

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunication

Spécialité : Systèmes et Réseaux de Télécommunications

Par

BENAISSA Amel

Transmission MIMO large bande sur le réseau électrique

Soutenue publiquement le 15 / 05 / 2019, devant le jury composé de :

Mr KAMECHE Samir	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr FEHAM Mohammed	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Mr MERAD Lotfi	Professeur	ESSAT. Tlemcen	Examineur
Mr MERZOUGUI Rachid	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

Pour un esprit scientifique, toute connaissance est une réponse à une question. S'il n'y a pas eu de question, il ne peut y avoir connaissance scientifique. Rien ne va de soi. Rien n'est donné.
Tout est construit.

— **Gaston Bachelard**

Remerciement

*Au nom d'Allah le Très Miséricordieux, le Tout Miséricordieux,
à qui je dois tout,*

A l'issue de ces années de recherche, je retiens que l'achèvement d'une thèse c'est un travail qui pour émerger, se structurer et aboutir doit trouver son écho dans une foultitude de rencontres – c'est bel et bien dans l'interaction humaine qu'il s'élabore –cette thèse restera une étape lumineuse dans ma vie professionnelle et surtout personnelle.

C'est donc à tous ceux – professeurs, collègues doctorants, amis et famille – qui m'ont fait l'amitié de me dédier de leur temps et de me soutenir chacun à sa manière, que vont mes remerciements et ma gratitude.

Je tiens à exprimer mes profonds remerciements à mon directeur de thèse, Pr. Mohammed FEHAM. Il a su rester disponible et toujours de bon conseil pour l'orientation de mes travaux de recherche. Je le remercie également pour leur patience et leurs qualités humaines dont il a fait preuve à mon égard.

J'adresse mes remerciements les plus sincères aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer mes travaux. Tout particulièrement, à M. Samir KAMECHE, Professeur à l'Université de Tlemcen, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de thèse, ainsi qu'à M. Rachid MERZOUGUI, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen, et M. Lotfi Merad, Professeur à l'école supérieure en sciences appliquées de Tlemcen, qui ont accepté d'agrémenter ce travail. Merci à tous d'avoir pris le temps de lire mon travail et de me faire l'honneur de l'analyser.

Je voudrais enfin adresser un remerciement chaleureux à ma famille, et en particulier à ma perle Sirine : sans vous en rendre compte, vous m'avez comblé par un soutien quotidien.

Résumé

Le déploiement des services de communication à large bande, qualifiés modernes et exigeantes, va nécessiter des systèmes de transmission flexibles et robustes. Une technologie innovante connue sous le nom CPL (Courant Porteur en Ligne) est devenu récemment une candidate pour fournir des capacités de transmission à haut débit via les lignes électriques. Dans le cadre de cette thèse, nous proposons des solutions afin d'optimiser les transmissions CPL, par application des techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output) et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) sur ce support de communication. Le dimensionnement de l'environnement de propagation sur le support électrique, s'avère très intéressant comme point de départ pour le développement des systèmes CPL. Il en ressort qu'en plus des dépréciations sévères du canal, les bruits ont un comportement impulsif et ne peuvent être décrits correctement par le modèle Gaussien. La distribution α -stable symétrique semble le modèle le plus approprié pour représenter le bruit impulsif dans cet environnement. Les approches proposées dans cette thèse ont prouvé leur aptitude à fiabiliser et améliorer la qualité de transmission des systèmes CPL d'une manière simple et efficace et dans des conditions environnementales défavorables et réalistes.

Mots clés : Communication par courant porteur en ligne (CPL), caractérisation des canaux, MIMO (Multiple Input Multiple Output), OFDM, distribution α -stable, techniques de codage avancées

Abstract

The deployment of broadband communication services skilled modern and demanding will require flexible and robust transmission systems. An innovative technology known as PLC (Power Line Communications) has recently become a key candidate for providing high-speed transmission capabilities over power lines. Within the framework of this thesis, we propose solutions to optimize PLC transmissions by taking advantage of applications as MIMO technique (Multiple Input Multiple Output) and OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) on this communication medium. Dimensioned propagation environment in the electrical network is very interesting as a starting point for the development of PLC systems. It shows that in addition to severe channel deprecations, the noise has an impulsive behavior, which cannot be described by the Gaussian model, from which the symmetric α -stable distribution seems the most appropriate model for the noise in this hostile environment. The approaches proposed in this thesis have proved ability to make CPL system transmissions more reliable and of a good quality based on simple and efficient manner and under severe and realistic environmental conditions.

Keywords : Power Line Communication (PLC), channel characterization, Multiple Input Multiple Output (MIMO), OFDM, α -stable distribution, advanced coding techniques

ملخص

تقديم خدمات جديدة للاتصالات عريضة النطاق يتطلب أنظمة إرسال مرنة وقوية. في الآونة الأخيرة، أصبحت التكنولوجيا المبتكرة المعروفة باسم PLC مؤخرًا مرشحًا رئيسيًا لتوفير قدرات نقلًا لبيانات عالية السرعة عبر خطوط الكهرباء. في إطار هذه الأطروحة، نهدف إلى اقتراح حلول لتحسين الإرسال في النظام PLC من خلال الاستفادة من تطبيق تقنيات MIMO و OFDM في هذا الوسط.

تعتبر الدراسة الشاملة لبيئة الانتشار في الشبكة الكهربائية من أجل إعطائه الحجم الحقيقي، نقطة ذات أهمية بالغة لتطوير أنظمة PLC. علاوة على الإعاقات الحادة للقناة، فإن الضوضاء المقترنة بها لها سلوك اندفاعي، لا يمكن وصفه بالنموذج الغوسي، و على هذا ارتأينا في هذا العمل تمثيل هاته الضوضاء بالتوزيع المتناظر α -stable نظرا لملائمة هذا النموذج للضوضاء في هاته البيئة المعادية. ومن الأرجح أن يكون هذا النهج أكثر كفاءة وفعالية.

أثبتت الاستراتيجيات المقترحة في هذه الأطروحة القدرة على جعل الإرسال عبر النظام PLC أكثر موثوقية وذات نوعية جيدة في ظل ظروف بيئية قاسية وواقعية، و هذا بناء على طرق بسيطة وفعالة.

كلمات دلالية : اتصالات خط الطاقة (PLC)، توصيف القنوات، تقنية MIMO، OFDM، توزيع α -مستقر، تقنيات التشفير المتقدمة.

Table des matières

Remerciement.....	ii
Résumé.....	iii
Liste des Figures.....	vii
Liste des Tableaux.....	x
Acronymes	xi
Introduction Générale.....	13

Chapitre I : Technologie de Courant Porteur en Ligne

I.1. Introduction	18
I.2. Vue d'ensemble sur la technologie CPL	18
I.2.1. Bandes de fréquences et topologies CPL	19
I.2.2. Principe de fonctionnement CPL.....	21
I.2.3. Architecture des transceivers CPL.....	23
I.3. Faisabilité des communications par courant porteur en ligne	24
I.4. Sécurité des communications par courant porteur en ligne.....	26
I.5. Contextes d'applications	26
I.6. Règlementation et standardisation associés aux transmissions CPL.....	28
I.7. Aspects de la compatibilité électromagnétique	29
I.8. Contraintes liées aux transmissions CPL	30
I.8.1. Atténuation.....	31
I.8.2. Bruits	31
I.9. Communication numérique sur CPL.....	33
I.10. Conclusion.....	34

Chapitre II : Etude de l'environnement de propagation dans CPL pour les communications à haut débit

II.1. Introduction	36
II.2. Aperçu global sur la modélisation du canal CPL	37
II.3. Modèle généralisé de la propagation multitrajets.....	38
II.4. Modèle statistique de Tonello	43

II.5.	Modélisation de bruit.....	46
II.6.	Distribution α -stable.....	47
II.6.1.	Propriété de stabilité.....	47
II.6.2.	Théorème Central Limite Généralisé	48
II.6.3.	Fonction caractéristique	48
II.6.4.	Densité de probabilité.....	50
II.6.4.1.	Méthode de Transformé de Fourier Rapide.....	50
II.6.4.2.	Techniques d'intégration numérique directe.....	51
II.6.5.	Cas particulier de la distribution α -stable.....	52
II.6.6.	Distribution Alpha-Stable Symétrique	54
II.7.	Influence des paramètres de la distribution α -stable	55
II.8.	Algorithme de génération d'un bruit α -stable	58
II.9.	Exemple de simulation	61
II.10.	Conclusion.....	62

Chapitre III : Transmissions MIMO sur les systèmes des communications CPL

III.1.	Introduction	65
III.2.	Transmission MIMO-CPL	66
III.2.1.	Matrice de canal MIMO-CPL	68
III.2.2.	Méthodes de couplage MIMO-CPL	70
III.2.3.	Modèle de canal MIMO PLC.....	72
III.2.3.1.	Génération des canaux SISO-CPL	72
III.2.3.2.	Paramètres d'atténuation	72
III.2.3.3.	Extension au modèle de canal MIMO-CPL	74
III.3.	Description du modèle de bruit adopté.....	75
III.4.	Rapport signal sur bruit dans le contexte de bruit $S\alpha S$	82
III.5.	Design de communication MIMO-CPL proposé.....	84
III.5.1.	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	84
III.5.1.1.	Génération des signaux OFDM.....	85
III.5.1.2.	Configuration du Transciever OFDM	86
III.5.2.	Technique COFDM.....	88
III.5.3.	OSTBC-OFDM codé.....	91
III.6.	Résultats de simulation.....	97
III.6.1.	Performances en termes de taux d'erreur binaire	98

III.6.2. Performances en termes de débit..... 103
III.7. Conclusion..... 104

Chapitre IV : Amélioration des transmissions sur les systèmes des communications CPL

IV.1. Introduction 107
IV.2. Codes Low Density Parity Check..... 108
 IV.2.1. Avancées majeures des codes LDPC 108
 IV.2.2. Concepts de base des codes LDPC..... 109
 IV.2.2.1. Représentation des codes LDPC 109
 IV.2.2.2. Codes LDPC réguliers et irréguliers..... 111
 IV.2.2.3. Construction des codes LDPC 112
 IV.2.2.4. Processus d'encodage LDPC 113
 IV.2.2.5. Processus de décodage LDPC 114
 IV.2.2.6. Décodage itératif basé message-passing..... 116
IV.3. Codes QC-LDPC 117
IV.4. Technique proposée..... 118
 IV.4.1. Approche de conception du code QC-LDPC 118
IV.5. Codage de canal hybride basé MIMO-OFDM 123
IV.6. Résultats et évaluation des performances 123
 IV.6.1. Performances en termes de taux d'erreur binaire 124
 IV.6.2. Analyse de la constellation..... 128
 IV.6.3. Performances en termes de débit..... 129
IV.7. Conclusion..... 130

Conclusion Générale 131

Bibliographie..... 134

Productions scientifiques..... 146

Liste des Figures

Chapitre I. Technologie de Courant Porteur en Ligne

Figure 1. 1. Bandes de fréquences utilisées dans les communications par CPL.	19
Figure 1. 2. Hiérarchie globale du réseau électrique.	20
Figure 1. 3. Principe de fonctionnement de CPL.	21
Figure 1. 4. Réseau d'accès CPL.	22
Figure 1. 5. Structure d'un transceiver CPL.	23
Figure 1. 6. Méthodes de couplage du signal CPL.	24
Figure 1. 7. Spécification et standards CPL.	29
Figure 1. 8. Limites de DSP des système CPL large bande.	30
Figure 1. 9. Classification du bruit CPL.	32
Figure 1. 10. Système de communication CPL.	33
Figure 1. 11. Schéma du canal de propagation CPL.	33

Chapitre II. Etude de l'environnement de propagation CPL pour les communications à haut débit

Figure 2. 1. Approches de modélisation du canal CPL.	37
Figure 2. 2. Topologie d'une liaison CPL simple.	38
Figure 2. 3. Propagation multi-trajets dans une section de liaison CPL.	39
Figure 2. 4. Réponse fréquentielle (CTF : Channel Transfert Function) générée par le modèle de canal CPL multi-trajets.	43
Figure 2. 5. Réponse fréquentielle du canal CPL, générée par le modèle statistique de Tonello.	45
Figure 2. 6. Densités de probabilité des distributions α -stable.	57
Figure 2. 7. Comportement des queues des distributions α -stable.	58
Figure 2. 8. Histogrammes des distributions α -stable pour différentes valeurs du paramètre α	62

Chapitre III. Transmissions MIMO sur les systèmes de communications CPL

Figure 3. 1. Structure du système MIMO-CPL.	66
Figure 3. 2. Représentation schématique du canal MIMO-CPL.	68
Figure 3. 3. Canal MIMO PLC avec deux émetteurs et deux récepteurs.	69
Figure 3. 4. Coupleurs MIMO-CPL.	71
Figure 3. 5. Evolution temporelle du paramètre α pour le processus de bruit dans la ligne électrique	76
Figure 3. 6. Evolution temporelle du paramètre β pour le processus de bruit dans la ligne électrique.	77
Figure 3. 7. Evolution temporelle du paramètre γ pour le processus de bruit dans la ligne électrique.	78
Figure 3. 8. Evolution temporelle du paramètre δ pour le processus de bruit dans la ligne électrique.	79
Figure 3. 9. Réalisations de processus α -stables symétriques pour différentes valeurs de α	81
Figure 3. 10. Efficacité spectrale de l'OFDM.	85
Figure 3. 11. Système émetteur-OFDM.	87
Figure 3. 12. Système récepteur-OFDM.	87
Figure 3. 13. Codeur convolutif (133,171).	91
Figure 3. 14. Schéma du système proposé.	92
Figure 3. 15. MIMO-OSTBC-OFDM.	97
Figure 3. 16. Performances en termes de BER de l'OSTBC-OFDM non codé basé sur MIMO-CPL sous un bruit S α S avec différents degrés d'impulsivité (α).	99
Figure 3. 17. Performances en termes de BER de l'OSTBC-OFDM non codé basé sur MIMO-CPL sous un bruit S α S avec différents degrés d'impulsivité (α).	101
Figure 3. 18. Comparaison en terme de BER entre MIMO-CPL codé et SISO-CPL sous l'effet de bruit S α S dans le cas de bruit proche du gaussien (α proche de 2) et dans le cas de bruit pratique ($\alpha = 1,5$).	102
Figure 3. 19. Comparaison en termes de débit de MIMO-OSTBC et SISO basé sur OFDM-PLC sous bruit S α S dans le cas de bruit proche du gaussien (α proche de 2) et dans le cas de bruit pratique ($\alpha = 1,5$).	104

Chapitre IV. Amélioration des transmissions sur les systèmes des communications CPL

Figure 4. 1. Représentation du graphe bipartite de code LDPC.	110
Figure 4. 2. Exemple d'une matrice de contrôle de parité et son graphe bipartite.	110
Figure 4. 3. Stratégie de codage et de décodage LDPC.	114
Figure 4. 4. Schéma du principe général du décodeur LDPC.	115
Figure 4. 5. Initialisation.	121
Figure 4. 6. Traitement au niveau du nœud de contrôle de parité.	121
Figure 4. 7. Traitement au niveau du nœud variable.	122
Figure 4. 8. Génération de LLR à posteriori.	122
Figure 4. 9. Schéma bloc de système HC-MIMO-OFDM.	123
Figure 4. 10. Performances en terme BER des CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le scénario 1 de bruit SaS ($\alpha = 1.7$).	125
Figure 4. 11. Performances en terme BER des CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le scénario 2 de bruit SaS ($\alpha = 1.5$).	126
Figure 4. 12. Performances en terme BER des CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le Scénario 3 de bruit SaS ($\alpha = 1.2$).	127
Figure 4. 13. Diagramme de dispersion de la modulation 16QAM du signal reçu : a) CC-MIMO-OFDM b) HC-MIMO-OFDM.	128
Figure 4. 14. Comparaison en termes de débit de CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le bruit SaS (pour $\alpha = 1.5$ et $\alpha = 1.7$).	129

Liste des Tableaux

Tableau 1. 1. Niveaux de tension sur les lignes électriques.	21
Tableau 1. 2. Comparaison des technologies large bande.....	25
Tableau 2. 1. Trajets de propagation possibles du modèle de canal multi-trajets.	40
Tableau 2. 2. Significations des paramètres du modèle multi-trajets.	41
Tableau 2. 3. Valeurs des paramètres des paramètres du modèle multi-trajets.	42
Tableau 2. 4. Description des paramètres pour les distributions stables.	50
Tableau 3. 1. Modèles statistiques des paramètres de canal.	74
Tableau 3. 2. Paramètres α -stable estimés pour le bruit CPL.....	80
Tableau 3. 3. Puissance géométrique des lois usuelles.....	83
Tableau 3. 4. Paramètres du codeur convolutif.	90
Tableau 3. 5. Scénario de bruit.	98
Tableau 4. 1. Paramètres de simulation du système HC-MIMO-OFDM.	124

Acronymes

ADC	Analogique to Digital Conversion
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additif White Gaussian Noise
BB-PLC	Broadband Power Line Communication
BER	Bit-Error-Rate
CC	Code Convolutif
CCE	Code Correcteur d'Erreur
CEM	Compatibilité Electromagnétique
CM	Common mode
CN	Check Node
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CP	Cyclic Prefix
CPL	Courant Porteur en Ligne
CTF	Channel Transfer Function
DAC	Digital to Analogique Conversion
DSL	Digital Subscriber Line
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDM	Frequency-Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GSNR	Geometric Signal to Noise Ratio
HC	Hybrid Coding
HF	Haute Frequency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IG	Intervalle de Garde
ISI	Inter Symbol Interference
ISP	Inter System Protocol
LDPC	Low Density Parity Check
LF	Low Frequency
LLR	Log Likelihood Ratio
MAC	Medium Access Layer
MCU	Master Control Unit
MF	Medium Frequency
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	multiple input single output

MP	Message-Passing
NB-PLC	Narrowband Power Line Communication
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSTBC	Orthogonal Space Time Bloc Code
PDF	Probability Density Function
PDF	Probability-Density-Function
PE	Protective earth
PLC	Power Line Communication
PN	Phase-Neutral
PPE	Phase- Protective earth
PSD	Power Spectral Density
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QC-LDPC	quasi cyclic-low density parity check
SISO	Single Input Single Output
SLF	Super Low Frequency
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Bloc Code
STTC	Space Time Trellis Code
$S\alpha S$	Symmetric alpha stable
UHF	Ultra High Frequency
ULF	Ultra Low Frequency
VHF	Very High Frequency
VLC	Visible Light Communication
VLF	Very Low Frequency
VN	Variable Node
xDSL	Family of Digital subscriber line technologies

Introduction Générale

A l'heure actuelle, la révolution technologique a ouvert plusieurs voies de recherche dans les systèmes des communications en termes de performances en haut débit, en robustesse et en flexibilité, afin de répondre aux exigences croissantes des services à large bande.

De nombreuses technologies conventionnelles tant filaires que sans fil se sont servies de la connectivité à large bande. Très récemment, une solution innovante pour le déploiement des services multimédia, consiste à utiliser des câbles électriques pour fournir des capacités de transmission de données, connues sous le nom CPL (Courant Porteur en Ligne) ou PLC (Power Line Communications).

Grâce à l'infrastructure électrique déjà existante et omniprésente, la technologie CPL présente certainement la solution de communication la moins coûteuse, car aucun nouveau câble n'est requis pour son déploiement. En effet, au fil des ans, ayant commencé à partir d'applications à très faible débit en domotique, la technologie CPL est devenue une solution potentielle pour les communications à large bande à domicile.

Bien que le réseau électrique soit le réseau le plus répandu dans le monde entier, la transmission des données à haute fréquence à travers ce support, qui n'a jamais été conçu à des fins de communication, doit affronter des défis lourds. Ainsi, les principaux effets destructifs dans l'environnement de transmission CPL, à savoir l'atténuation dépendante de la fréquence élevée, l'évanouissement par trajets multiples et le bruit, sont extrêmement puissants.

Par ailleurs, les bruits présents sur cet environnement ont un comportement impulsif ce qui signifie que son apparition est très imprévisible et inévitable dans ce système de communication. L'occurrence de ces impulsions est aléatoire et de courte durée avec des amplitudes plus importantes, ce qui affecte sévèrement le signal d'intérêt.

La distribution Gaussienne a longtemps été utilisée comme modèle par défaut pour le bruit dans les systèmes de communication. Néanmoins, le bruit dans les canaux CPL montre un comportement non Gaussien, donc il ne peut pas être décrit comme un bruit blanc Gaussien additif (AWGN-Additif-White-Gaussian-Noise), contrairement au bruit dans d'autres supports de communication.

Dans ce contexte, il est d'un intérêt majeur d'étudier ce type de canal et de bruit, tant que les modèles existants pour les autres moyens de communication (par exemple, la communication sans fil) se sont révélés inadéquats pour le système CPL en raison des ses caractéristiques uniques.

Objectifs et contributions de la thèse

Dans le but de consolider les performances de la technologie CPL par rapport aux autres systèmes de communication, la progression de ce système de transmission se base sur deux aspects essentiels, à savoir, l'augmentation du débit des données et l'assurance de la robustesse en dépit des problèmes majeurs des canaux de communication CPL.

L'émergence des techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output), consistant à utiliser de multiples antennes à l'émission et à la réception dans les systèmes modernes de communication, a conduit à une amélioration significative des performances de ces systèmes en termes d'efficacité spectrale et de robustesse sans recours à l'augmentation de la puissance de transmission ou de la bande passante. Très récemment, ces techniques ont été transposées au réseau CPL.

Dans ce cadre, l'objectif général de cette thèse est l'amélioration des performances des systèmes CPL dans des conditions environnementales très défavorables. En particulier, ce travail tente principalement de contribuer à solutionner les problèmes suivants:

- la recherche des modèles plus appropriés pour décrire l'environnement de propagation dans les systèmes des communications CPL à large bande, incluant le modèle de canal et le modèle de bruit associé,
- la limitation de l'impact négatif des sévères dégradations de la transmission, inhérentes au support de communication électrique,
- l'application de la technologie MIMO, initialement conçue pour les réseaux sans fil, au réseau CPL,
- la recherche de nouvelles techniques pour maximiser les performances des communications sur les lignes électriques.

Dans cette thèse, la contribution essentielle est de développer un système de communication CPL performant dans des conditions précises et réaliste afin d'éviter la surestimation des performances globales des approches proposées. Ces approches permettent principalement de surmonter les challenges imposés par cet environnement de communication hostile.

Tout d'abord, nous visons à bien dimensionner les systèmes CPL par le biais de modèles réalistes de canal et de bruit. Après l'étude et l'analyse par la modélisation statistique des caractéristiques du canal CPL, un modèle de bruit plus réaliste basé sur la distribution α -stable est attribué dans l'étude pour émuler le comportement impulsif des bruits générés dans les canaux des lignes électriques. Cela permet aux systèmes proposés d'être évalués par des simulations précises et reproductibles.

En se basant sur ces modèles, nous avons développé un système de communication pour améliorer la qualité de transmission des canaux CPL, en considérant un système codé OSTBC-OFDM basé sur le système MIMO-CPL, sous différents scénarios de bruit, incluant des scénarios impulsifs et des scénarios proche du Gaussien et Gaussien.

À la lumière de l'étude portée dans la première proposition, un schéma HC (Hybrid Coding), qui est une méthode de correction d'erreur FEC (Forward-Error-Correction), est proposé dans cette thèse pour atteindre des performances significatives en termes d'efficacité et de robustesse contre la particularité du bruit sévère non Gaussien. L'approche HC proposée est basée sur la concaténation du code CC (Convolutional Code) et du code QC-LDPC (quasi cyclic-low density parity check codes), qui sont liés par un Entrelaceur de bit aléatoire. La technique proposée, nommée 'HC-MIMO-OFDM', fait recourt à l'usage de ce nouveau processus de codage hybride associé au système MIMO-OFDM. Dans cette proposition nous avons considéré des scénarios de bruit impulsifs, caractérisant le support de transmission CPL.

Structure de la thèse

Le contenu de cette thèse est structuré en quatre chapitres, après une introduction générale décrivant les principaux objectifs de cette thèse.

Le premier chapitre comporte une vue générale de la technologie CPL et met en évidence les caractéristiques et les limitations des systèmes de communication CPL.

La particularité de l'environnement de transmission CPL a propulsé la recherche vers des modèles plus appropriés à ce support de communication. Le second chapitre est dédié à l'étude de l'environnement de propagation dans les systèmes CPL à haut débit. Ce chapitre est composé de deux parties, à savoir, la modélisation de canal et la modélisation de bruit. Un modèle de canal statistique ainsi que l'adéquation de la distribution α -stable pour la description du bruit impulsif sont étudiés.

Le troisième chapitre détermine l'apport des techniques MIMO dans les systèmes de communication CPL. En premier lieu, un modèle de canal réaliste est décrit afin de reproduire les caractéristiques du canal CPL en contexte MIMO. Ensuite, l'aptitude de la classe symétrique de la distribution α -stable, pour décrire le bruit dans le système CPL, est justifiée. La dernière partie de ce chapitre est réservée à l'étude et l'analyse des performances du schéma proposé OSTBC-OFDM codé basé sur le système MIMO-CPL pour améliorer et fiabiliser les transmissions sur le support de communication CPL.

Dans le quatrième chapitre, un schéma de codage hybride basé MIMO-OFDM est proposé afin d'atteindre des améliorations significatives des communications sur les lignes électriques. Principalement, les codes QC-LDPC sont étudiés et par la suite les techniques d'encodage et de décodage, implémentées dans l'approche proposée, sont présentées.

A la fin de cette thèse, une conclusion générale synthétise les approches et les résultats obtenus et propose également des suggestions pour des recherches futures dans le domaine des transmissions CPL.

Chapitre I

Technologie de Courant Porteur en Ligne

Sommaire

I.1.	Introduction	18
I.2.	Vue d'ensemble sur la technologie CPL	18
I.2.1.	Bandes de fréquences et topologies CPL	19
I.2.2.	Principe de fonctionnement CPL	21
I.2.3.	Architecture des transceivers CPL.....	23
I.3.	Faisabilité des communications par courant porteur en ligne	24
I.4.	Sécurité des communications par courant porteur en ligne	26
I.5.	Contextes d'applications.....	26
I.6.	Règlementation et standardisation associés aux transmissions CPL.....	28
I.7.	Aspects de la compatibilité électromagnétique	29
I.8.	Contraintes liées aux transmissions CPL	30
I.8.1.	Atténuation.....	31
I.8.2.	Bruits	31
I.9.	Communication numérique sur CPL	33
I.10.	Conclusion.....	34

I.1. Introduction

La révolution de la communication numérique à renouveler l'intérêt aux communications par Courant Porteur en Ligne (CPL) comme technologie d'accès à haut débit.

L'établissement d'un tel système de communication CPL réside dans l'utilisation de l'infrastructure électrique préexistante et omniprésente ce qui procure l'atout majeur, d'une part de la non nécessité d'aucun déploiement supplémentaire et d'autre part la grande souplesse de l'utilisation. L'apport des connaissances sur le support de transmission électrique constitue une base fondamentale pour le développement d'un système de communication CPL plus performant.

Une vue d'ensemble entourant la technologie CPL sera présentée dans un premier temps, y compris son évolution, les bandes de fréquences des systèmes CPL, la description de la grille de distribution électrique et le principe générale de leur fonctionnement. Ensuite nous mettons en relief, les différentes applications CPL actuelles et envisageables pouvant bénéficier de l'avancement accru de cette nouvelle technologie.

En dépit des principaux avantages inhérents à cette technologie, le réseau électrique possède des caractéristiques particulières si les lignes électriques sont utilisées comme moyen de transmission, qui le rend un environnement de communication très hostile. La dernière partie de ce chapitre met en évidence les caractéristiques du canal de propagation CPL via la description des contraintes liées aux transmissions par ce canal. A la fin de ce chapitre, un simple système de communication numérique sera présenté.

I.2. Vue d'ensemble sur la technologie CPL

Les communications par Courant Porteur en Ligne connus sous le nom CPL (PLC - Power Line Communication) consiste à utiliser l'infrastructure électrique déjà existante en tant que support de transmission d'informations numériques (Internet, Vidéos, Données, Audio).

I.2.1. Bandes de fréquences et topologies CPL

En effet les communications à travers le réseau électrique remonte au début du XXe siècle, où les premiers systèmes exploitant les lignes électriques à des fins de télémétrie et de télé-contrôle sont apparus aux Etats-Unis [1, 2]. A partir des années 1990, la technologie CPL permet de faire communiquer différents appareils électriques à l'intérieur d'une habitation en réseau dans le cadre des applications domotiques [3].

En outre, grâce à l'évolution des techniques de traitement du signal numérique (modulation multi-porteuse, codage et détection), un débit de données élevé et une communication plus fiable sont de nos jours réalisables. Répondant ainsi à ces exigences pour les transmissions via le réseau de distribution d'énergie, depuis les années 2000, un regain d'intérêt est apporté aux systèmes CPL pour les communications à haut débit.

Dés lors, les systèmes PLC peuvent être déclinés en deux classes selon la bande de fréquences utilisée. Les systèmes CPL à bande étroite (ou Narrowband NB-PLC) fonctionnent avec des fréquences inférieures à 1,8 MHz et offrent un débit suffisant (faible) pour la gestion du réseau de distribution d'énergie électrique, tandis que les systèmes CPL à large bande (ou Broadband BB-PLC) utilisent des fréquences plus élevées (allant jusqu'à 100 MHz) et offrent des services haut débit sur le réseau électrique [4]. Les bandes de fonctionnement du système CPL sont illustrées dans la Figure 1.1.

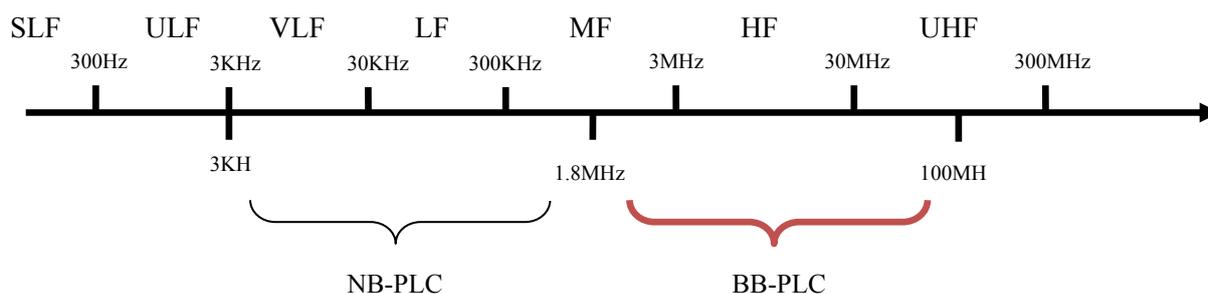


Figure 1. 1. Bandes de fréquences utilisées dans les communications par CPL.

Suivant la hiérarchie globale du réseau électrique étendu décrite sur la Figure 1.2, trois sous réseaux sont distingués en fonction des niveaux de tension [5-7], comme indiqué dans le Tableau.1.1. Ces secteurs, peuvent être utilisés pour les réseaux CPL, sont reliés entre eux par

des transformateurs (abaisseurs de tension) qui sont également conçus pour minimiser les pertes d'énergie à la fréquence d'alimentation (50Hz).

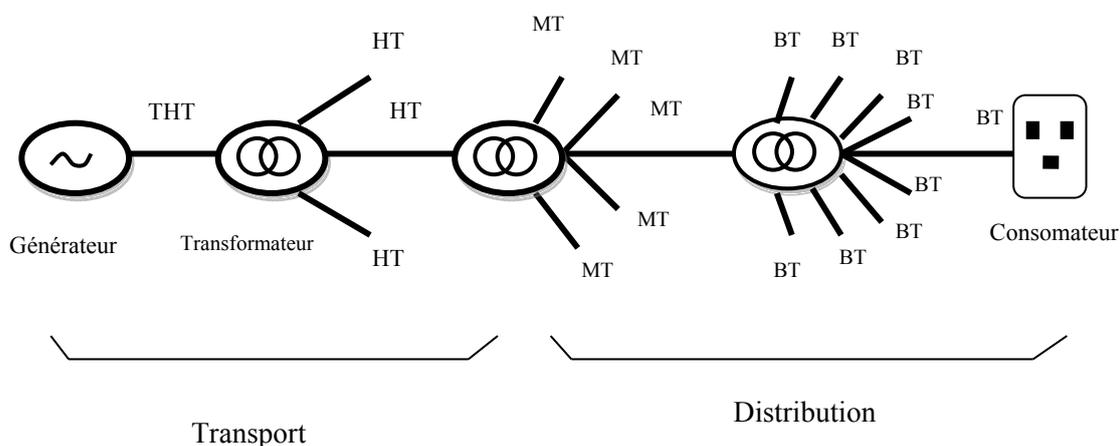


Figure 1. 2. Hiérarchie globale du réseau électrique.

- **le réseau Haute Tension (HT):** les lignes THT (Très Haute Tension) et HT transportent l'énergie électrique sur de très longues distances depuis le centrale électrique jusqu'aux grands points de consommation.
- **le réseau Moyenne Tension (MT):** ses lignes servent à la distribution d'énergie entre villes et sites industriels. Les réseaux MT sont connectés aux réseaux HT via les transformateurs HT/MT.
- **le réseau Basse Tension (BT) :** assure la distribution d'énergie au consommateur final. Les lignes BT sont connectées aux réseaux MT par l'intermédiaire du transformateurs MT/BT.

A l'égard de la transmission de l'information sur le réseau électrique, les lignes hautes tension sont sujettes à des interférences sévères qui perturbent les transmissions sur ce réseau. Généralement ces lignes ne sont pas utilisées pour les communications CPL. Cependant, des expérimentations ont été réalisées dans [8, 9].

Les lignes MT et principalement les lignes BT sont exploitées comme support de communication haut débit, pour la technologie PLC.

Tableau 1. 1. Niveaux de tension sur les lignes électriques.

Type de ligne	Tension	Utilisation
THT	225KV-400KV	Transport
HT	63KV-90KV	Transport
MT	10KV-30KV	Distribution
BT	100V-400V	Distribution

1.2.2. Principe de fonctionnement CPL

Comme le montre la figure 1.3, le principe de fonctionnement de la technologie CPL est de faire cohabiter des signaux porteurs de l'information de hautes fréquences et de faible puissance avec le signal d'alimentation électrique. L'injection des signaux hautes fréquences sur la grille électrique se fait par le biais des coupleurs [10] qui assurent le filtrage des signaux basse fréquence (50Hz) et l'isolation galvanique entre les lignes d'énergie et les équipements de communication.

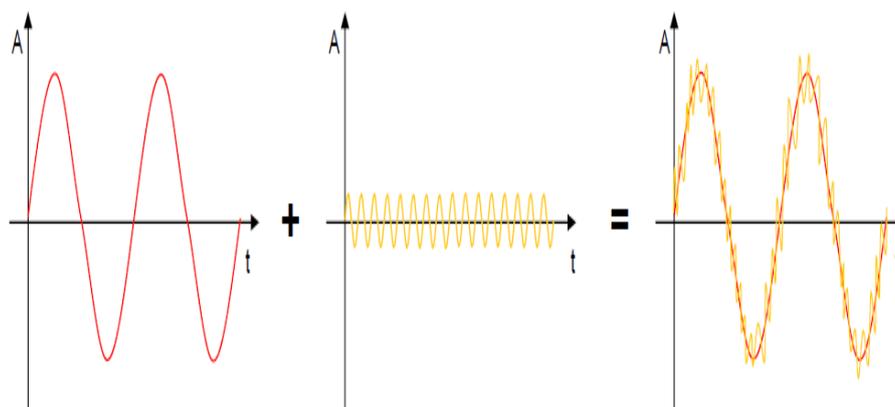


Figure 1. 3. Principe de fonctionnement de CPL.

En considérant le réseau électrique BT comme un canal de communication, deux catégories de la technologie CPL sont à distinguer: le réseau d'accès (*outdoor or access PLC*) et le

réseau résidentiel (indoor or *in-home PLC*). Les réseaux d'accès sont utilisés pour la transmission de données haut débit au dernier kilomètre (Last mille).

Les réseaux domestiques utilisent l'infrastructure électrique déjà existante à l'intérieur d'une habitation comme support de transmission de données. Le signal peut être acheminé à partir d'un accès Internet haut débit via le CPL *outdoor* ou autre moyen.

Un exemple d'architecture du réseau d'accès PLC est représenté par la Figure 1.4, qui se compose d'une unité de transformateur et d'un certain nombre de câbles d'alimentation qui relie les utilisateurs finaux au réseau basse tension. Par la mise en place d'un coupleur et d'une station de base au niveau du transformateur MT/BT, le réseau d'accès CPL peut être connecté à l'épine dorsale des réseaux de télécommunications. Il s'agit, pour l'unité station/coupleur, de coupler au réseau électrique local un flux de données haut débit issu du réseau internet permettant ainsi une offre « Quadruple Play (données, vidéo, voix et fourniture d'énergie)».

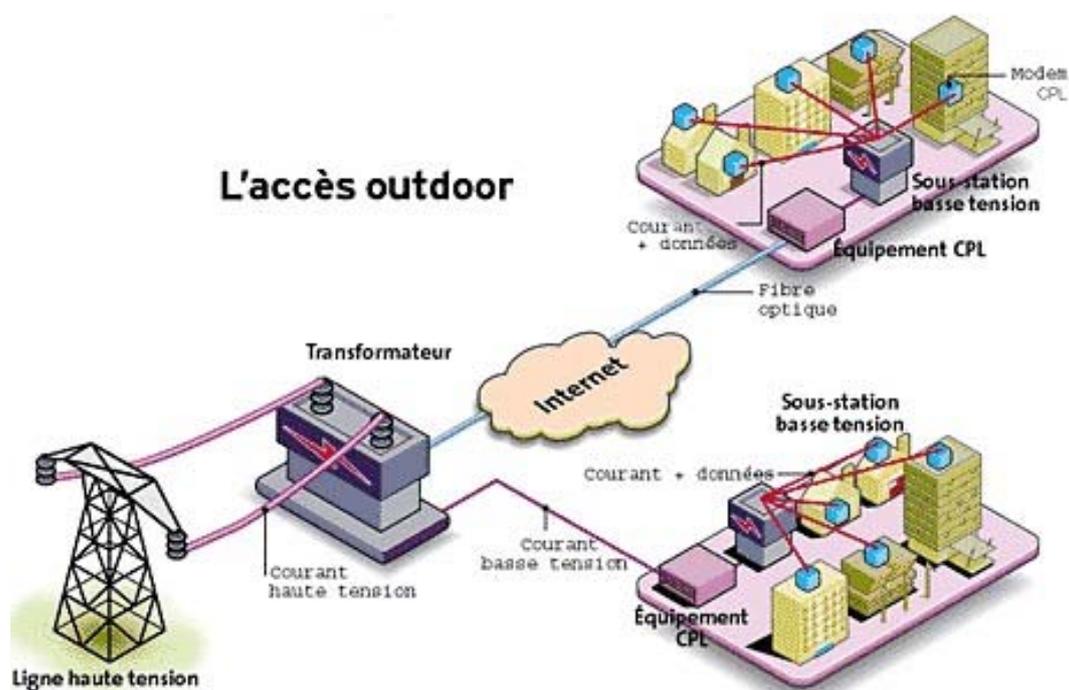


Figure 1. 4. Réseau d'accès CPL.

I.2.3. Architecture des transceivers CPL

La structure d'un transceiver CPL comprenant toutes les couches supérieures de communication est représentée sur la Figure 1.5.

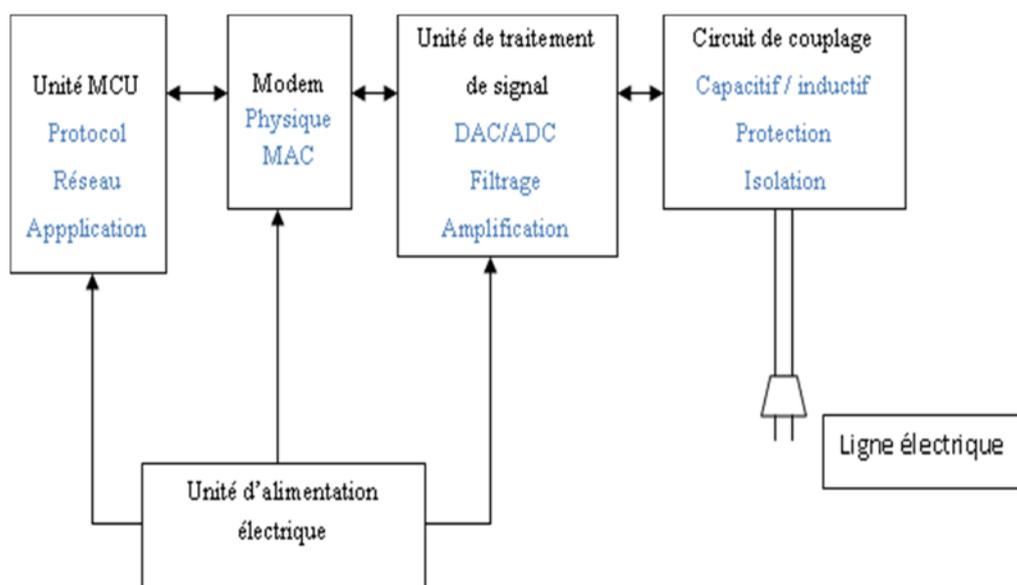


Figure 1. 5. Structure d'un transceiver CPL.

Quel que soit le type de technologie utilisé, le transceiver CPL comprend quelques éléments de base. Différentes solutions utilisent différents niveaux d'intégration de ces éléments. Le cœur de chaque transceiver est le modem lui-même, qui implémente généralement les couches physique et liaison de données, selon le modèle OSI. La modulation-démodulation, la correction d'erreur, le contrôle d'accès au support sont parmi les principales fonctions réalisées à ce niveau. Une unité MCU (Master Control Unit) de traitement est responsable des fonctions de mise en réseau, de protocole et d'application. De l'autre côté, dans l'unité de traitement de signal, les signaux transmis et reçus sont traités, sous forme numérique et analogique (ADC-Analogique to Digital conversion, ADC-Digital to analogique conversion); les principales fonctions typiques sont le filtrage et l'amplification. Enfin, l'interface avec les lignes électriques est réalisée via un circuit de couplage capacitif ou inductif, qui assure également une isolation galvanique et une protection contre les perturbations de la tension du

secteur. La conception de ce circuit est liée aux caractéristiques de la ligne, telles que l'amplitude de tension/courant et la fréquence, les perturbations, le style de câblage, l'emplacement, les réglementations applicables, etc.

Dans les applications CPL on peut généralement distinguer le couplage capacitif et le couplage inductif. Le contrôle direct de la tension injectée ou reçue sur la ligne électrique peut être assuré par le mécanisme de couplage capacitif où le modem CPL est connecté physiquement aux câbles électriques par le biais des condensateurs à haute tension. L'isolation galvanique et la protection du modem CPL contre les surtensions sont assurées par l'utilisation d'un transformateur HF et d'un circuit de diodes. Dans le couplage inductif, le circuit d'entrée du modem est raccordé à la ligne électrique en utilisant des anneaux de ferrite. Des coupleurs inductifs et capacitifs, spécialement adaptés aux réseaux CPL peuvent être trouvés dans [11-13].

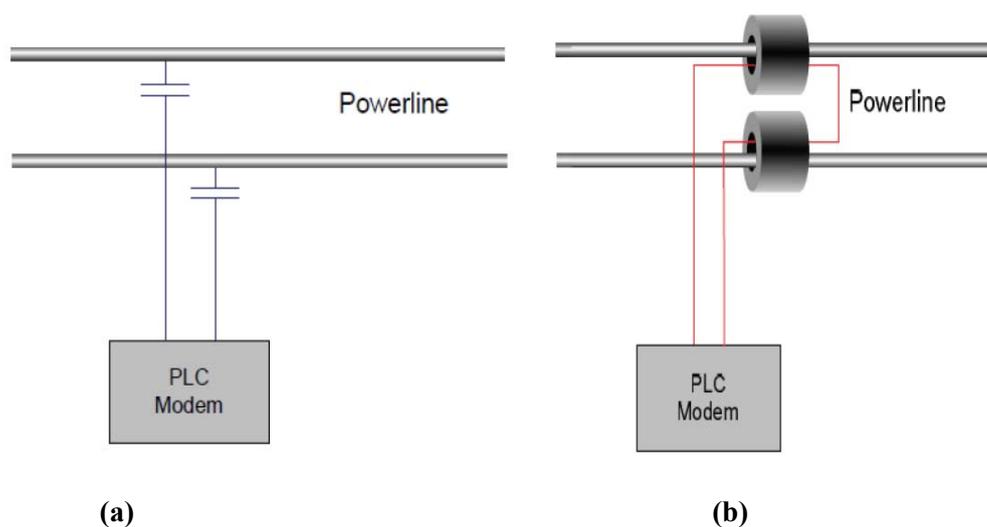


Figure 1. 6. Méthodes de couplage du signal CPL

(a) Couplage capacitif, (b) Couplage inductif.

I.3. Faisabilité des communications par courant porteur en ligne

Dans un contexte où les services de communication haut débit sont extrêmement demandés, la communication CPL s'avère être une solution attractive de connectivité à large bande en raison de la disponibilité et de l'omniprésence du réseau électrique, comparée à

n'importe qu'elle infrastructure filaire. Ainsi le CPL permet de résoudre le problème de connectivité «last mille».

Evidemment, l'utilisation d'une infrastructure déjà existante pour la transmission de données à haute débit est une solution de connectivité avantageuse pour les zones où un xDSL par exemple n'est pas disponible. La faisabilité d'un tel système CPL a été étudiée dans [14]. En outre, le câblage électrique existant à l'intérieur de l'habitat sert à transformer chaque prise électrique en un port d'accès des communications large bande.

Du point de vue technologique, l'idée de base du système CPL est simplement de moduler un signal de donnée radio et de le transmettre via les lignes électriques dans une gamme de fréquences qui n'est pas exploitable pour la fourniture d'électricité. Ces fréquences, ainsi que les techniques de transmission utilisées ont une influence significative sur l'efficacité et la vitesse de la technologie CPL.

Du point de vue de l'utilisateur final, l'installation du réseau CPL dans l'habitat ne nécessite pas de nouveau câblage, ce qui rend l'utilisation de cette technologie économiquement attractive.

Ainsi, CPL offre une alternative émergente aux méthodes conventionnelles d'accès Internet haut débit. Les avantages de cette technologie par rapport à d'autres moyens de communications, fournissant des services large bande dans un environnement résidentiel, sont donnés dans le Tableau 1.2.

Tableau 1. 2. Comparaison des technologies large bande.

	BB-PLC	Fibre Optique	Sans fil
Débit de données	500 Mbps	Gbps- Tbps	100Mbps
Emplacement d'accès	Toutes les prises électriques	Une pièce	Toute les pièces (limité)
Mobilité	Moyenne	Faible	Elevée
Sécurité	Elevée	Elevée	Moyenne
Coût	Fiable	Elevé	Moyen

Finalement, la principale raison de la révolution de la technologie BPL est le fait que pratiquement chaque maison et bureau est connecté à un réseau électrique et contient du câblage électrique. En plus tout mécanisme qui offre la possibilité de transmettre des données à haute vitesse, par rapport au câblage électrique existant, a le potentiel de fournir une méthode véritablement omniprésente pour accéder à Internet.

I.4. Sécurité des communications par courant porteur en ligne

Dans le cas des réseaux CPL le problème de la sécurité d'information est moins important comparé aux réseaux sans fil. La nature du support physique de ces réseaux difficilement accessible, impliquant le danger potentiel du fait de la présence du signal électrique [15], rend les communications CPL particulièrement plus sécurisés et résistants aux attaques.

Toutefois, il est essentiel d'implémenter des mécanismes de sécurité pour lutter contre toute divulgation de l'information. Les principales menaces de sécurité ciblant les réseaux électriques sont l'écoute clandestine, les attaques visant à récupérer ou détruire les informations transmises ou à accéder à la reconfiguration des dispositifs de réseau. Ces attaques peuvent éventuellement être contrées par la mise en place des techniques parades qui sont la cryptographie. Cette dernière vise à coder les informations par l'utilisation des clés de cryptage pour interdire les intrus d'accéder aux informations transmises sur le signal, l'authentification, qui autorise l'accès au réseau seulement après l'identification de l'utilisateur et le contrôle d'intégrité, utilisé pour identifier toute modification des données échangées dans le réseau pendant leur transmission.

I.5. Contextes d'applications

L'utilisation de l'infrastructure électrique existante présente un atout majeur de la technologie CPL et la rend une solution réseau attractive. Si bien que les systèmes CPL peuvent être déployés dans différentes applications, voire son intégration avec d'autres technologies s'avère très utiles dans différents domaines. Nous citons par la suite les principaux domaines où les communications CPL sont utilisées.

- **Les réseaux électriques intelligents (Smart Grid):** Dans les réseaux Smart Grid, les lignes électriques sont utilisées comme moyen de communication pour la gestion du réseau électrique à travers les mesures en temps réel, la surveillance et le contrôle de la distribution d'énergie électrique [16-19]. Dans cette même optique, les applications Smart City [20] et domotique [21] peuvent bénéficier du fait qu'un nouveau câblage n'est pas nécessaire pour leur déploiement.
- **Systèmes de sécurité:** Le réseau CPL est très utile pour les réseaux de vidéo surveillance. Grâce à l'omniprésence de l'infrastructure filaire électrique le coût de déploiement des telles systèmes de sécurité est considérablement faible [22].
- **Divertissement:** Le contenu multimédia peut être distribué dans l'habitation via l'accès internet haut débit sur le réseau électrique [23-25].
- **Systèmes embarqués:** Les communications dans les moyens de transport peuvent également tirer profit du fils électrique déjà existants dans ces systèmes [26, 27], notamment dans l'intérieur des véhicules [28, 29], naval [30] et les systèmes d'aéronefs [31], ainsi que dans les trains [32].
- **Applications de Télémédecine:** Par l'utilisation des câbles d'alimentation électrique préétablis les services médicaux peuvent être étendus à des zones éloignés qui ne possèdent pas d'accès internet à haute vitesse [33].

En outre, le CPL présente une solution alternative moins coûteuse et complémentaire aux technologies disponibles comme le WIFI (Wireless Fidelity) ou la Fibre Optique lorsqu'une couverture globale est visée. Par exemple, l'installation électrique préexistante peut servir comme épine dorsale pour d'autres technologies telles que VLC (Visible Light Communication) [34].

Cependant, l'applicabilité des réseaux CPL n'est pas limitée aux scénarios mentionnés précédemment. Une gamme d'applications nouvelles a été proposée pour les réseaux CPL, notamment la robotique [35], l'authentification [36], les systèmes de sécurité dans

l'exploitation minière [37], les communications sans contact [38] et le transfert d'énergie sans fil [39].

Comme une remarque globale, on peut noter que le CPL représente une solution utilisable pour délivrer à la fois des services de divertissement à haut débit ou multimédia (en particulier pour les locaux résidentiels) et des communications à faible débit, fiables et robustes. La technologie CPL représente une solution rentable et flexible, capable de surmonter les effets néfastes et de s'adapter aux différentes propriétés exposées par la grande variété de contextes d'application possibles.

I.6. Règlementation et standardisation associés aux transmissions CPL

Compte tenu de la large gamme d'applications pour lesquels les réseaux CPL peuvent s'avérer utiles et le nombre de défis associés, CPL a attiré une attention considérable de la part de la communauté de la recherche ainsi que de l'industrie, et a favorisé une série d'efforts de réglementation et de normalisation. Les émissions rayonnées deviennent une préoccupation majeure dans les transmissions CPL en raison des fréquences élevées des signaux couplés aux lignes électriques. Par conséquent des normes sont proposées pour atteindre les principaux objectifs de compatibilité électromagnétique, de sécurité, de performance et d'interopérabilité.

Plusieurs consortiums industriels sont actifs pour le développement et la standardisation de la technologie CPL, par exemple, Home Plug Power Alliance et le Home Grid Forum. Les systèmes CPL basés sur ces spécifications fonctionnent dans la plage de fréquence autour de 2 à 86 MHz et offre un débit significatif [40].

Dans le but d'assurer le bon fonctionnement des systèmes CPL à large bande, le standard IEEE 1901 [41] a été officiellement publié en Janvier 2011 en tant que standard globale pour les communications à grande vitesse sur le réseau électrique. Cette norme utilise des fréquences de transmission inférieure à 100 MHz et visait à augmenter la capacité de la technologie CPL avec des débits de plus de 100Mbps. Le standard couvre la partie du réseau électrique d'accès (< 1500 m au local) ainsi que la partie du réseau électrique interne (<100m entre les appareils). Il donne aussi les détails sur les mécanismes de coexistence et d'interopérabilité entre les différents dispositifs CPL grâce à l'Inter System Protocol «ISP».

Le standard ETSI [42], vise également à fournir des services de télécommunication via les lignes électrique existantes. En outre, il assure l'interopérabilité entre les équipements des

différents fabricant, la coexistence de multiple systèmes CPL et l'interopérabilité de la technologie CPL avec d'autres technologies telles que le WIFI, l'ADSL et les communications par Fibre Optique.

Une vue d'ensemble sur les standards et les spécifications de la technologie CPL [43-46] est illustrée dans la Figure 1.7.

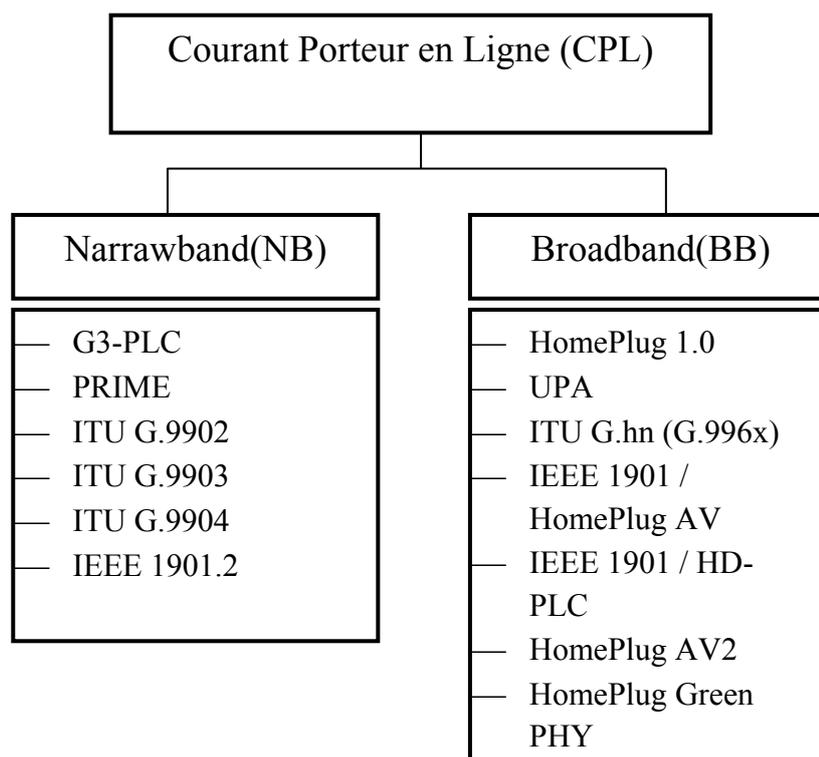


Figure 1. 7. Spécification et standards CPL.

I.7. Aspects de la compatibilité électromagnétique

La compatibilité électromagnétique (CEM) est la capacité des dispositifs ou systèmes à fonctionner suffisamment bien dans leur environnement électromagnétique sans introduire des perturbations électromagnétiques susceptibles d'influencer d'autres produits et systèmes. En ce qui concerne les systèmes CPL, ces problèmes sont très importants car ils fonctionnent dans un environnement déjà peuplé par d'autres services fonctionnant sur les mêmes fréquences, de sorte qu'une coexistence équitable est nécessaire. Par conséquent, les systèmes PLC sont soumis à de sévères restrictions concernant le niveau de puissance transmis. Les

niveaux d'immunité et d'émission sont réglementés par des normes CEM telles que CENELEC FprEN 50561-1 [47]. En fonction de cela, les standards UTI-T G.hn et IEEE 1901 PLC spécifient actuellement un niveau DSP (Densité Spectrale de Puissance) et imposent plusieurs encoches dans lesquelles ce niveau a une limite supérieure à -55 dBm/Hz en dessous de 30 MHz et -85 dBm/Hz au-dessus de 30 MHz, pour éviter d'interférer avec d'autres applications (comme la radio amateur par exemple). Une illustration de la limite de DSP de puissance d'émission et le masque correspondant en fonction de la fréquence est donnée dans la Figure 1.8.

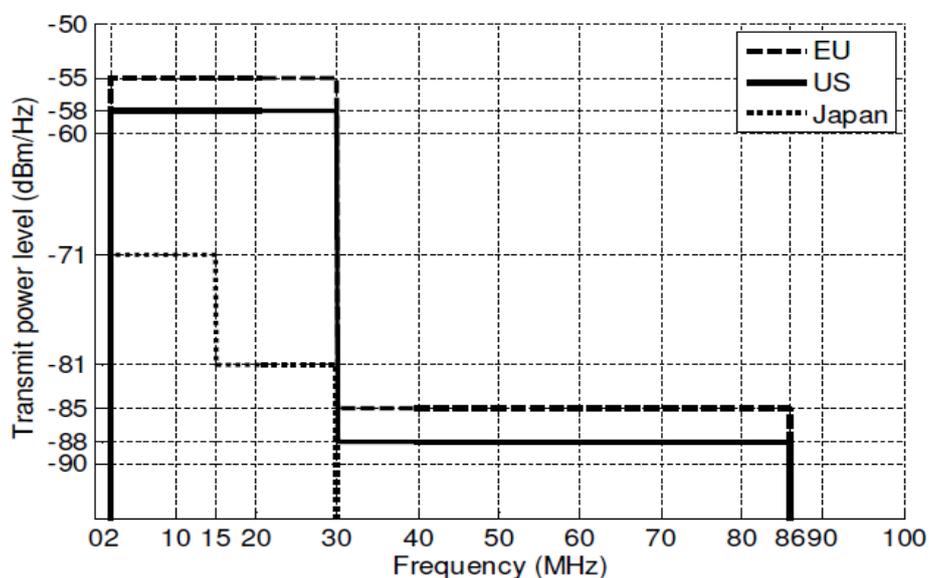


Figure 1. 8. Limites de DSP des systèmes CPL large bande.

I.8. Contraintes liées aux transmissions CPL

L'infrastructure envahissante du réseau électrique engendre un faible coût de déploiement pour les transmissions CPL, constituant une solution alternative ou complémentaire vis-à-vis d'autres technologies, en s'appuyant sur les lignes électriques pour le transfert des données. Toutefois le réseau électrique a été initialement conçu et optimisé pour le transport des signaux électriques et sa conception n'a pas pris en compte

l'acheminement des signaux à hautes fréquences sur ses lignes. En conséquence, les canaux électriques n'offrent pas des bonnes conditions de transfert de données et par conséquent une investigation des phénomènes présents dans cet environnement doit être accomplie avant l'utilisation de ce milieu pour la transmission de l'information.

Dans cette section nous décrivons quelques problèmes limitant les performances de l'application de la technologie CPL.

I.8.1. Atténuation

Comme tout support de transmission, les signaux CPL transmis le long du réseau électrique subit un facteur d'atténuation qui dépend fortement des propriétés physiques des équipements du réseau. Du fait de sa structure contenant des discontinuités d'impédance, provoquées principalement par les différents appareils électriques raccordés au réseau, des réflexions des signaux CPL sont engendrées. Le réseau électrique se comporte alors comme un canal multi-trajets présentant ainsi des évanouissements importants [48-52]. Il s'agit donc d'un canal CPL très sélectif en fréquence. De plus, des variations temporelles peuvent également survenir, suite au changement des charges du réseau [53].

I.8.2. Bruits

Outre la distorsion du signal d'information due à la propagation multi-trajets, le signal CPL utile est soumis au sévère bruit qui rend la réception correcte de l'information plus difficile. Contrairement à de nombreux autres canaux de communication, le bruit dans un canal de ligne électrique ne peut pas être décrit comme un bruit additif gaussien (AWGN-Additif White Gaussian Noise), dont la densité spectrale de puissance est constante sur le spectre de transmission. Plusieurs mesures et investigations ont été réalisées afin de caractériser les bruits dans un environnement CPL [54-63]. En se basant sur ces dernières références, on peut distinguer le bruit de fond, le bruit à bande étroite et le bruit impulsif comme indiqué dans la Figure 1.9.

La classe de bruit stationnaire regroupe l'ensemble des perturbations dont les propriétés varient pendant des périodes importantes et présentent un niveau d'interférence faible. Ce type de bruit est composé d'un bruit de fond et d'un bruit à bande étroite. Le bruit

de fond est caractérisé par une densité spectrale de puissance faible et décroissante en fonction de la fréquence.

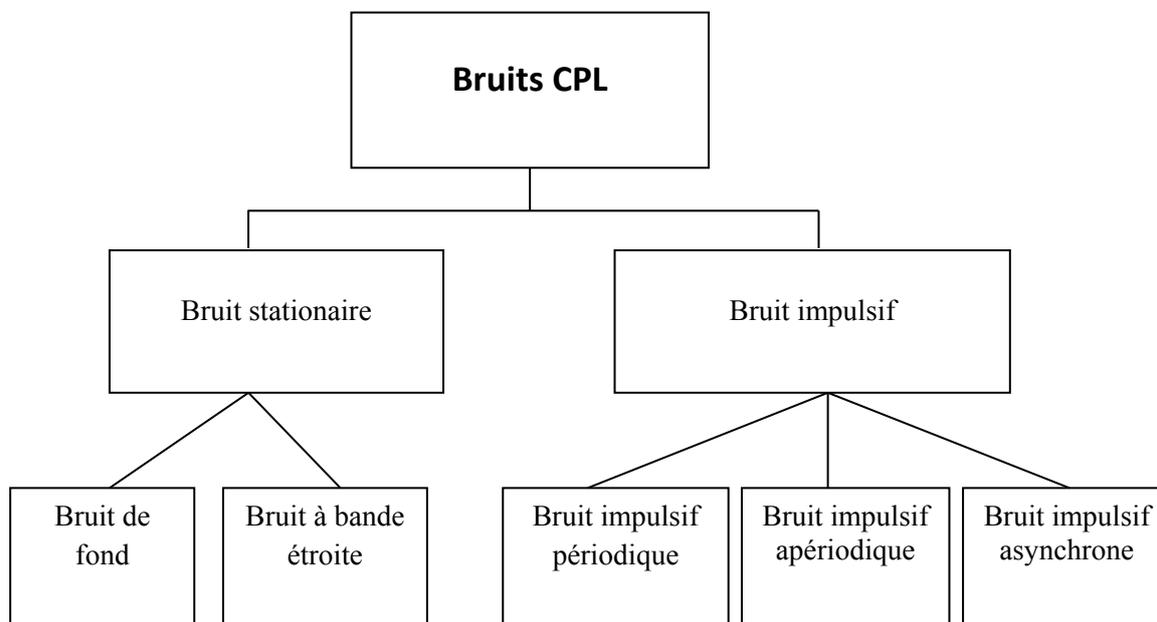


Figure 1. 9. Classification du bruit CPL.

Au delà de certaines fréquences, cette dépendance est négligeable. Un autre type de bruit est issu en raison des émissions de radiodiffusions captées par les lignes d'énergie électrique. Il s'agit de bruit à bande étroite qui occupe des bandes de fréquence relativement étroite et génère des interférences qui varient lentement dans le temps.

Par ailleurs les différents équipements connectés au réseau électrique se révèlent être de sources de perturbations qui présentent les contraintes les plus préjudiciables aux communications CPL. Cette catégorie de bruit est composée de bruits impulsifs qui sont très dépendants du temps, ce qui peut entraîner une baisse drastique des performances du réseau CPL. Il y'a le bruit impulsif périodique (cyclostationnaire), ce type de bruit est généralement dû à des effets de commutation et il crée des impulsions sur chaque cycle de la période du secteur. Un autre type de bruit impulsif rencontré dans les réseaux CPL est le bruit impulsif asynchrone qui se caractérise par une durée d'impulsion dans l'ordre de quelques millisecondes. Il y'a également, le bruit impulsif aperiodique qui génère des impulsions sans aucune périodicité. Ces impulsions sont induites par l'enclenchement et déclenchement des

appareils sur le réseau, et se produisent donc de façon aléatoire avec des amplitudes élevées. Avec de telles caractéristiques, les bruits asynchrones sont les principales causes d'occurrence d'erreur drastique dans la transmission de données via le support électrique.

I.9. Communication numérique sur CPL

Un système de communication numérique, qui utilise la ligne électrique comme canal de communication est illustré dans la Figure 1.10.

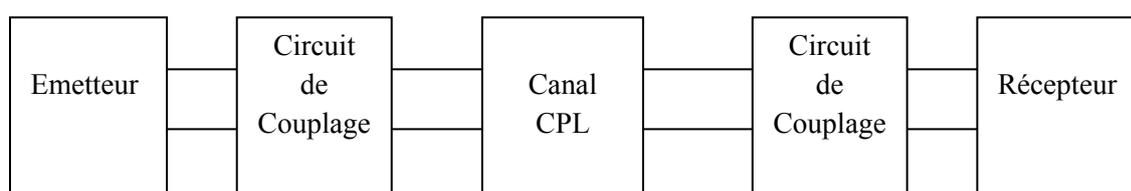


Figure 1. 10. Système de communication CPL.

Il convient de noter que les caractéristiques du canal ne sont pas indépendantes des dispositifs de couplage utilisés pour injecter et recevoir le signal dans la ligne d'alimentation.

Le signal transmis traverse un canal CPL exprimé par une fonction de transfert de canal $H(f)$. Ensuite, différents types de bruit sont ajoutés à ce signal avant d'arriver au récepteur. Un modèle de canal CPL simplifié est montré dans la Figure 1.11.

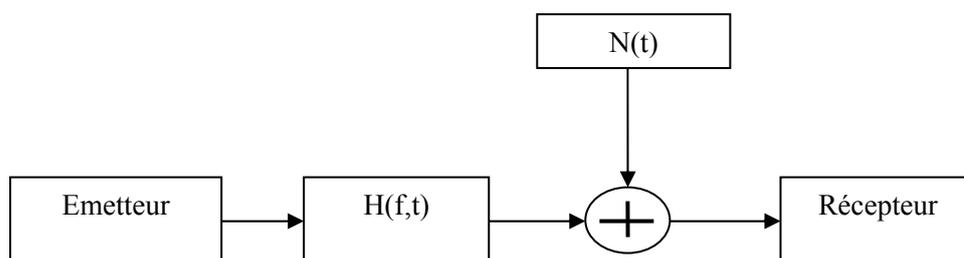


Figure 1. 11. Schéma du canal de propagation CPL.

Bien que ce modèle soit assez simple, il couvre toujours les propriétés qui sont importantes pour la conception du système de communication et ses performances. Le bruit et la fonction de transfert $H(f)$ englobent l'ensemble des dépréciations des lignes électriques.

I.10. Conclusion

En mettant à profit l'infrastructure électrique préexistante, les systèmes CPL offrent un faible coût de déploiement et donc une solution de connectivité étendue, facile à utiliser. Les technologies CPL à large bande développées sont principalement utilisées pour la réalisation d'un réseau haut-débit sur la grille électrique. Dans notre travail on se focalise sur l'étude des systèmes CPL large bande comme moyen de transmission.

Cependant, cette grille électrique, à l'origine n'a pas été conçue à des fins de transmission à haute fréquence. La caractérisation de l'environnement de propagation CPL a montré que ce canal est très difficile pour la transmission des données vu que la structure du réseau électrique présente de multiples dérivations, et par conséquent le canal CPL a été décrit comme canal à trajets multiples avec une nature sélective en fréquence, et la transmission le long des lignes électriques confronte à une forte atténuation ce qui exige des technologies sophistiquées. Par ailleurs, divers bruits, qui viennent s'ajouter au signal CPL utile compliquent ainsi la tâche des communications à haut débit et nécessitent de mettre en œuvre des techniques avancées de traitement du signal pour améliorer les performances des systèmes de courant porteur en ligne. La description précise de la fonction de transfert (CTF-Channel Transfer-Function) et du bruit par des modèles réalistes est d'un grand intérêt dans l'évaluation des systèmes de communication par réseau électrique.

Le chapitre suivant sera dédié aux études menées dans la modélisation des canaux de transmission électrique et les bruits associés.

Chapitre II

Etude de l'environnement de propagation CPL pour les communications à haut débit

Sommaire

II.1.	Introduction.....	36
II.2.	Aperçu global sur la modélisation du canal CPL	37
II.3.	Modèle généralisé de la propagation multitrajets.....	38
II.4.	Modèle statistique de Tonello	43
II.5.	Modélisation de bruit.....	46
II.6.	Distribution α -stable	47
II.6.1.	Propriété de stabilité	47
II.6.2.	Théorème Central Limite Généralisé	48
II.6.3.	Fonction caractéristique	48
II.6.4.	Densité de probabilité	50
II.6.4.1.	Méthode de Transformé de Fourier Rapide	50
II.6.4.2.	Techniques d'intégration numérique directe	51
II.6.5.	Cas particulier de la distribution α -stable.....	52
II.6.6.	Distribution Alpha-Stable Symétrique	54
II.7.	Influence des paramètres de la distribution α -stable	55
II.8.	Algorithme de génération d'un bruit α -stable	58
II.9.	Exemple de simulation	61
II.10.	Conclusion.....	62

II.1. Introduction

Le support de ligne d'énergie n'a pas été conçu à des fins de communication et constitue un environnement difficile pour une communication des données fiables et à haut débit. L'impédance variable, le bruit considérable et l'atténuation élevée sont les principaux problèmes qui peuvent corrompre les données transmises via les réseaux CPL. Par conséquent, le développement de tels systèmes nécessite une description adéquate du canal de propagation. En effet, la reproduction rigoureuse du comportement du canal CPL, approuvée par des modèles réalistes de canal et de bruit est un point primordial dans le dimensionnement et l'évaluation précise des systèmes CPL.

Le contexte général de notre étude dans ce chapitre est de trouver les modèles les plus appropriés entre une grande variété d'approches existantes. Ces modèles sont adoptés dans la suite de cette thèse.

La première partie de ce chapitre est axée sur la modélisation du canal CPL. En premier lieu, une représentation globale des approches de modélisation du canal est présentée. Ensuite, nous focalisons l'étude sur l'approche de modélisation qui apporte une meilleure compréhension du canal de propagation électrique et qui sera adoptée dans nos travaux. D'autre part, l'hypothèse de la forme Gaussienne des interférences dans ce type de réseau s'avère trop restrictive pour caractériser des perturbations avec une grande variabilité. Cela va propulser davantage la recherche vers d'autres modèles, bien adaptés à ce type de bruit. De ce fait, une distribution non Gaussienne et plus générale, dite α -stable, est requise pour modéliser le bruit de nature impulsive.

La seconde partie du présent chapitre est dédiée à l'étude de la distribution α -stable afin de représenter le processus impulsif de manière fiable et précise.

II.2. Aperçu global sur la modélisation du canal CPL

Dans le domaine des réseaux électriques basés CPL large bande plusieurs contributions ont été menées sur la modélisation de ce type de canal. La Figure 2.1 illustre les différentes stratégies à l'égard de la modélisation du canal CPL.

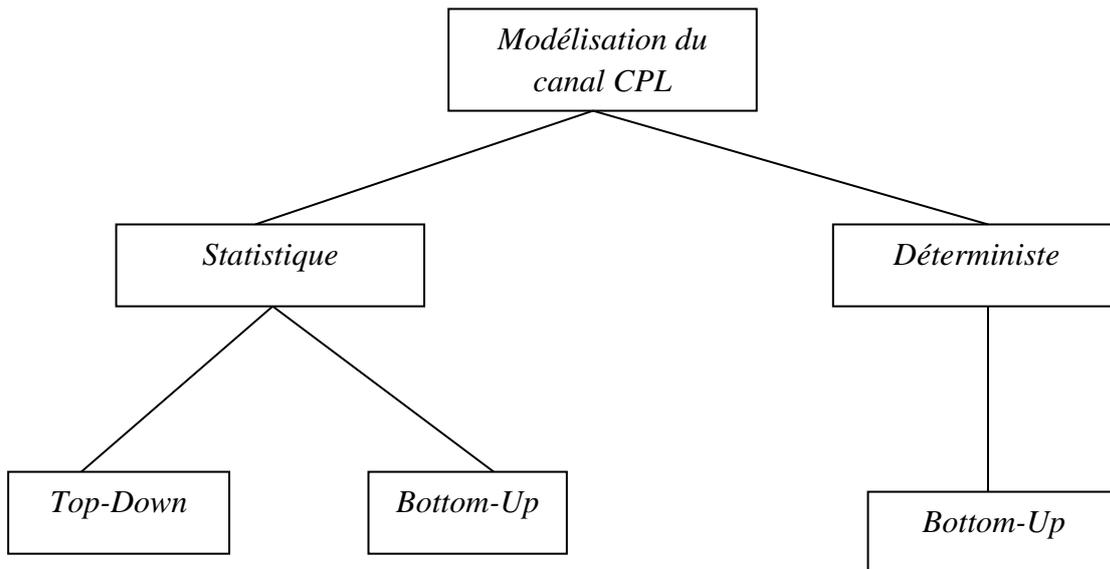


Figure 2. 1. Approches de modélisation du canal CPL.

La première stratégie correspond à une approche statistique [64,65], basée sur de vastes campagnes de mesures (in-situ), représentant le comportement du réseau. L'extraction des paramètres de modèle s'appuie sur des algorithmes d'approximations qui s'adaptent aux mesures pour la description mathématique des caractéristiques du canal. En effet, le modèle résultant est de la forme d'une expression mathématique constituée de plusieurs paramètres, définis de façon statistique. Cette approche est communément appelée l'approche Top-Down, dans le sens où elle part en premier lieu des statistiques globales avant de définir des détails plus précis de l'ensemble des phénomènes du système étudié. En générale, ce modèle fournit des résultats réalistes.

La seconde stratégie de modélisation est dénommée approche Bottom-Up. Elle fonctionne dans le sens inverse, car elle part d'une description précise des éléments de base du réseau considéré pour en dériver une vision globale. Généralement, cette méthode de

modélisation déterministe est basée sur la théorie des lignes de transmission, dont les informations du réseau sont parfaitement notoires, y compris sa topologie, le câble électrique utilisé (section, longueur et paramètres linéiques) et les impédances des différentes charges connectées.

Des informations détaillées sur l'approche déterministe de modélisation peuvent être trouvées dans [66-68].

Une autre stratégie de modélisation innovante, repose sur la combinaison des avantages des deux méthodes statistique et déterministe pour en déduire une approche de modélisation hybride statistique-Bottom-Up[69, 70]. Ce modèle s'appuie sur des algorithmes déterministes dans le calcul de la fonction de transfert depuis une topologie exacte du réseau.

II.3. Modèle généralisé de la propagation multitrajets

La présence de trajets multiples dans le réseau électrique est causée par les inhomogénéités des segments de ce réseau. En effet, les différentes charges connectées aux réseaux CPL à travers les segments et les terminaisons provoquent des réflexions du signal transmis. Ainsi, le canal CPL présente un scénario à trajets multiples avec un évanouissement très sélectif en fréquence. La Figure 2.2 représente un modèle typique d'une liaison CPL qui comporte quelques charges connectées aux lignes électriques.

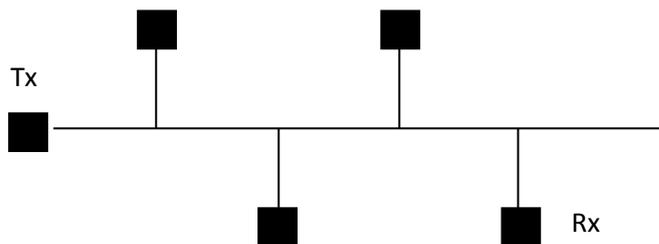


Figure 2. 2. Topologie d'une liaison CPL simple.

Un exemple simple de topologie utilisée dans [71] pour l'étude du comportement du canal CPL dans la bande haute fréquence est illustré sur la Figure 2.3. Cette topologie comporte trois segments de lignes A-B (1), B-C (2) et B-D (3) de longueurs respectives L_1 , L_2 et L_3 et des impédances caractéristiques respectives Z_{L1} , Z_{L2} et Z_{L3} . Ces trois segments de lignes sont connectés au point B.

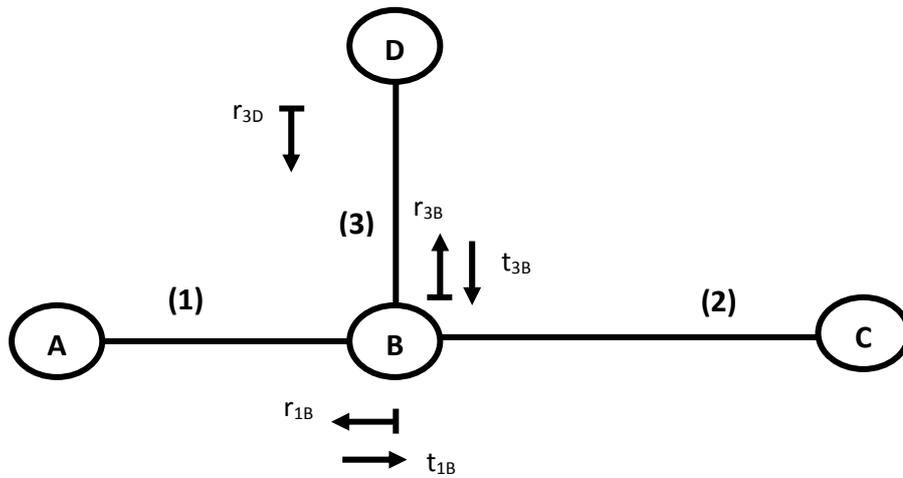


Figure 2. 3. Propagation multi-trajets dans une section de liaison CPL.

Les impédances des terminaux A et C sont supposées jumelées, ce qui signifie $Z_A = Z_{L1}$ et $Z_C = Z_{L2}$ [80]. Le signal est donc réfléchi uniquement aux points B et D, où l'on note les coefficients de réflexions par r_{1B} , r_{3D} et r_{3B} et les coefficients de transmission par t_{1B} et t_{3B} .

Les trajets de propagation possibles et les facteurs de pondération g_i correspondants sont donnés dans le Tableau 2.1. Ce facteur g_i représente le produit des facteurs de réflexion et de transmission le long du chemin i . Il est rapporté dans [71] que les trajets de propagation peuvent être approximés à N trajets dominants.

$$|g_i| \leq 1 \quad (2.1)$$

Tableau 2. 1. Trajets de propagation possibles du modèle de canal multi-trajets.

Numéro de trajet	Trajet de propagation	Facteur de pondération
1	A-B-C	t_{1B}
2	A-B-D-B-C	$t_{1B} * r_{3D} * t_{3B}$
⋮	⋮	⋮
N	A-B-(D-B) ^{N-1} -C	$t_{1B} * r_{3D} * (r_{3B} * r_{3D})^{N-2} * t_{3B}$

Sur la base de ces analyses, un modèle Top-Down qui décrit les canaux CPL par son comportement multi-trajets a été proposé dans [71-73]. Ce comportement est représenté par l'équation (2.2) qui décrit l'approche de modélisation généralisée par la fonction de transfert du réseau électrique [71].

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i A(f, d_i) e^{-j2\pi\tau_i f} \quad (2.2)$$

Où $A(f, d_i)$ est le terme d'atténuation causée par les pertes de câbles qui augmente avec la fréquence et la longueur du trajet i . τ_i définit le retard que met le signal transmis dans le trajet i pour arriver au récepteur et il est donné par :

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v} \quad (2.3)$$

Avec, ϵ_r le constant diélectrique du câble, c_0 la vitesse de la lumière, d_i la longueur du trajet et v la vitesse des ondes électromagnétiques dans les câbles.

En considérant les dérivations et les approximations montrées par [71], l'atténuation dans le câble CPL peut être caractérisée par la formule suivante :

$$A(f, d_i) = e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \quad (2.4)$$

La version finale de la réponse fréquentielle, qui décrit la propagation du signal entre le point A et C, peut être simplifiée comme suit:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-j\frac{2\pi d_i}{v}f} e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \quad (2.5)$$

Typiquement les paramètres a_0 , a_1 et k sont dérivés à partir des mesures de la fonction de transfert. Le Tableau 2.2 explique les paramètres de ce modèle.

Tableau 2. 2. Significations des paramètres du modèle multi-trajets.

i	Numéro de trajet
a_0, a_1	Paramètres d'atténuation
k	Exposant du facteur d'atténuation (les valeurs typiques sont entre 0.5 et 1)
g_i	Facteur de pondération du trajet i (combinaison des facteurs de transmission et de réflexion concernés)
d_i	Longueur de trajet i
τ_i	Retard de trajet i

Pour l'évaluation de performance du système CPL, le modèle simplifié avec un nombre de trajets réduit à $N=15$ couvrant les effets dominants d'une liaison CPL est souhaitable. Les paramètres requis pour le modèle avec 15 trajets sont listés dans Tableau 2.3.

Tableau 2. 3. Valeurs des paramètres des paramètres du modèle multi-trajets.

Paramètre d'atténuation					
$k = 1$		$a_0 = 0$		$a_1 = 2.5 \times 10^{-9}$	
Paramètres du trajet					
i	g_i	d_i	i	g_i	d_i
1	0.029	90	9	0.071	411
2	0.043	102	10	-0.035	490
3	0.103	113	11	0.065	567
4	-0.058	143	12	-0.055	740
5	-0.045	148	13	0.042	960
6	-0.040	200	14	-0.059	1130
7	0.038	260	15	0.049	1250
8	-0.038	322			

L'étude de la réponse fréquentielle consiste à appréhender ce canal de propagation. Les résultats de simulation basés sur le modèle décrit par l'équation multi-trajet (2.5) sont représentés sur la Figure 2.4.

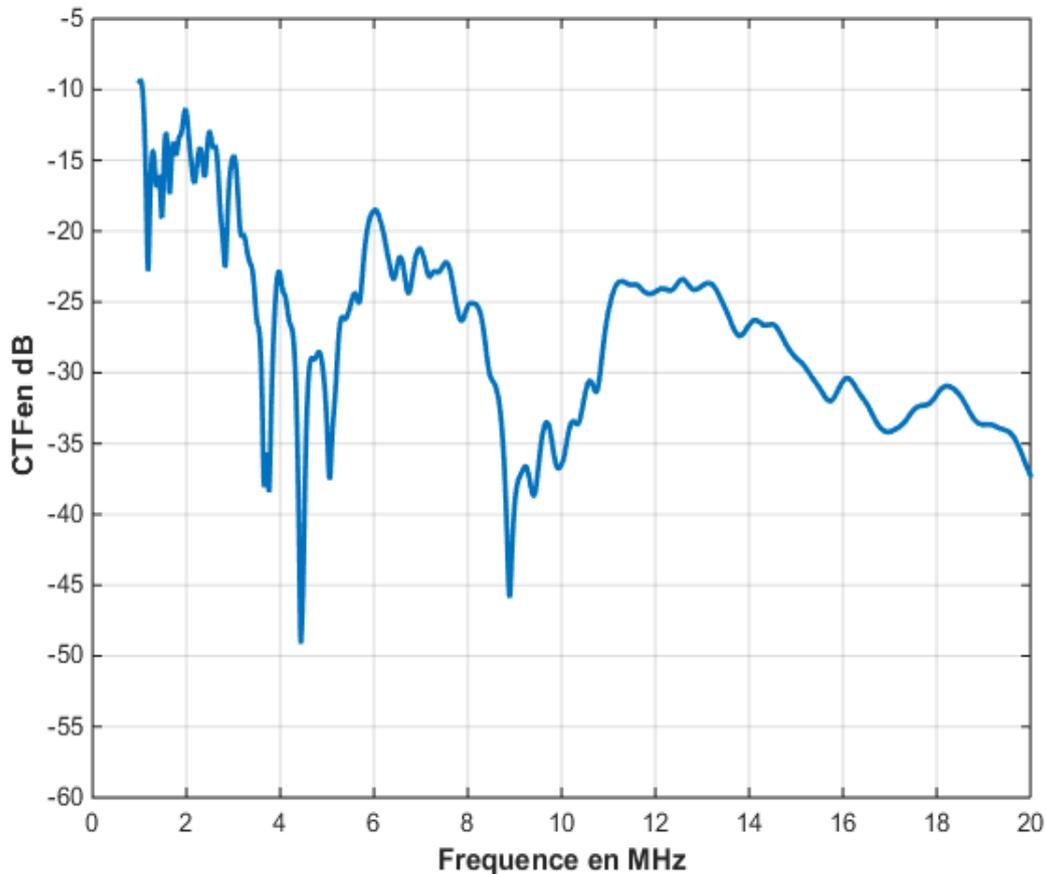


Figure 2. 4. Réponse fréquentielle (CTF : Channel Transfert Function) générée par le modèle de canal CPL multi-trajets.

On observe clairement sur le tracé de la Figure 2.4 une forte atténuation proportionnelle avec la fréquence et une sélectivité fréquentielle.

II.4. Modèle statistique de Tonello

Le développement d'un modèle statistique qui permet de capturer l'ensemble des topologies de réseau CPL est d'un intérêt particulier pour la conception et le test d'algorithmes de communication numérique.

Dans cette section, nous décrivons une approche de caractérisation du canal CPL basée sur une étude statistique proposée dans [74] et plus développée dans [75]. Cette approche descendante apporte une amélioration au modèle multi-trajet discuté précédemment, en y

incluant des statistiques complémentaires pour capturer également l'atténuation du domaine fréquentiel spécifique aux canaux CPL.

Les notations adoptées dans [75] seront utilisées dans la suite de ce travail, selon lesquelles la fonction de transfert du canal est donnée par :

$$H(f) = A \sum_{p=1}^{N_p} g_p e^{-i\varphi_p} e^{-j\frac{2\pi d_p}{v}f} e^{-(a_0+a_1 f^k)d_p} \quad (2.6)$$

Certaines propriétés statistiques sont ajoutées au CTF décrite par l'équation (2.6). En effet, le modèle statistique suppose que les longueurs de trajet d_p sont générées par un processus d'arrivée de poisson avec intensité Λ [m^{-1}]. La longueur maximale de trajet est notée L_{max} .

De plus, le facteur de propagation g_p est supposé être réel, indépendant et uniformément réparti dans l'intervalle $[-1,1]$. Ces hypothèses sont justifiées par des expérimentations sur des réseaux réels. L'espérance statistique du domaine fréquentielle donne l'affaiblissement de propagation (path loss (PL)) défini par :

$$PL(f) = A^2 \frac{\Lambda}{3} \frac{1 - e^{-2L_{max}(a_0+a_1 f^k)}}{(2a_0+2a_1 f^k)(1 - e^{-\Lambda L_{max}})} \quad (2.7)$$

Le paramètre A permet l'ajout d'une atténuation arbitraire à la réponse fréquentielle [71] décrites par l'équation (2.5).

Les valeurs des paramètres A, a_0 , a_1 et k sont supposés être constants et utilisés dans l'ajustement avec les CTF mesurés.

En suivant la proposition dans [75] la présente approche consiste d'abord à fixer la longueur maximale du trajet et le paramètre K qui détermine principalement la forme (la concavité) et la pente de l'affaiblissement de propagation à des fréquences élevées. Ensuite les deux paramètres a_0 et a_1 sont fixés pour obtenir l'affaiblissement de propagation désiré. En particulier, le canal peut être normalisé de sorte que l'affaiblissement de propagation à la fréquence zéro est égal à un. Ainsi, le paramètre a_1 peut être choisi pour satisfaire la relation suivante :

$$\sqrt{\frac{\Lambda (1 - e^{-\Lambda L_{max}})}{3 \cdot 2a_0}} (1 - e^{-2L_{max} a_0}) = 1 \quad (2.8)$$

Alors, un facteur A peut être introduit afin d'ajuster les données mesurées [76, 77].

Un exemple significatif de pertinence pratique est obtenu en considérant $K = 1$ et Λ égale à $0.2 [m^{-1}]$, la longueur maximale L_{max} égale à 800 m et on fixe $a_0 = 0.3 \times 10^{-2}$ et $a_1 = 4 \times 10^{-10}$.

Dans la Figure 2.5 nous rapporterons un exemple de réponse en fréquence pour les paramètres listés ci-dessus.

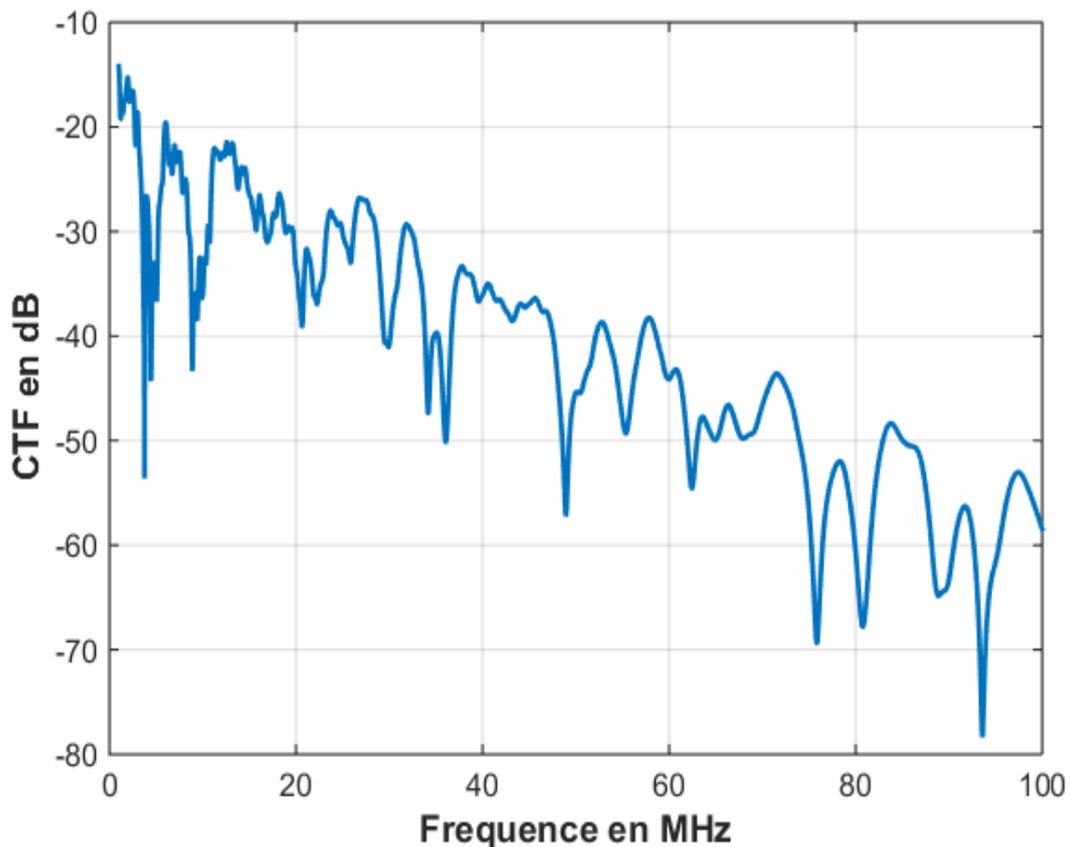


Figure 2. 5. Réponse fréquentielle du canal CPL, générée par le modèle statistique de Tonello.

L'approche de modélisation décrite dans cette section servira de base à la mise en disposition d'un modèle qui caractérise les canaux MIMO-CPL. La caractérisation de la propagation dans les lignes électriques sous le contexte de transmission MIMO sera développée dans le chapitre III.

II.5. Modélisation de bruit

La complexité des situations réelles, où les phénomènes impulsifs se présentent comme élément perturbateur dans les transmissions sur les lignes électriques, écarte la distribution de bruit observée sur ce support de communication selon une distribution gaussienne.

En effet, Le bruit impliqué par le système CPL est caractérisé par une faible probabilité d'occurrence et une très grande amplitude spécifiée par un caractère impulsif. Par conséquent, l'hypothèse classique sur la nature gaussienne du bruit, justifiée par le théorème de la limite centrale, s'avère trop restrictive pour la transmission sur le réseau électrique. Evidemment, la question qui se pose est que fait le bruit non Gaussien pour rendre le signal transmis beaucoup moins fiable que pour le cas de bruit Gaussien. Nous fournissons une explication intuitive et nous recourons à une description mathématique dans la section suivante.

Au vu de l'importance de considérer un modèle de bruit réaliste dans l'étude de l'évaluation de performance, de nombreux travaux ont été axés sur la modélisation de bruit pour le canal CPL. Jusqu'à récemment, les modèles proposés sont soit empiriquement dérivés [78] soit formellement dérivés [79, 80]. De plus, certaines propositions reviennent à l'utilisation du modèle de bruit populaire basé sur l'approche de Middleton [81, 82].

Le modèle de Middleton classe A [83] a été largement adopté comme moyen de représentation de bruit dans un scénario CPL. Cependant l'étude dans [84] a montré que le modèle de Middleton ne décrit pas le bruit du canal CPL de manière précise.

Plutôt, des modèles de distribution générale incluant certainement le modèle gaussien ainsi que les phénomènes impulsifs peuvent être utilisés pour décrire précisément le bruit dans un tel système.

Très récemment, le modèle α -stable a été proposé pour décrire simultanément le bruit de fond et le bruit impulsif pour les systèmes CPL dans un environnement industriel [85] et dans d'autres scénarios [86-88].

Dans notre travail, nous exploitons les propriétés de la distribution α -stable dans la caractérisation du processus impulsif dans un canal CPL, dont certains sont mis en évidence dans la suite.

II.6. Distribution α -stable

Dans la littérature, la distribution α -stable a prouvé également sa pertinence pour la modélisation des phénomènes impulsifs dans de nombreux autres domaines tels que les lignes téléphoniques [89], l'informatique [90, 91] et les applications biomédicales [92-94].

Les lois α -stable sont une classe importante des lois de probabilités non gaussiennes, incluant les lois de Gauss, de Cauchy et de Levy, et qui satisfait le théorème de la limite centrale généralisé [95, 96]. Plusieurs études se sont axées sur les distributions α -stable de manière approfondie, notamment dans [97-100].

Une synthèse issue principalement de ces études est donnée dans cette section.

II.6.1. Propriété de stabilité

La stabilité est une propriété qui prouve que toute combinaison linéaire de variables aléatoires stables est également une loi stable.

▪ **Définition:** Une variable aléatoire X suit une loi stable si est seulement si pour tout $n \geq 2$, il existe $c_n \in \mathbb{R}^+$ et $d_n \in \mathbb{R}$ tels que :

$$X_1 + X_2 + \dots + X_n \triangleq c_n X + d_n \quad (2.9)$$

Le symbole \triangleq signifie l'égalité dans la distribution.

X_1, X_2, \dots, X_n sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées, de même loi que X .

Si $d_n = 0$ alors X est dite strictement stable.

Le réel positif c_n peut être exprimé par $c_n = n^{1/\alpha}$, avec α une constante réelle telle que $\alpha \in]0,2]$, d'où il vient la nomination α -stable. La démonstration peut être trouvée dans [99].

II.6.2. Théorème Central Limite Généralisé

La généralisation du théorème central limite classique est considérée comme l'une des plus importantes propriétés de la distribution α -stable.

D'ailleurs sans limitation de l'hypothèse de la variance finie d'une séquence des variables aléatoires X_1, X_2, \dots, X_n , une somme normalisée de facteurs a_n et b_n peut être trouvée de sorte qu'elle converge en distribution vers une variable stable S_n .

$$S_n = \frac{\sum_{i=1}^n X_i - a_n}{b_n}, \quad a_n > 0, b_n \in \mathbb{R} \quad (2.10)$$

La démonstration de ce théorème est établie dans [100].

II.6.3. Fonction caractéristique

La description des distributions α -stables à partir de leurs fonctions caractéristiques présente une autre alternative servant souvent à la définition de ces distributions.

- **Définition:** Une variable aléatoire X suit une distribution α -stable si et seulement si sa fonction caractéristique s'écrit comme suit :

$$\Phi(t) = \exp (j\delta t - \gamma |t|^\alpha [1 + j\beta \text{sgn}(t)\omega(t, \alpha)]) \quad (2.11)$$

Avec

$$\omega(t, \alpha) = \begin{cases} \tan\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right), & \alpha \neq 1 \\ \frac{2}{\pi} \log |t|, & \alpha = 1 \end{cases} \quad (2.12)$$

Et $\text{sgn}(t)$ est la fonction signe donnée par

$$\text{sgn}(t) = \begin{cases} 1, & \text{si } t > 0 \\ 0, & \text{si } t = 0 \\ -1, & \text{si } t < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

Ainsi une distribution stable est complètement déterminée par quatre paramètres : (i) l'exposant caractéristique α , décrivant la forme de la distribution (il contrôle la lourdeur des queues de la densité stable), plus α est petit, plus les queues de la distribution sont épaisses ou lourdes et plus les valeurs extrêmes de la variable aléatoire sont probable, ce qui implique une impulsivité importante au niveau de l'échantillon de bruit. (ii) Le paramètre de localisation δ , indiquant la position de la distribution sur l'axe des x (où l'axe des x illustre la valeur de la variable aléatoire), ce paramètre représente la moyenne lorsque $1 < \alpha \leq 2$ et la médiane lorsque $0 < \alpha \leq 1$. (iii) le paramètre de dispersion γ , mesurant la dispersion de la distribution autour du paramètre de localisation δ . (iv) L'indice d'asymétrie β , contrôlant la symétrie de la distribution, $\beta = -1$, $\beta = 1$, $\beta = 0$ expriment respectivement que la distribution est totalement asymétrique à gauche, totalement asymétrique à droite et symétrique autour du paramètre δ . Un résumé de ces paramètres est répertorié dans le Tableau 2.4.

Tableau 2. 4. Description des paramètres pour les distributions stables.

Paramètre	Désignation	Intervalle
α	Exposant caractéristique ou indice d'impulsivité]0,2]
B	Paramètre d'asymétrie (skewness)	[-1,1]
Γ	Paramètre de dispersion ou d'échelle	(0, $+\infty$)
Δ	Paramètre de localisation ou de position	($-\infty$, $+\infty$)

On note une variable aléatoire distribuée selon une loi stable de paramètres $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ par $S(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$.

II.6.4. Densité de probabilité

La densité de probabilité pour une loi α -stable peut être obtenue à travers des approximations numériques. Généralement il y a deux approches. Soit l'application de la Transformé de Fourier Rapide (Fast Fourier Transform 'FFT') à la fonction caractéristique, soit la méthode de l'intégration numérique directe.

II.6.4.1. Méthode de Transformé de Fourier Rapide

Un algorithme utilisant la FFT (Fast-Fourie-Transform) pour le calcul de la fonction de densité (PDF- Probability-Density-Function-) de variables aléatoires stables a été présenté dans [101]. Le PDF peut être calculé en termes de la fonction caractéristique comme suit:

$$f(x; \alpha, \beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-jxt) \Phi(t) dt \quad (2.14)$$

L'intégrale est calculée pour N points qui sont équidistants de la distance h , à savoir, $x_k = (k - 1 - \frac{N}{2})h$, $k = 1, \dots, N$. Si nous laissons $t = 2\pi\omega$, l'équation (2.14) devient

alors:

$$f\left(k - 1 - \frac{N}{2}\right)h = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(2\pi\omega) \exp(-j2\pi\omega(k - 1 - \frac{N}{2})h) d\omega \quad (2.15)$$

Nous pouvons approximer l'équation (2.15) en utilisant la méthode dite (la règle du rectangle) avec l'espacement s comme suit :

$$f\left(k - 1 - \frac{N}{2}\right)h \approx s \sum_{n=1}^N \Phi\left(2\pi s\left(n - 1 - \frac{N}{2}\right)\right) \exp\left(-j2\pi\left(n - 1 - \frac{N}{2}\right)\left(k - 1 - \frac{N}{2}\right)hs\right) \quad (2.16)$$

II.6.4.2. Techniques d'intégration numérique directe

Le calcul de la densité des distributions stables par le biais d'une procédure d'approximation a été développé dans [102] en utilisant l'expansion en série de Bergstrom [103] et la représentation de [97]. Alternativement d'autres procédures ont été développées dans [104] pour le calcul de la PDF à partir de la fonction caractéristique. Cependant ces algorithmes exigent un temps de calcul intensif, ce qui rend l'utilisation de l'estimation des paramètres de la distribution stables très difficile.

Par ailleurs, une formule qui sert à calculer la densité stable a été proposée dans [105] en effectuant des changements de variables afin d'obtenir une intégrale aux bornes finies.

$$\zeta = \zeta(\alpha, \beta) = \begin{cases} -\beta \tan\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right) & \text{si } \alpha \neq 1 \\ 0 & \text{si } \alpha = 1 \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\beta_0 = \beta_0(\alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{1}{\alpha} \arctan\left(\beta \tan\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right)\right) & \text{si } \alpha \neq 1 \\ \frac{\pi}{2} & \text{si } \alpha = 1 \end{cases} \quad (2.18)$$

$$V(\theta; \alpha, \beta) = \begin{cases} (\cos(\theta_0))^{1-\alpha} \left(\frac{\cos(\theta)}{\sin(\alpha(\theta_0+\theta))} \right)^{\frac{\alpha}{\alpha-1}} \frac{\cos(\theta_0+(\alpha-1)\theta)}{\cos(\theta)} & \text{si } \alpha \neq 1 \\ \frac{2}{\pi} \left(\frac{\frac{2}{\pi} + \beta_0}{\cos(\theta)} \right) \exp\left(\frac{1}{\beta} \left(\frac{\pi}{2} + \beta\theta \right) \tan(\theta)\right) & \text{si } \alpha = 1, \beta \neq 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

Lorsque $\alpha \neq 1$, la densité de probabilité est donnée par :

$$f(x; \alpha, \beta) = \begin{cases} \alpha(x - \zeta)^{\frac{1}{\alpha-1}} \int_{-\theta_0}^{\frac{\pi}{2}} V(\theta; \alpha, \beta) \exp(-(x - \zeta)^{\frac{\alpha}{\alpha-1}} V(\theta; \alpha, \beta)) d\theta & \text{pour } X > \zeta \\ \frac{\Gamma(1+\frac{1}{\alpha}) \cos(\theta_0)}{\pi(1+\zeta^2)^{\frac{1}{2\alpha}}} & \text{pour } X = \zeta \\ f(-x; \alpha, -\beta) & \text{pour } X < \zeta \end{cases} \quad (2..20)$$

Et lorsque $\alpha = 1$ la densité de probabilité est exprimé par :

$$f(x; 1, \beta) = \begin{cases} \frac{1}{2|\beta|} \exp\left(-\frac{\pi x}{2\beta}\right) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V(\theta; 1, \beta) \exp\left(-\exp\left(\frac{\pi x}{2\beta}\right) V(\theta; \alpha, \beta)\right) d\theta & \text{pour } \beta \neq 0 \\ \frac{1}{\pi(1+x^2)} & \text{pour } \beta = 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Notons que dans le processus précédent de calcul de la densité stable, on suppose que la distribution stable est préalablement normalisée, c'est à dire $\gamma = 1$ et $\delta = 0$. En effet, dans les autres cas, on doit poser $x = \frac{(x - \delta)}{\gamma}$.

II.6.5 Cas particulier de la distribution α -stable

Certaines des lois connues font partie de la classe de la distribution α -stable. Dans ce qui suit, nous montrerons, au moyen de la fonction caractéristique, que les distributions Gaussienne, de Cauchy et de Levy sont effectivement des cas spéciaux des distributions stables dont la forme explicite de la densité sera également donnée.

- **Distribution Gaussienne**

La distribution stable coïncide avec la distribution normale, lorsque $\alpha = 2$, avec une moyenne δ et une variance 2γ i.e. $S(2, \beta, \gamma, \delta) \sim N(\delta, 2\gamma)$. Notons que β n'a pas d'importance dans ce cas.

Lorsque $\alpha = 2$, la fonction caractéristique décrite par l'équation (2.11) se réduit à l'équation (2.22) puisque $\tan \pi = 0$:

$$\Phi(t) = \exp(j\delta t - \gamma|t|^2) \quad (2.22)$$

Dans cette sous-classe la densité de probabilité s'écrit alors:

$$f_{S(2, \beta, \gamma, \delta)}(x) = \frac{1}{2\gamma\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\delta)^2}{4\gamma^2}\right) \quad (2.23)$$

- **Distribution de Cauchy**

La distribution stable avec des valeurs de $\alpha = 1$ et $\beta = 0$ peut décrire la distribution de Cauchy avec une position δ et une échelle γ .

En mettant maintenant $\alpha = 1$ et $\beta = 0$ dans l'équation (2.11), le deuxième terme de la somme entre parenthèses va disparaître et on obtient exactement la fonction caractéristique de Cauchy définie par :

$$\Phi(t) = \exp(j\delta t - \gamma|t|) \quad (2.24)$$

Alors, la fonction de densité de probabilité d'une distribution de Cauchy s'écrit :

$$f_{S(1, 0, \gamma, \delta)}(x) = \frac{1}{\pi\gamma\{1+[(x-\delta)/\gamma]^2\}} \quad (2.25)$$

• **Distribution de Lévy**

La loi de Lévy est définie pour une distribution stable avec les valeurs de paramètres $\alpha = \frac{1}{2}$ et $\beta = \pm 1$, sa fonction caractéristique est donc donnée par :

$$\Phi(t) = \exp (j\delta t - \gamma|t|^{1/2}[1 - j\text{sgn}(t)]) \quad (2.26)$$

La fonction de densité correspondante à la distribution de Lévy est:

$$f_{S(\frac{1}{2},0,\gamma,\delta)}(x) = \sqrt{\frac{\gamma/2\pi}{(x-\delta)^3}} \exp -\frac{\gamma}{2(x-\delta)} \quad \forall x > \delta \quad (2.27)$$

Le cas où $\beta = -1$ est similaire.

II.6.6. Distribution Alpha-Stable Symétrique

D'abord, d'après la propriété de réflexion des variables aléatoires stables on a :

- **Propriété.** Soit $X_1 \sim S(\alpha, \beta, 1, 0)$ et $X_2 \sim S(\alpha, -\beta, 1, 0)$: il s'en suit que $X_1 = -X_2$, Par conséquent la densité de probabilité satisfait : $f_{S(\alpha,\beta,\gamma,\delta)}(x) = -f_{S(\alpha,\beta,\gamma,\delta)}(x)$

Et par déduction la distribution stable est symétrique lorsque le paramètre β vaut zéro.

Nous poursuivons la description des lois α -stable pour une classe particulière où les valeurs des paramètres β et δ sont nuls, cette classe représente alors une loi α -stable symétrique et nous notons $S\alpha S(\gamma)$ pour représenter une distribution α -stable symétrique de paramètre γ .

L'expression de la fonction caractéristique qui correspond à une distribution $S\alpha S$ est de la forme :

$$\Phi(t) = \exp (\gamma|t|^\alpha) \quad (2.28)$$

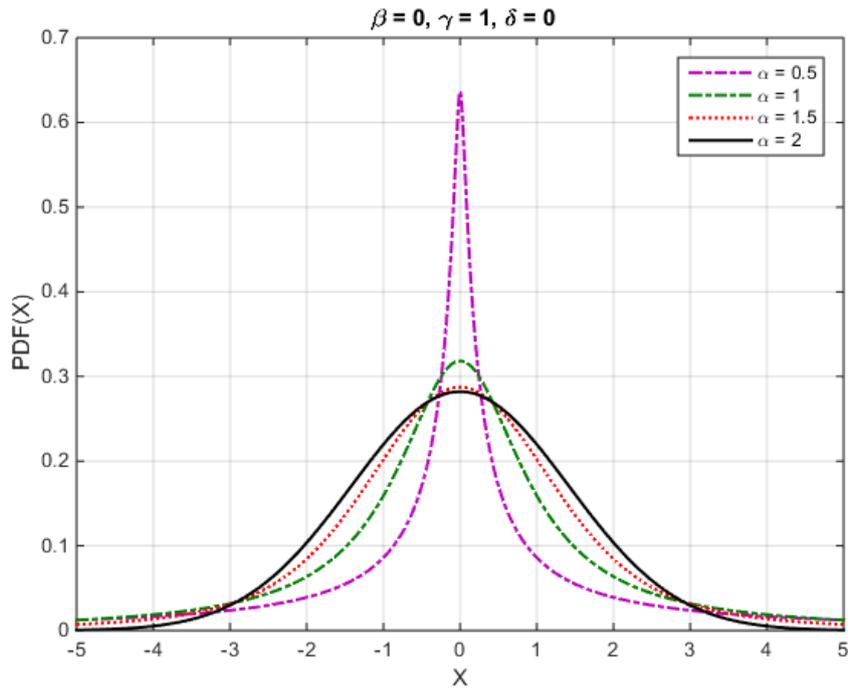
II.7. Influence des paramètres de la distribution α -stable

On s'appuie sur le calcul de la PDF, cité auparavant, afin de pouvoir illustrer l'influence de chaque paramètre de la distribution α -stable sur le comportement de la densité de probabilité. Pour y parvenir, les tracés dans la Figure 2.6 représentent plusieurs configurations de ces paramètres.

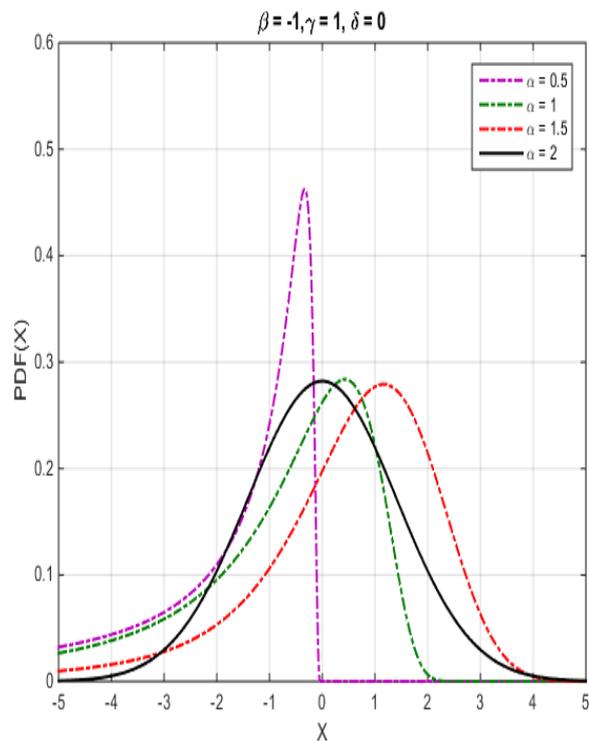
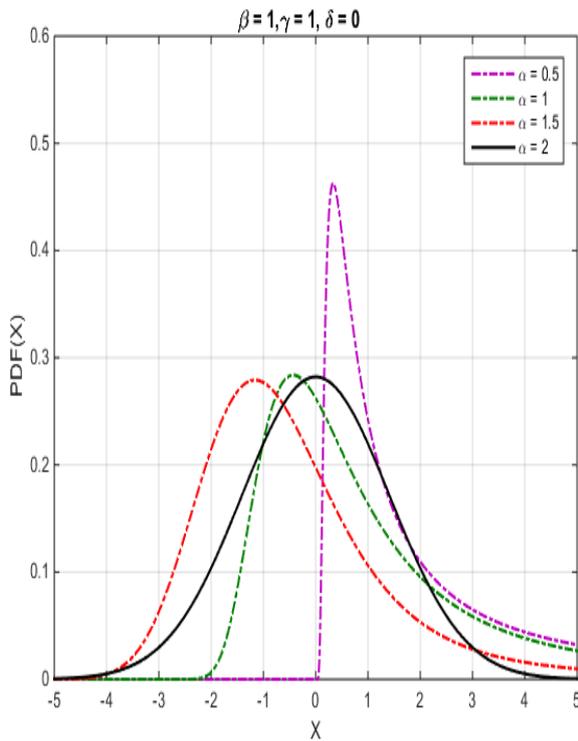
Nous visualisons dans la Figure 2.6 l'influence du paramètre de symétrie sur le comportement de la densité stable. La densité est symétrique pour $\beta = 0$, alors que les queues de la distribution sont plus épaisses à gauche pour une valeur négative de β , i.e. $\beta = -1$ et lorsqu'on change la valeur de β vers une valeur positive i.e. $\beta = 1$ l'importance de la queue est augmentée à droite.

Nous présentons ainsi dans la Figure 2.6 l'impact de la variation du paramètre d'impulsivité α . On peut clairement constater que plus α est petit, plus la distribution est pointue, ce qui signifie que le paramètre α détermine la forme de la distribution. Les queues de la distribution sont plus lourdes pour des valeurs plus petites de α , ceci montre une allure plus impulsive de la variable aléatoire. On s'aperçoit l'allongement des queues de la distribution stables pour différente valeur de α dans les tracés de la Figure 2.6.

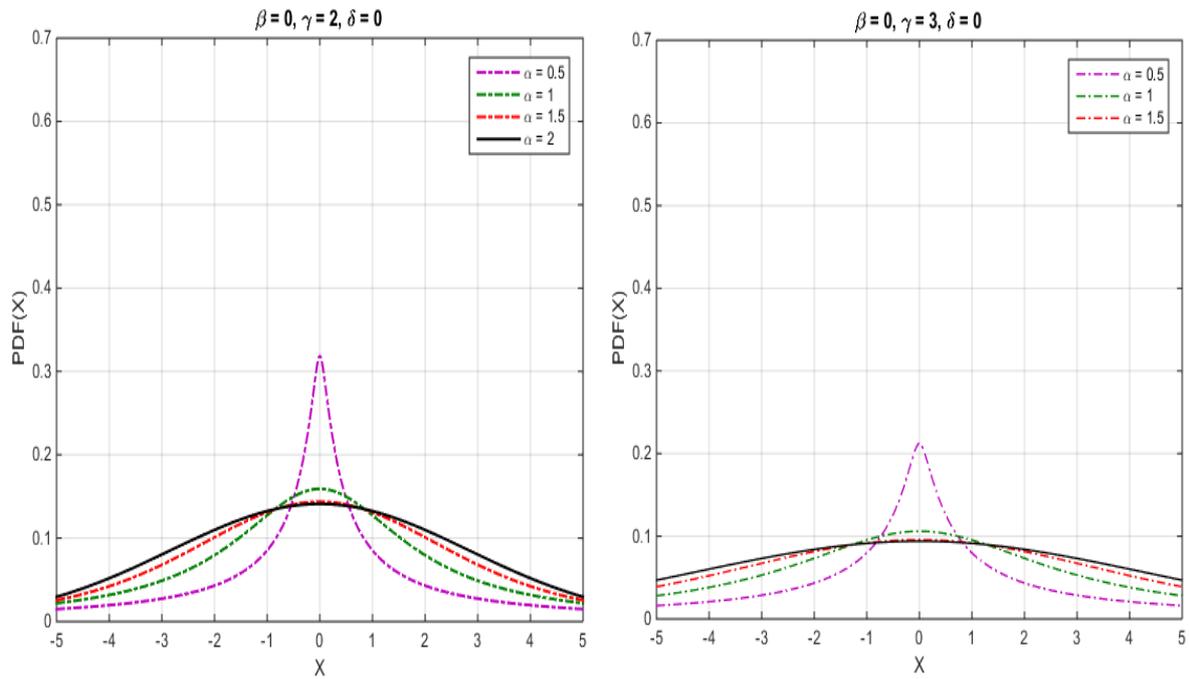
L'effet de la dispersion est aussi illustré dans la Figure 2.6, le corps de la distribution est plus au moins cintré suivant la valeur du paramètre γ , l'augmentation de sa valeur permet d'aplatir la distribution alors que la distribution devient piquée pour des valeurs plus petites de γ . Nous pouvons voir aussi qu'une valeur positive du paramètre δ décale la courbe vers la droite et vice versa.



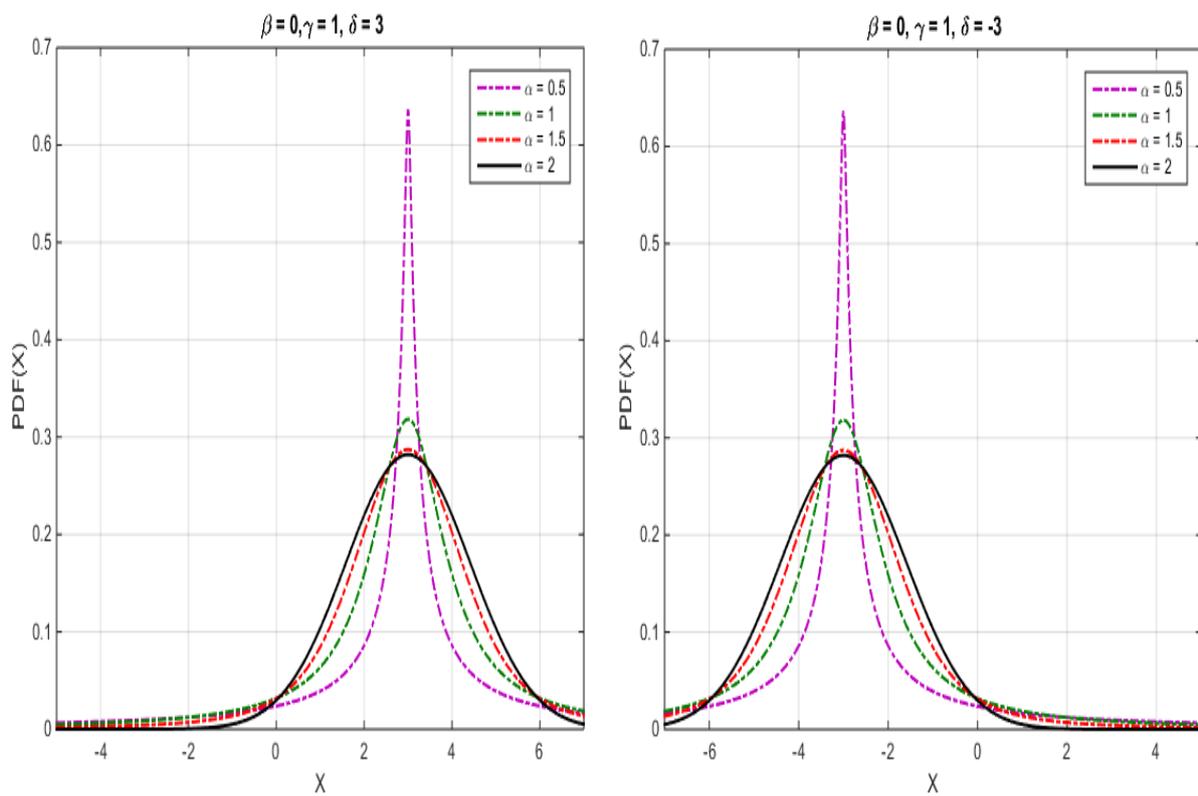
(a) Distribution α -stable symétrique ($\beta = 0, \gamma = 1, \delta = 0$) pour différents valeurs de $\alpha = (0.5, 1, 1.5, 2)$.



(b) Pour $\alpha=(0.5, 1, 1.5, 2)$, $\beta = 1, \gamma = 1, \delta = 0$. (c) Pour $\alpha=(0.5, 1, 1.5, 2)$, $\beta = -1, \gamma = 1, \delta = 0$.



(d) Pour $\alpha=(0.5, 1, 1.5, 2)$, $\beta = 0, \gamma = 2, \delta = 0$. (e) Pour $\alpha=(0.5, 1, 1.5, 2)$, $\beta = 0, \gamma = 3, \delta = 0$.



(f) Pour $\alpha=(0.5, 1, 1.5, 2)$, $\beta = 0, \gamma = 1, \delta = 3$. (g) Pour $\alpha=(0.5, 1, 1.5, 2)$, $\beta = -1, \gamma = 1, \delta = -3$.

Figure 2. 6. Densités de probabilité des distributions α -stable.

Nous visualisons dans la Figure 2.7 le comportement asymptotique des distributions α -stable pour les mêmes cas de valeur du paramètre α considérés précédemment. À l'exception du cas gaussien, les distributions α -stables montrent une décroissance lente de la queue. En raison de leurs queues lourdes, les variables aléatoires α -stables ont tendance à produire des excursions de grande amplitude qui peuvent être utilisées pour modéliser des phénomènes impulsifs. Un cas correspond à une variable avec $\alpha = 2$ et les autres cas correspondent à des valeurs plus faibles pour α . On observe que plus la valeur de α est faible, plus la queue du PDF est lourde.

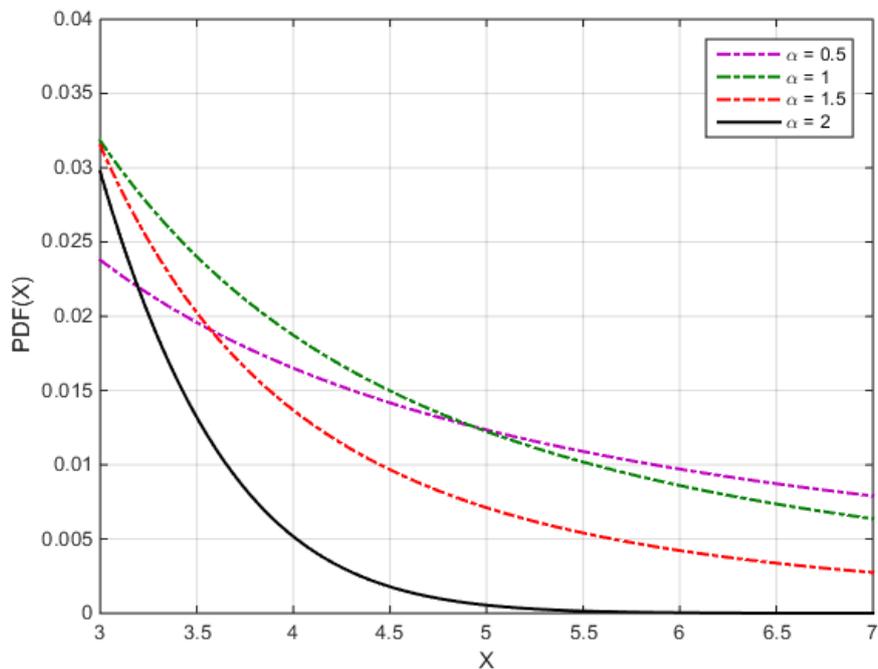


Figure 2. 7. Comportement des queues des distributions α -stable.

II.8. Algorithme de génération d'un bruit α -stable

Dans le cadre générale de la simulation d'un processus α -stable, l'algorithme utilisé est basé sur les méthodes développées dans [106] et [107].

Les étapes qui décrivent cet algorithme de simulation se résument comme suit :

- **Première étape**

Nous générons une variable aléatoire V uniformément distribuée sur $(-\pi/2, \pi/2)$ et une variable aléatoire W distribuée selon une loi exponentielle de paramètre 1 :

$$\begin{cases} V = \pi U_1 - \frac{\pi}{2} \\ W = -\log(1 - U_2) \end{cases} \quad (2.29)$$

Où U_1 et U_2 sont deux variables aléatoires uniformes sur $]0,1[$.

- **Deuxième étape**

Une variable X qui suit la distribution α -stable est définie selon la valeur de α .

- Dans le cas où $\alpha \neq 1$, nous calculons :

$$X = S_{\alpha,\beta} \frac{\sin(\alpha(V+B_{\alpha,\beta}))}{(\cos(V))^{1/\alpha}} \left[\frac{\cos(V-\alpha(V-B_{\alpha,\beta}))}{W} \right]^{(1-\alpha)/\alpha} \quad (2.30)$$

Où

$$S_{\alpha,\beta} = (1 + \beta^2 \left(\tan\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \right)^2)^{1/2\alpha} \quad (2.31)$$

$$B_{\alpha,\beta} = \frac{\arctan(\beta \tan(\frac{\alpha\pi}{2}))}{\alpha} \quad (2.32)$$

- Et dans le cas où $\alpha = 1$, nous calculons :

$$X = \frac{2}{\pi} \left[\left(\frac{\pi}{2} + \beta V \right) \tan(V) - \beta \log \left(\frac{W \cos(V)}{\frac{\pi}{2} + \beta V} \right) \right] \quad (2.34)$$

Etant donné les formules pour la simulation de variable aléatoire stable standard $S(\alpha, \beta, 1, 0)$, nous pouvons simuler une variable aléatoire stable pour toutes les valeurs admissibles des paramètres $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ en utilisant la propriété suivante :

Soit $X \sim S(\alpha, \beta, 1, 0)$, alors :

$$Y = \begin{cases} \gamma X + \delta & \alpha \neq 1 \\ \gamma X + \frac{2}{\pi} \beta \gamma \ln \gamma + \delta & \alpha = 1 \end{cases} \quad (2.35)$$

Y est $S(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$.

Plus particulièrement dans les cas suivants, la variable X peut être générée par :

- Pour $\beta = 0$, dans le cas d'une loi SaS on a :

$$X = \frac{\sin(\alpha V)}{(\cos(V))^{1/\alpha}} \left[\frac{\cos(V(1-\alpha))}{W} \right]^{(1-\alpha)/\alpha} \quad (2.36)$$

- Pour $\alpha = 2$, on a:

-

$$X = \frac{\sin(2\alpha)}{\sqrt{\cos V}} \left[\frac{\cos(V)}{W} \right]^{-1/2} = 2\sqrt{W} \sin V \quad (2.37)$$

- Pour $\alpha = 1$ et $\beta = 0$, on a :

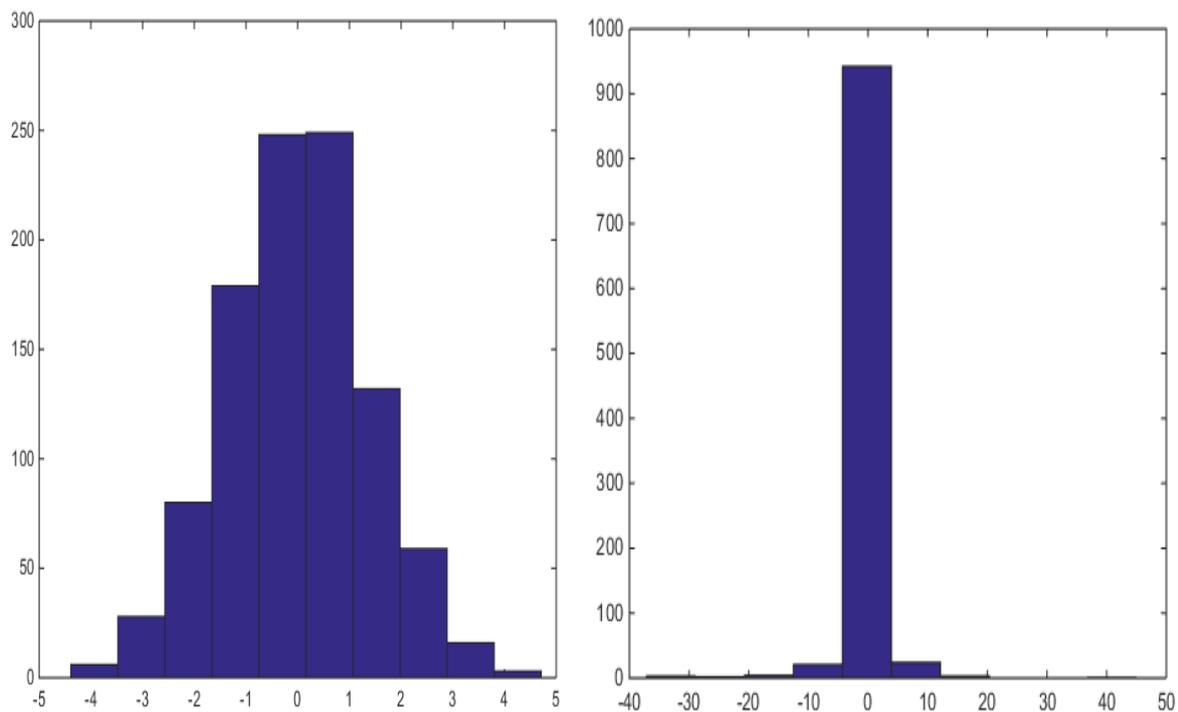
$$X = \tan V \quad (2.38)$$

II.9. Exemple de simulation

Dans cette section nous montrons un exemple de simulation d'un bruit X qui suit une distribution $S\alpha S$ avec N réalisations (x_1, x_2, \dots, x_N) .

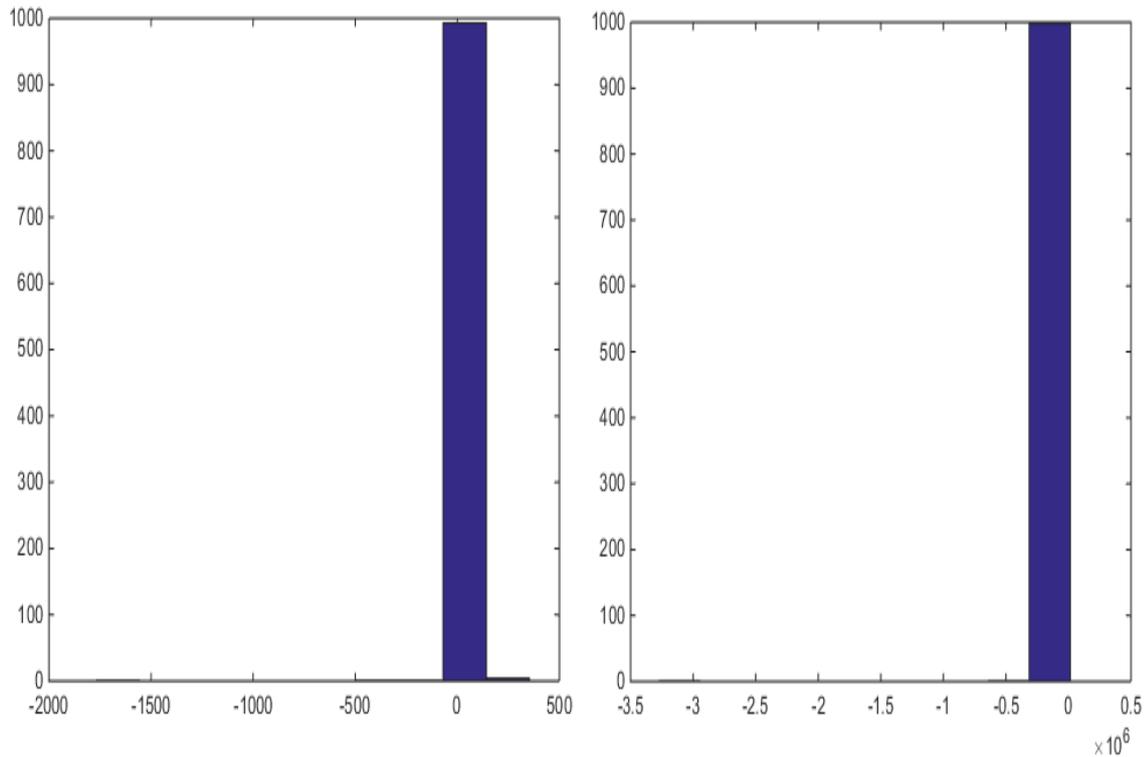
Nous générons $N = 1000$ réalisations de processus $S\alpha S$ pour des valeurs différentes de l'exposant caractéristique α . A partir de ces simulations les tracés des histogrammes sont représentés dans la Figure 2.8.

Dans le cas où $\alpha < 2$, les tracés montrent les caractéristiques des distributions stables, dont nous observons plusieurs échantillons en baisse près de l'origine, tandis que quelques échantillons sont de grande amplitude. En outre, dans le cas où $\alpha = 2$, la forme de l'histogramme permet d'exhiber la loi normale correspondante.



(a) Pour $\alpha=2$

(b) Pour $\alpha=1.5$



(c) Pour $\alpha=1$

(d) Pour $\alpha=0.5$

Figure 2. 8. Histogrammes des distributions α -stable pour différentes valeurs du paramètre α .

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la problématique de la modélisation du canal de transmission CPL et du bruit.

Le canal de propagation CPL a été décrit comme un canal multi-trajet avec évanouissement sélectif en fréquence. Effectivement, un modèle de canal multi-trajets communément accepté a été investigué après la présentation d'un aperçu global sur la modélisation de canal CPL. Ultérieurement, ce modèle a été étendu statistiquement, nous l'avons exhibé pour qu'il serve comme modèle de base pour la transmission MIMO-CPL dans le chapitre suivant.

Contrairement à de nombreux autres supports de communications dont la description de bruit par un modèle gaussien est considérée dans la conception et le développement de ces systèmes; le bruit issu d'une transmission CPL présente un caractère impulsif. Au regard de la description de ce processus impulsif, notre étude s'est portée sur la modélisation de ce bruit par un modèle basé sur la distribution α -stable. En effet la loi de Gauss n'est qu'un cas particulier de cette distribution qui est par ses propriétés la plus adaptée à la modélisation de bruit présent sur le canal de communication CPL.

Dans la suite de cette thèse, la distribution α -stable est utilisée dans la modélisation du bruit. Nous montrerons notamment, l'adéquation de cette distribution dans la caractérisation du comportement du bruit dans le canal CPL.

Chapitre III

Transmissions MIMO sur les systèmes des communications CPL

Sommaire

III.1.	Introduction	65
III.2.	Transmission MIMO-CPL.....	66
III.2.1.	Matrice de canal MIMO-CPL.....	68
III.2.2.	Méthodes de couplage MIMO-CPL.....	70
III.2.3.	Modèle de canal MIMO PLC	72
III.2.3.1.	Génération des canaux SISO-CPL	72
III.2.3.2.	Paramètres d'atténuation	72
III.2.3.3.	Extension au modèle de canal MIMO-CPL	74
III.3.	Description du modèle de bruit adopté	75
III.4.	Rapport signal sur bruit dans le contexte de bruit $S\alpha S$	82
III.5.	Design de communication MIMO-CPL proposé.....	84
III.5.1.	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	84
III.5.1.1.	Génération des signaux OFDM	85
III.5.1.2.	Configuration du Transciever OFDM.....	86
III.5.2.	Technique COFDM.....	88
III.5.3.	OSTBC-OFDM codé	91
III.6.	Résultats de simulation	97
III.6.1.	Performances en termes de taux d'erreur binaire	98
III.6.2.	Performances en termes de débit	103
III.7.	Conclusion.....	104

III.1. Introduction

Récemment, diverses activités de recherche ont développé plusieurs systèmes MIMO, principalement axés sur les applications sans fil. Ce chapitre répond à la question sur l'adaptation et l'apport des techniques MIMO sur les transmissions CPL en tenant compte des caractéristiques du canal MIMO-CPL. Un modèle statistique sera décrit dans ce chapitre afin de reproduire les caractéristiques du canal CPL de façon réaliste dans un contexte MIMO.

Evidemment, l'étude et l'analyse des bruits présentés dans le canal de communication seront primordiales. Contrairement au canal de communication radio bien analysé et formulé, les lignes électriques ne sont pas affectées par un simple bruit blanc additif gaussien (AWGN: Additive White Gaussian Noise). Le scénario d'interférence est plutôt compliqué, car le signal transmis dans le canal CPL rencontre des bruits sévères qui se caractérisent par un comportement impulsif. Rappelons que la distribution α -stable, comme mentionné dans le chapitre précédent, est particulièrement adaptée à la modélisation des bruits impulsifs. Dans le présent chapitre, nous traiterons la classe symétrique de la distribution α -stable en fournissant notamment des scénarios pratiques de bruit afin d'extraire d'une part les valeurs des paramètres de modèle α -stable et d'autre part de justifier l'adéquation de la distribution α -stable symétrique dans la modélisation des bruits dans les lignes électriques.

Dans la dernière partie du chapitre, nous visons à améliorer les performances des communications sur le support CPL en exploitant des modèles réalistes de canal et de bruit. En effet, la fiabilité des communications est toujours un problème ouvert compte tenu dans l'environnement hostile CPL. Nous proposons un schéma de combinaison du codage de canal et d'entrelacement avec MIMO-CPL basé sur OSTBC-OFDM pour améliorer et fiabiliser les transmissions sur ce support de communication. Les effets de la variation du degré d'impulsivité dans un modèle α -stable symétrique sur l'OSTBC-OFDM codé seront étudiés et comparés au cas de bruit Gaussien et au cas de bruits proche du Gaussien. Les différents cas de bruits considérés vont montrer l'importance de traiter les performances du système proposé MIMO-CPL sous l'effet de bruit réaliste.

III.2. Transmission MIMO-CPL

La technologie MIMO (Multiple-input multiple-output) a été largement étudiée dans de nombreux domaines de recherche, principalement pour les applications sans fil dans les 20 dernières années [108]. Cette technologie constitue une étape majeure dans la conception des principaux systèmes cellulaires sans fil tels que L'UMTS, LTE et IEEE 802.11n [109, 110].

En misant sur la réussite de la technique MIMO dans les communications sans fil, l'application et les avantages accordés par cette technique dans les réseaux CPL feront l'objet de la suite de ce travail.

En effet, Le canal CPL a longtemps été considéré comme un canal SISO (Single-input single-output), utilisant seulement un canal de transmission basé sur deux conducteurs, à savoir, la phase(P) et le neutre(N). Cependant, des installations électriques à trois fils existent dans de nombreux pays à travers le monde, où les techniques MIMO peuvent également être applicables dans les systèmes CPL.

L'idée de l'application de la technique MIMO dans les communications CPL [111, 112] consiste à utiliser les trois fils de l'infrastructure électrique à savoir, la phase (P), le neutre (N) et la terre (Protective Earth-PE) pour former le canal MIMO-CPL. Ce concept est représenté dans la Figure3.1.

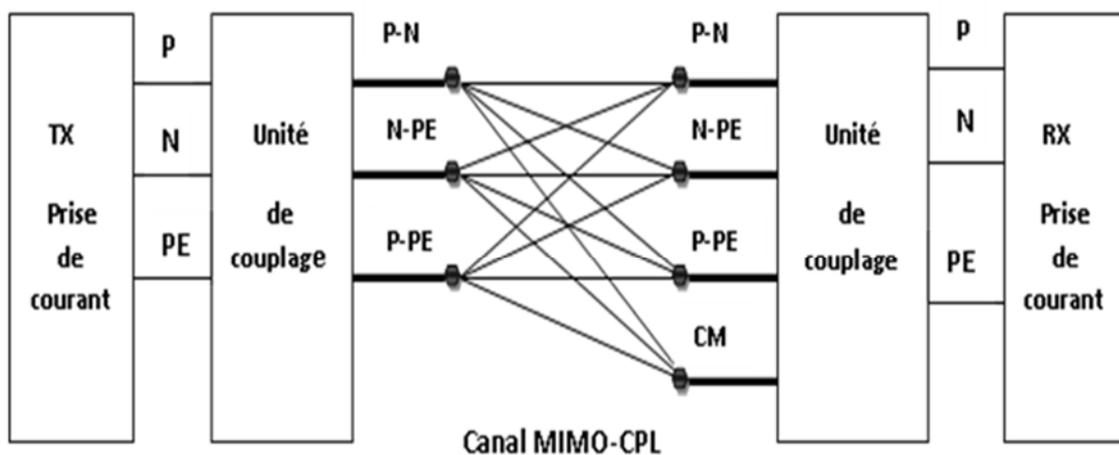


Figure 3. 1. Structure du système MIMO-CPL.

Généralement les signaux sont injectés de manière différentielle entre les paires de fils dans les transmissions CPL. En exploitant la disponibilité des trois conducteurs, trois modes différentiels d'injection de signal sont possibles : le port P-N, le port N-PE et le port P-PE. Selon la loi de Kirchhoff, la somme des trois tensions d'entrée doit être nulle. Ainsi, seulement deux des trois ports d'entrée indépendants peuvent être utilisés simultanément.

Au niveau du récepteur, les trois ports de réception différentiels sont disponibles et montrent une certaine diversité.

En raison de la théorie des lignes de transmission à conducteurs multiples, le couplage électromagnétique (EM) entre les fils adjacents provoque une diaphonie, de sorte que le signal transmis depuis n'importe quel port d'alimentation peut atteindre tous les ports de réception. Par conséquent le système CPL peut bénéficier du principe MIMO de la même manière que le système MIMO sans fil. Un mode supplémentaire peut être exploité dans la réception, à cause des composants parasites dans les coupleurs, à savoir le mode commun (CM) [112, 113].

En effet, les capacités parasites déséquilibrées des installations ou des dispositifs à la terre provoquent un retour du courant CM vers la source. Ainsi, des signaux CM sont créés involontairement dans des réseaux non équilibrés.

Au total, quatre ports sont disponibles dans la réception, et donc la matrice de canal MIMO-CPL se développe en un système (2×4) . Une configuration SIMO (single input multiple output) peut être obtenue lorsque le conducteur PE n'est pas disponible, dans ce cas seul le port CM est utilisé comme port de réception supplémentaire. D'autre part, une configuration MISO (multiple input single output) peut être utilisée si PE et CM ne sont pas disponibles dans la réception.

Une description schématique du canal MIMO-CPL est illustrée dans la Figure 3.2.

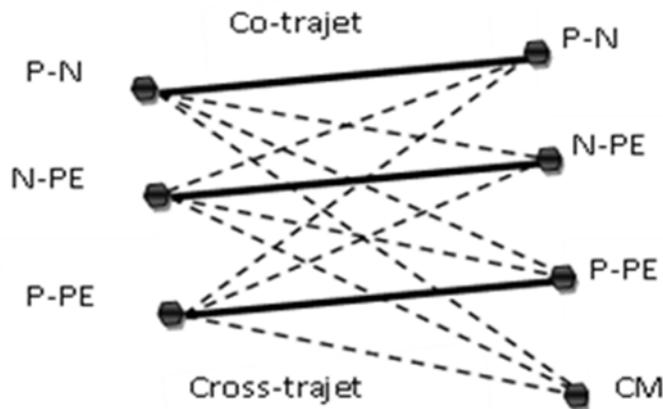


Figure 3. 2. Représentation schématique du canal MIMO-CPL.

Les lignes solides en gras du même port d'alimentation vers le même port de réception sont appelées co-trajets, tandis que les autres chemins MIMO sont appelés cross-trajets.

III.2.1. Matrice de canal MIMO-CPL

Prenons l'exemple d'une transmission MIMO-CPL, où deux signaux sont émis au niveau de l'émetteur CPL et deux signaux sont reçus au niveau du récepteur CPL, ce qui construit un système de transmission MIMO (2×2). La Figure 3.3 illustre un modèle de système MIMO-CPL avec deux signaux émis et deux signaux reçus, construisant quatre canaux de transmission MIMO, où $\Delta V_{i,TX}$ et $\Delta V_{i,RX}$ sont respectivement les tensions différentielles à l'émetteur et au récepteur. Les quatre canaux MIMO ($h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$) accordent chaque port d'émission au port de réception correspondant.

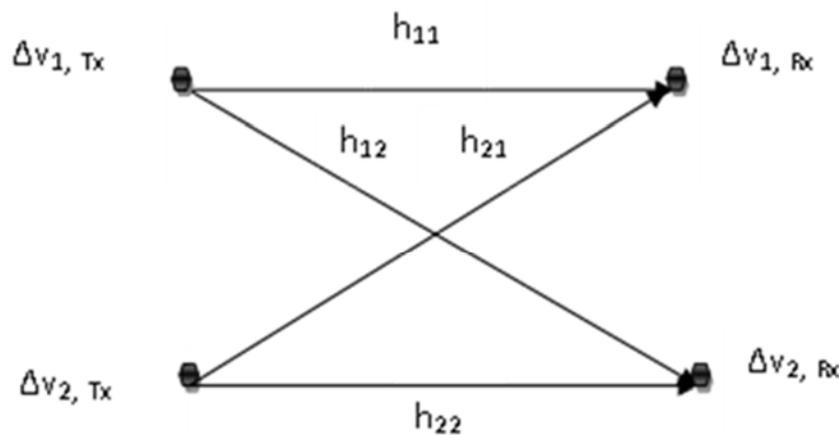


Figure 3. 3. Canal MIMO PLC avec deux émetteurs et deux récepteurs.

Au sens large, supposons un système MIMO-CPL avec N_t signaux différentiels transmis et N_r signaux différentiels reçus.

La matrice de canal MIMO-CPL avec N_t ports de transmission et N_r ports de réception peut être représentée comme suit:

$$H_{MIMO}(f) = \begin{bmatrix} h_{11}(f) & h_{12}(f) & \cdots & h_{1N_t}(f) \\ h_{21}(f) & h_{22}(f) & \cdots & h_{2N_r}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(f) & h_{N_r2}(f) & \cdots & h_{N_rN_t}(f) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Où $h_{ij}(f)$ représente les coefficients de la fonction de transfert de canal (CTF) à la fréquence f du $i^{\text{ième}}$ port d'émission au $j^{\text{ième}}$ port de réception ($i = 1, \dots, N_t; j = 1, \dots, N_r$). $i = j$ représente les co-canaux et $i \neq j$ représente les cross-canaux; ce qui permet la distinction entre les ports connectés et les ports couplés.

Par conséquent, le $j^{\text{ième}}$ signal reçu du $j^{\text{ième}}$ port de réception est la sommation de tous les signaux transmis, il peut être représenté comme :

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij}(t)x_i(t) + b_j(t) \quad (3.2)$$

Où $h_{ij}(t)$ est le gain de canal du $j^{\text{ième}}$ signal reçu et le $i^{\text{ième}}$ signal transmis, $x_i(t)$ est le $i^{\text{ième}}$ signal émis par le $i^{\text{ième}}$ port d'émission et $b_j(t)$ est le bruit de canal correspondant au $j^{\text{ième}}$ signal reçu.

Le modèle d'un tel système MIMO peut être exprimé par :

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_{N_r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(f) & h_{12}(f) & \cdots & h_{1N_t}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(f) & h_{N_r2}(f) & \cdots & h_{N_rN_t}(f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_{N_t}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1(t) \\ \vdots \\ b_{N_r}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Sur la base de ce modèle de système, la transmission des signaux de données dans les systèmes CPL peut être classée en quatre catégories:

1. Système à entrée unique à sortie unique (SISO- Single Input Single Output), dans lequel $N_t = 1$ et $N_r = 1$.
2. Système à entrée unique et sorties multiples (SIMO- Single Input Multiple Output), dans lequel $N_t = 1$ et $N_r > 1$.
3. Système à entrées multiples et sortie unique (MISO- Multiple Input Single Output), dans lequel $N_t > 1$ et $N_r = 1$.
4. Système à entrées multiples et à sorties multiples (MIMO- Multiple Input Multiple Output), dans lequel $N_t > 1$ et $N_r > 1$.

III.2.2. Méthodes de couplage MIMO-CPL

En se tournant vers les méthodes de couplages qui permettent principalement la connexion aux réseaux électrique, que ce soit pour la transmission des signaux ou la mesure de canal, on peut généralement distinguer les coupleurs inductifs et capacitifs. Les caractéristiques de canal observées ne sont pas indépendantes des dispositifs de couplage

utilisés pour injecter et recevoir le signal dans la ligne d'alimentation. On se focalise dans cette partie sur les coupleurs MIMO-CPL.

Deux types de coupleurs MIMO-CPL sont développés dans [113], à savoir le coupleur de type Delta et le coupleur de type Star (Figure 3.4).

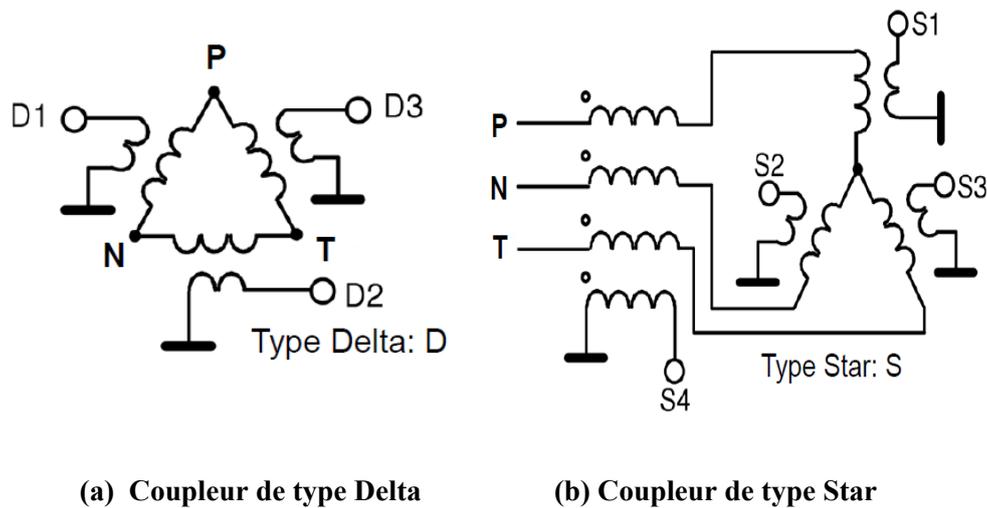


Figure 3. 4. Coupleurs MIMO-CPL.

La conception des coupleurs est strictement liée à l’émission rayonnée. Les modems CPL injectent les signaux de transmission symétriquement sur le réseau électrique entre les conducteurs afin d’éviter les émissions rayonnées, le mode de propagation est appelé dans ce cas: mode différentiel; le rayonnement donc est quasi nul puisque les champs électriques résultants sont en opposition de phase. Du point de vue des rayonnements, les signaux en mode différentiels sont convertis en signaux en mode commun en cas d’asymétries dans le réseau électrique [114]

Selon la loi de Biot-Savart, le courant de mode commun est responsable des radiations, alors l’injection des signaux en mode commun doit être évitée. Typiquement, pour empêcher les courants additionnels en mode commun, l’injection des signaux MIMO-CPL peut être effectuée en utilisant le coupleur de type Delta. Ce coupleur est également appelé coupleur transversal, il est adapté pour la transmission. La somme des trois tensions injectées est nulle (suivant la loi de Kirchhoff) et par conséquent, seulement deux des trois signaux sont indépendants.

Par ailleurs, le coupleur de type Star (coupleur longitudinal) est approprié pour la réception, car un quatrième chemin supplémentaire peut être utilisé grâce au mode commun. Néanmoins, dans ce cas, il a été observé que la somme des trois signaux aux ports de couplage n'est pas égale à zéro, en raison des composants parasites. Alors les signaux du troisième port peuvent améliorer plus les performances des systèmes MIMO-CPL. En outre la possibilité de recevoir les signaux en mode commun constitue un bénéfice significatif.

III.2.3. Modèle de canal MIMO PLC

En abordant spécifiquement la modélisation des canaux MIMO-CPL, certaines propositions de ce type de modèle de canal ont été menées récemment dans [115-118]. Un modèle analytique et compréhensible a été développé dans [119], grâce à l'analyse des données de mesure collectées. Les paramètres du modèle sont déterminés de manière statistique. Cette approche de modélisation statistique sera adoptée dans le cadre de cette thèse pour la génération de modèle de canal réaliste dans le contexte MIMO-CPL dans la bande de fréquences 2-150 MHz.

III.2.3.1. Génération des canaux SISO-CPL

La première étape du modèle de canal MIMO consiste à générer une réalisation aléatoire d'une liaison SISO pour le trajet PN-PN. Ce modèle de canal SISO s'appuie sur le modèle décrit par l'équation (2.6) « $H(f) = A \sum_{p=1}^{N_p} g_p e^{-i\varphi_p} e^{-j\frac{2\pi d_p}{v} f} e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_p}$ » (voir section II.4.) dans le sens où il utilise un cadre similaire mais en ce cas il est adapté aux observations expérimentales des campagnes de mesure MIMO. Les paramètres d'atténuation A , a_0 , a_1 et K sont discutés dans les paragraphes suivants.

III.2.3.2. Paramètres d'atténuation

(a) Atténuation médiane du canal

L'atténuation médiane d'un canal, $A_{med} = \text{median}(|H(f)|)$, est une valeur de mérite pour l'atténuation globale dans le domaine fréquentiel d'un canal donné. Par le biais des observations sur les canaux mesurés, l'atténuation médiane des co-canaux (les entrées

diagonales de la matrice du canal) est plus forte que celle des cross-canaux (les entrées transversales de la matrice du canal).

(b) Atténuation en fréquence

Les paramètres A , a_0 , a_1 et K sont utilisés pour représenter l'atténuation en fréquence du canal MIMO-CPL. Dans cette étude le paramètre A est défini comme l'atténuation médiane du canal. Le paramètre A est remplacé par $A \times \Delta A$ pour les canaux croisés, où ΔA donne une mesure de l'atténuation des cross-canaux par rapport aux co-canaux. ΔA est défini, pour tout canal croisé (hors diagonale) dans la matrice MIMO-CPL avec le port d'entrée m et le port de sortie n , par :

$$\Delta A = A_{m,n} / A_{PN-PN} \quad (3.4)$$

Les paramètres a_0 , a_1 et K peuvent être estimés en ajustant le canal MIMO-PLC mesuré au modèle de l'affaiblissement de propagation (PL: Path Loss) décrit par l'équation (2.7)

« $PL(f) = A^2 \frac{\Lambda}{3} \frac{1 - e^{-2L_{max}(a_0 + a_1 f^k)}}{(2a_0 + 2a_1 f^k)(1 - e^{-\Lambda L_{max}})}$ » (Voir section II.4). Les valeurs initiales d'entrée des paramètres L_{max} , Λ et A sont données dans section II.4.

Les ensembles statistiques des paramètres A, a_0, a_1 et K obtenus à partir des mesures de canal MIMO sont modélisés avec à des distributions statistiques appropriées. Le Tableau 3.1 présente un résumé des modèles obtenus pour les différents paramètres. Le paramètre a_0 suit une distribution exponentielle décalée, le paramètre K est modélisé par une distribution normale et le paramètre a_1 est une constante. La médiane de canal A est uniformément répartie et le paramètre ΔA est ajusté à une distribution exponentielle décalée.

Tableau 3. 1. Modèles statistiques des paramètres de canal.

	Co-trajets	Cross-trajets
A	<i>Uni</i> (<i>min</i> = 0.005, <i>max</i> = 0.25)	<i>Uni</i> (<i>min</i> = 0.005, <i>max</i> = 0.15)
ΔA	<i>exp</i> ($\mu = 0.3659$) + 0.45	
a_0	<i>exp</i> ($\mu = 0.00827$) – 0.005	
a_1	4.10 ⁻¹⁰	
K	<i>N</i> ($\mu = 1.01748, \sigma = 0.01955$)	

III.2.3.3. Extension au modèle de canal MIMO-CPL

Une fois que le canal Phase-Neutre (PN-PN) est modélisé, le modèle de canal MIMO-CPL peut être développé. Les autres canaux spatiaux peuvent être modélisés en utilisant un CTF étendu, défini comme suit :

$$H(f) = A \sum_{p=1}^{N_p} g_p e^{-j\varphi_p} e^{-j\frac{2\pi d_p}{v} f} e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_p} \quad (3.5)$$

Cette approche de modélisation consiste à assigner une phase supplémentaire aléatoire φ_p à chaque canal défini.

La valeur de φ_p est sélectionnée en utilisant une distribution uniforme entre $[-\Delta\varphi/2, \Delta\varphi/2]$. Plus la valeur de $\Delta\varphi$ est grande, plus le canal spatial est corrélé par rapport au canal SISO PN-PN. Avec une valeur de $\Delta\varphi = 2\pi$, le modèle génère une corrélation spatiale minimale. D'autre part, la sélection d'une valeur de $\Delta\varphi = 0$ résulte en un canal identique au canal SISO PN-PN. Pour calculer la corrélation spatiale, le coefficient de corrélation de Pearson [120] a été considéré. Le modèle MIMO-PLC proposé reflète la structure des trajets multiples et la corrélation spatiale observée dans les mesures expérimentales.

Les valeurs adéquates de $\Delta\varphi$ ont été sélectionnées empiriquement à travers l'utilisation des simulations de Monte Carlo :

- Le canal PPE-PPE est obtenu à partir du canal PN-PN en ajoutant une phase aléatoire avec $\Delta\varphi = 2\pi$.
- Le canal NPE-NPE est obtenu à partir du canal PPE-PPE en ajoutant une phase aléatoire avec $\Delta\varphi = \pi$.
- les autres canaux sont obtenus à partir du canal PN-PN en ajoutant une phase aléatoire avec $\Delta\varphi = \pi$.

III.3. Description du modèle de bruit adopté

L'étude s'est portée plus précisément dans cette section sur la modélisation de bruit issu des transmissions CPL, qui servent souvent comme plateforme indispensable pour émuler fidèlement le comportement bruyant de l'environnement de la liaison de communication électrique, à savoir le modèle $S\alpha S$.

En effet, le modèle $S\alpha S$ utilisé sera décrit par plus de détail et les valeurs typiques de ses paramètres seront également fournies.

Il nous semble alors intéressant de révéler l'aptitude et l'adéquation de la distribution $S\alpha S$ dans la modélisation de bruit dans le contexte de communication CPL d'une manière réaliste. Pour ces raisons, on considère différents scénarios appropriés des réseaux CPL réels en s'appuyant notamment sur les travaux de [86, 87].

Trois sites appropriés (town-house, university-office et semi-industrial-workshop)[86] sont envisagés pour représenter le déploiement des systèmes CPL. L'estimation des paramètres pour le bruit α -stable est basée sur les algorithmes proposés dans [121, 122].

La Figure 3.5 représente le comportement du paramètre α . Cette figure visualise des variations significatives du paramètre α le long d'une journée typique. Nous pouvons observer que lorsque la valeur de α diminue, le processus de bruit devient plus impulsif et présente des écarts importants par rapport à sa valeur moyenne dans les heures d'activité de la journée. Les heures d'inactivité correspondent clairement à des périodes où le bruit est moins impulsif. Ces mesures reflètent clairement l'effet des activités humaines sur les caractéristiques du bruit.

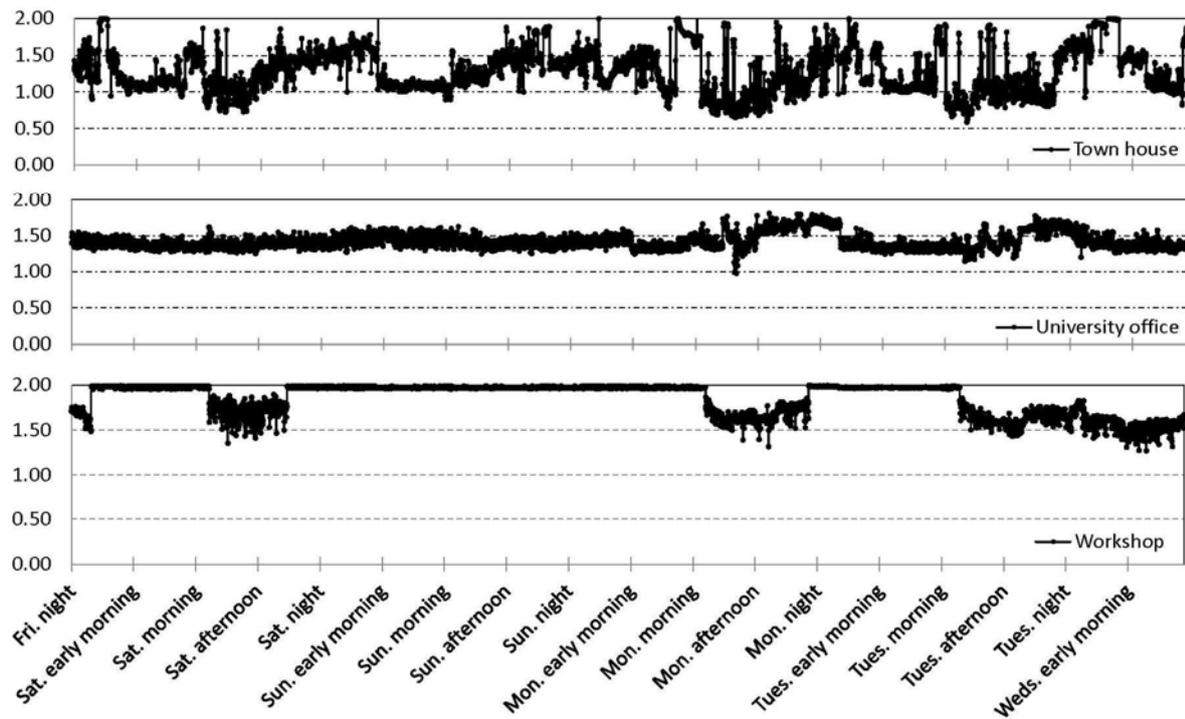


Figure 3. 5. Evolution temporelle du paramètre α pour le processus de bruit dans la ligne électrique [86].

Dans la Figure 3.6 l'évolution temporelle du paramètre β est illustrée. Dans tous les cas, β vaut zéro le plus souvent, ce qui signifie que le bruit est distribué quasi-symétriquement autour de sa valeur moyenne.

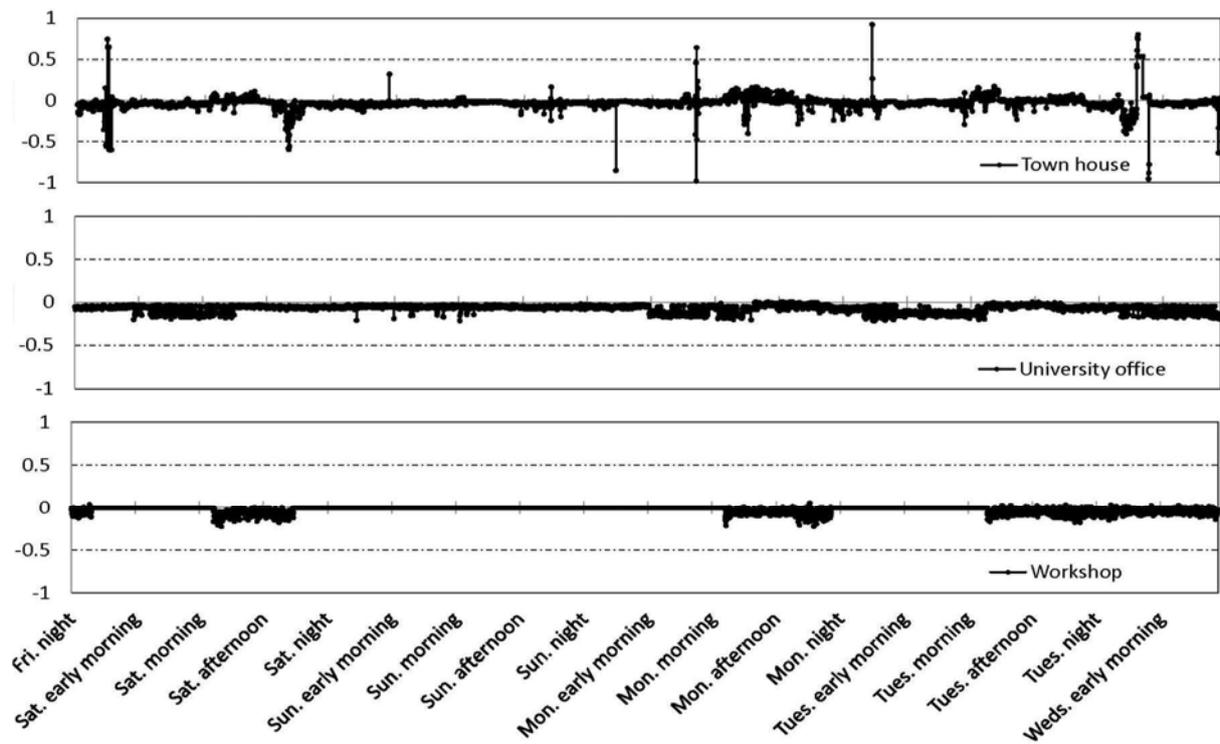


Figure 3. 6. Evolution temporelle du paramètre β pour le processus de bruit dans la ligne électrique [86].

Dans la Figure 3.7 nous observons le comportement du paramètre γ . Il est important de prendre en compte que ce paramètre est lié à l'amplitude de bruit. On peut voir dans les deux premiers cas d'étude que le paramètre d'échelle γ est relativement important lorsque α est proche de 2. Dans le troisième cas d'étude, l'amplitude de bruit est plus élevée pour des valeurs élevées du paramètre d'échelle γ dans les périodes de travail intense qui correspondent également à un processus de bruit plus impulsif avec des valeurs plus faible de α . Ces observations signifient qu'il y a une corrélation entre l'impulsivité (c.-à-d., α), la déviation de l'amplitude (c.-à-d., γ) et le genre d'activités qui se déroulent à l'emplacement considéré.

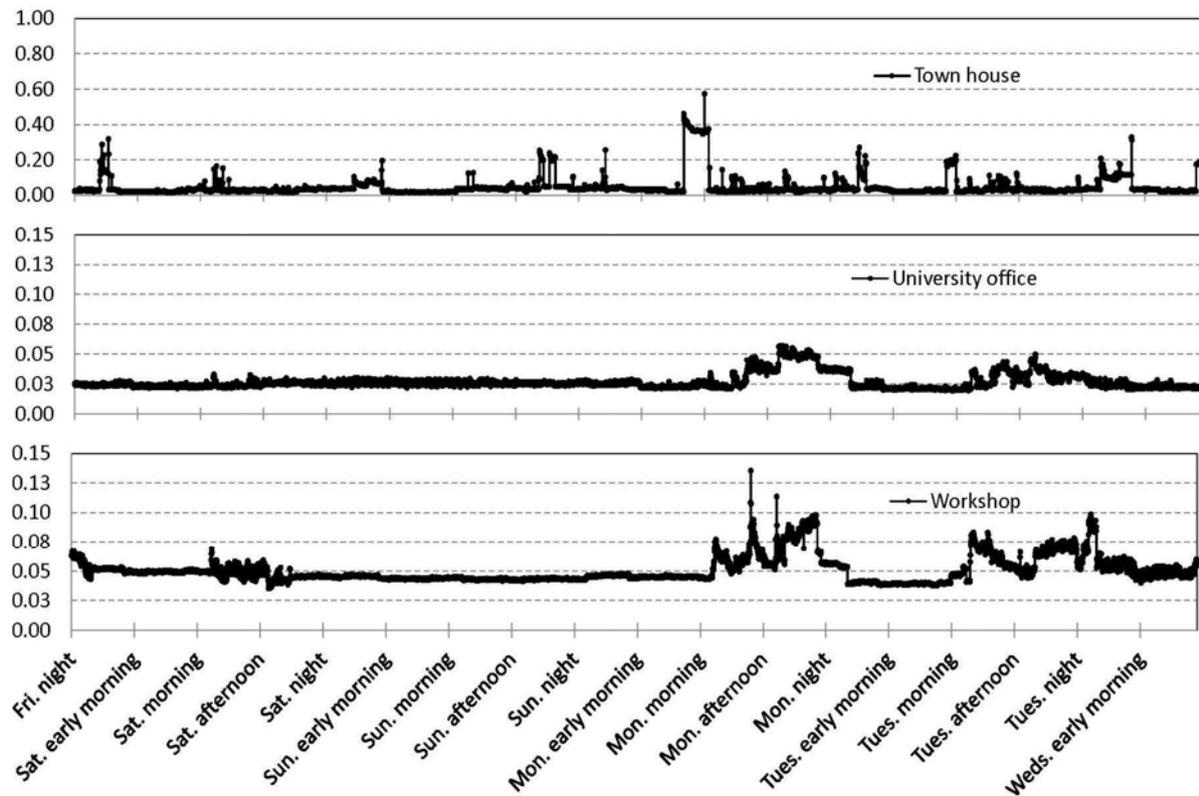


Figure 3. 7. Evolution temporelle du paramètre γ pour le processus de bruit dans la ligne électrique [86].

Le paramètre de position est tracé dans la Figure 3.8. Dans les trois environnements considérés, le paramètre δ est presque nul. Si nous prenons également en considération ce que nous observons dans la Figure 3.6, nous pouvons confirmer que le bruit est réparti symétriquement autour de sa valeur moyenne, qui est proche de zéro.

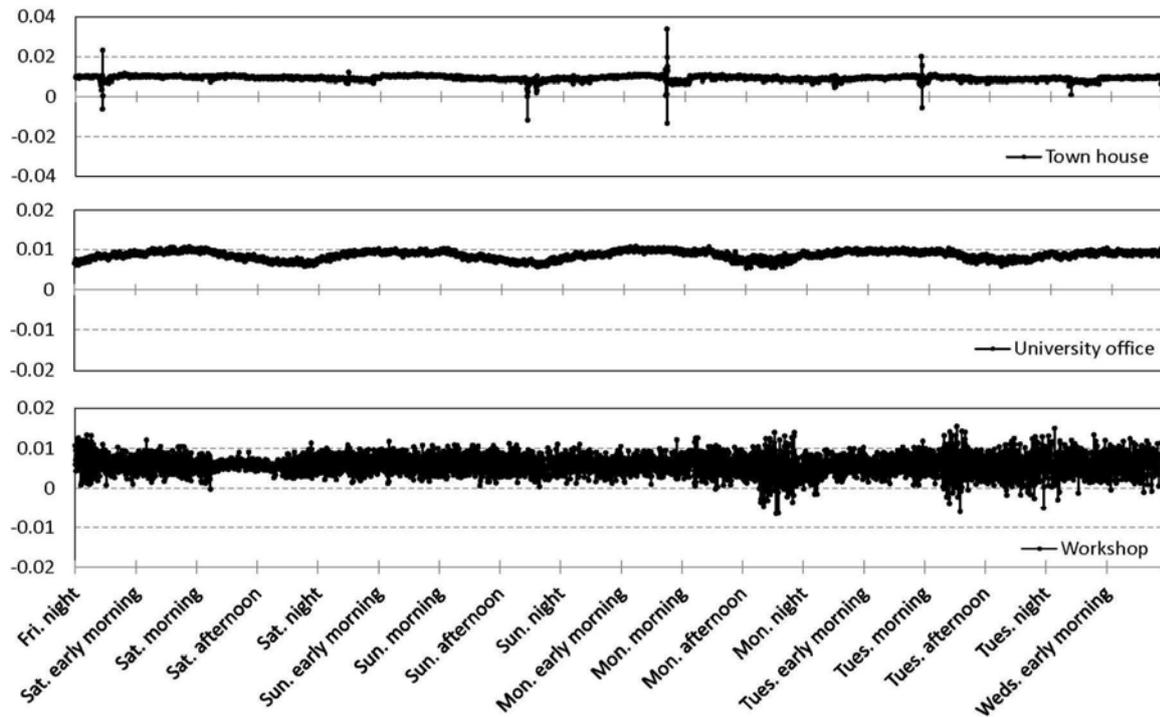


Figure 3. 8. Evolution temporelle du paramètre δ pour le processus de bruit dans la ligne électrique [86].

Un autre scénario approprié [87] pour le déploiement des réseaux CPL réels peut être considéré. Le Tableau 3.2 montre les résultats des procédures d’estimation des paramètres de la distribution α -stable basé sur la méthode de la fonction caractéristique [83]. Les valeurs de paramètre α trouvé est d’environ 1.5 pendant les heures d’activités et des valeurs de 1.8 dans les heures d’inactivités. Ce comportement semble être dû au fait que l’activité humaine est composée de nombreuses tâches courtes et imprévisibles. Ainsi dans ce scénario le paramètre β présente des valeurs proche de zéro dans tous les cas, ce qui indique que la distribution du bruit est symétrique. Le paramètre δ est également proche de zéro dans tous les cas, ce qui dénote une valeur moyenne de zéro dans les traces de bruit.

Tableau 3. 2. Paramètres α -stable estimés pour le bruit CPL [87].

Scénario	α	β	γ	δ
Matinée active	1.4663	-0.0739	0.0513	0.00537
Après midi et nuit actifs	1.6089	-0.0813	0.0475	0.00438
Nuit inactive	1.8981	0.0703	0.1063	0.00141
Matinée inactive	1.8145	-0.1880	0.0400	0.00445

A partir des ces cas pratiques d'étude, on peut observer que le processus de bruit montre une queue lourde (les valeurs du paramètre α sont inférieures à 2) dans tous les cas et seulement dans quelque cas spécifiques le bruit présente un comportement quasi-Gaussien (le paramètre α est proche de 2). Par conséquent, les distributions Gaussiennes ne peuvent pas capturer ce processus de bruit d'une manière précise.

Alors, un résultat important peut être dérivé est que la distribution α -stable symétrique (S α S) est un modèle approprié pour la représentation du bruit dans les systèmes CPL.

Les réalisations de bruit S α S est simulé pour différentes valeurs de α . La Figure 3.9 représente les tracés correspondants.

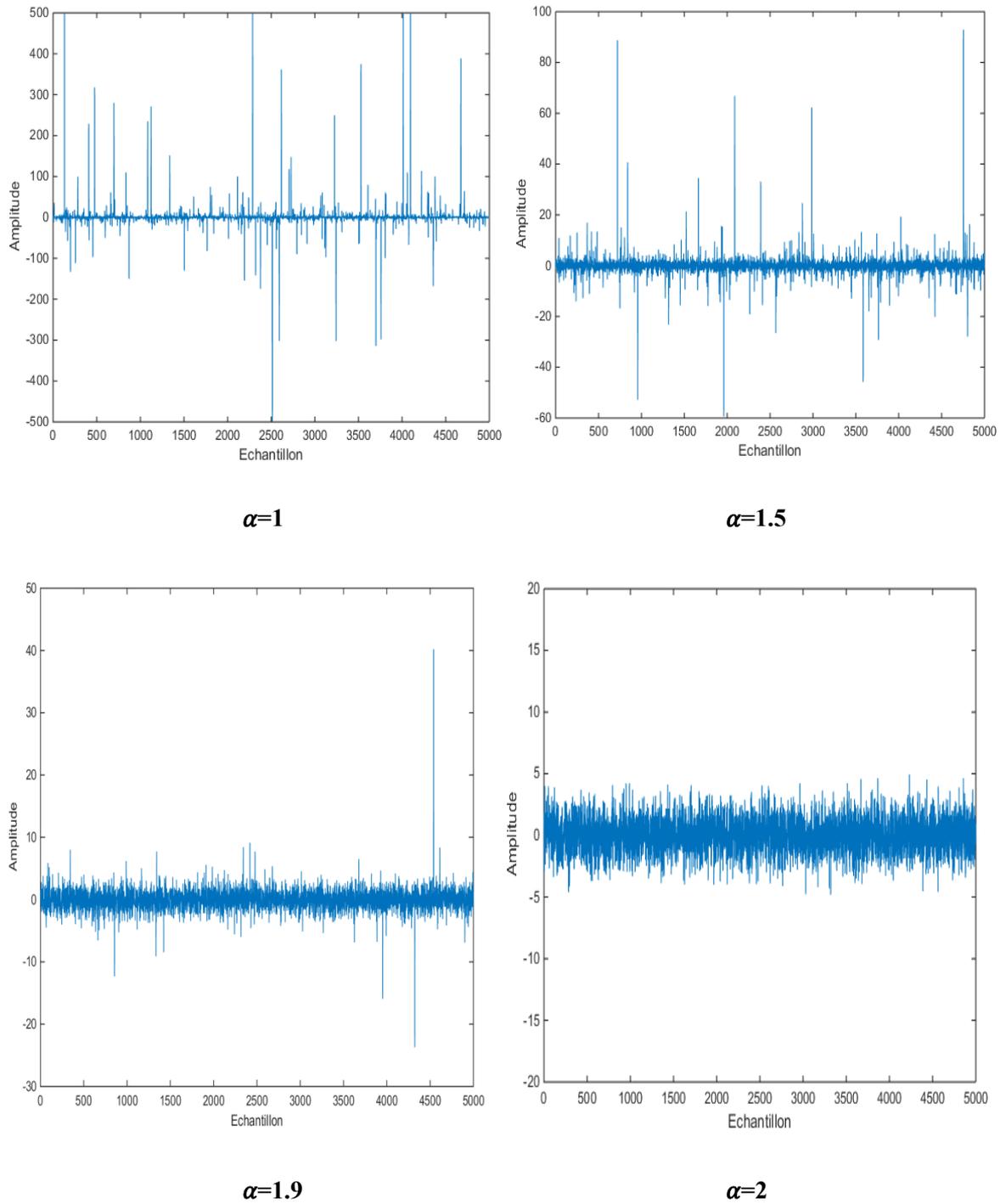


Figure 3. 9. Réalisations de processus α -stables symétriques pour différentes valeurs de α .

On peut clairement constater que le comportement impulsif du bruit est déterminé par α . Typiquement plus la valeur de α est petite plus l'impulsivité augmente pour le processus SaS.

III.4. Rapport signal sur bruit dans le contexte de bruit S α S

La distribution S α S a un moment fini seulement pour les ordres P inférieurs au paramètre α :

$$E [|X|^P] < \infty \quad \text{iff} \quad P < \alpha, 0 < \alpha < 2 \quad (3.6)$$

$$E [|X|^P] \rightarrow \infty \quad \text{iff} \quad P \geq \alpha, 0 < \alpha < 2$$

Eventuellement la puissance arithmétique $P(X)$ utilisée classiquement pour évaluer l'intensité de bruit n'est pas applicable pour $\alpha < 2$

$$P(X) = E [|X|^2] \quad (3.7)$$

Dés lors, le rapport signal sur bruit standard (SNR: Signal to Noise Ratio) habituellement utilisé comme une mesure bien définie dans l'évaluation des performances d'une chaîne de transmission devient sans signification dans la distribution S α S.

Par conséquent, il faut une mesure équivalente appropriée pour le cas stable non-gaussien. Dans [135, 136] une autre forme de puissance a été proposée et appelée puissance géométrique, comme un meilleur indicateur de la puissance des processus de queue lourde. Elle est basée sur la moyenne géométrique:

$$S_0 = S_0(X) = \exp(E [\log |X|^2]) \quad (3.8)$$

Cette puissance peut se traduire alors par l'expression suivante :

$$S_0 = \exp(2 \int_{-\infty}^{+\infty} \log |x| f(x) dx) \quad (3.9)$$

Où $f(x)$ est la densité de probabilité de bruit.

La puissance géométrique nous permet dans la suite de décrire le bruit SαS impulsif issu des transmissions CPL et de définir un nouveau SNR pour caractériser les performances dans de tels systèmes. Les puissances géométriques de quelques lois usuelles sont montrées dans le Tableau 3.4.

Tableau 3. 3. Puissance géométrique des lois usuelles.

Distribution	Puissance Géométrique
Uniforme	$S_0(X) = (\sigma/2 e)^2$
Gaussienne	$S_0(X) = \sigma/2C_g$
Cauchy	$S_0(X) = \sigma e^{1/\alpha}$

En utilisant la puissance géométrique, un indicateur universel nommé le SNR géométrique (GSNR) est défini par l’expression suivante :

$$GSNR = \frac{1}{4C_g} \left(\frac{E_s}{S_0^2} \right) \tag{3.10}$$

Où :

E_s est l’énergie reçue par symbole.

$C_g = e^{c_e} = 1.78$ est l’exponentiel de la constante d’Euler (une constante).

S_0^2 est la puissance géométrique du bruit SαS, exprimée par :

$$S_0 = C_g^{\frac{1}{\alpha}-1} \gamma^{\frac{1}{\alpha}} \tag{3.11}$$

Le facteur d'échelle $\frac{1}{4C_g}$ est utilisé pour que le GSNR correspondant au SNR standard dans le cas de bruit Gaussien ($\alpha = 2$).

III.5. Design de communication MIMO-CPL proposé

La transmission de l'information dans les communications CPL est une problématique à surmonter. En effet, les propriétés du réseau électrique et sa vulnérabilité aux différents types de bruit nécessitent l'utilisation des techniques efficaces de modulation et des mécanismes de traitement des erreurs (FEC-Forward Error Correction). Les problèmes épineux à prendre en compte dans les transmissions CPL sont :

- le canal CPL est un canal multi-trajets sélectif en fréquence.
- La puissance d'émission des systèmes CPL est limitée à des niveaux relativement faibles.
- La susceptibilité à divers types de bruits tels qu'un bruit impulsif avec une puissance de bruit relativement élevée.

Afin de réduire l'impact nocif du support de transmission CPL, un système de communication MIMO-CPL sera proposé dans cette section.

III.5.1. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Les techniques de modulation multiporteuse constituent une solution valable pour atténuer les interférences inter-symboles (ISI:Inter-Symbol Interference) issues des transmissions dans les canaux sélectifs en fréquence. L'OFDM est l'une des approches de modulation multiporteuse, qui a été standardisée en tant que schéma de modulation dans divers applications telles que la radiodiffusion audio numérique (DAB-Digital Audio Broadcasting), la diffusion vidéo numérique (DVB-Digital Video Broadcasting) et les réseaux locaux sans fil (WLAN-Wireless Local Area Network).

En outre, l'OFDM a justifié son importance dans les réseaux CPL [125, 126], en particulier, IEEE P1901, IEEE P1901.2, ITU G.hn et ITU G.hnem définissent des couches physiques basées sur OFDM.

Le spectre utilisé par l'émetteur-récepteur OFDM est segmenté en de nombreux sous-canaux étroits. Un flux de données est transmis par multiplexage par répartition en fréquence (FDM:Frequency-Division Multiplexing) en utilisant N porteuses orthogonales comme le montre la Figure 3.10. Une efficacité spectrale est ajoutée ainsi qu'une robustesse est présentée contre divers types d'interférences dans les systèmes utilisant OFDM [127, 128]. Notamment dans les réseaux CPL, l'OFDM fiabilise cette liaison contre les bruits impulsifs [129].

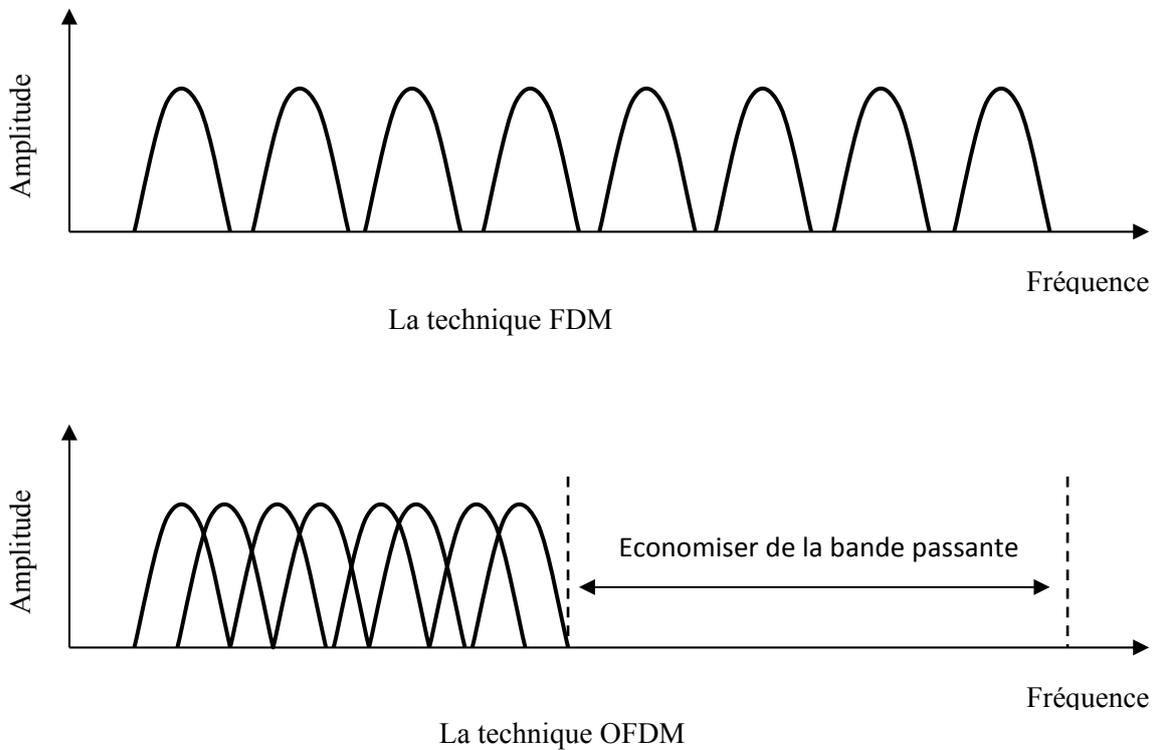


Figure 3. 10. Efficacité spectrale de l'OFDM.

III.5.1.1. Génération des signaux OFDM

Les symboles OFDM peuvent être produits en divisant le flux de données en plusieurs sous-flux portés parallèlement par des sous canaux orthogonaux. Aux fréquences

orthogonales, les pics individuels des sous-porteuses s'alignent tous sur les zéros des autres sous-porteuses. L'utilisation de sous-porteuses orthogonales permet plus de sous-porteuses par bande passante, ce qui entraîne une augmentation de l'efficacité spectrale. Dans un signal OFDM parfait, l'orthogonalité empêche les interférences entre les porteuses qui se chevauchent. Dans les systèmes OFDM, les sous-porteuses n'interfèrent les unes avec les autres qu'en cas de perte d'orthogonalité. Par exemple, une erreur de fréquence entraînera le décalage des fréquences des sous-porteuses, de sorte que les valeurs nulles spectrales ne seront plus alignées, ce qui entraînera une interférence entre sous-porteuses. Ainsi, les porteuses sont linéairement indépendantes (c'est-à-dire orthogonales) si l'espacement des porteuses est un multiple de $1/T$, où T est la durée du symbole.

III.5.1.2. Configuration du Transciever OFDM

Tout d'abord, au niveau de l'émetteur les données transmises à grande vitesse sont converties en données parallèles de N sous-canaux. Nous considérons une séquence de données modulées en quadrature des N canaux. Ces données modulées sont ensuite utilisées comme une entrée dans le circuit de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform), puis un signal OFDM est généré comme indiqué:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.12)$$

Puisque l'OFDM est un schéma de modulation à faible débit, les symboles sont relativement longs par rapport aux caractéristiques temporelles des canaux. Par conséquent les canaux utilisant cette technique ne souffrent pas beaucoup des interférences inter-symboles dues aux trajets multiples, ceci est un avantage de l'utilisation de la technique OFDM car elle transmet un grand nombre de flux à faible débit en parallèle plutôt qu'un seul flux à haut débit. Pour supprimer l'interférence entre symboles, un intervalle de garde (IG) peut être introduit entre les symboles OFDM. La durée totale du symbole peut être formulée par $T_{\text{total}} = T_g + T_n$, où T_g est la durée de l'intervalle de garde. L'interférence inter-symbole ISI peut être facilement enlevée en gardant l'intervalle de garde plus long que le retard de propagation par trajets multiples.

Les configurations d'un émetteur et d'un récepteur OFDM sont illustrées dans les Figure respectives 3.11 et 3.12.

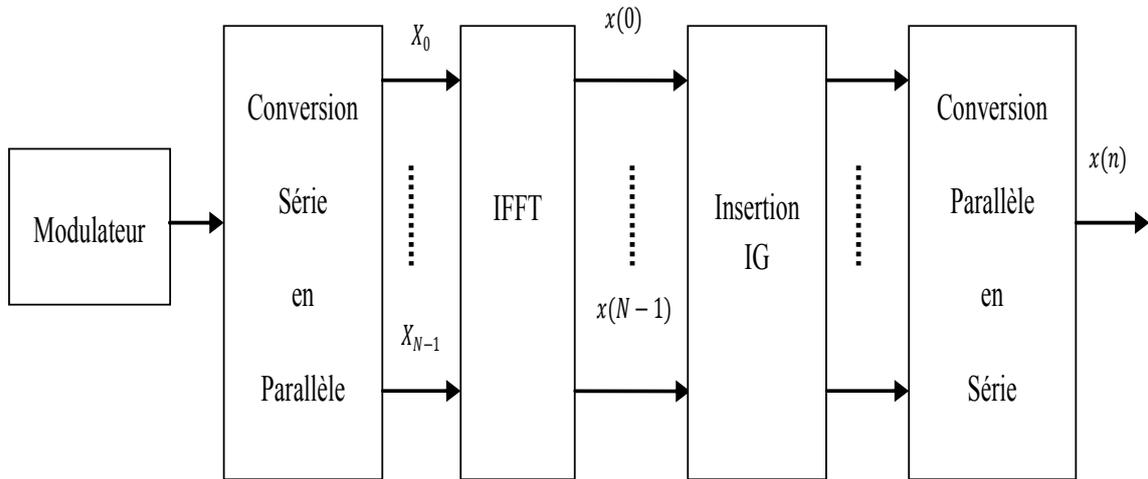


Figure 3. 11. Système émetteur-OFDM.

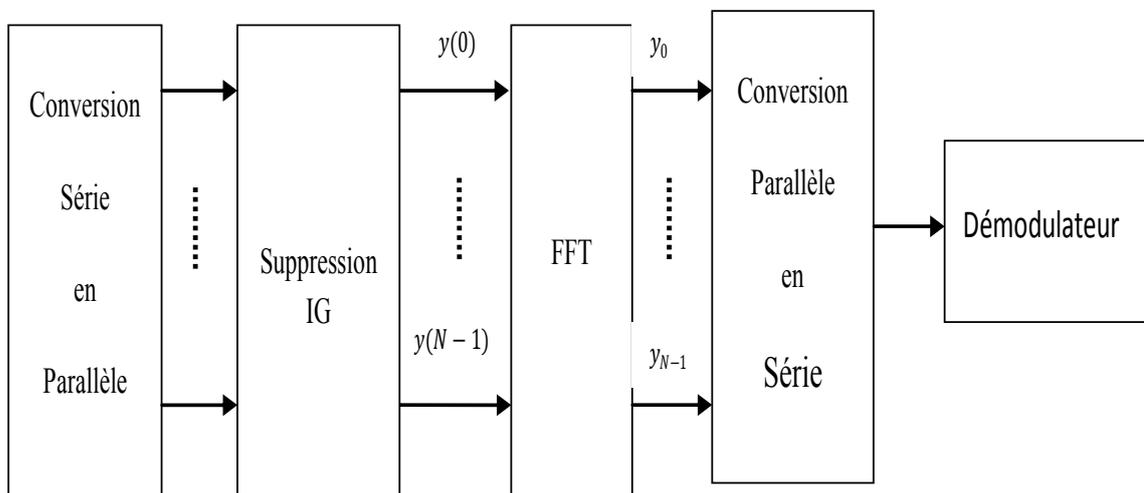


Figure 3. 12. Système récepteur-OFDM.

Au niveau du récepteur, le processus inverse de l'émetteur se produit. La transformée de Fourier rapide (FFT: Fast Fourier Transform) est utilisée pour démoduler le signal OFDM.

En générale, les systèmes OFDM dispersent les erreurs en rafale produites par les évanouissements intenses dans le canal CPL en sous canaux séparés, ce qui permet d'éliminer leur influence. L'utilisation d'un codage de canal dans un système OFDM offre la possibilité d'améliorer la robustesse face aux dépréciations du canal CPL.

III.5.2. Technique COFDM

Les performances et les fonctionnalités offertes par l'OFDM peuvent être encore améliorées en les associant à un schéma de codage. Selon [130], le schéma de codage peut être choisi pour un système de communication afin de satisfaire les exigences d'une transmission plus fiable c.-à-d. une transmission avec une probabilité d'erreur plus faible. Lorsque l'OFDM est combinée à un schéma de codage de canal, cette technique est appelée OFDM Codée (COFDM: Coded OFDM). COFDM, est un terme utilisé pour un système dans lequel les processus de codage correcteur d'erreur ((CCE) ou (FEC: Forward Error Correction)) et de modulation OFDM travaillent en étroite collaboration. Il a été prouvé que le COFDM est plus immunisé contre le bruit impulsif, le bruit aléatoire, la distorsion à trajets multiples, les évanouissements et les interférences [131].

Les codes correcteurs d'erreur sont conçus de manière à être utilisés non seulement pour détecter la présence d'erreurs, mais aussi pour corriger les erreurs, ce qui évite le recours au processus de retransmission [132]. Le CCE cherche essentiellement à impliquer un certain degré de redondance dans l'information transmise, ces redondances peuvent être ensuite utilisées par le récepteur pour ajuster les erreurs de transmission qui résultent de la perturbation du canal et du bruit.

Une solution pratique et simple consiste à combiner un codage de canal de type code convolutif au système OFDM. Cette solution est considérée dans ce présent travail pour offrir une amélioration des performances d'un canal CPL.

Les codes convolutifs sont la forme d'encodage la plus courante dans les systèmes pratiques. Par exemple, les systèmes WLAN (Wireless Local Area Networks -IEEE 802.11a/g) [133], UWB (Ultra Wideband -IEEE 802.16 et ECMA) [134] utilisent un codage convolutif. La sortie du codeur peut être perforée pour obtenir des codes de taux plus élevés.

Un code convolutif est spécifié par les paramètres (n, k, K) . Le paramètre k est le nombre d'entrées du codeur, tandis que le paramètre n est le nombre de sorties et K est la longueur de la contrainte ou la longueur de la fenêtre. Le taux de codage $R_c = \frac{k}{n}$ détermine le nombre de bits de sortie de données par bit d'entrée codé. La performance d'un code convolutif dépend de la longueur de la contrainte et du taux de codage. Plus la longueur de la contrainte est longue, plus le code est puissant et le gain de codage est meilleur. Cependant, la complexité du décodeur et le retard de décodage augmentent tous deux avec une augmentation de K . Un taux de codage plus petit correspond à un code plus puissant en raison de la redondance élevée de l'information codée.

Généralement, une séquence d'entrée $u^{(i)}$, pour $i = 0, 1, 2, \dots, (k-1)$, entre bit par bit dans un registre à décalage de longueur K jusqu'à l'obtention de k ensembles différents de séquences de registres à décalage. Chaque séquence de sortie $v^{(j)}$, pour $j = 0, 1, 2, \dots, (n-1)$ est générée en utilisant le calcul suivant :

$$v^{(j)} = u^{(1)} * g_1^{(j)} + \dots + u^{(i)} * g_i^{(j)} + \dots + u^{(k)} * g_k^{(j)} \quad (3.13)$$

Où le signe "*" symbolise l'opération de convolution et $g_i^{(j)}$ est la séquence du générateur de la sortie $v^{(j)}$ associée à la séquence d'entrée $u^{(i)}$.

La convolution peut être également effectuée par une multiplication polynomiale qui est faite par des registres à décalage. Les coefficients de la multiplication polynomiale $u^{(i)}(D) \cdot g_i^{(j)}(D)$ sont les composantes du vecteur $u^{(i)} * g_i^{(j)}$. Le mot de code de multiplication polynomiale est donné par :

$$v(D) = v^{(0)}(D^n) + Dv^{(1)}(D^n) + \dots + D^{n-1}v^{(n-1)}(D^n) \quad (3.14)$$

Les données sont codées avec un codeur convolutif $K = 7$ avec un taux de code $\frac{1}{2}$. Le codeur utilise l'ensemble des matrices génératrices: g_1 et g_2 . La liste complète des paramètres du codeur se trouve dans le Tableau 3.5.

Tableau 3. 4. Paramètres du codeur convolutif.

Paramètre	Valeur
k	1
n	2
K	7
g_1	[1 1 1 1 0 0 1]
g_2	[1 0 1 1 0 1 1]

La Figure 3.13 montre le codeur convolutif utilisé. En représentation octale, le codeur est appelé encodeur (133, 171).

La séquence d'entrée $u = (u_0, u_1, u_2, \dots)$ est introduite dans un registre à décalage d'état à six mémoires bit par bit. Après la convolution avec les deux polynômes générateurs de codage, les séquences de sortie $v^{(0)} = (v_0^{(0)}, v_1^{(0)}, v_2^{(0)})$ et $v^{(1)} = (v_0^{(1)}, v_1^{(1)}, v_2^{(1)})$ sont obtenues. Le flux de sortie final qui est l'information de parité est simplement une concaténation de bits des deux sorties bit par bit.

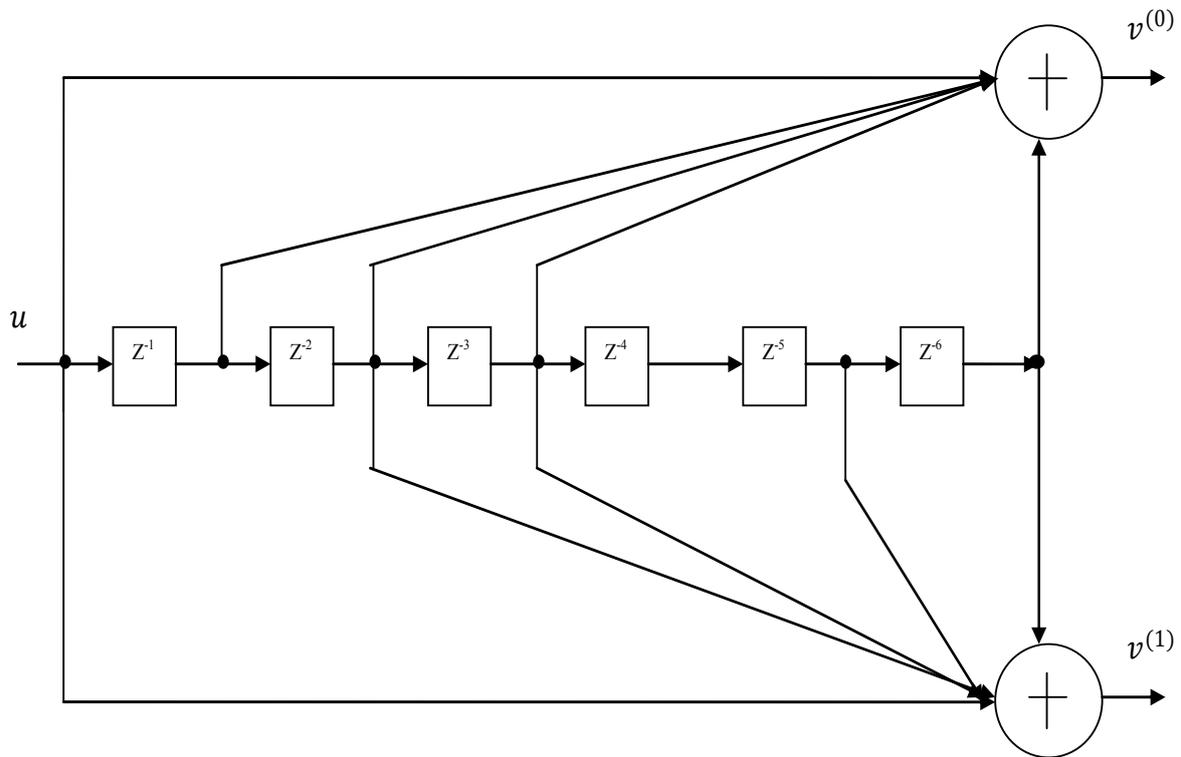


Figure 3. 13. Codeur convolutif (133,171).

Considérons les rafales de bruit dans un système CPL, le flux binaire codé doit être entrelacé avant la modulation pour fournir la robustesse contre les erreurs en rafale. L'algorithme d'entrelacement permet de résoudre ce problème des erreurs en rafale qui peuvent survenir par les bruits impulsifs, en réarrangeant les bits de données pour que les erreurs soient distribuées dans les données transmises. Ce processus rend les systèmes de codage capables de corriger les erreurs en rafale, et par conséquent le décodeur voit les erreurs causées par les rafales de bruit impulsif comme des erreurs indépendantes qui sont plus facile à corriger.

III.5.3. OSTBC-OFDM codé

L'existence de plusieurs conducteurs dans les infrastructures de ligne électrique, donne lieu à l'idée de multiples canaux de transmission spatiale. Par conséquent, de multiples signaux de données différentiels entre plusieurs conducteurs peuvent être construits, ce qui permet de transmettre plusieurs signaux de données en même temps. La transmission MIMO

dans de multiples canaux CPL spatiaux exploite la diversité spatiale pour améliorer la fiabilité et la performance de la transmission dans ce support par rapport à la transmission conventionnelle SISO. Les méthodes de la diversité spatiale les plus prometteuses proviennent de la famille des codes de treillis spatio-temporels (STTC) [135] et de la famille des codes de blocs spatio-temporels (STBC) [136].

Dans cette thèse, le codage STBC est employé pour la simple raison qu'il est facile à concevoir et simple à décoder en retenant un décodeur de maximum de vraisemblance basé sur la combinaison linéaire des signaux reçus.

Les systèmes MIMO codés employant les codes STBC peuvent être facilement combinés avec la modulation OFDM produisant un système de faible complexité avec une fiabilité accrue par rapport à son homologue SISO.

Dans cette section, nous étendons les systèmes COFDM de sorte que les N_t ports d'émission et les N_r ports de réception sont incorporés afin d'exploiter la diversité spatiale. Le système proposé utilise un codage de canal (code convolutif- Entrelaceur de bit- Modulateur) comme code externe concaténé avec le code OSTBC (Orthogonal-OSTBC) interne, comme représenté dans la Figure 3.14.

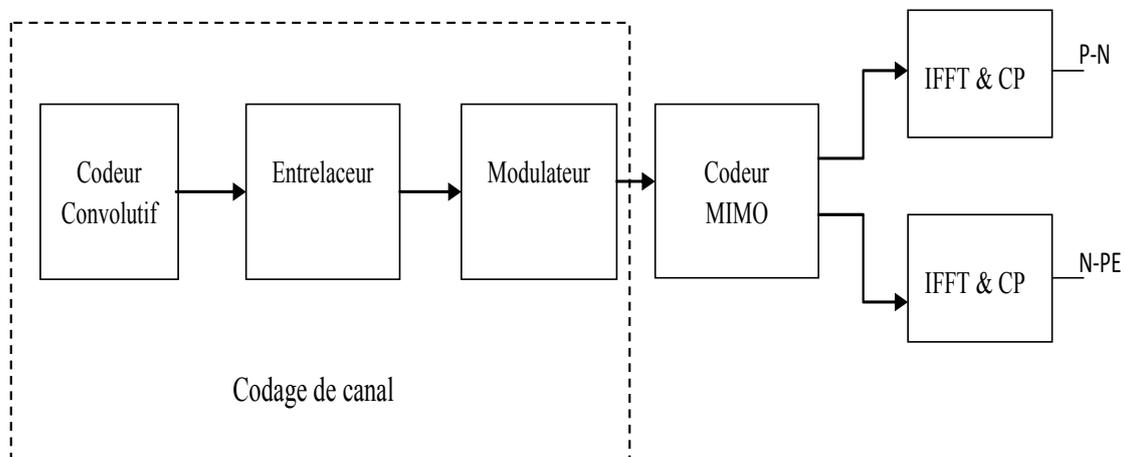


Figure 3. 14. Schéma du système proposé.

Pour un système de latence réduite, nous définissons la longueur du mot de code N_{lens} comme suit (eq. 3.15), pour que le mot de code soit adapté au système OFDM.

$$N_{lens} = N \log_2 M \quad (3.15)$$

Après avoir effectué le processus de codage de canal, les symboles sont convertis de série en parallèle pour générer les N_s -OFDM blocs. Ensuite, le code spatio-temporel code les blocs de symboles de longueur N_{lens} , où chaque bloc est un point de constellation complexe. Le vecteur résultant après l'application d'un code OSTBC est donné par un vecteur désigné par $MN \times 1$:

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ \vdots \\ X_{N_s} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Où chaque X_i est un vecteur ($N \times 1$) de symboles de canal. La sortie du codeur est une matrice orthogonale G , de dimension ($NN_t \times N_s$).

$$G = \begin{bmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \cdots & c_{N_s}^1 \\ c_1^2 & c_2^2 & \cdots & c_{N_s}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1^{N_t} & c_2^{N_t} & \cdots & c_{N_s}^{N_t} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Où chaque symbole OFDM c_t^i est transmis à partir du $i^{\text{ème}}$ port de transmission à l'intervalle de temps t et il est composé d'une combinaison linéaire de (X_1, \dots, X_{N_s}) et de leurs conjugués.

Tous les symboles OFDM dans la même colonne de la matrice G sont transmis simultanément par tous les ports d'émission et tous les symboles OFDM dans la même ligne de la matrice G sont transmis dans des intervalles de temps consécutifs.

Dans notre travail, le système considéré comprend deux ports d'émission et deux ports de réception ($N_t = N_r = 2$). Le schéma de codage MIMO correspond alors à celui d'Alamouti STBC code de taux $2/2$ [136]. La sortie de ce codeur OSTBC est exprimée par la matrice orthogonale :

$$G_{2/2} = \begin{bmatrix} X_1 & -X_2^* \\ X_2 & X_1^* \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Les mots de code résultants de l'approche proposée sont mappés à travers tous les ports transmis ainsi que par différents périodes d'OFDM. Par conséquent, le système permet d'exploiter la diversité complète.

Le signal reçu à la $n^{\text{ième}}$ sous-porteuse est donné par :

$$Y_n = H_n G_n + b_n \quad (3.19)$$

Y_n est une matrice ($N_r \times N_s$) reflétant les signaux reçus aux bornes des N_r pendant la signalisation de symbole N_s -OFDM, G_n est une matrice générée ($N_r \times N$) en remplaçant chaque vecteur c_t^i dans l'équation (3.17) avec son $n^{\text{ième}}$ élément et b_n est la matrice de bruit. L'équation (3.19) montre que la modulation OFDM transforme le canal MIMO sélectif en fréquence en N canaux MIMO orthogonaux ($N_r \times N_t$) à évanouissement plat. Le décodage maximum de vraisemblance pour tout STBC est basé uniquement sur le traitement linéaire au niveau du récepteur en raison de la structure orthogonale de G .

Lorsque le codeur $G_{2/2}$ OSTBC est appliqué, dans un premier temps, tous les symboles OFDM de la première colonne $[X_1 \ X_2]$ de G sont transmis sur les deux ports simultanément. A l'instant suivant les symboles $[-X_2^* \ X_1^*]$ sont transmis simultanément via le port un et deux respectivement. Les signaux reçus au port i pendant la première et la deuxième période OFDM sont donnés par :

$$y_{i,n}[1] = H_{i,1,n}X_{1,n} + H_{i,2,n}X_{2,n} + b_{i,n}[1]. \quad (3.20)$$

$$y_{i,n}[2] = -H_{i,1,n}X_{2,n}^* + H_{i,2,n}X_{1,n}^* + b_{i,n}[2] \quad (3.21)$$

Notez que $y_{i,n}[1]$ contient les symboles $X_{1,n}$ et $X_{2,n}$, alors que $y_{i,n}[2]$ contient leurs conjugués. Afin de décoder les symboles transmis, nous devons découpler $X_{1,n}$ et $X_{2,n}$ à partir du système d'équations 2×2 ci-dessus (3.20 et 3.21). Ceci est réalisé en effectuant les opérations suivantes [137]:

$$y'_{1,n} = y_{i,n}[1]H_{i,1,n}^* + (y_{i,n}[2])^*H_{i,2,n} \quad (3.22)$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^2 |H_{i,j,n}|^2 \right) X_{1,n} + b'_{1,n} \quad (3.23)$$

$$y'_{2,n} = y_{i,n}[1]H_{i,2,n}^* - (y_{i,n}[2])^*H_{i,1,n} \quad (3.24)$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^2 |H_{i,j,n}|^2 \right) X_{2,n} + b'_{2,n} \quad (3.25)$$

Les équations (3.23) et (3.24) indiquent que le code Alamouti STBC transforme le canal 2×1 d'origine en deux canaux SISO indépendants, dont chacun a un ordre de diversité de deux. Ainsi, si l'un des canaux SISO est altéré, l'autre canal peut toujours fournir une liaison fiable pour chaque symbole transmis. D'un autre côté, dans un système SISO conventionnel, il n'y a qu'une seule liaison, qui peut être sévèrement atténuée par les effets nocifs du canal.

Le décodeur OSTBC peut facilement être étendu à l'utilisation de N_r ports de réception. Il est relativement facile de voir qu'après le décodage de maximum de vraisemblance, le canal effectif pour $X_{1,n}$ et $X_{2,n}$ devient :

$$y'_{i,n} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^2 |H_{i,j,n}|^2 \right) X_{i,n} + b'_{i,n} \quad i = 1, 2 \quad (3.26)$$

Évidemment, le code Alamouti STBC transforme le canal $2 \times N_r$ original en deux canaux scalaires indépendants, chacun ayant un ordre de diversité $2N_r$ (diversité spatiale complète). Le codage Alamouti présenté précédemment est appliqué dans l'espace et le temps. Un codage espace-fréquence est également possible. Dans ce cas, les deux symboles de transmission ne sont pas affectés à deux instances de temps mais sont affectés à deux sous-porteuses adjacentes au même instant, dont les lignes de la matrice dans l'équation (3.18) se réfèrent aux sous porteuses.

Comme expliqué dans la sous-section précédente, le schéma d'Alamouti est un code en bloc orthogonal spatio-temporel ou spatio-fréquentiel pour deux ports d'émission. Il existe également des codes de blocs orthogonaux espace-temps ou espace-fréquence pour plus de deux ports de transmission. La référence [138] développe un code espace-temps à diversité complète pour un nombre arbitraire de ports de transmission. La Figure 3.15 montre le diagramme du schéma d'Alamouti. Le codage OSTBC-OFDM est illustré en utilisant la première sous-porteuse comme exemple.

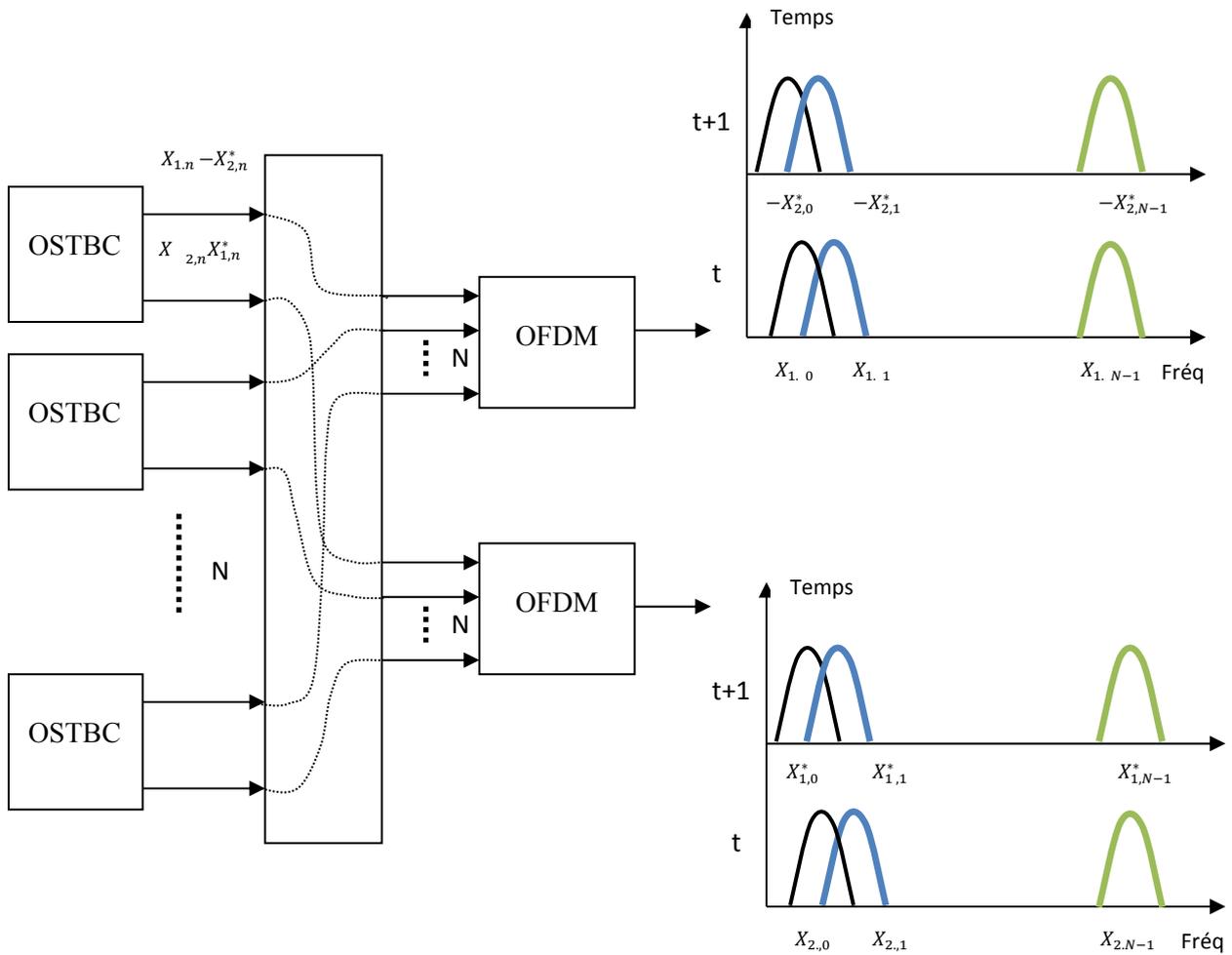


Figure 3. 15. MIMO-OSTBC-OFDM.

III.6. Résultats de simulation

Dans cette section, nous fournissons des résultats de simulation pour montrer les performances du système de communication CPL proposé sous l'effet de bruit SαS. Dans la simulation, la configuration 2×2 de codeur Alamouti-OSTBC pour le canal MIMO-CPL est adoptée. Le système OFDM est implémenté en utilisant $N = 512$ sous-porteuses et CP (cyclic prefix) = 128. Nous avons utilisé un codeur convolutif de taux 1/2 et un schéma de modulation 16-QAM.

Les valeurs des paramètres du modèle alpha-stable ont dû être définies en fonction du scénario à simuler. Dans la présente étude, nous avons choisi comme cas d'étude, l'environnement résidentiel précédemment décrit dans la section III.3.

Les impacts de la variation du degré d'impulsivité de bruit $S\alpha S$ sur le système OSTBC-OFDM codé sont étudiés et comparés au cas de bruit Gaussien et de bruit de Middleton (α proche de 2). Les différents scénarios de bruit $S\alpha S$ envisagés dans l'évaluation du système proposé est résumé dans le Tableau 3.6.

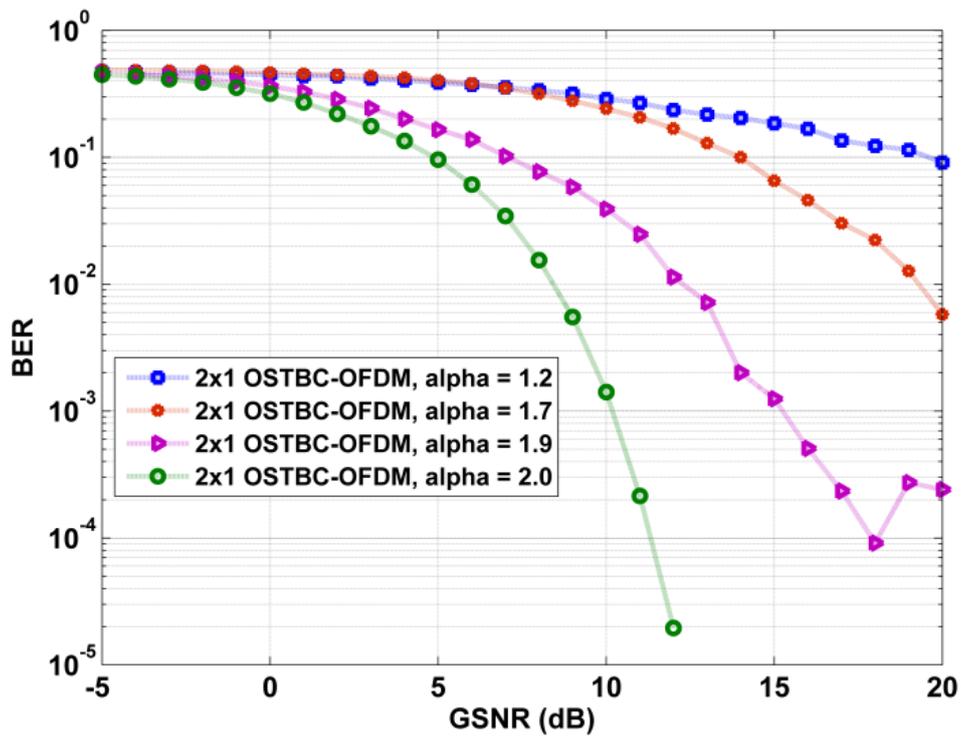
Tableau 3. 5. Scénario de bruit.

Scénario	Valeur de α
Fortement perturbé	1.0
moyennement perturbé	1.5, 1.7
Faiblement perturbé	1.9, 2.0

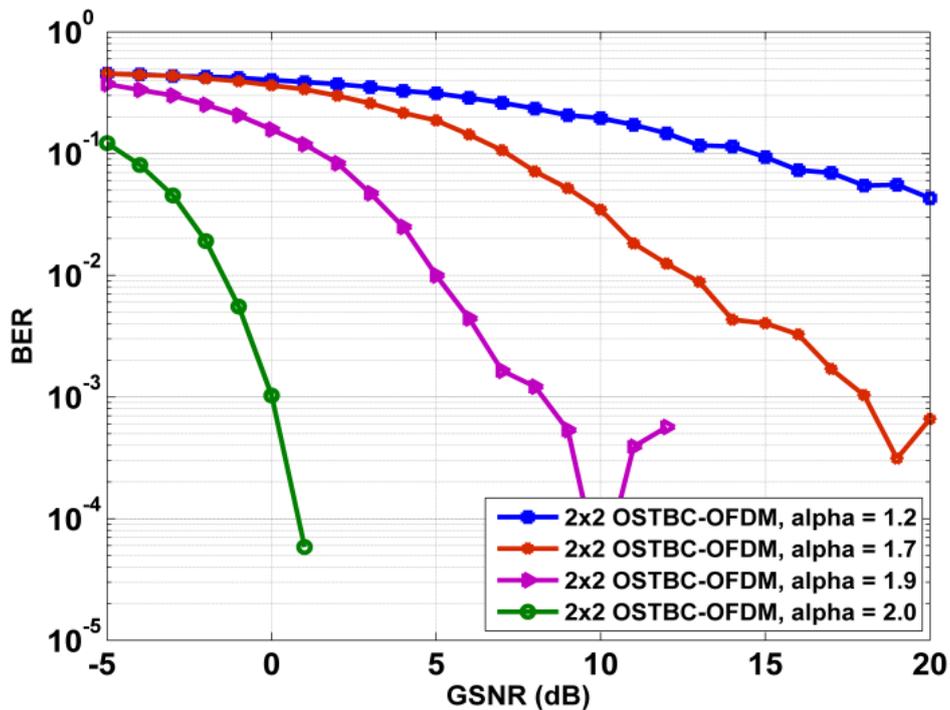
III.6.1. Performances en termes de taux d'erreur binaire

En premier lieu, les performances du système OSTBC-OFDM non codé sont évaluées en termes de taux d'erreur binaire BER (Bit-Error-Rate) en fonction du GSNR. Deux configurations MIMO ont été considérées et comparées: la configuration 2×1 MIMO-CPL où seulement la diversité d'émission est utilisée (Figure 3.16 (a)) et la configuration 2×2 MIMO-CPL où la diversité d'émission et de réception (Figure 3.16 (b)) sont envisagées.

La Figure 3.16 permet d'analyser le comportement du système dans ces deux configurations. En supposant le même degré d'impulsivité nous pouvons observer que le schéma 2×2 OSTBC-OFDM donne de meilleures performances que le schéma 2×1 OSTBC-OFDM. Ce résultat indique que le codeur OSTBC, doté d'un ordre de diversité plus grand ($N_t \times N_r$) offre des performances accrues. Un BER réduit et un gain significatif sont obtenus par l'application de 2×2 OSTBC-OFDM dans un environnement de communication CPL.



(a) Configuration 2×1 MISO-CPL

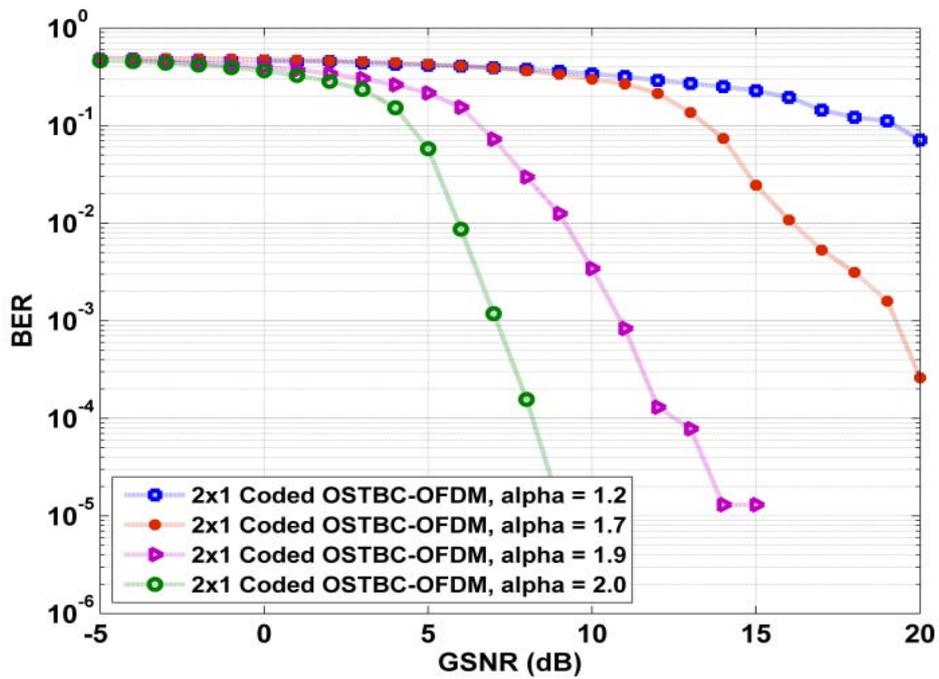


(b) Configuration 2×2 MIMO-CPL

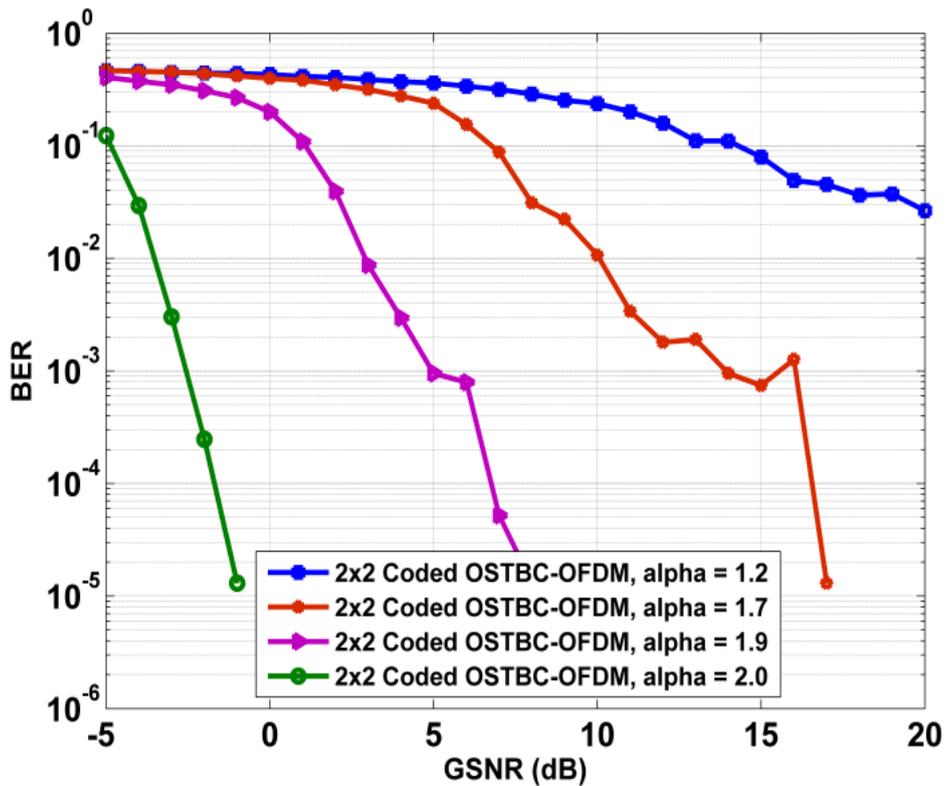
Figure 3. 16. Performances en termes de BER de l'OSTBC-OFDM non codé basé sur MIMO-CPL sous un bruit SaS avec différents degrés d'impulsivité (α).

Ainsi, l'effet sévère du bruit impulsif dans les systèmes CPL basés sur OSTBC-OFDM est évident pour les deux configurations. Dans un canal de ligne électrique fortement perturbé par un bruit impulsif, c'est-à-dire où la valeur du paramètre α est plus petite, les performances du système OSTBC-OFDM non codé sont fortement dégradées. Le bruit impulsif dans les environnements moyennement et faiblement perturbés peut produire des améliorations raisonnablement élevées. Dans la Figure 3.16, le BER diminue relativement par augmentation de la valeur de α . On peut voir également une augmentation du gain GSNR entre deux ports récepteurs et un port récepteur par l'augmentation de la valeur du paramètre α . Donc la performance s'améliore dans l'ordre élevé du gain de diversité et avec une valeur plus élevée de α , correspondant à un système faiblement perturbé.

Afin de parvenir à une communication fiable via les réseaux CPL, un schéma de codage de canal peut être associé au système OSTBC-OFDM. La Figure 3.17 montre les améliorations des performances apportées au canal CPL en termes de BER par l'utilisation d'OSTBC-OFDM codé sous les mêmes conditions de bruit $S\alpha S$ considérées dans la présente étude. Les résultats obtenus montrent également que lorsque la valeur de α augmente, les performances en BER du système codé sont améliorées dans les deux configurations 2×1 (Figure 3.17 (a)) et 2×2 (Figure 3.17 (b)) par rapport au schéma OSTBC-OFDM non codé. Ce résultat s'explique par le pouvoir de la protection de lutte contre le bruit $S\alpha S$ introduit par le codage de canal. En comparant les deux configurations dans cette figure, nous pouvons observer également que le système 2×2 OSTBC-OFDM codé fournit un gain d'environ 3 dB avec $\alpha = 1.7$ pour un BER de 10^{-3} .



(a) Configuration 2×1 MISO-CPL.



(b) Configuration 2×2 MIMO-CPL.

Figure 3. 17. Performances en termes de BER de l’OSTBC-OFDM non codé basé sur MIMO-CPL sous un bruit $S\alpha S$ avec différents degrés d’impulsivité (α).

A partir des deux Figures 3.16 et 3.17, On observe clairement que dans les mêmes conditions, en termes de GSNR, le BER est nettement plus élevé dans le cas de bruit impulsif intense (valeurs de α plus petites) que celui obtenue dans le cas de bruit gaussien ($\alpha = 2$). En comparant les tracés dans différents scénarios de bruit, on peut conclure que la diminution des valeurs de α dans le processus de bruit $S\alpha S$, entraîne des performances plus faibles du système proposé que son homologue Gaussien. Une telle dégradation est due à une plus grande dispersion dans les échantillons de bruit produits par le modèle α -stable.

La Figure 3.18 établie une comparaison en terme de BER entre MIMO-CPL codé et SISO-CPL sous l'effet de bruit $S\alpha S$ dans le cas du bruit proche du Gaussien (α proche de 2) et dans le cas de bruit pratique en milieu résidentiel ($\alpha = 1.5$).

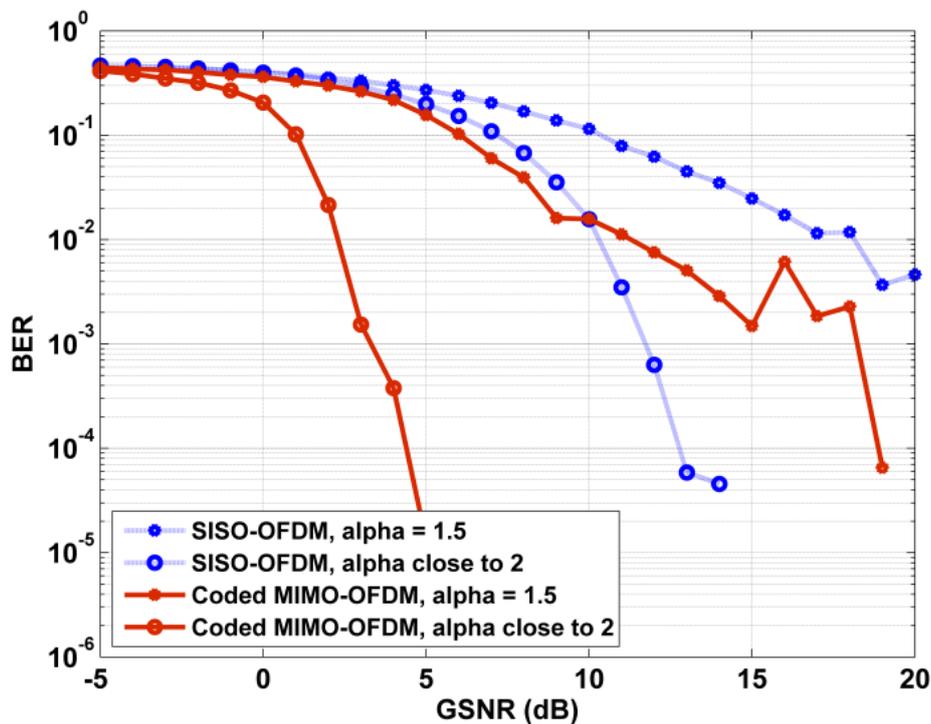


Figure 3. 18. Comparaison en terme de BER entre MIMO-CPL codé et SISO-CPL sous l'effet de bruit $S\alpha S$ dans le cas de bruit proche du gaussien (α proche de 2) et dans le cas de bruit pratique ($\alpha = 1.5$).

L'estimation du paramètre α dans [87] pour le bruit généré par le modèle de bruit, largement utilisé pour le système CPL, de Middleton classe A, le paramètre estimé α est proche de 2. Nous considérons dans cette simulation seulement deux conditions de bruit à savoir le cas où α est proche de 2 (proche du bruit Gaussien) comparé au cas pratique pour l'environnement CPL résidentiel où $\alpha = 1.5$, afin de montrer la surestimation des performances du système proposé OSTBC codé basé MIMO-OFDM dans les communications sur les lignes d'alimentation. La dégradation sévère des performances résultante observée sur La Figure 3.18 est due à la dispersion plus élevée du bruit de queue lourde produite par le modèle $S\alpha S$ par rapport au cas proche du bruit Gaussien. Les résultats de la Figure 3.18 montrent les performances du système MIMO-OFDM codé dans l'environnement CPL d'une manière plus réaliste et précise. A $BER = 10^{-4}$, et dans le cas où $\alpha = 2$, environ 14 dB de GSNR se sont divergé des performances les plus réalistes (cas où $\alpha = 1.5$).

Nous terminons la présente section en insistant sur le fait que nous avons validé l'impact de bruit sur les performances de communication du système proposé d'une manière plus réaliste. Dans toutes les conditions de bruit considérées, les résultats obtenus montrent la supériorité des performances des communications MIMO-OFDM codé sur le canal CPL.

III.6.2. Performances en termes de débit

Dans cette section, les résultats de simulation du schéma de communication proposé en termes de débit en fonction du GSNR sur un canal CPL bruité sont présentés.

La Figure 3.19 illustre le débit binaire en fonction du GSNR pour les techniques SISO et MIMO-OSTBC sur OFDM-CPL dans deux scénarios de bruit, correspondant à $\alpha = 1.5$ et α est proche de 2.

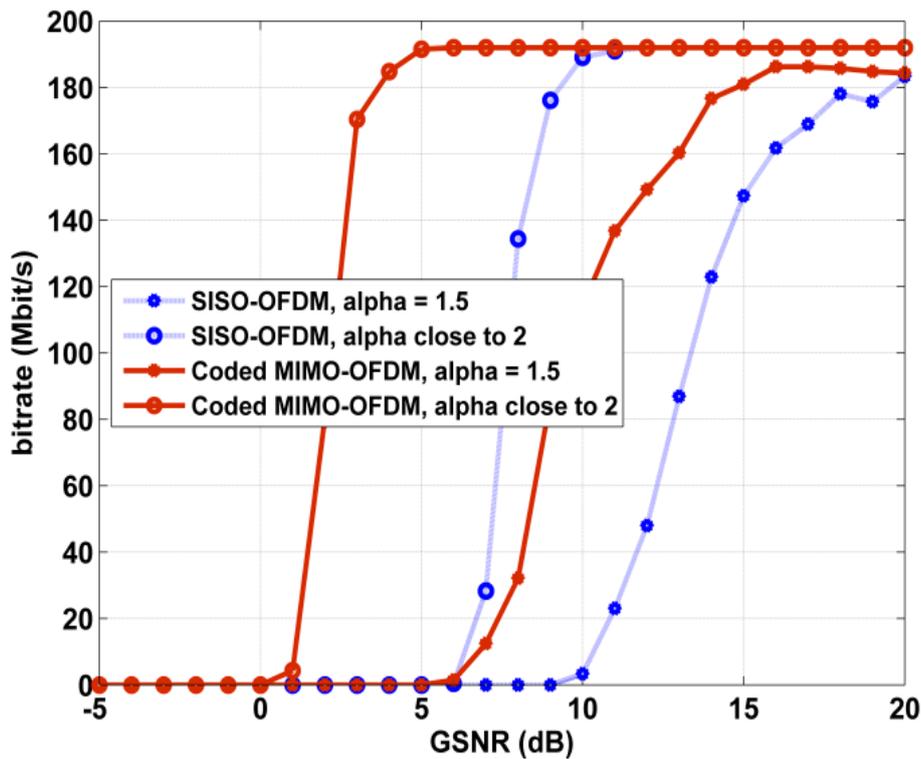


Figure 3. 19. Comparaison en termes de débit de MIMO-OSTBC et SISO basé sur OFDM-PLC sous bruit $S \alpha S$ dans le cas de bruit proche du gaussien (α proche de 2) et dans le cas de bruit pratique ($\alpha = 1.5$).

Généralement, pour les valeurs basses et moyennes du GSNR, il y a une augmentation significative de débit pour le système MIMO OSTBC par rapport au système SISO. En effet, pour un GSNR donné notamment dans l'intervalle des valeurs basses et moyennes du GSNR, cette figure montre que pour les deux schémas MIMO et SISO, le système PLC est confronté à une forte diminution du débit dans le cas de bruit pratique ($\alpha = 1.5$) par rapport au cas de bruit proche du Gaussien (α proche de 2). En conséquence, dans la communication CPL, le bruit impulsif lourd dégrade les performances globales du système et cette dégradation dépend largement du degré d'impulsivité.

III.7. Conclusion

Les techniques MIMO ont été largement exploités dans les systèmes radios. Dans ce chapitre, l'application de cette technologie aux transmissions CPL a été étudiée de manière

approfondie. En particulier un modèle de canal statistique a été présenté afin de reproduire des conditions adaptées aux communications MIMO. Nous avons également présenté une description détaillée du modèle de bruit adopté pour émuler le comportement réaliste du bruit dans les systèmes CPL.

Le modèle de canal MIMO CPL présenté dans ce chapitre servira de base à la simulation réaliste du système de communication MIMO-CPL proposé afin de tirer les bénéfices potentiels de MIMO dans les réseaux CPL d'une manière précise.

Nous avons évalué les performances du schéma MIMO-OFDM basé sur OSTBC codé sur un système de communication CPL sous le bruit α -stable symétrique. Similairement à d'autres systèmes de communication, les résultats de simulation ont montré que l'association de codage de canal et d'entrelacement peut améliorer les performances du système OSTBC-MIMO-OFDM, mais en raison de la perturbation lourde inhérente au milieu CPL, les améliorations réalisables sont généralement très limitées par rapport au cas où le bruit ajouté est supposé Gaussien pour lequel des améliorations significatives sont apportées au système proposé.

Les résultats des simulations ont montré l'efficacité de l'application d'un modèle de bruit réaliste dans la conception de communications via un système CPL, dont le but principal est de développer un système de communication réaliste à travers les lignes électriques.

Dans la suite de ce travail, l'essence de l'analyse présentée dans ce chapitre peut être étendue à d'autres classes de codes telles que les codes de contrôle de parité à faible densité (LDPC: Low Density-Parity-Check-Code), afin d'atténuer de manière significative le bruit impulsif lourd.

Chapitre IV

Amélioration des transmissions sur les systèmes de communications CPL

Sommaire

IV.1. Introduction	107
IV.2. Codes Low Density Parity Check.....	108
IV.2.1. Avancées majeures des codes LDPC.....	108
IV.2.2. Concepts de base des codes LDPC	109
IV.2.2.1. Représentation des codes LDPC	109
IV.2.2.2. Codes LDPC réguliers et irréguliers.....	111
IV.2.2.3. Construction des codes LDPC.....	112
IV.2.2.4. Processus d'encodage LDPC	113
IV.2.2.5. Processus de décodage LDPC.....	114
IV.2.2.6. Décodage itératif basé message-passing	116
IV.3. Codes QC-LDPC	117
IV.4. Technique proposée.....	118
IV.4.1. Approche de conception du code QC-LDPC	118
IV.5. Codage de canal hybride basé MIMO-OFDM.....	123
IV.6. Résultats et évaluation des performances	123
IV.6.1. Performances en termes de taux d'erreur binaire	124
IV.6.2. Analyse de la constellation	128
IV.6.3. Performances en termes de débit	129
IV.7. Conclusion.....	130

IV.1. Introduction

La fiabilité des communications dans les systèmes CPL reste un problème ouvert, principalement lorsque le bruit impulsif se produit. Par conséquent, des recherches supplémentaires doivent être explorées dans ce domaine, pour assurer une communication efficace et robuste à travers les lignes électriques.

Récemment, les codes LDPC (Low Density Parity Check) ont suscité un grand intérêt en raison de leurs performances excellentes sur la correction des erreurs dans de nombreuses applications. QC-LDPC (Quasi Cyclic-Low Density Parity Check) est la classe la plus prometteuse de ces codes linéaires, qui présente une faible complexité et une grande capacité à conquérir le bruit.

À la lumière de cela, un schéma de codage hybride (HC: Hybrid Coding) est proposé dans ce chapitre pour atteindre plus d'efficacité et de robustesse contre la particularité sévère du bruit non Gaussien. La technique HC proposée est basée sur la concaténation du Code Convolutif (CC) et du code QC-LDPC, qui sont liés par un Entrelaceur de bit.

Ainsi le système global proposé fait recours à l'implémentation de ce processus de codage hybride dans le système OSTBC-OFDM, basé MIMO-CPL et présenté dans le chapitre précédent. Le système proposé est nommé 'HC-MIMO-OFDM'.

En outre, afin de décrire précisément le système et permettre par conséquent le dévoilement des caractéristiques réalistes du canal et du bruit, le modèle du canal MIMO-CPL et le modèle de bruit $S\alpha S$ sont adoptés pour éviter la surestimation des performances globales du système proposé.

Dans ce chapitre, nous étudierons les performances du système proposé HC-MIMO-OFDM basé OSTBC pour améliorer et fiabiliser les performances des transmissions sur le réseau CPL dans un scénario de bruit impulsif intense. En conséquence, les simulations sont effectuées pour analyser l'influence de la variation du degré d'impulsivité sur le système HC-MIMO-OFDM dans CPL.

IV.2. Codes Low Density Parity Check

Les codes de contrôle de parité à faible densité (LDPC), également connus sous le nom de codes de Gallager, sont un type de codes correcteurs d'erreur linéaires en block, proposé par Gallager [139]. Cependant, en raison de la limitation computationnelle du hardware, ces codes n'ont pas suscité un grand intérêt pour la communauté scientifique qu'après les travaux de [140, 141] qui ont montrés les avantages des codes en block linéaires avec des matrices de contrôle de parité à faibles densités.

Ce type de schéma de codage comporte l'utilisation d'une représentation graphique et des algorithmes de décodage itératif. Ils se sont révélés être des codes correcteurs d'erreurs avancés, les plus performants notamment dans les canaux Gaussiens. Les codes LDPC ont été adoptés dans divers standards, comme DVB-S2 [142], IEEE802.11n [143], IEEE802.16e [144], and CMMB [145].

Dans cette section, nous fournissons une étude fondamentale des codes LDPC, qui inclut les concepts de base de ces codes, à savoir leur représentation, leur classification, leur construction, les processus d'encodage et de décodage.

IV.2.1. Avancées majeures des codes LDPC

Les codes LDPC présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de codage de canal :

- Le schéma de décodage des codes LDPC est un processus itératif basé sur une matrice clairsemée avec une faible complexité de calcul. C'est le principal facteur contribuant au succès des codes LDPC.
- Les codes LDPC ont de bons spectres de distance de Hamming. C'est un avantage important par rapport aux autres codes correcteurs d'erreurs puissants, ce qui permet de les utiliser dans des applications qui demandent un faible taux d'erreur binaire, comme les communications filaires et les communications dans l'espace.

- Finalement l'avantage le plus important pour le cas des transmissions sur le canal CPL réside dans la caractéristique de résistance des codes LDPC aux erreurs en rafale, qui sont produits notamment par les bruits impulsifs. Effectivement les bits d'un symbole impliqué dans la même équation de contrôle de parité sont éloignés l'un de l'autre, en conséquence les erreurs en rafale n'ont guère d'influence sur la performance du système.

IV.2.2. Concepts de base des codes LDPC

IV.2.2.1. Représentation des codes LDPC

Les codes LDPC appartiennent à la classe des codes linéaires en blocs et leur avantage réside directement dans le fait que la matrice de contrôle de parité H_{LDPC} est clairsemée (sparse), ce qui signifie que seulement quelques-uns des éléments de H_{LDPC} sont non nuls. Pour les codes LDPC, le nombre d'éléments non nul est assez faible par rapport aux éléments zéro, ce qui présente un caractère de faible densité, et par conséquent le schéma de codage correspondant est appelé codage de contrôle de parité à faible densité. Cette matrice de parité est de dimension $(M \times N)$.

Le nombre d'éléments non nuls pour chaque colonne est défini en tant que poids de colonne (w_c) et, de même, le poids de la ligne désigne le nombre d'éléments non nuls pour chaque ligne (w_r).

Outre la représentation matricielle, la structure d'un code LDPC peut être représentée graphiquement par un graphe bipartite (graphe de Tanner) comme représenté sur la Figure 4.1. Ce graphe est constitué des nœuds de parité et des nœuds variables. Un nœud de parité est représenté par une ligne de la matrice de contrôle de parité (équation de contrôle de parité) tandis que le nœud variable est représenté par une colonne de cette matrice (un bit de mot de code). L'ensemble des nœuds variables représente l'ensemble des bits incidents au décodeur.

Alors le graphique inclut M nœuds de parité et N nœuds variables. Sachant que si et seulement si $H_{LDPC}(i, j) = 1$, une liaison doit être établie entre le $i^{ième}$ nœud variable et le $j^{ième}$ nœud de contrôle de parité.

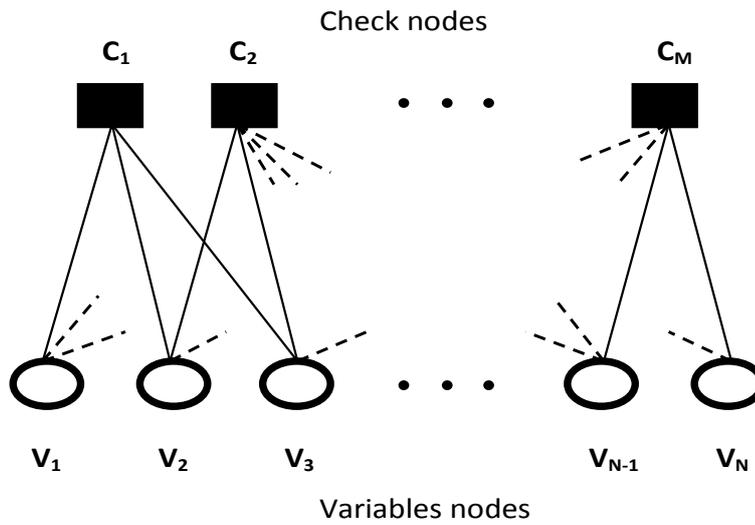


Figure 4. 1. Représentation du graphe bipartite de code LDPC.

Un exemple explicatif d’une matrice de contrôle de parité H_{LDPC} et sa représentation graphique est donnée par la Figure 4.2.

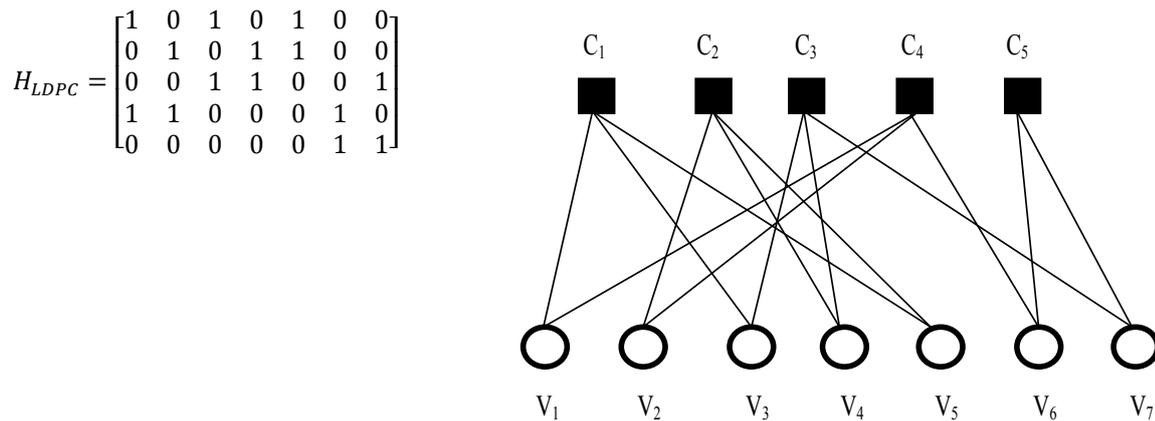


Figure 4. 2. Exemple d’une matrice de contrôle de parité et son graphe bipartite.

Nous pouvons remarquer que les deux définitions des codes LDPC susmentionnées, sont conformes entre elles et peuvent être échangées de manière flexible.

IV.2.2.2. Codes LDPC réguliers et irréguliers

Les codes LDPC peuvent être classés en deux catégories selon que la matrice de contrôle de parité H_{LDPC} a un poids stable ou non de colonne et de ligne.

- **Les codes LDPC réguliers :** Indique que la valeur du poids de la colonne w_c et du poids de la ligne w_r est régulière dans toute la matrice de contrôle de parité; ce qui signifie que le nombre de 1 augmente linéairement avec la longueur de bloc N . Le code LDPC régulier peut être décrit avec (N, w_c, w_r) .
- **Les codes LDPC irréguliers :** Le concept des codes LDPC irréguliers est introduit dans [146]. Ce type de codes montre un nombre différent de 1 pour chaque colonne et ligne dans la matrice de contrôle. Dans le graph de Tanner des codes LDPC irréguliers, le nombre d'équations de contrôle de chaque nœud de bits impliqués dans cette équation est différent du nombre de nœuds de bits pour chaque équation de vérification particulière. LDPC irrégulier peut être exprimé par une distribution appelée distribution de degré (λ, ρ) , dans laquelle λ et ρ sont appelés fonctions de distribution des degrés. Leurs définitions sont les suivantes:

$$\lambda(x) = \sum_{i=1}^{d_v} \lambda_i x^{i-1} \quad (4.1)$$

$$\rho(x) = \sum_{i=1}^{d_c} \rho_i x^{i-1} \quad (4.2)$$

Dans les expressions précédentes, λ_i indique la proportion du nombre d'arrêtes connectés à un nœud variable avec le poids de la colonne de i par rapport au nombre total d'arrêtes, tandis que ρ_i indique la proportion du nombre d'arrêtes connectées à un nœud de contrôle particulier. d_v est le plus grand poids de la colonne et d_c est le plus grand poids de la ligne. Les distributions caractérisant les codes LDPC réguliers est données par:

$$\lambda(x) = x^{d_v-1} \quad (4.3)$$

$$\rho(x) = x^{d_c-1} \quad (4.4)$$

Ainsi, le code LDPC régulier peut être considéré comme un cas particulier des codes LDPC irréguliers.

IV.2.2.3. Construction des codes LDPC

Depuis la redécouverte des codes LDPC, la construction, le décodage, l'analyse des performances et les applications des codes LDPC sont devenus des points focaux de la recherche.

Différentes approches de construction des codes LDPC ont été étudiées et introduites dans la littérature [147-149]. La construction de code LDPC est basée sur différents critères de conception tels que la longueur du mot de code, la distribution des degrés, la circonférence et la distance minimale du code [150-153], pour implémenter un codage et un décodage efficaces, afin d'obtenir des meilleures performances. Une méthode évidente consiste à construire la matrice de parité de façon aléatoire. Ces codes LDPC [154, 155] ont de bonnes performances de correction d'erreur dans le canal AWGN, cependant leur complexité d'encodage était un inconvénient pour leur implémentation. La Construction de codes LDPC efficaces, en termes de capacité de correction d'erreur et de la mise en œuvre hardware, sera toujours un sujet de recherche d'actualité puisqu'ils sont utilisés dans de nombreuses applications de télécommunication. Lors de la conception des systèmes réels, le choix du code utilisé ne peut pas être basé uniquement sur la performance de codage, mais également les exigences hardware doivent être prises en compte. Par conséquent, il est important de développer des codes qui soient capables de fournir des performances accrues sans rendre les processus de codage et de décodage intractables du point de vue de la mise en œuvre.

Pour ces raisons, une classe de codes LDPC, appelés codes quasi-cycliques (QC) LDPC est considérée. Les codes QC-LDPC ont été proposés pour réduire la complexité de la mise en œuvre, tout en obtenant une performance accrue [156, 157].

La classe spécifique des codes QC-LDPC, permet des implémentations hardware efficaces des algorithmes de codage et de décodage, en imposant certaines restrictions dans la structure de la matrice de contrôle de parité, composée de matrices de permutation circulantes [158, 159].

IV.2.2.4. Processus d'encodage LDPC

Puisque les codes LDPC appartiennent à la famille des codes linéaires en blocs, les méthodes de codage communes peuvent être utilisées, qui consistent à multiplier le vecteur de message par la matrice génératrice G_{LDPC} au niveau de l'émetteur.

Ainsi, un mot de code v d'une longueur de N bits est produit par la multiplication du mot non codé u de longueur k bits et de la matrice génératrice G_{LDPC} (G_{LDPC} est de taille $(k \times N)$), le taux de codage est $R = k / N$.

$$v = u \cdot G_{LDPC} \quad (4.5)$$

La matrice de contrôle de parité H_{LDPC} est de taille $M \times N$ où $M = N - k$. Elle définit un ensemble d'équations de contrôle de parité qui doit être satisfait pour l'authentification du mot-code:

$$H_{LDPC} \cdot v^T = 0 \quad (4.6)$$

La matrice génératrice est construite à partir de la transformation systématique de la matrice de contrôle de parité H_{LDPC} à l'aide du pivot de Gauss.

$$H_{LDPC} = [I_k \cdot A] \quad (4.7)$$

Où I_k représente la matrice d'identité de taille $k \times k$,

Alors la matrice génératrice peut être exprimée par :

$$G_{LDPC} = [A^T \cdot I_k] \quad (4.8)$$

La matrice génératrice et la matrice de contrôle de parité sont orthogonales et satisfont:

$$G_{LDPC} \cdot H_{LDPC}^T = 0 \quad (4.9)$$

IV.2.2.5. Processus de décodage LDPC

Grâce à leur particularité de faible densité, les codes LDPC peuvent tirer pleinement profit des avantages de décodage itératif, qui permet d'obtenir des performances quasi optimales à de faibles taux d'erreur pour de nombreuses applications [160].

L'implémentation de base de l'encodage et de décodage itératif d'un code LDPC, basée sur des multiplications matricielles, est représentée sur la Figure 4.3.

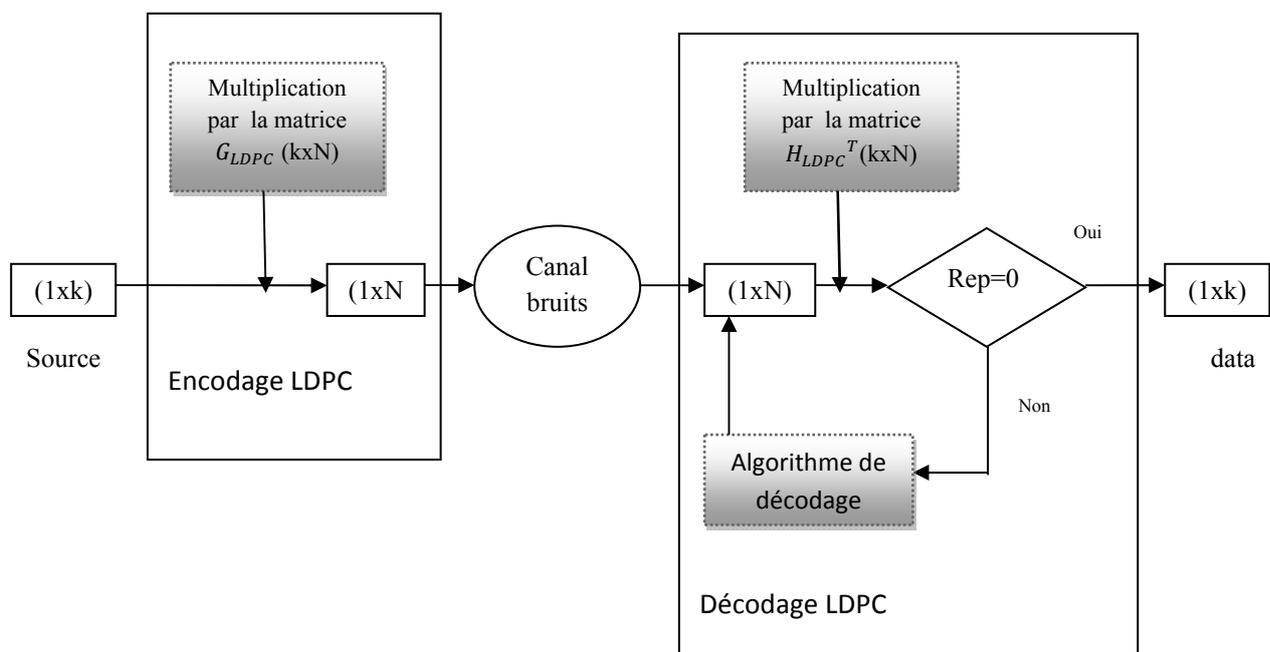


Figure 4. 3. Stratégie de codage et de décodage LDPC.

La représentation du code au moyen de graphe de Tanner fournit une structure de base qui facilite le processus de décodage. En effet le décodage itératif est effectué étape par étape à travers le transfert des messages entre des nœuds variables et des nœuds de contrôle de parité dans le graphe de Tanner.

A chaque itération, l'algorithme de décodage vérifie l'équation de parité en multipliant le mot code reçu par la matrice H_{LDPC} transposée suite à la recherche du mot de code le plus probable. Une décision est prise sur chaque bit du mot code reçu, jusqu'à l'obtention du mot de code ou le nombre maximal des itérations est atteint.

Une itération consiste en ce qui suit:

1. Les valeurs actuelles des nœuds variables sont envoyées aux nœuds de parité.
2. S'il n'y a pas de nœud de parité qui a reçu exactement un ε (position effacée), le décodage s'arrête avec le message d'erreur "Décodage impossible".
3. Sinon, soit CN- c_j le nœud de parité qui a reçu exactement un ε , et soit VN- v_i le nœud variable, qui a envoyé ε à CN- c_j . Ensuite, à partir de l'équation de contrôle de parité, nous déduisons la valeur de VN- v_i , qui est égale à la somme des autres valeurs reçues par CN- c_j .
4. La valeur déduite est renvoyée à VN- v_i .

L'algorithme continue jusqu'à ce que tous les effacements soient restaurés ou qu'une erreur de décodage se produise.

Alors, le décodeur LDPC peut être vu sous la forme de deux décodeurs concaténés: un décodeur de nœud variable (VN) et un décodeur de nœud de contrôle (CN), comme illustré sur la Figure 4.4.

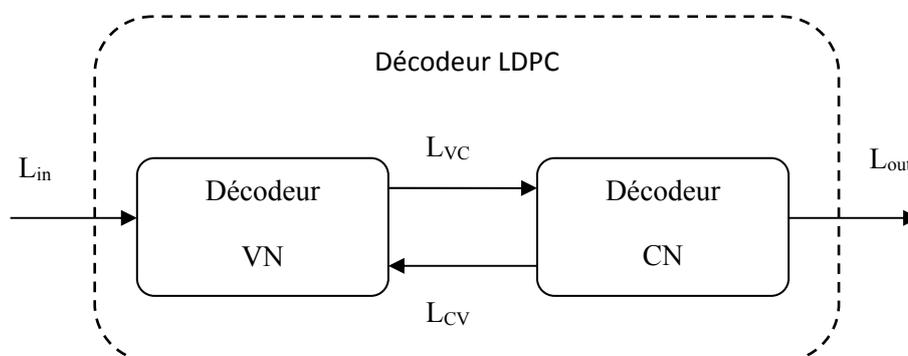


Figure 4. 4. Schéma du principe général du décodeur LDPC.

IV.2.2.6. Décodage itératif basé message-passing

L'idée de décodage LDPC basé sur le passage de message itératif MP (Message-Passing) réside dans le fait qu'après que le décodeur a obtenu les LLR (Log Likelihood Ratio) de chaque symbole de mot de code reçu, chaque nœud met à jour ses messages uniquement en fonction des messages reçus de son nœud voisin dans le graphe de Tanner. Si la matrice de vérification de parité est éparsée, chaque nœud n'a qu'un petit nombre de voisins et la complexité de calcul des messages mis à jour est donc faible. Le décodage MP itératif fonctionne extrêmement bien en pratique avec des codes LDPC bien conçus.

Le décodeur MP itératif alterne entre deux phases, une phase "VN-à-CN" et une phase "CN-à-VN".

- **Phase "VN-à-CN"** : Pendant cette phase les nœuds VN envoient des messages aux nœuds CN le long de leurs bords adjacents.
- **Phase "CN-à-VN"** : pendant laquelle les nœuds CN envoient des messages à leurs nœuds VN adjacents.

Dans l'étape d'initialisation du processus de décodage, VN- v_i transmet le même message à tous ses nœuds CN voisins.

Dans la phase de mise à jour des messages CN à VN, le nœud CN- c_j utilise les messages entrants et la règle de mise à jour du nœud CN pour calculer et transmettre, à VN- v_i , un nouveau message "CN à VN", $L_{j \rightarrow i}$. VN- v_i alors traite ses messages entrants conformément à la règle de mise à jour VN et transmet à chaque CN adjacent un message «VN-à-CN» mis à jour, $L_{i \rightarrow j}$.

Après un nombre prédéfini d'itérations, VN- v_i additionne tous les messages LLR entrants pour produire une estimation du bit de code correspondant i . Notez que toutes les mises à jour des messages "CN-à-VN" peuvent être effectuées en parallèle, ainsi que toutes les mises à jour des messages "VN-à-CN". Cela permet des implémentations logicielles et matérielles efficaces et à grande vitesse des algorithmes de décodage MP itératifs.

IV.3. Codes QC-LDPC

Les approches de conception des codes LDPC se basent non seulement sur la recherche des codes de bonnes performances, mais aussi sur des structures de code qui permettent de réduire la complexité matériel et logiciel de codage et de décodage. Dans cette ligne de recherche les codes LDPC structurés [161, 162] sont proposés pour des applications pratiques. Une telle classe de codes est la classe de codes QC-LDPC. Dans la suite, on s'intéresse à la structure du code QC-LDPC, basée sur les matrices de permutation circulante.

Une matrice de permutation circulante est une matrice carrée dans laquelle chaque rangée est un décalage cyclique droit de la rangée précédente et la première rangée est un déplacement cyclique de la dernière rangée. Ainsi une matrice circulante peut être totalement caractérisée par sa première rangée. Une matrice circulante qui a un poids $w = 1$ par ligne, on l'appelle matrice de permutation circulante. La matrice tout-zéro, également appelée matrice nulle, est une matrice circulante avec tous ses éléments égaux à zéro.

Si une matrice de contrôle de parité est constituée de $m \times n$ sous-matrices circulantes de dimensions $Z \times Z$, alors cette matrice est de taille $M = mZ$ et $N = nZ$, le code linéaire en bloc résultant sera un code quasi-cyclique (QC) avec une période de n .

La forme générale de la matrice de contrôle de parité des codes QC-LDPC composée de matrices de permutation circulantes peut être décrite par :

$$H_{QC-LDPC} = \begin{bmatrix} I(a_{1,1}) & I(a_{1,2}) & \cdots & I(a_{1,n}) \\ I(a_{2,1}) & I(a_{2,2}) & \cdots & I(a_{2,n}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I(a_{m,1}) & I(a_{m,2}) & \cdots & I(a_{m,n}) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Où $I(a_{i,j})$ est une matrice de permutation circulante de taille $Z \times Z$ avec $a_{i,j} \in \{1, 2, \dots, Z\}$ $\{1, 2, \dots, Z\}$ indiquant l'emplacement de "1" dans la première ligne de $I(a_{i,j})$ et $I(0)$ représente une matrice nulle.

Ainsi, on peut obtenir des codes LDPC de plus grande taille en augmentant la taille des matrices de permutation circulantes.

Cette structure en bloc-circulants de la matrice de contrôle de parité $H_{QC-LDPC}$, fait que les entrées en bloc $\{C_{i,j}\}$ dans la matrice génératrice sont aussi des matrices circulantes comme il a été démontré dans [173] :

$$\begin{aligned} C_{i,j} &= \sum_{q=1}^m I(a_{q,i}) D_{q,j} \\ &= I(a_{1,i}) D_{1,j} + I(a_{2,i}) D_{2,j} + \dots + I(a_{m,i}) D_{m,j} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Où

$D_{q,j}$ sont des matrices circulantes de taille $Z \times Z$.

L'exigence de mémoire pour la matrice génératrice des codes QC-LDPC est réduite, puisque nous avons seulement besoin de stocker la première rangée de $C_{i,j}$, les autres rangées sont obtenues par permutations circulaires. L'encodage des codes QC-LDPC peut être fait en utilisant des registres à décalage. Par conséquent, cette architecture quasi-cyclique des codes QC-LDPC permet un codage de faible complexité, adapté à l'implémentation matérielle.

IV.4. Technique proposée

Dans cette section, nous présentons les différentes étapes et blocs utilisés pour atteindre une transmission de données robuste via le réseau CPL.

IV.4.1. Approche de conception du code QC-LDPC

En vue de concevoir des codes QC-LDPC performants, une méthode de construction basée sur les matrices de permutations circulantes est appliquée au système proposé pour l'amélioration des transmissions sur le réseau CPL.

Dans ce travail, la matrice de contrôle de parité $H_{QC-LDPC}$ est configurée à partir d'une matrice prototype H_{prot} (matrice de base) de taille $M_{prot} \times N_{prot}$, dans laquelle chaque

entrée de H_{prot} est remplacée par la matrice de décalage cyclique P^c de taille $Z \times Z$ définie par :

$$P^c = \prod_{i=1}^{cl} P^1 \text{ (for } cl > 0) \quad (4.12)$$

Où

cl : est équivalent aux entrées correspondantes dans la matrice H_{prot} .

Et

$$[P^1]_{i,j} = \begin{cases} 1, & (i \bmod Z) + 1 = j \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.13)$$

Notez que toutes les entrées de H_{prot} satisfont :

$$[H_{prot}]_{i,j} < Z \quad (\forall i, j) \quad (4.14)$$

La matrice de contrôle de parité résultante du code QC-LDPC est de taille $M = Z \times M_{prot}$ et $N = Z \times N_{prot}$.

Le processus de décodage de QC-LDPC implique de transfert itératif des messages le long des bords entre les nœuds variables connectés et les nœuds de contrôle de parité. L'entrée du décodeur QC-LDPC est le LLR (Log Likelihood-Ratio) du $i^{ième}$ bit du mot de code transmis c_i défini comme suit :

$$L(c_i) = \log \left(\frac{P(c_i = 0 | Y_i)}{P(c_i = 1 | Y_i)} \right) \quad (4.15)$$

où

Y_i est la sortie du canal pour c_i .

Le processus implémenté pour décoder les données transmises à travers le réseau électrique est décrit par les étapes suivantes:

Etape 1 :

Initialisation du message $L(q_{ij})$ calculé par le nœud variable i et transféré vers le nœud de contrôle de parité j comme :

$$L(q_{ij}) = L(c_i) \quad (4.16)$$

Etape 2:

Mise à jour du message $L(r_{ji})$ calculé par le nœud de contrôle de parité j et transféré vers le nœud variable i , en utilisant :

$$L(r_{ji}) = 2 \operatorname{atanh} \left(\prod_{i \in V_j \setminus i} \tanh \left(\frac{1}{2} L(q_{rj}) \right) \right) \quad (4.17)$$

Etape 3:

Mise à jour du message $L(q_{ij})$ par l'équation suivante :

$$L(q_{ij}) = L(c_i) + \sum_{j \in C_i \setminus j} L(r_{ji}) \quad (4.18)$$

et calcul de :

$$L(Q_i) = L(c_i) + \sum_{j \in C_i} L(r_{ji}) \quad (4.19)$$

Ensuite, l'algorithme de décodage passe à l'étape 4 si un mot de code valide est obtenu ou le nombre maximum d'itérations prédéfini est atteint; sinon il retourne à l'étape 2.

Etape 4:

Finalement, les données décodées sont obtenues.

Les règles de ce processus de décodage sont représentées schématiquement à travers l'exemple donné et représenté sur les Figures (4.5, 4.6, 4.7 et 4.8).

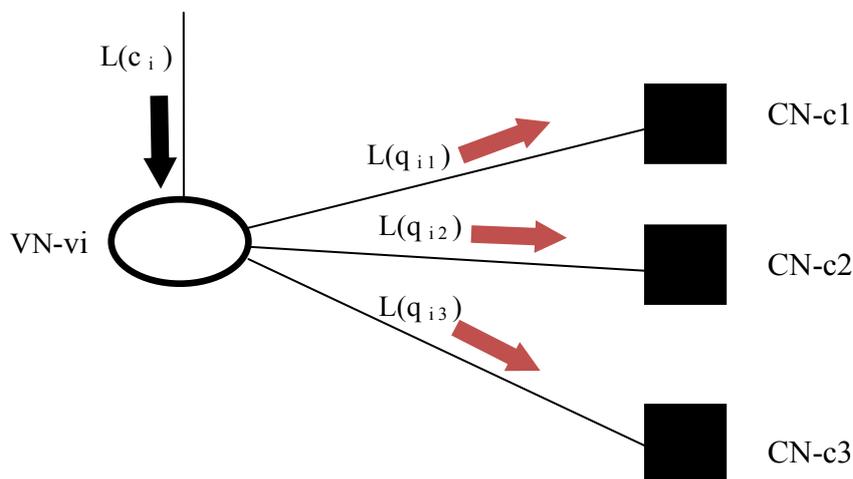


Figure 4. 5. Initialisation.

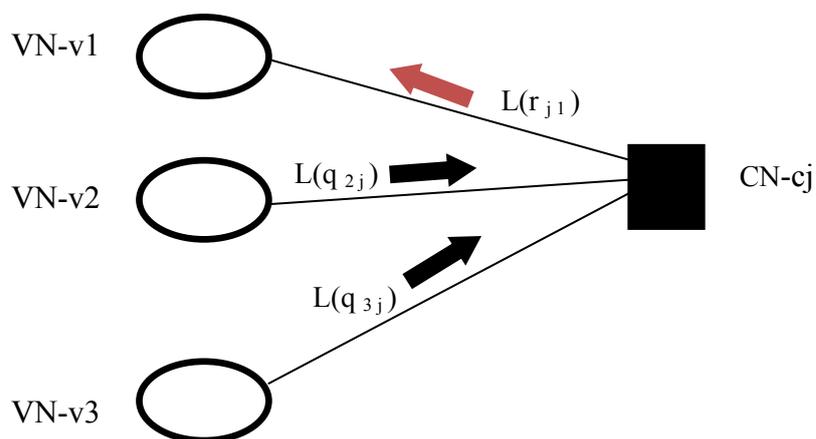


Figure 4. 6. Traitement au niveau du nœud de contrôle de parité.

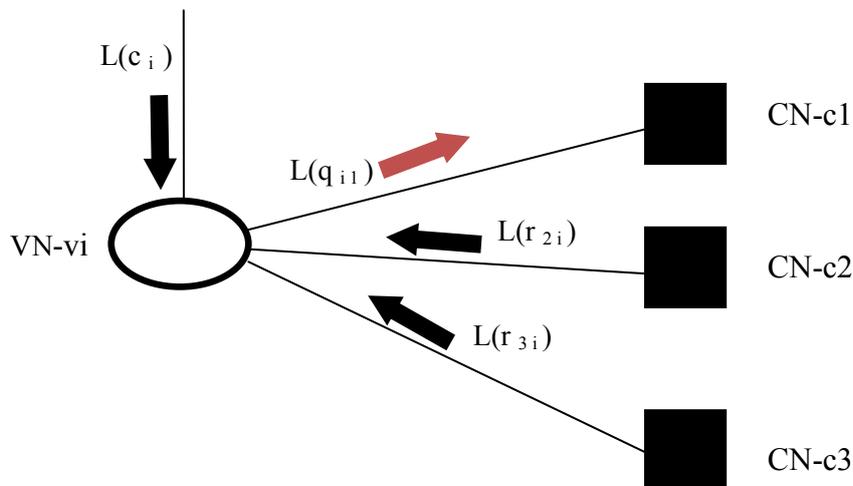


Figure 4. 7. Traitement au niveau du nœud variable.

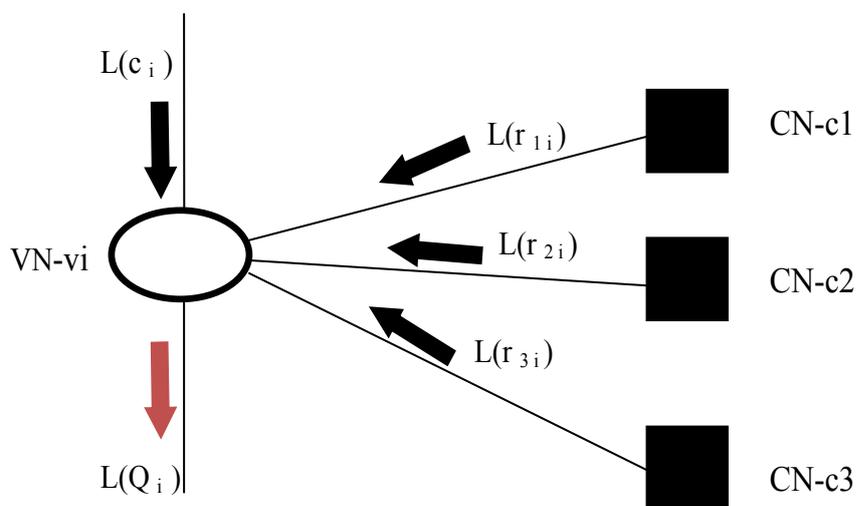


Figure 4. 8. Génération de LLR à posteriori.

IV.5. Codage de canal hybride basé MIMO-OFDM

Dans le but de réduire les effets néfastes provoqués par le bruit dans le canal CPL, le schéma FEC (Forward Error Correction) proposé est formé par la combinaison du code convolutionnel (CC) perforé et du code QC-LDPC lié par un entrelaceur aléatoire dans un système MIMO-OFDM. Le schéma HC-MIMO-OFDM proposé est décrit dans la Figure.4.9.

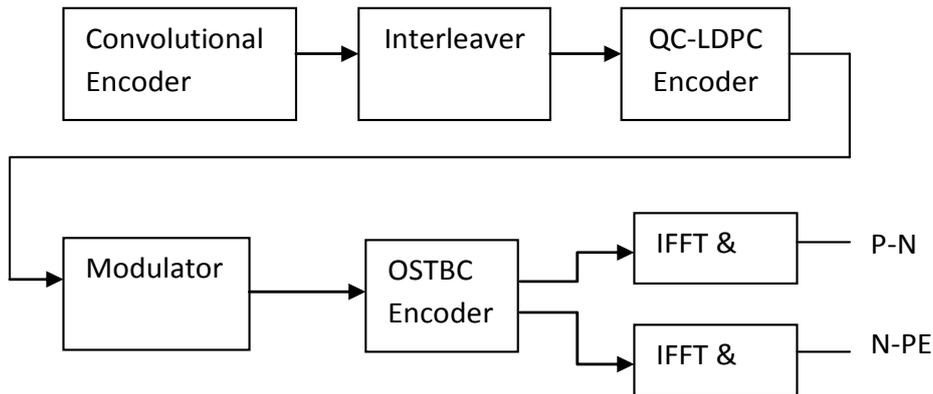


Figure 4. 9. Schéma bloc de système HC-MIMO-OFDM.

Les bits d'information sont d'abord codés par le codeur convolutif perforé, suivi par l'entrelacement du mot de code pour contrer le comportement en rafale du bruit et laisser l'exploitation complète des capacités d'un tel code convolutif. Les séquences codées entrelacées sont ensuite codées en utilisant le code QC-LDPC avant d'être modulées en une séquence de symboles par un mappage de constellation de taille M_{const} . Après avoir exécuté le processus d'encodage de canal, les blocs de symboles résultants alimentent le bloc OSTBC-OFDM.

IV.6. Résultats et évaluation des performances

Dans cette section, les résultats de simulation du schéma HC-MIMO-OFDM sous l'effet du bruit $S\alpha S$ seront étudiés pour illustrer l'impact significatif du schéma proposé sur les performances du canal électrique dans des conditions plus précises. A propos des caractéristiques de bruit impulsif, nous considérons différents scénarios dans notre étude, en fonction des activités humaines, fournis dans [97].

La configuration 2×2 MIMO-CPL avec codeur OSTBC est ainsi utilisée dans la simulation.

Pour la modulation OFDM, nous supposons que $N_{OFDM} = 512$ sous-porteuses et le préfixe cyclique $CP = 1/4$. Le CC considéré est de taux $1/2$ avec la modulation 16-QAM. Le code QC-LDPC (324, 648) avec la taille de sous-bloc 27 est adopté. Les paramètres utilisés dans la simulation du système HC-MIMO-OFDM proposé sont listés dans le Tableau 4.1.

Tableau 4.1. Paramètres de simulation du système HC-MIMO-OFDM.

Paramètres	Simulation
OFDM symbole	512 sous-porteuses
CP	128
Modulation	16-QAM
CC	Taux $1/2$
QC-LDPC	Taux $1/2$ (324, 648)

IV.6.1. Performances en termes de taux d'erreur binaire

Les résultats obtenus dans le chapitre précédant montrent que la configuration MIMO apporte une amélioration significative dans tous les scénarios de bruit considérés par rapport à la configuration SISO; ce qui indique que le gain élevé de l'ordre de diversité donne de meilleures performances. Cependant, si on considère une dispersion plus élevée de bruit de queue lourde, produite par le modèle $S\alpha S$, une dégradation importante des performances du système est obtenue par rapport au cas où le bruit est considéré comme proche du bruit Gaussien.

Sur la base de ces résultats, dans l'étude suivante, on limite les scénarios de bruit $S\alpha S$ considérés aux trois niveaux d'impulsivité plus réaliste dans le canal CPL ($\alpha = 1.7$, $\alpha = 1.5$, $\alpha = 1.2$).

Dans la suite, nous étudions l'influence du schéma proposé HC-MIMO-OFDM par rapport au système codé CC-MIMO-OFDM et au système non codé sous l'effet de bruit $S\alpha S$ dans les trois scénarios considérés.

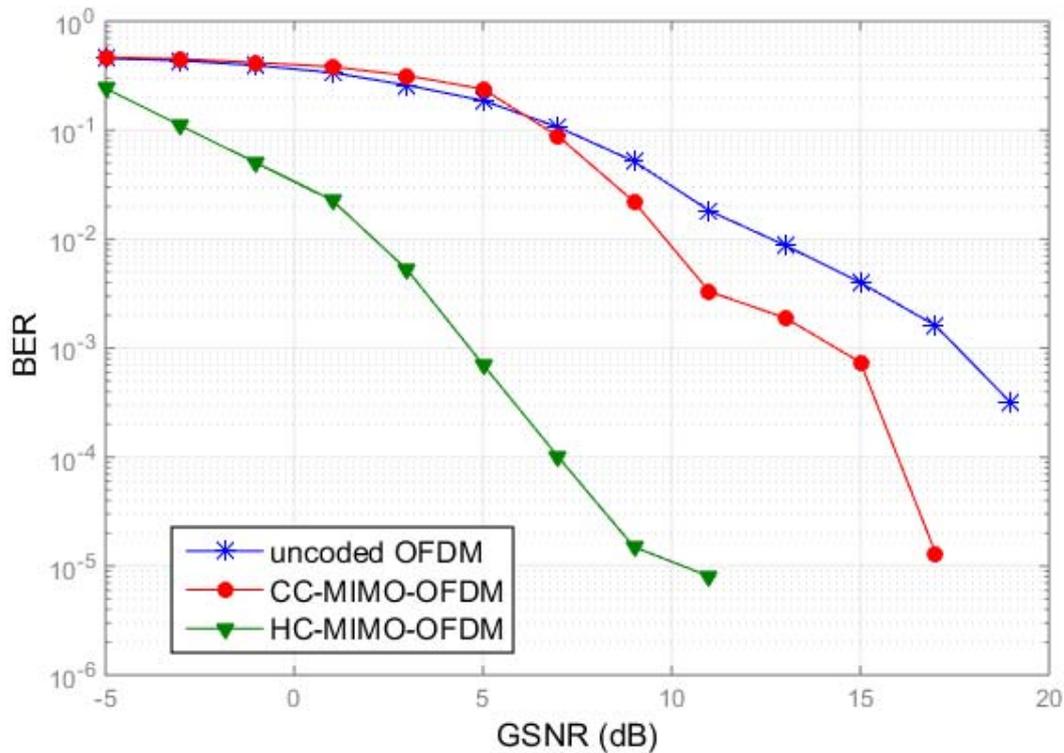


Figure 4. 10. Performances en terme BER des CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le scénario 1 de bruit $S\alpha S$ ($\alpha = 1.7$).

La Figure 4.10 montre l'amélioration des performances apporté par le schéma HC-MIMO-OFDM au canal CPL en terme de BER pour un environnement légèrement destructif où $\alpha=1.7$. On voit clairement que le système proposé offre de meilleures performances par rapport au système codé CC-MIMO-OFDM et au système non codé. Le système proposé (HC-MIMO-OFDM) offre un gain d'environ 10 dB meilleur que celui du système CC-MIMO-OFDM à un BER de 10^{-4} , et un gain de 13 dB peut être atteint à un taux BER inférieur à 10^{-3} par rapport au cas non codé.

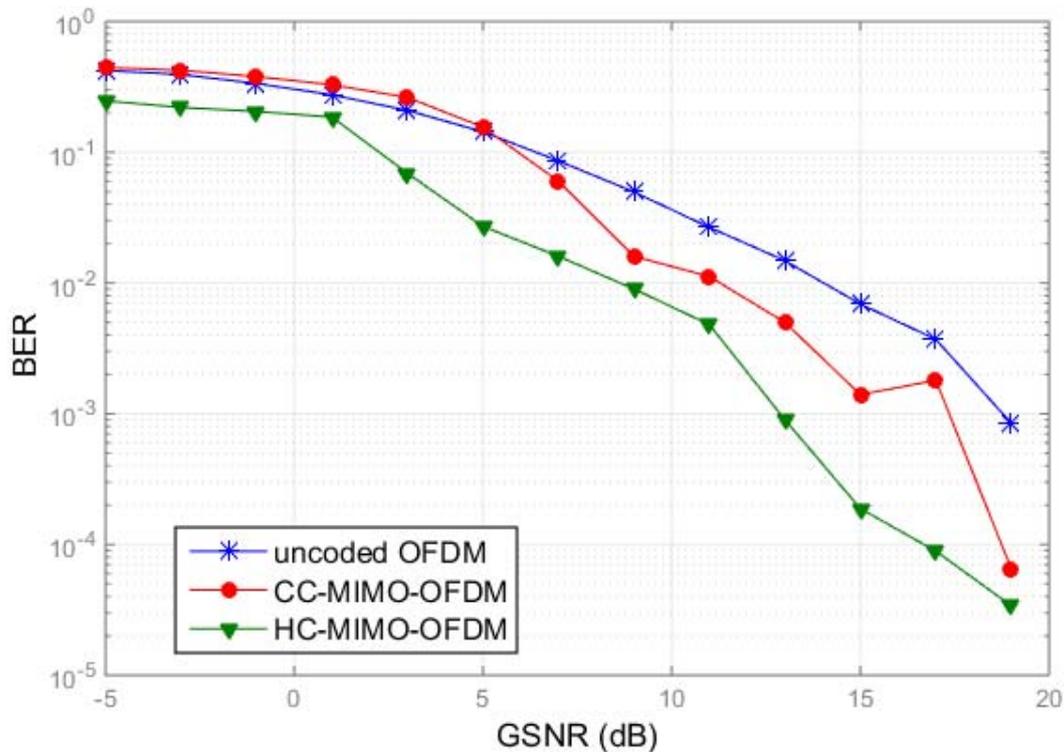


Figure 4. 11. Performances en terme BER des CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le scénario 2 de bruit $S\alpha S$ ($\alpha = 1.5$).

La Figure 4.11 représente la performance BER du système codé sur un environnement plus impulsive $\alpha = 1.5$. Les résultats de la Figure 4.11 montrent que de la diminution de la valeur de α fournit une amélioration satisfaisante pour HC-MIMO-OFDM dans le canal CPL. Dans ce scénario, les améliorations, apportées par le schéma proposé au système CPL à BER de 10^{-3} par rapport au CC-MIMO-OFDM et au cas de communication non codé, sont respectivement d'environ 6 dB et 5 dB.

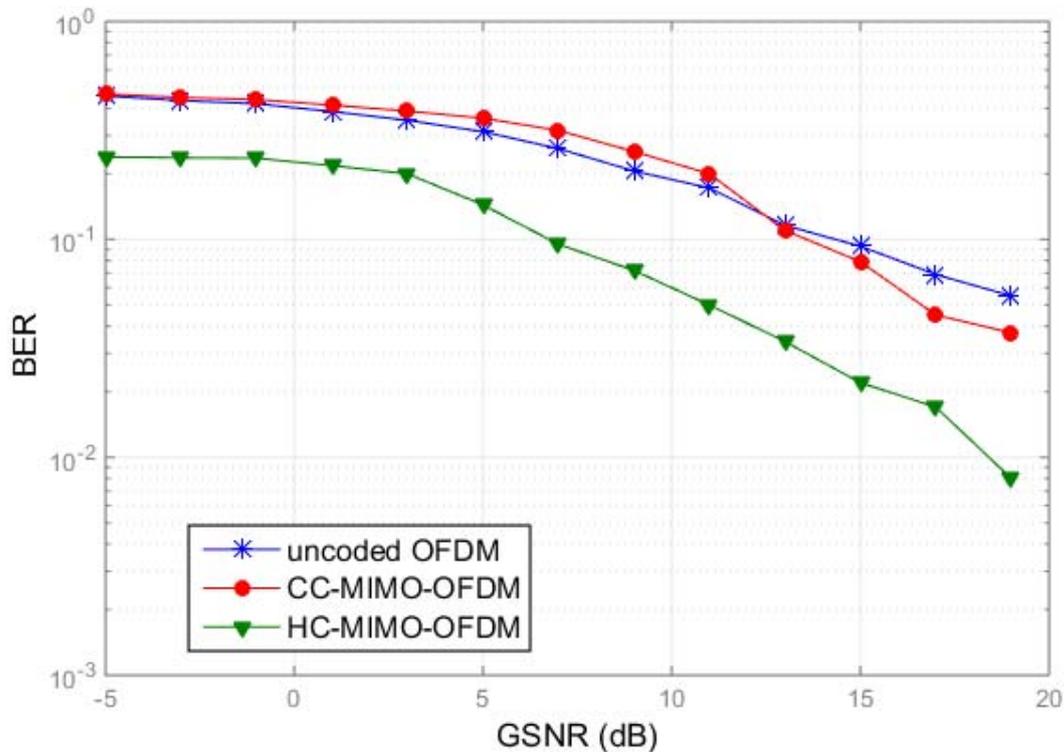


Figure 4. 12. Performances en terme BER des CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le Scénario 3 de bruit $S\alpha S$ ($\alpha = 1.2$).

Enfin dans le dernier scénario, l'analyse a été réalisée pour un environnement fortement impulsif, pour $\alpha = 1.2$. La Figure 4.12 décrit les performances atteintes dans ce scénario, où les résultats dans les deux cas, codés et non codés, sont affectés négativement par le bruit lourd qui présente une faible performance en terme de BER. Ces résultats montrent aussi une dégradation des performances, fournie par le système HC-MIMO-OFDM, où un faible taux de BER de 10^{-2} est obtenu à environ 18 dB de GSNR.

Eventuellement, en comparant les résultats de simulation dans les trois scénarios de bruit spécifiés dans cette étude, on remarque que les performances du schéma proposé basé sur HC-MIMO-OFDM surpassent celles de CC-MIMO-OFDM et OFDM non codé même dans le cas où le canal CPL est fortement perturbé. Ainsi, l'augmentation du degré d'impulsivité entraîne une dégradation des performances fournie par le schéma HC-MIMO-OFDM.

Enfin, notons que le système proposé HC-MIMO-OFDM offre des performances supérieures que les autres systèmes considérés dans ce travail.

IV.6.2. Analyse de la constellation

Nous visualisons dans les Figure 4.13. (a) et Figure.4.13. (b) l'effet des schémas CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM respectivement sur les amplitudes de la constellation dans le cas de la modulation 16-QAM. D'après l'analyse de la Figure 4.13. (a), on observe un chevauchement dans le nuage de points dans le premier schéma CC-MIMO-OFDM, cela revient aux erreurs introduites par les différentes dépréciations du canal CPL, par conséquent, le décodage du signal reçu présente des performances faibles. Cependant, dans le deuxième schéma HC-MIMO-L'OFDM, les points de la constellation sont dilatés comme le montre la Figure 4.13. (b). Il en résulte que ce schéma permet de corriger ces erreurs résultantes dans le signal reçu. Le décodage du signal est donc de meilleures performances. Ainsi, le codage hybride permet de réduire la probabilité d'erreur du démodulateur du signal reçu.

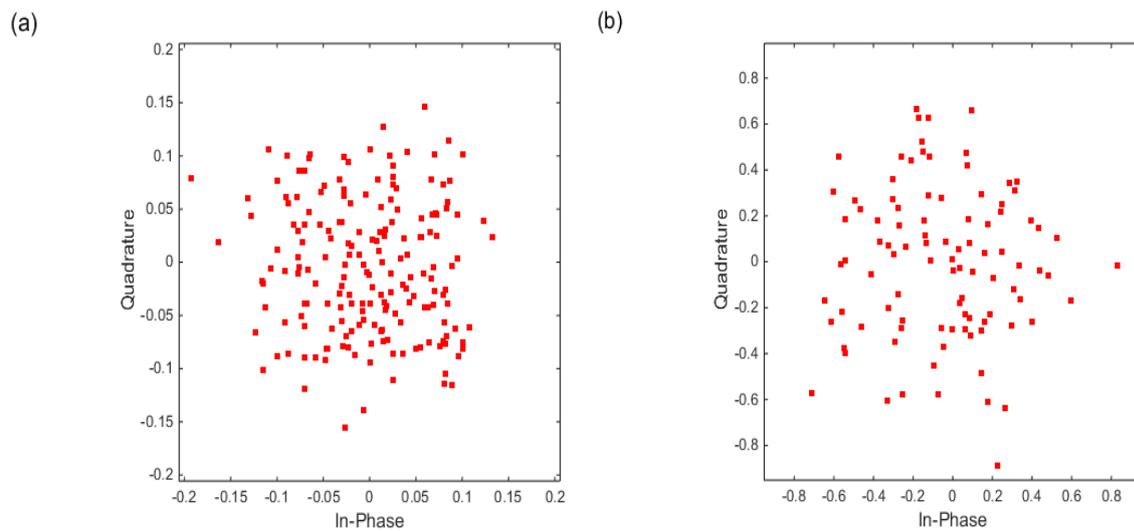


Figure 4. 13. Diagramme de dispersion de la modulation 16QAM du signal reçu : a) CC-MIMO-OFDM b) HC-MIMO-OFDM.

IV.6.3. Performances en termes de débit

La Figure 4.14 montre les performances du débit binaire, obtenus par les techniques CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM proposées, par rapport au GSNR. Nous pouvons facilement démontrer qu'en termes de débit binaire, la méthode HC-MIMO-OFDM surpasse l'approche CC-MIMO-OFDM dans les scénarios à faible GSNR. Par exemple, à GSNR = 0dB, le HC MIMO-OFDM peut atteindre 80 Mbit/s, tandis que CC-MIMO-OFDM a un débit nul. D'un autre côté, on peut voir que le paramètre d'impulsivité α a également une influence importante sur la performance du débit binaire. Par exemple, lorsque l'approche HC-MIMO-OFDM est étudié, à GSNR = 0 dB le débit binaire peut atteindre 95 Mbit/s si $\alpha = 1.7$ et 39 Mbit/s si $\alpha = 1.5$.

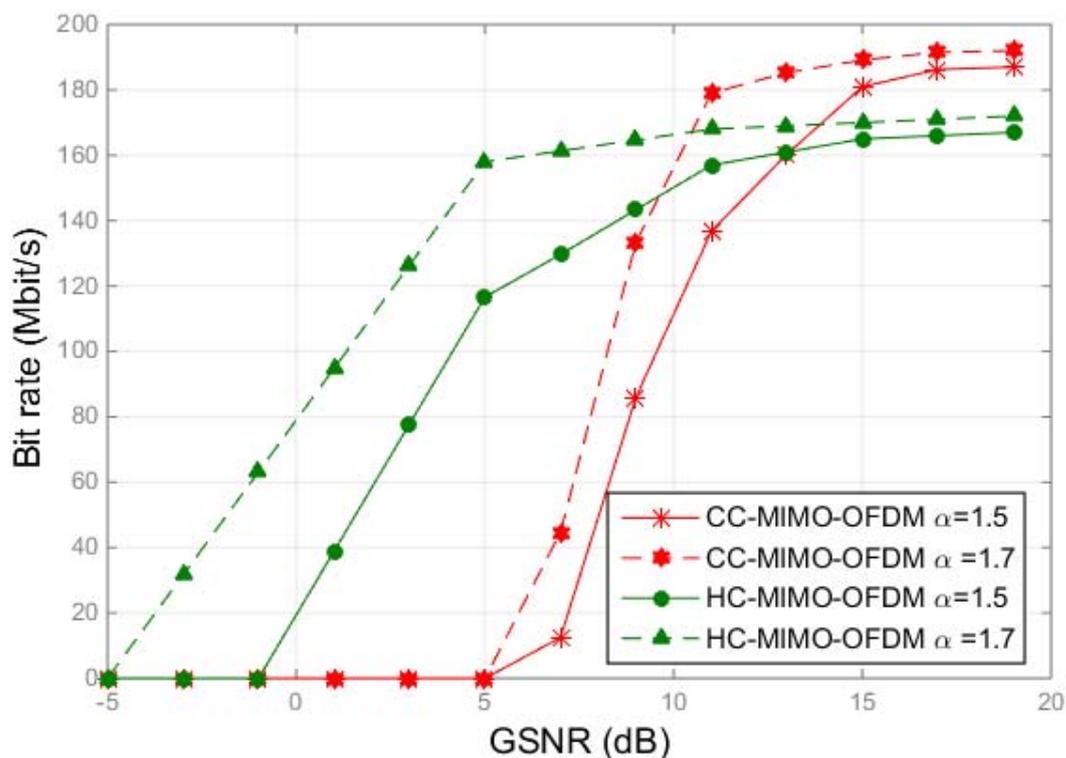


Figure 4. 14. Comparaison en termes de débit de CC-MIMO-OFDM et HC-MIMO-OFDM sous le bruit $S\alpha S$ (pour $\alpha = 1.5$ et $\alpha = 1.7$).

IV.7. Conclusion

Ce chapitre a été destiné à l'étude du gain de performance d'un système de communication dédié aux communications CPL. Afin d'améliorer les performances d'un tel système de communication, nous avons conçu un code hybride qui tire profit du fait que, dans un système de câblage électrique les techniques MIMO puissent être mises en œuvre. Par conséquent, le système proposé HC-MIMO-OFDM, basé sur le code OSTBC, consiste à étendre le système décrit dans la chapitre trois en utilisant un codage hybride (c'est-à-dire une combinaison de codage CC plus QC-LDPC).

L'évaluation des performances de l'approche proposée sur le réseau CPL sous les effets de S α S est abordée. Les résultats obtenus montrent qu'il y a un gain supplémentaire lorsque MIMO-OFDM est associé au codage hybride HC. De plus, les résultats atteints par le schéma proposé HC-MIMO-OFDM confirment qu'il apporte une amélioration significative au système CPL, à des valeurs plus élevées du degré d'impulsivité. Cependant, l'amélioration réalisable est légèrement dégradée avec la diminution de ce niveau d'impulsivité, qui représente un environnement plus destructif.

Conclusion Générale

Les systèmes de communication CPL ont progressé très rapidement, grâce aux efforts déployés pour utiliser le réseau de distribution électrique en tant que support de transmission à haut débit. En effet, la nature omniprésente de l'infrastructure électrique a permis à cette nouvelle technologie de communication, qui consiste à réutiliser le câblage électrique existant pour la transmission de données, d'être une solution de connectivité à large bande viable et rentable.

Toutefois, les canaux des lignes électriques n'ont pas été conçus pour des fins de communication, ce qui présente un environnement difficile pour les transmissions à haut débit. De ce fait, la fiabilité des communications via les lignes électriques reste un problème ouvert, à cause de la particularité des caractéristiques du canal CPL et du bruit associé.

Dans cette thèse l'amélioration des transmissions CPL a été abordée en considérant diverses dépréciations de ce canal, notamment le bruit impulsif non Gaussien.

Le premier chapitre a été consacré à la présentation du contexte générale de la technologie CPL. Une vue d'ensemble sur cette technologie a été fournie, dans laquelle nous avons mis en évidence l'intérêt potentiel des transmissions à haut débit sur les lignes électriques, ainsi que les caractéristiques du canal CPL à travers une description des principales contraintes liées aux transmissions dans cet environnement.

L'étude de l'environnement CPL à haut débit, permettant de reproduire rigoureusement le comportement du canal CPL, est d'un intérêt particulier dans la conception des systèmes CPL performants et précis. Le deuxième chapitre a été dédié à l'investigation des modèles les plus appropriés au canal et au bruit. En premier lieu, un modèle de canal statistique a été étudié. Ensuite, l'étude a porté sur la modélisation du bruit. Il en ressort que le bruit dans les canaux CPL présentent un comportement impulsif dont le modèle α -stable est le plus approprié à ce type de bruit, contrairement aux autres canaux de communication où le modèle Gaussien a été communément accepté pour décrire le bruit.

En vue d'améliorer les systèmes de transmission électriques et d'atténuer les effets néfastes du canal, des approches des communications plus avancées sont nécessaires.

Comme dans les systèmes de communication sans fil, la principale motivation pour poursuivre les efforts vers la communication MIMO-CPL est d'augmenter la fiabilité et l'efficacité de ces systèmes, sachant que le canal SISO-PLC, qui utilise les conducteurs de Phase (P) et de Neutre (N), offre une capacité limitée et des performances moindres.

En effet la technologie MIMO peut être utilisée sans augmenter la bande passante en exploitant l'existence du conducteur de terre (PE) dans le réseau électrique, en plus des deux conducteurs de Phase (P) et de Neutre (N) pour former le canal MIMO-CPL.

La première partie du troisième chapitre est consacrée à l'application de la technique MIMO aux transmissions CPL. Un modèle de canal statistique a été décrit afin de reproduire les caractéristiques du canal CPL de façon réaliste en contexte MIMO. Également l'adéquation de la classe symétrique de la distribution α -stable dans la modélisation du bruit dans les lignes électriques a été justifiée. Le modèle résultant α -stable symétrique a été adopté dans l'évaluation des systèmes proposés.

Dans la dernière partie du troisième chapitre, une approche, basée sur OSTBC-OFDM codé et axée sur MIMO-CPL sous le bruit α -stable symétrique, a été étudiée. L'influence de la variation du degré d'impulsivité sur les performances obtenues du système proposé a été investiguée. Dans cette optique, différents scénarios de bruit ont été considérés, incluant le scénario du bruit Gaussien et le scénario du bruit proche du Gaussien dans l'évaluation des performances du schéma proposé. Par conséquent, dans le cas pratique de communication CPL, où le bruit impulsif considéré est lourd, les améliorations réalisables du système proposé sont généralement très limitées par rapport au cas où le bruit est Gaussien ou proche du Gaussien dans lesquels des améliorations significatives sont apportées à ce système; ce qui conduit à une surestimation sur l'ensemble des performances atteintes.

Les résultats obtenus ont donc montré le potentiel de l'approche proposée dans l'amélioration des transmissions CPL et l'intérêt porté à l'application d'un modèle de bruit réaliste dans la conception des systèmes de communication CPL.

L'essence de l'étude menée dans la première proposition a été étendue à une nouvelle approche proposée dans le quatrième chapitre. Un schéma de codage hybride, basé sur la

concaténation du code convolutif et du code QC-LDPC, a été conçu. Cette approche consiste à associer ce processus de codage hybride au système MIMO-OFDM basé sur OSTBC code. L'évaluation des performances de cette approche a été effectuée sous des scénarios de bruit $S\alpha S$, pratique pour les communications CPL. L'apport du schéma HC-MIMO-OFDM dans le canal CPL a été étudié. Une amélioration significative a été acquise notamment pour des valeurs plus élevées du degré d'impulsivité. Cependant, dans un milieu plus destructif, par diminution du degré d'impulsivité, ces améliorations sont légèrement dégradées.

Enfin, comme perspectives au travail actuel, il serait intéressant d'étendre les résultats présentés dans cette thèse, par l'application de différents schémas de codage MIMO dans le but de développer un système MIMO-PLC dédié, basé OFDM. Une analyse approfondie de ces schémas serait nécessaire pour identifier la technique la mieux adaptée aux transmissions MIMO-PLC.

En outre, il est important d'améliorer le décodage LDPC pour réduire la dégradation des performances, lorsque le degré d'impulsivité diminue (environnement très impulsif).

Par ailleurs, des algorithmes de réduction de bruit impulsif peuvent également être exploités au niveau de la réception.

Bibliographie

- [1] N. Pavlidou, A. J. Han vinck, J. Yazdani, et al. Power line communications: state of the art and future trends. IEEE Communications Magazine, 41(4), pp 34 – 40, 2003.
- [2] M. Yousuf et M. El-Shafei. Power Line Communications: An Overview - Part I. International Conference on Innovations in Information Technology, Dubai, Novembre 2007.
- [3] T-T. Friedman. Modélisation déterministe du canal de propagation Indoor un contexte Ultra Wide Band, Thèse de doctorat. INSA de Rennes, 19 octobre 2005.
- [4] International Telecommunications Union, "ITU radio regulations." Website: <http://life.itu.int/radioclub/rr/art02.htm>, Vol.1, Article2, 2008.
- [5] T. Berger. Broadband power line communications, in Convergence of mobile and stationary next generation networks. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2010.
- [6] 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.
- [7] K. Dostert. Powerline Communications, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [8] R. Pighi et R. Raheli. On multicarrier signal transmission for high voltage power lines. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Vancouver, Canada, avril 2005.
- [9] R. Aquilu, I. G. J. Pijoan, et G. Sanchez. High-voltage multicarrier spread spectrum system field test. IEEE Transactions on Power Delivery, 24 (3), pp 1112–1121, Juillet 2009.
- [10] O. Bilal, E. Liu, Y. Gao, et al. Design of Broadband Coupling Circuits for Power Line Communication. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Zaragoza, Spain, Avril 2004.
- [11] International Electrotechnical Commission (IEC). Power line communication system or power utility applications – Part 1: Planning of analog and digital power line carrier systems operating over EHV/HV/MV electricity grids. September 2012.
- [12] ETSI Technical Committee Power Line Telecommunication (PLT). Power Line Telecommunication (PLT); Basic data relating to LVDN measurements in the 3 MHz to 100 MHz frequency range, Technical Report TR 102 370 V1.1.1. November 2004. [Online] Available: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102300_102399/102370/01.01.01_60/.
- [13] European Telecommunication Standards Institute (ETSI). Power line Telecommunications (PLT); MIMO PLT Universal Coupler, Operating Instructions Description. May 2011.

[Online] Available: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101500_101599/101562/01.01.01_60/tr_101562v010101p.pdf.

- [14] D.Fink, R. J.Jeung. Connectivity solutions based on Power Line Communication to rural and remote areas. Korea: Information and Communication University, 2008.
- [15] X. Carcelle (2006). Power Line Communications in Practice. Artech House, London.
- [16] A. Pinomaa, J. Ahola, A. Kosonen, and P. Nuutinen. HomePlug Green PHY for the LVDC PLC concept: Applicability study. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Austin, TX, USA, April 2015.
- [17] A. Pinomaa, J. Ahola, A. Kosonen, and P. Nuutinen. Applicability of narrowband power line communication in an LVDC distribution network. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Glasgow, UK , Avril 2014.
- [18] J. Liu, B. Zhao, J. Wang, Y. Zhu, and J. Hu. Application of power line communication in smart power consumption. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Rio de Janeiro, Brazil , Mars 2010.
- [19] G. Bumiller, L. Lampe, H. Hrasnica (2010). Power line communication networks for largescale control and automation systems. IEEE Communications Magazine, 48(4), pp. 106–113.
- [20] P. Mlynek, M. Koutny, J. Misurec, and Z. Kolka. Measurements and evaluation of PLC modem with G3 and PRIME standards for street lighting control. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Glasgow, UK , Avril 2014.
- [21] G. Dickmann, “DigitalSTROM : A centralized PLC topology for home automation and energy management. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Udine, Italy, Avril 2011.
- [22] A. Caputo. Digital Video Surveillance and Security. Butterworth Heinemann, 2010.
- [23] W. Wu, B. Chen, and C. Li. Experimental research on triple play via power line. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Beijing, China, Mars 2012.
- [24] S.-C. Yeh, C.-K. Lin, H. H. Chen. Available bandwidth characteristics and estimation of in-home power line networks. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Jeju City, South Korea, Avril 2008.
- [25] C.-K. Lin, H.-W. Chu, S.-C. Yen, M.-T. Lu, J. Yao, and H. Chen. Robust video streaming over power lines. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Orlando, FL, USA , Mars2006.
- [26] P. Degauque, I. Stievano, S. Pignari, V. Degardin, F. Canavero, F. Grassi, and F. Canete., Power-line communication: Channel characterization and modeling for transportation systems. IEEE Vehicular Technology Magazine, 10(2), pp. 28-37,2015.

- [27] L. Lampe, A. Tonello, and T. Swart. Power Line Communications: Principles, Standards and Applications from Multimedia to Smart Grid, 2nd ed. Chichester, UK: John Wiley & Sons, in print.
- [28] P. Tanguy, F. Nouvel, and P. Maziearo. Power line communication standards for in-vehicle networks. IEEE International Conference on Intelligent Transport System. Telecom.(ITST), Lille, France , Octobre 2009.
- [29] S. Barmada, M. Raugi, M. Tucci, and T. Zheng. Power line communication in a full electric vehicle: Measurements, modelling and analysis. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Rio de Janeiro, Brazil, Mars2010.
- [30] M. Antoniali, A. M. Tonello, M. Lenardon, and A. Qualizza. Measurements and analysis of PLC channels in a cruise ship. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Udine, Italy, Avril 2011.
- [31] V. Degardin, E. Simon, M. Morelle, M. Liénard, P. Degauque, I. Junqua, and S. Bertuol. On the possibility of using PLC in aircraft. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Rio de Janeiro, Brazil , Mars 2010.
- [32] S. Barmada, A. Gaggelli, A. Musolino, R. Rizzo, M. Raugi, and M. Tucci. Design of a PLC system on board trains: selection and analysis of the PLC channel. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Jeju City, South Korea, Avril 2008.
- [33] Y. B. Kim, J-J. Lee. Ubiquitous-Healthcare based on Medical Device Communication Framework and PLC. Innovations and Advanced Techniques in Systems, Computing Sciences and Software Engineering, pp. 532-537, 2008.
- [34] W. Ding, F. Yang, H. Yang, J. Wang, X. Wang, X. Zhang, J. Song. A hybrid power line and visible light communication system for indoor hospital applications. Elsevier Computers in Industry, 68(C), pp. 170-178, 2015.
- [35] F. Minamiyama, H. Koga, K. Kobayashi, and M. Katayama. Power supply overlaid communication and common clock delivery for cooperative motion control. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Udine, Italy, April 2011.
- [36] A. T. Sherman, D. Phatak, B. Sonawane, and V. G. Relan. Location authentication through Power Line Communication: Design, protocol, and analysis of a new out-of-band strategy. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Rio de Janeiro, Brazil, Mars 2010.
- [37] L. Zhang, X. Liu, and D. Xu. A novel security monitoring system of coal mine based on power line communication dynamic routing technology. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 2014, pp. 1–6.
- [38] S. Tsuzuki and Y. Yamada. Feasibility Study of Ubiquitous Sensor Networks by Inductively Coupled PLC Over PV Power Systems. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Austin, TX, USA, Avril 2015.

- [39] S. Barmada, M. Raugi, and M. Tucci. Power line communication integrated in a Wireless Power Transfer system: A feasibility study. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Glasgow, UK, Avril 2014.
- [40] L.T.Berger, A.Schwager, P.Pagani, and D.M.Schneider. MIMO power line communications. CRC Press, 2014.
- [41] IEEE Std 1901-2012, IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specification. 2012.
- [42] European Telecommunication Standard Institute. Website: <http://www.etsi.org/Website/Technologies/Powerline>.
- [43] V. Oksman and J. Zhang. G.HNEM: The new ITU-t standard on narrowband PLC technology. IEEE Communications Magazine, 49 (12), pp. 36–44, 2011.
- [44] IEEE standard for low-frequency (less than 500 kHz) narrowband power line communications for smart grid applications, IEEE 1901.2 Narrowband.
- [45] L. Yonge, J. Abad, K. Afkhamie, L. Guerrieri, S. Katar, H. Lioe, P. Pagani, R. Riva, D. M. Schneider, and A. Schwager. An overview of the HomePlug AV2 technology. Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 2013, pp. 1–20, 2013.
- [46] IEEE standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical layer specifications.
- [47] CENELEC. Power line communication apparatus used in low voltage installations Radio disturbance characteristics Limits and methods of measurement. Part 1: Apparatus for in-home use. Final Draft European Standard FprEN 50561-1, 2011.
- [48] H. Hrasnica, A. Haidine, R. Lehnert, « Broadband powerline communications: network design », Edition John Wiley and Sons, 2004.
- [49] H. C. Ferreira, L. Lampe, J. Newbury, T. G. Swart. Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines. Edition John Wiley and Sons, 2010
- [50] H. Philipps. Modeling of power line communications channels. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Lancaster, UK, Mars 1999
- [51] T.A. Papadopoulos ,Ch.G. Kaloudas , G.K. Papagiannis . A Multipath Channel Model for PLC Systems based on Nodal Method and Modal Analysis. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Pisa, Italy, Mars 2007.
- [52] R. Abenov , D. Pokamestov , A. Geltser . Multipath powerline communications channel (PLC) modelling. IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS), Tel Aviv, Israel, Novembre 2015.

- [53] F. J. Canete Corripio, L. Diez Del Rio, J. T. Entrambasaguas Munoz. A time variant model for indoor power-line channels. IEEE International Symposium on Power Line Communications (ISPLC), Malmo, Sweden, Mars 2001.
- [54] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddami, F. Gauthier, P. Degauque. Classification and characterization of impulsive noise on indoor powerline used for data communications. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 48(4), pp. 913-918, 2002
- [55] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, A. Zeddami, F. Gauthier. Impulsive noise on indoor power lines: characterization and mitigation of its effect on PLC systems. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Istanbul, Turkey, Mai 2003.
- [56] H. Meng, Y. Guan, and S. Chen. Modeling and analysis of noise effects on broadband power line communications. IEEE Transactions on Power Delivery, 20 (2), pp. 630-637, 2005
- [57] G. Avril. Étude et Optimisation des systèmes à courant porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique. Thèse, INSA de Rennes, 2008.
- [58] Z. Wang H.Hou ; Y.Gan . Feature Extraction of the Noise in L-PLC. IEEE International Conference on Automation and Logistics, Jinan, China, 2007.
- [59] V. Guillet, G. Lamarque. Unified background noise model for Power Line Communication. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Rio de Janeiro, Brazil, Mars 2010.
- [60] D. Sabolić, V. Varda . Indoor distribution network noise in the plc frequency range, from 10 MHz to 30 MHz. The seventh IASTED international conference power and energy systems, USA, 2004.
- [61] M. O. Asiyo, T. J. O. AFULLO. Analysis of bursty impulsive noise in low-voltage indoor power line communication channels: local scaling behavior. SAIEE ARJ, Observatory, Johannesburg, 108(3), pp. 98-107, 2017.
- [62] M. Katayama. Keynote II. Power line channels: frequency and time selective Part 2.-Noise statistics of indoor PLC channels. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications(ISPLC), Pisa, Italy, 2007.
- [63] F. J. Canete, J. A. Cortés, L. Dièz, J. T. Entrambasaguas. A Channel Model Proposal for Indoor Power Line Communications. IEEE Communication Magazine, 49(12), pp. 166–174, 2011
- [64] M. Zimmermann, K. Dostert. A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range. IEEE International Symposium Power-Line Communications and its Applications (ISPLC), Lancaster UK, 1999.
- [65] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin, F. Gauthier. Indoor Power-Line Communications Channel Characterization Up to 100 MHz Part I: One-Parameter Deterministic Model. IEEE Transaction on Power Delivery, 23 (3), pp. 1392–1401, 2008.

- [66] S. Barmada, A. Musolino, M. Raugi. Innovative model for time-varying power line communication channel response evaluation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24 (7), pp. 1317–1326, 2006.
- [67] S. Galli, T. Banwell. A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24 (7), pp. 1304–1316, 2006.
- [68] J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil . Power-Line Communication Channel Model for Interconnected NetworksPart I: TwoConductor System. *IEEE Trans. Power Delivery*, 24(1), 118–123, 2009.
- [69] A. M. Tonello et F. Versolatto. Bottom-up statistical PLC channel modeling-Part II: inferring the statistics. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25 (4), pp. 2356–2363, 2010.
- [70] A. M. Tonello et F. Versolatto. Bottom-up statistical PLC channel modeling - Part I: Random topology model and efficient transfer function computation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26 (2), pp. 891–898, 2011.
- [71] M. Zimmermann, K. Dostert. A multipath model for the power line channel. *IEEE Transactions on Communications*, 50 (4), pp. 553–559, 2002.
- [72] M. Zimmermann, K. Dostert. A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range. *IEEE International Symposium Power-Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Lancaster UK, 1999.
- [73] H. Philipps. Development of a statistical model for power line communications channels. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Limerick, Ireland, Avril, 2000.
- [74] A. M. Tonello. Wideband Impulse Modulation and Receiver Algorithms for Multiuser Power Line communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, pp.1-14.
- [75] Seventh Framework Programme: Theme 3 ICT-213311 OMEGA, Deliverable D3.2. PLC Channel Characterization and Modelling. Decembre. 2008.
- [76] M. Tlich ; A. Zeddami , F. Moulin , F. Gauthier , Gautier Avril . A Broadband Powerline Channel Generator. *International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Pisa, Italy, Mars 2007.
- [77] J. Cortés, F. Cañete, L. Díez, and J. Entrambasaguas. Characterization of the Cyclic Short-Time Variation of Indoor Power-line Channel Response. *International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Vancouver, Avril 2005.
- [78] N. Andreadou and F. Pavlidou. Modeling the noise on the OFDM power-line communications system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25 (1), pp. 150–157, 2010.
- [79] F. Ginaroli, F. Pancaldi, E. Sironi, M. Vigilante, G. Vitetta, and A. Barberi. Statistical modeling of periodic impulsive noise in indoor powerline channels. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27 (3), pp. 1276–1283, 2012.

- [80] M. Nassar, K. Gulati, Y. Mortazavi, and B. Evans. Statistical modeling of asynchronous impulsive noise in power communication networks. IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM , 2011, Kathmandu, Nepal, Décembre 2011.
- [81] L. Bert, P. Caldera, D. Schwingshackl, and A. Tonello. On noise modeling for power line communications. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Udine, Italy, Avril 2011.
- [82] T. Shongwe, A. J. H. Vinck, and H. C. Ferreira. On impulse noise and its models. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), 2014.
- [83] D. Middleton. Statistical-physical models of electromagnetic interference. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 19 (3), pp. 106–127, 1977.
- [84] H. Meng, Y. L. Guan, and S. Chen. Statistical modeling of periodic impulsive noise in indoor power-line channels. IEEE Transactions on Power Delivery, 20 (2), pp. 630–637, 2005.
- [85] T. H. Tran, D. D. Do, and T. H. Huynh. PLC impulsive noise in industrial zone: Measurement and characterization. International Journal of Computer and Electrical Engineering, 5 (1), pp. 48–51, 2013.
- [86] G. A. Laguna-Sanchez and M. Lopez-Guerrero. An experimental study of the effect of human activity on the alpha-stable characteristics of the power-line noise. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Glasgow, UK, 2014.
- [87] G.L. Sanchez, M.L.Guerrero. On the Use of Alpha-Stable Distributions in Noise Modeling for PLC. IEEE Transaction on Power Delivery, 30(4), pp. 1863-1870, 2015.
- [88] A. M. Nyete, T. J. O. Afullo, and I. E. Davidson. Statistical Models of Noise Distribution in Broadband PLC Networks. Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceeding pp. 299-303, 2012.
- [89] B. W. Stuck and B. Kleiner. A statistical analysis of telephone noise. Bell Systems Technical Journal, 53(7), pp. 1263–1320, 1974.
- [90] A. Bestavros, M. Crovella, and M. Taqqu. Heavy tailed probability distributions in the World Wide Web. In Adler, Feldman and Taqqu (Eds.), A practical guide to heavy tails, pp. 3–25, 1998.
- [91] A. Karasaridis and D. Hatzinakos. Network heavy traffic modeling using alpha-stable self-similar processes. IEEE Trans. on Communications, 49(7), pp. 1203–1214, 2001.
- [92] L. J. Hadjileontiadis and S. M. Panas. On modeling impulsive bioacoustic signals with symmetric α -stable distributions: application in discontinuous adventitious lung sounds and explosive bowel sounds. the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Hong Kong, China, Novembre 1998.
- [93] A. Banerjee and R. Chellappa. Tumor detection in digital mammograms. International Conference on Image Processing, Vancouver, BC, Canada, Septembre 2000.

- [94] S. Saliu, D. Poci, and N. Edvardsson. Parametric time-domain measures of long-term heart rate variability signal. Proceedings of the 23rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, , Oct. 2001.
- [95] Nikias CL, M. Shao M. Signal Processing with Alpha-Stable Distributions and Applications .Wiley-Interscience; 1995.
- [96] Samorodnitsky G, Taqqu MS. Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance. Chapman-Hall; 1994.
- [97] V. M. Zolotarev : One-dimensional Stable Distributions, volume 65. American Mathematical Society, translations of mathematical monographs edition, 1986.
- [98] A. Janicki et A. Weron . Simulation and Chaotic Behavior of α -stable Stochastic Processes. Monographs and Textbooks in Pure and Applied Mathematics. Taylor & Francis, 1993.
- [99] W. Feller. An introduction to probability theory and its applications. vol. II. John Wiley & Sons Inc., 2 éd, 1971.
- [100] A. N. Shiriyayev. Probability. In Graduate Texts in Mathematics. vol 95. Springer-Verlag, 1984.
- [101] S. Mittnik, T. Doganoglu and D. Chenyao. Computing the probability density function of the stable paretian distribution. Mathematical and Computer Modelling, vol. 29, pp. 235 – 240, 1999.
- [102] W. H. DuMouchel. Stable distributions in statistical inference. PhD. thesis, Department of Statistics, Yale University, 1971.
- [103] H. Bergstrom. On some expansions of stable distributions. Arkiv for Matematik, vol. 2, pp. 463 – 474, 1952.
- [104] D.R. Holt and E.L. Crow. Tables and graphs of the stable probability density functions. Journal of research of the National Bureau of Standards. B. Mathematical Sciences, 77 B (3 – 4), pp. 143 – 198, July-December, 1973.
- [105] J. P. Nolan, Numerical Calculation of Stable Densities and Distribution Functions, Communication Statist. - Stochastic Modles, 13(4), pp. 759-774, 1997.
- [106] J.M Chambers,C.L. Mallows, B.W. Stuck. A method for simulating stable random variables. Journal of the American Statistical Association, vol 71, pp. 340–344, 1976.
- [107] A.Weron, R.Weron. Computer Simulation of Levy alpha-Stable Variables and Processes. Lec. Notes in Physics, 457, pp. 379-392. 1995.
- [108] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. H. Gerstacker,P. A . Hoeher. Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey. IEEE Communications Surveys Tutorials, 11 (2), pp. 87–105, 2009.

- [109] H. Huang, C. B. Papadias, S. Venkatesan. MIMO Communication for Cellular Networks. (Information Technology: Transmission, Processing, and Storage), 2012. Berlin, Germany: Springer-Verlag, Novembre 2011.
- [110] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Standards Association “Local and Metropolitan Area Networks—Specific Requirements—Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput,” IEEE Std. 802.11n-2009, IEEE Standard for Information technology, 2009.
- [111] L. Stadelmeier, D. Schill, A. Schwager, D. Schneider, J. Speidel. MIMO for Inhome Power Line Communications. International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC), Ulm, Germany, janvier 2008.
- [112] D. Schneider, J. Speidel, L. Stadelmeier, D. Schill. Precoded Spatial Multiplexing MIMO for Inhome Power Line Communications. IEEE Global Telecommunications Conference, New Orleans, LO, USA, novembre 2008.
- [113] A. Schwager. Powerline communications: Significant technologies to become ready for integration. PhD thesis, University of Duisburg-Essen, May 2010.
- [114] M. Ishihara, D. Umehara, et Y. Morihira. The Correlation between Radiated Emissions and Power Line Network Components on Indoor Power Line Communications. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Orlando, FL, USA, Mars 2006.
- [115] A. Canova, N. Benvenuto, et P. Bisaglia. Receivers for MIMO-PLC channels : Throughput comparison. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Rio de Janeiro, Brazil, Mars 2010.
- [116] M. Babic, M. Hagenau, K. Dostert, J. Bausch. Theoretical postulation of PLC channel model. Document technique, Sixth Framework Programme : OPERA Project, mars 2005.
- [117] F. Versolatto, AM. Tonello. MIMO PLC random channel generator and capacity analysis. IEEE Int Symp on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Udine, Italy. 2011.
- [118] D. Veronesi, R. Riva, P. Bisaglia, F. Osnato, K. Afkhamie, A. Nayagam, D. Rende, L. Yonge. Characterization of in-home MIMO power line channels. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Udine, Italy. 2011.
- [119] R. Hashmat, P. Pagani , A. Zeddami , 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 (ISPLC), Udine, Italy. 2011.
- [120] P. Kyritsi, D. C. Cox, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky. Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 21 (5), pp. 713–720, 2003.

- [121] I. Koutrouvelis, Regression-type estimation of the parameters of stable laws, *Journal of the American Statistical Association*, 75 (372), pp. 918–928, 1980.
- [122] I. Koutrouvelis. An iterative procedure for the estimation of the parameters of the stable laws. *Communications in Statistics*, 10 (1), pp. 17–28, 1981.
- [123] J. G. Gonzalez, J. L. Paredes, and G. R. Arce. Zero-order statistics: A mathematical framework for the processing and characterization of very impulsive signals. *IEEE Transaction on Signal Processing*, 54 (10), pp. 3839–3851, 2006.
- [124] J. G. Gonzalez, Robust techniques for wireless communications in non-Gaussian environments. Ph.D. dissertation, Dept. Elec. Eng., Univ. of Delaware, Newark, DE, 1997.
- [125] YS. Sung, JH. Lee, YH. Kim, SCh. Kim. Optimal subcarrier pairing scheme for maximal ratio combining in OFDM power line communications. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, 68(9), pp 893-898, 2014.
- [126] A. Tonello, F. Pecile. Efficient Architectures for Multiuser FMT Systems and Application to Power Line Communications. *IEEE Transaction on Communications*, 57(5), pp. 1275-1279, 2009.
- [127] H. Sari, G. Karam, I. Jeanclaude. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, 3 (2), pp. 100–109, 1995.
- [128] T. Peng, N. C. Beaulieu (2006). A Comparison of DCT-Based OFDM and DFT-Based OFDM in Frequency Offset and Fading Channels. *IEEE Transaction on Communications*, 54 (11), pp. 2113–2125, 2006.
- [129] S. E. Alavi, H. Rezaie, and A. S. M. Supaat. Application of OFDM on integrated system of visible free space optic with PLC. *IEEE Asia–Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*, Novembre 2010.
- [130] J. Kataria, P. Kumar and T. Raj. A Study and Survey of OFDM versus COFDM. *International Journal of Science and Modern Engineering (IJISME)*, 1(5), pp. 64 – 67, 2013.
- [131] N. Weste, D. J. Skellern. VLSI for OFDM. *IEEE Magazine on Communications*, pp. 127-131, 1998.
- [132] W. Stalings. *Wireless Communications and Networking*. Pearson Education, Second Edition, 2002.
- [133] IEEE 802.11, “Wireless LAN Medium Access Control (MAC) Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 1: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band,” Jul. 1999.
- [134] ECMA, “Standard ECMA-368: High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard,” Dec. 2005, [Online]: <http://www.ecmainternational.org/publications/standards/Ecma-368.htm>.
- [135] V. Tarokh , N. Seshadri and A. Calderbank,. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction. *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 44, pp. 744-765, 1998.

- [136] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, 1999.
- [137] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 17, pp. 451- 460, 1999.
- [138] W. Zhang, X.-G. Xia, and P. C. Ching. High-Rate Full-Diversity Space Timefrequency Codes for Broadband MIMO Block-Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, 55 (1), pp. 25–34, 2007.
- [139] R. G. Gallager. Low-density parity-check codes. Ph.D. dissertation, Department of Electrical Engineering, M.I.T., Cambridge, Mass., Jul. 1963.
- [140] J.C. David. MacKay. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45 (2), pp. 399-431, 1999.
- [141] R. Tanner. A recursive approach to low complexity codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 27 (5), pp. 533_547, 1981.
- [142] Draft DVB-S2 Standard, [Online]. Available: <http://www.dvb.org>.
- [143] IEEE 802.11n Wireless LAN Medium Access Control MAC and Physical Layer PHY specifications. IEEE 802.11n-D1.0, 2006.
- [144] IEEE Std 802.16e, "Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems," [Online]. Available:<http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.16e-2005.pdf>.
- [145] GY/T 220.1-2006, Mobile Multimedia Broadcasting Part 1: Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Broadcasting Channel.
- [146] M. Luby, M. Mitzenmacher and A. Shokrollahi, Improved low density parity check codes using irregular graphs. *IEEE Transaction on Information Theory*, 47 (2). Pp. 285-298, 2001.
- [147] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes", *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-8(1), pp. 21-28, 1962.
- [148] Y. Kou, S. Lin and M. P. C. Fossorier. Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results. *IEEE Transactions on Information Theory*, 47 (7), pp. 2711-2736, 1981.
- [149] M. Lentmaier and K.Sh. Zigangirov. On generalized low-density parity-check codes based on hamming component codes. *IEEE Communications Letters*, 3 (8), pp. 248–250, 1999.
- [150] J. Boutros, O. Pothier, and G. Zemor. Generalized low density (Tanner) codes. *IEEE International Conference on Communications*, Vancouver, BC, Canada , Juin1999.
- [151] D.G.M. Mitchell, A.E. Pusane, M. Lentmaier, and D.J. Costello. Exact free distance and trapping set growth rates for ldpc convolutional codes. *IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT)*, St. Petersburg, Russia , July 2011.

- [152] M. G. Luby, M. Mitzenmacher, M. A. Shokrollahi, and D. A. Spielman. Improved low-density parity check codes using irregular graphs. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 47, pp. 585-598, 2001.
- [153] T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi, and R. L. Urbanke. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 47, pp. 619-637, Feb. 2001.
- [154] S.A.M. Baghdady, Y.A. Fahmy, and M.M.S. El-Soudani, "An incremental redundancy short length LDPC codes based on random construction techniques"; *IEEE 17th International Conference on Telecommunications (ICT)*, Doha, Qatar , 2010.
- [155] S. Shebl, N. El-Fishawy, A.A. Elazm, and F.A. El-Samie. A random construction of LDPC codes using a sub-optimal search algorithm. *National Radio Science Conference*, New Cairo, Egypt, 2009.
- [156] R. Bresnan. Novel code construction and decoding techniques for LDPC codes. Master's thesis, Dept. of Elec. Eng., UCC Cork, 2004.
- [157] M.P.C. Fossorier. Quasi-cyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices. *IEEE Transactions on Information Theory*, 50 (8), pp. 1788–1793, 2004.
- [158] L. Chen, J. Xu, I. Djurdjevic, S. Lin. Near-Shannon-limit quasi-cyclic low-density parity-check codes. *IEEE Transactions on Communications*, 52 (7), pp. 1038–1042, 2004.
- [159] H. Tang, J. Xu, Y. Kou, S. Lin, K. Abdel-Ghaffar. On algebraic construction of Gallager and circulant low-density parity-check codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 50 (6), pp. 1269–1279, 2004.
- [160] W. Ryan and S. Lin, "Channel Codes: Classical and Modern," Cambridge University Press, 1st edition, Oct. 30, 2009.
- [161] Z. Li, L. Chen, L. Zeng, S. Lin, and W. H. Fong. Efficient encoding of quasi-cyclic low density parity-check codes. *IEEE Transactions on Communications*, 53 (11), pp. 1973–1973, 2005.
- [162] M. Fossorier. Quasi-cyclic low density parity check codes from circulant permutation matrices. *IEEE Transaction on Information Theory*, 50(8), pp. 1788–1793, 2004.

Productions scientifiques

Le travail présenté dans cette thèse a été publié dans les articles suivants:

- **Article de conférence internationale:**

A. Benaissa , A. Abdelmalek , M. Feham . Improved Reliability of Power Line Communication Under Alpha-Stable Noise. *In 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B), pp.1-5, october 2017.*

DOI: 10.1109/ICEE-B.2017.8192015

- **Article de conférence nationale :**

A.Benaissa and M. Feham. Advances in Power Line Transmission Technics. *Conférence Nationale sur les Technologies de l'Information et les Télécommunications CNTIT'13, Décembre 2013.*

- **Articles de publication internationale:**

A.Benaissa, A. Abdelmalek, M. Feham. Reliability and Performance Improvement of MIMO-PLC System Under Alpha-Stable Noise. *International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP), Vol .6, N.3, June 2016.*

DOI: 10.15866/irecap.v6i3.9118

- A.Benaissa, A. Abdelmalek, M. Feham. Hybrid Coding Efficiency for MIMO-OFDM based Powerline Communication with symmetric Alpha-Stable Noise. *Under review in Telecommunication Systems.*