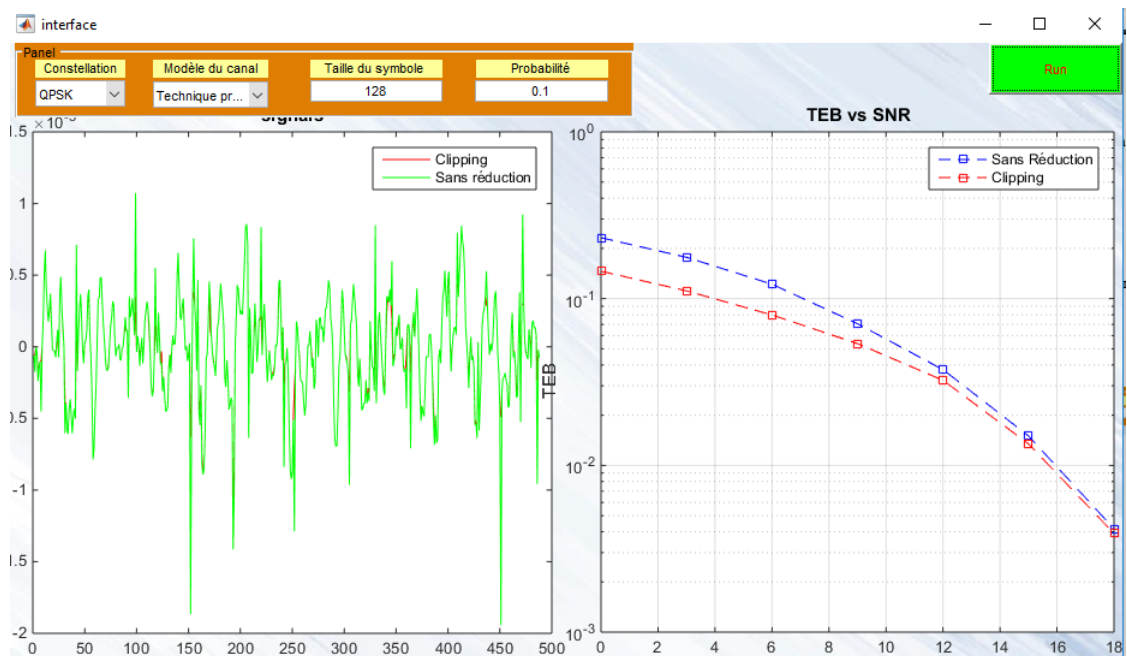


FIGURE 4.16 – Simulation de la technique proposée dans le cas de BPSK