

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie électrique

Projet de Fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master en Télécommunication
Option : Système des télécommunications

Thème

*Etude portant sur les communications numériques
intégrées au réseau PLC*

Réalisé par :

DRIES YACINE
LOUNIS ADEM

Dirigé par :

M. BELLAHSENE Hocine

Devant le jury composé de :

M. BERRAH Smail
M. KHIREDINE Abdelkrim
Mlle ZENADJI Syla (Invitée)

Année Universitaire : 2019/2020

Remerciements

Ce mémoire n'aurait pas été possible sans l'intervention consciente, un nombre de personne.

Nous souhaitons ici les remercier.

Nous Tenons d'abord a remercié notre directeur de mémoire Mr BELLAHSENE qui nous a permis de bénéficier de son encadrement, de son orientation et ces précieux conseils pour nous permettre de mener à bien ce travail.

Nous saluons son amabilité, sa patience, sa disponibilité, sa souplesse d'esprit et son savoir.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à Mr BERRAH qui a accepté de présider le jury de soutenance, pour tout ce qu'il a pu nous apprendre ; qu'il trouve ici l'expression de notre profonde et sincère reconnaissance.

Nous tenons aussi à remercier KHERDDINE et Mlle ZENNADJI pour nous avoir fait l'honneur d'accepter d'examiner ce travail.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les professeurs qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

Enfin, on remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

A ma mère qui a toujours été à mes cotes, pour tous les efforts et sacrifices qu'elle a entrepris afin de me voire réussir.

A celui qui m'a soutenu en toute circonstance et qui a toujours été présent pour moi, mon père.

A mes chers grands parents

*A mes chères sœurs : **Amira et Amina.***

*A mes chers oncles : **Hakim, Nacer, Kamel.***

*A mes chères tantes : **Nassima, Ouahiba, Samia, Salima, Meriem, karima, Baya, Fatiha***

*A mes chers cousins : **Moumouh, Meziane, Younes, Salim, Koceila***

*A tous mes meilleurs amis : **Karim, Youcef, Adel, Fahem, Samir, Yanis, Bouzid, Walid***

.

A tous mes ami(e)s et toute la promotion de télécommunication. A mon binôme Adem et toute sa famille

Yacine

Je rends grâce à dieu de m'avoir donné le courage et la volonté ainsi que la conscience pour venir à terme de mes études.

Je dédie ce modeste travail :

A ma chère et regrettée mère (Que Dieu l'accueille dans son vaste paradis) qui a tant prié Dieu pour voir ce jour.

A ma chère grand-mère qui me conseillait à chaque épreuve de ma vie

A mon cher papa qui m'a soutenu en toutes circonstances et qui a été toujours présent pour moi (Que dieu me le garde).

*A mes chers frères : **Zakari, Salim, Yacine, Abdelghani, Hichem** qui ne cessent pas de me tendre la main à chaque pas de ma vie.*

*A mes belles sœurs : **Assia, Amel, Abla, Nora, Saliha, Kenza, Ghozaline, Samia** qui prenaient les causes de mon bien.*

*Aux petits enfants : **Nizar, Ayeham, Abderrahmane, Noursine, Sid-Ali, Amira, Meriem, Sirine, Ritedj, Alaa, Sohaib, Isaac, Abdellah, Iyad.***

*A toute la famille « **LOUNIS** » sans exception (Ain-Lahlou, Laazib et Polyzi).*

*A mes cousins **Riyad, Rida, Mazigh** et mon oncle **Abdenour** en particulier après leurs suivie.*

*A la famille « **ZIDANE** » qui n'arrêtait pas de me souhaiter bonne chance et courage durant ce modeste travail, leurs prières sont témoins de leur bon foie.*

*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance pour la famille « **KALI** » pour leurs soutien et disponibilité.*

*A la famille « **MEZNAD** » pour les encouragements qu'ils m'ont apportés tout au long de ce travail.*

*A la famille « **MOHAMMEDI** » qui resteront une part de la mémoire de ma mère.*

*A la famille « **MAHDI** » pour leur soutien.*

*A la famille « **DRIES** » que les mots ne peuvent pas décrire.*

*A la famille « **BEKKOUR** »*

*A tous mes meilleurs amis : **Karim, Youcef, Adel, Fahem, Samir, Bouzid, Walid, Yanis.***

A tous ceux qui nous ont quitté.

A toute la promotion TELECOM pour avoir rempli ces années d'études de bons souvenirs.

Adem

TABLE DE MATIÈRES

| | | |
|-------------|---|----|
| I | Technologie des Courants Porteurs en Ligne PLC | |
| I.1 | Introduction : | 2 |
| I.2 | Position du Problème : | 2 |
| I.3 | Aperçu historique : | 3 |
| I.4 | Concepts De La Technologie PLC : | 4 |
| I.4.1 | Principe : | 4 |
| I.4.1.1 | Fonctionnalités des PLC : | 5 |
| I.4.1.2 | Techniques de modulation : | 6 |
| I.4.1.2.1 | OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing: | 6 |
| I.4.1.2.1.1 | Notions d'orthogonalité : | 6 |
| I.4.1.2.1.2 | Principes et fonctionnement de l'OFDM : | 8 |
| I.4.1.2.2 | Modulation à étalement de spectre (Spread Spectrum) : | 10 |
| I.4.2 | Le réseau de distribution électrique | 10 |
| I.4.3 | Les Systèmes PLC Outdoor : | 11 |
| I.4.4 | Les systèmes PLC Indoor : | 12 |
| I.4.5 | Les Modems PLC : | 13 |
| I.4.6 | Méthodes de couplage : | 15 |
| I.4.7 | Coexistence entre les systèmes PLC : | 16 |
| I.4.8 | Coexistence du PLC avec d'autres technologies : | 16 |
| I.4.8.1 | Coexistence PLC avec CATV : | 17 |
| I.4.8.2 | Coexistence PLC avec le Wireless : | 17 |
| I.4.8.3 | Coexistence PLC avec xDSL : | 17 |
| I.5 | Conclusion : | 18 |
| II | Modélisation et caractérisation du canal PLC | |
| II.1 | Introduction : | 19 |
| II.2 | Paramètres d'une ligne de transmission : | 19 |
| II.3 | Approches déterministes de modélisation de la fonction de transfert : | 23 |
| II.4 | Approche empirique de modélisation de la fonction de transfert : | 23 |
| II.5 | Introduction du canal PLC-MIMO Indoor : | 25 |
| II.5.1 | Etude Théorique des systèmes MIMO-PLC Indoor : | 26 |
| II.5.1.1 | Matrice de canal MIMO-PLC : | 26 |
| II.5.1.2 | Méthodes de couplage MIMO-PLC : | 28 |
| II.5.1.2.1 | Coupleur en Etoile : | 28 |
| II.5.1.2.2 | Coupleur en Triangle : | 29 |
| II.5.2 | Modélisation de canaux MIMO PLC : | 29 |
| II.5.2.1 | Modèle de canal SISO-PLC : | 29 |
| II.5.2.2 | Paramètres d'atténuation : | 30 |

| | | |
|-------------|---|--------------|
| II.5.2.3 | <i>Extension au modèle de canal MIMO-PLC :</i> | 31 |
| II.6 | <i>Conclusion :</i> | 31 |
| III | <i>Bruits électromagnétiques dans le réseau électrique domestique</i> | |
| III.1 | <i>Introduction.....</i> | 32 |
| III.2 | <i>Topologie du réseau électrique domestique</i> | 32 |
| III.3 | <i>Perturbations électromagnétiques sur le réseau électrique</i> | 35 |
| III.3.1 | <i>Classification des perturbations électromagnétiques dans la littérature.....</i> | 35 |
| III.3.2 | <i>Techniques de mesure des perturbations électromagnétiques</i> | 36 |
| III.3.3 | <i>Méthodes de modélisation de perturbations électromagnétiques.....</i> | 36 |
| III.3.3.1 | <i>Bruit de fond coloré.....</i> | 36 |
| III.3.3.2 | <i>Bruit bande étroite</i> | 38 |
| III.3.3.3 | <i>Bruit impulsif.....</i> | 38 |
| III.3.3.3.1 | <i>Bruit impulsif périodique.....</i> | 39 |
| III.3.3.3.2 | <i>Bruit impulsif apériodique</i> | 40 |
| III.3.3.4 | <i>Les techniques de lutte contre le bruit impulsif.....</i> | 41 |
| III.4 | <i>Compatibilité électromagnétique des systèmes PLC.....</i> | 41 |
| III.4.1 | <i>Contexte normatif de la CEM des systèmes PLC.....</i> | 42 |
| III.4.2 | <i>Organismes de normalisations</i> | 42 |
| III.5 | <i>Conclusion</i> | 43 |
| IV | <i>Simulation et discussion des résultats</i> | |
| IV.1 | <i>Introduction :</i> | 44 |
| IV.1.1 | <i>Présentation du logiciel MATLAB</i> | 44 |
| IV.1.2 | <i>Présentation de l'outil SIMULINK</i> | 44 |
| IV.2 | <i>Réalisation de la chaîne de transmission PLC</i> | 44 |
| IV.2.1 | <i>Configuration des blocs.....</i> | 44 |
| IV.2.2 | <i>Résultats :</i> | 45 |
| IV.3 | <i>Rapport SNR :</i> | 47 |
| IV.4 | <i>Réalisation d'une chaîne de transmission OFDM sous Simulink :</i> | 47 |
| IV.5 | <i>Résultats de la simulation OFDM avec la modulation QPSK.....</i> | 48 |
| IV.6 | <i>Résultat de la simulation OFDM avec un canal Rayleigh</i> | 51 |
| IV.6.1 | <i>Comparaison entre le canal Gaussien et le canal Rayleigh.....</i> | 51 |
| IV.6.2 | <i>Influence du nombre de porteuses sur le BER en fonction du SNR.....</i> | 52 |
| IV.7 | <i>Conclusion :</i> | 53 |

TABLE DES FIGURES

| | |
|--|-----------|
| <i>Figure I.1 : Principe de transmission par PLC.....</i> | <i>5</i> |
| <i>Figure I.2 : Exemple d'une base orthogonale.....</i> | <i>6</i> |
| <i>Figure I.3 : Réalisation possible d'un modulateur OFDM.....</i> | <i>9</i> |
| <i>Figure I.4 : Schéma de concept d'un démodulateur OFDM.....</i> | <i>9</i> |
| <i>Figure I.5 : Schéma simplifié du cheminement de l'énergie électrique</i> | <i>10</i> |
| <i>Figure I.6 : Accès internet par boucle locale PLC.....</i> | <i>11</i> |
| <i>Figure I.7 : Exemples d'application du PLC indoor.....</i> | <i>12</i> |
| <i>Figure I.8 : Extérieur et intérieur d'un modem PLC Home-Plug Corinex Power Net.....</i> | <i>13</i> |
| <i>Figure I.9 : Architecture matérielle d'un modem PLC.....</i> | <i>14</i> |
| <i>Figure I.10: Modem desktop.....</i> | <i>15</i> |
| <i>Figure I.11: Modem Wallmount.....</i> | <i>15</i> |
| <i>Figure I.12 : Coupleurs inductifs et capacitifs.....</i> | <i>16</i> |
| <i>Figure I.13 : Bruit PLC couplé sur une ligne VDSL.....</i> | <i>18</i> |
| <i>Figure II.1 : Cellule élémentaire d'une ligne de transmission bifilaire.....</i> | <i>21</i> |
| <i>Figure II.2 : Ligne bifilaire</i> | <i>22</i> |
| <i>Figure II.3 : Structure du réseau de test.....</i> | <i>23</i> |
| <i>Figure II.4 : Modèle de l'atténuation moyenne pour les canaux de classe 2.....</i> | <i>24</i> |
| <i>Figure II.5: Modèle d'atténuation moyenne en fonction de la fréquence.....</i> | <i>25</i> |
| <i>Figure II.6 : Modèle de déphasage moyen en fonction de la fréquence.....</i> | <i>25</i> |
| <i>Figure II.7 : Structure du système MIMO-PLC.....</i> | <i>26</i> |
| <i>Figure II.8 : Canal MIMO-PLC avec deux émetteurs et deux récepteurs.....</i> | <i>27</i> |
| <i>Figure II.9: Coupleur de type Star (Etoile)</i> | <i>29</i> |
| <i>Figure II. 10 : Coupleur de type Delta (Triangle)</i> | <i>29</i> |
| <i>Figure III.1 Exemple de schéma de réseau électrique domestique</i> | <i>34</i> |
| <i>Figure III.2 Exemple de densité spectrale de puissance du bruit stationnaire</i> | <i>37</i> |
| <i>Figure III.3 DSP type exponentiel (à gauche) et DSP type Weibull (à droite)</i> | <i>38</i> |
| <i>Figure III.4 Bruit impulsif périodique sur une ligne d'énergie</i> | <i>39</i> |

| | |
|---|-----------|
| <i>Figure III. 5 : la compatibilité électromagnétique.....</i> | <i>41</i> |
| <i>Figure IV.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission PLC.....</i> | <i>45</i> |
| <i>Figure IV.2 : Signal d'énergie (BF)</i> | <i>45</i> |
| <i>Figure IV.3 : Signal BF + Signal HF (modulé)</i> | <i>46</i> |
| <i>Figure IV.4 : Signal (BF) + Signal modulé (HF) + Bruit.....</i> | <i>46</i> |
| <i>Figure IV.5 : Signal modulé avant et après la transmission.....</i> | <i>46</i> |
| <i>Figure IV.6 : BER en fonction du SNR.....</i> | <i>47</i> |
| <i>Figure IV.7: Schéma synoptique d'une chaîne de transmission OFDM.....</i> | <i>47</i> |
| <i>Figure IV.8: Chaîne de transmission OFDM sous SIMULINK.....</i> | <i>48</i> |
| <i>Figure IV.9 : Représentation spectrale du signal émis.....</i> | <i>48</i> |
| <i>Figure IV.10: Représentation spectrale du signal reçu.....</i> | <i>49</i> |
| <i>Figure IV.11: spectre et constellation du signal après Modulation QPSK</i> | <i>49</i> |
| <i>Figure IV.12: Spectre du signal après Démodulation QPSK.....</i> | <i>50</i> |
| <i>Figure IV.13: spectre du signal OFDM à l'entrée et à la sortie du canal AWGN</i> | <i>50</i> |
| <i>Figure IV.14: Spectre du signal à l'entrée et à la sortie du canal Rayleigh</i> | <i>51</i> |
| <i>Figure IV.15: Le taux d'erreur binaire en fonction du SNR.....</i> | <i>52</i> |
| <i>Figure IV.16: Variation du BER en fonction du SNR et le nombre de porteuses.....</i> | <i>52</i> |

TABLEAUX

| | |
|--|-----------|
| <i>Tableau I.1 : Modèles de puces Intellon.....</i> | <i>14</i> |
| <i>Tableau II.1 : Paramètres de calcul de la capacité du canal PLC.....</i> | <i>23</i> |
| <i>Tableau II.2 : Modèle d'atténuation moyenne pour chaque classe.....</i> | <i>24</i> |
| <i>Tableau II.3. Modèles statistiques des paramètres de canal.....</i> | <i>30</i> |
| <i>Tableau IV.1 : Le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (canal AWGN)</i> | <i>51</i> |
| <i>Tableau IV.2: Le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (canal Rayleigh)</i> | <i>51</i> |
| <i>Tableau IV.3: Le taux d'erreur binaire en fonction du SNR et le nombre de porteuses.</i> | <i>52</i> |

ACRONYMS

ADSL : *Asymmetric Digital Subscriber Line*
ATI : *Appareil de Traitement de l'Information*
AWGN: *Additive white Gaussian noise*
BER : *Bit error ratio*
BF : *Basse fréquence*
BIPA : *Bruit Impulsif Périodique Asynchrone*
BPSK : *Binary phase-shift keying*
BT : *British Telecom*
CATV : *Community Antenna Television*
CEM : *compatibilité électromagnétique*
CEPCA : *Consumers Electronics Power line Communication Alliance*
CFS : *Carrier Frequency Systems*
CISPR : *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*
CM : *The common-mode*
CTF : *channel transfer fonction*
DPS : *densité spectrale de puissance*
DS2 : *Design of Systems on Silicon*
DSL: *Digital subscriber line*
EPROM: *Erasable Programmable Read-Only Memory*
FHD-PLC : *High Definition Power Line Communication*
HDSL : *High-bit-rate Digital Subscriber Line soit Ligne*
HTA : *Haute Tension A*
HTB : *Haute Tension B*
IP : *Internet Protocol*
ITU : *International Telecommunication Union*
MIMO : *Multiple-input multiple-output*
OFDM: *orthogonal frequency-division multiplexing*
OPERA : *Open PLC European Research Alliance*
PE: *Protective Earth*
PEEC : *Partial Element Equivalent Circuit*
PL : *Path Loss*
PLC : *Power Line Curant*
PLCA : *Power Line Communication Association*
PLC-J : *Power Line Communication Japan*
PLT : *Power Line Telecommunications*
PPC : *Power Plus Communications*
PUA : *PLC Utility Alliance*
QoS : *Quality of service*
QPSK : *Quaternary Phase Shift Keying*
RADSL : *Rate-Adaptive Digital Subscriber Line*
RCS : *Ripple Carrier Signaling*
SDSL : *Symmetric Digital Subscriber Line*
SISO : *Single Input Single Output*
SNR : *signal-to-noise ratio*
SRAM : *Static Random Access Memory*
UPA : *Universal Power Line Association*
VDSL : *Very high bit rate digital subscriber line*
xDSL : *X Digital subscriber line*

Introduction Générale

Les télécommunications sont la transmission à distance d'informations avec des équipements électroniques associés à des réseaux analogiques ou numériques comme le téléphone fixe ou mobile, la radio/TV, la vidéo ou PC. Les télécommunications sont également une partie importante de l'économie et doivent respecter les normes décidées par les instances internationales. Le domaine des télécommunications en globe différentes technologies et disciplines scientifiques se fusionnent et s'interfèrent entre elles.

Nous allons consacrer ce mémoire à la transmission de données sur le courant porteur en ligne CPL (en anglais Power Line Current PLC). Il s'agit d'une technologie qui vise à faire passer de l'information à bas ou haut débit sur les lignes électriques en utilisant des techniques de modulations avancées. Les réseaux PLC sont à la fois des réseaux électriques et des réseaux de télécommunication. De ce fait, il n'existe pas encore de réglementation précise pour les équipements et les réseaux PLC. Notre travail est articulé autour de quatre chapitres.

Dans le premier chapitre nous allons donner une idée générale sur le PLC afin de poser la problématique, après un bref aperçu historique sur cette technologie. Par la suite, le concept technique de la technologie PLC, son principe de fonctionnement ainsi que ces techniques de modulation seront exposées. Les méthodes de couplage PLC, et la coexistence du PLC avec d'autres technologies seront données par la suite. En fin de ce chapitre, nous allons énumérer les avantages et les inconvénients de la PLC.

Dans le deuxième chapitre nous allons parler dans la première partie sur la modélisation du canal PLC, avant de développer les deux méthodes de modélisation de la fonction de transfert du réseau électrique. Dans la seconde partie de ce chapitre nous allons introduire la MIMO PLC. Une étude théorique sur les systèmes MIMO PLC permettant de rajouter des coupleurs et les méthodes de couplages.

Les bruits électromagnétiques dans le réseau électrique domestique feront l'objet du troisième chapitre. Ceux-ci seront classés en deux types à savoir : bruits stationnaires et bruits impulsifs. Aussi les modèles de chacun de ces bruits ainsi que les techniques de leur mesure seront donnés. Enfin la compatibilité électromagnétique ou CEM sera développée.

La partie représentant l'ensemble de notre travail qui nous a été affecté et la discussion des résultats obtenus seront données en chapitre quatre où nous traduirons les connaissances théoriques acquises aux chapitres précédents par des simulations. Deux aspects composeront ce chapitre, le premier aura pour objet la simulation d'une chaîne de transmission PLC sous Simulink de MathWorks sur lequel nous devons configurer et faire fonctionner chacun de ces blocs. Le second aura pour but de simuler la technique OFDM modélisée sous le même langage de programmation. Ainsi, toutes les étapes que nous devons suivre seront détaillées jusqu'à l'aboutissement du modèle OFDM dans le cas d'un canal à trajets multiples. A la fin les résultats en termes de BER en fonction du SNR nous permettrons de connaître les performances du système.

I Technologie des Courants Porteurs en Ligne PLC

I.1 Introduction :

Les CPL (Courants Porteurs Ligne ou Power Line Communications en anglais) est une technologie qui permet l'utilisation de lignes électriques basse tension et moyenne tension (230 volts ou 430 volts), couplant des bandes hautes fréquences dans la bande de fréquence 1,6 MHz à 30 MHz à des signaux électriques (50 Hz ou 60 Hz) en utilisant des ondes courtes [W1].

Les PLC sont une norme pour la transmission de signaux numériques. Ils sont liés à toute technologie qui vise à utiliser des techniques de modulation avancées pour transférer des informations à basse ou haute vitesse sur les lignes électriques. Principalement utilisés dans le domaine informatique pour créer des réseaux locaux à haut débit via des prises de courant, ils utilisent uniquement le réseau électrique existant. Il devient beaucoup plus facile d'établir un tel réseau ou de partager une connexion Internet entre plusieurs ordinateurs [2].

Les PLC fournissent aux utilisateurs une large gamme d'applications et de services, notamment Internet haut débit, la voix sur IP et des services multimédias. Ils s'adressent généralement aux professionnels, mais ont commencé à fournir des devis destinés au public. Ces produits comprennent généralement un terminal qui doit être connecté à une prise de courant d'une part et à la carte réseau (carte Ethernet) de l'ordinateur d'autre part [2].

Cette technologie a l'avantage d'utiliser un réseau existant et ne nécessite pas un câblage supplémentaire tout en offrant des débits permettant de transmettre la vidéo. Une telle technique a permis d'étendre le réseau haut débit dans l'habitat. Malheureusement, la qualité de service en utilisant cette technique varie énormément en fonction du réseau et en fonction des appareils qui s'y sont connectés, les courants porteurs en ligne se retrouvent sous plusieurs mots-clés différents : [3]

- CPL (Courants Porteurs en Ligne).
- PLC (Power Line Communications).
- PLT (Power Line Telecommunications).
- PPC (Power Plus Communications).

I.2 Position du Problème :

Le cadre de ce projet est celui des transmissions haut-débit sur courant porteur ou PLC, c'est-à-dire les transmissions qui utilisent comme support les câbles de distribution de l'énergie électrique. L'objectif final est de proposer une solution venant compléter et concurrencer les offres classiques filaires (Ethernet) ou sans fils (Wi-Fi) actuelles. De plus, le domaine d'application pourra être étendu à celui de l'électronique embarquée dans le cadre de systèmes de communication spécifiques pour les moyens de transport (voitures, avions...).

Afin de répondre aux attentes, différentes approches sont envisageables pour communiquer sur le secteur (indoor). En particulier, l'utilisation des techniques MIMO combinées avec des schémas de modulations multi-porteuses est une approche d'utilisation relativement récente et constitue une solution attractive pour les systèmes PLC. En effet, les points forts de cette association résident dans son aptitude à s'approcher de façon efficace de la capacité du canal, ainsi que dans sa simplicité d'implémentation matérielle. Ces caractéristiques en font donc un choix privilégié pour les PLC, laissant entrevoir la réalisation de modems haut-débit fiables et de faible coût.

L'objectif étant d'étudier les spécificités de la communication sur le réseau électrique indoor, nous ne nous intéresserons pas au cas outdoor dans le cadre de ce mémoire. Les caractéristiques du canal PLC, réponses impulsionnelle et fréquentielles ainsi que le bruit, seront appréhendés sous les aspects physiques, mesure et modélisation. L'adéquation de La modulations multi-porteuses & communications sur le réseau ainsi que l'utilisation de l'approche MIMO seront ensuite abordés.

I.3 Aperçu historique :

Les premiers essais expérimentaux sur la technologie PLC remontent à la fin du XIXe siècle. Plus exactement en 1838 où Edward Davy a proposé une solution de mesure à distance du niveau de tension des batteries du système télégraphique. Il eut aussi les travaux de Joseph Routin en 1897 et Chester Thoradson en 1905 qui ont essayé d'envoyer des signaux électriques pour le contrôle et l'acquisition de données. Mais c'est en 1920 que les premiers brevets ont été déposés sur la transmission de données sur des lignes à hautes tensions [4].

Ces systèmes de fréquences porteuses (CFS Carrier Frequency Systems) fonctionnent sur des lignes à haute tension (60kV à 90kV) à des fréquences comprises entre 15 et 500 KHz. Ils permettent de passer des instructions de commande ou de surveiller un système à distance [4].

La première technologie à utiliser des lignes électriques pour les systèmes de contrôle a été développée avant la seconde guerre mondiale exactement en 1930 et s'appelait RCS (Ripple Carrier Signaling), elle était l'opposé de CFS car elle était destinée pour les moyennes et les basses tensions (15 kV, 20 kV et 30kV) et (230/400V) respectivement. Son principe était de superposer un signal de basse fréquence (généralement de 125 Hz à 3 KHz) sur la tension de fonctionnement afin de transmettre le signal de commutation à certains appareils [5].

Les inconvénients de cette technologie sont : le débit binaire est faible (40 bits par seconde), et la puissance requise pour transmettre des informations doit être élevée (10kW et 1 MW) pour éviter une forte atténuation du aux désadaptations d'impédances. La technologie RCS a une communication unidirectionnelle à cause du coût très élevé de ses émetteurs [4].

En 1975, apparition d'une communication bidirectionnelle aux USA, grâce à l'évolution des produits., l'entreprise General Electric est parmi les leaders de ce marché, qui développa le relevé de compteurs à distance AMR [5].

En 1980, des recherches ont été menées pour caractériser les caractéristiques du réseau électrique comme moyen de transmission de données. Le rapport signal sur bruit et l'atténuation du signal du réseau électrique est la principale mesure effectuée [4].

L'utilisation des réseaux de distribution électrique pour la diffusion de données (multimédia, informatique...) est apparue en 1990 avec le développement de l'Internet [4].

En 1997, le premier test de transmission de signal de données bidirectionnel a été réalisé sur le réseau. Le coût attractif de la technologie PLC et les dernières avancées dans les communications numériques et le traitement du signal ont suscité un nouvel intérêt pour les PLC au cours de la dernière décennie. Afin de promouvoir le développement de cette technologie, plusieurs alliances ont été établies entre différentes associations et groupes industriels. Parmi ces associations, on peut nommer l'alliance internationale Home-Plug créée en 2000 qui compte plusieurs industriels tel que EDF, France Telecom, Sony et d'autres. Il existe également des alliances de la "Power Line Communication Association" (PLCA) et de la "Power Line Communication Japan" (PLC-J) en Amérique du Nord, qui ont été établies respectivement en 2001 et 2003 [4]. Afin de mettre en évidence la faisabilité de la technologie

PLC dans les applications domestiques (accès Internet, mise en réseau d'équipements électriques, etc.), et d'analyser les éventuels problèmes liés à la mise en œuvre de cette technologie, différents tests ont été menés [4].

En 2000, EDF R&D et Ascom ont mené leurs premières expériences sur le réseau sinusoïdal. En 2001, l'Office fédéral de la communication (OFCOM) a mesuré les interférences causées par le PLC de Fribourg. La société PLC Utility Alliance (PUA) a lancé un test à grande échelle en 2002 à Saragosse, en Espagne, impliquant 300 bâtiments et 20000 maisons, impliquant l'installation et la configuration de 140 transformateurs [4].

Les résultats très convaincants ont incité Mitsubishi à proposer des offres commerciales dans certaines villes d'Espagne. La société allemande (MVV) a également expérimentalement établi plusieurs réseaux d'accès PLC dans les grandes villes allemandes, permettant à plus de 3 000 utilisateurs de tester le haut débit sur les lignes basses tension [4]. En France, EDF a participé à différents projets de recherche liés au déploiement de PLC. Depuis début 2004, elle a mené une étude en collaboration avec le fournisseur d'accès Tiscali.

En 2005, la technologie PLC a été vendue dans le monde entier. Nous avons remarqué l'arrivée de la norme HomePlug Turbo 85 Mb/s et le début d'une régulation au niveau européen. Deux années plus tard, a vu l'arrivée des modems haute vitesse atteignant 200 Mbits/s, comme AV HomePlug 200 Mbits/s.

La technologie PLC présente de nouvelles fonctionnalités à prix abordable, c'est pour cela que la société IEEE prévoit la mise en œuvre d'une norme commune permettant l'interopérabilité des différents systèmes PLC. Diverses recherches sont menées pour libérer complètement les marchés et pour résoudre les différents problèmes liés aux perturbations électromagnétiques et concernant la normalisation [4].

I.4 Concepts De La Technologie PLC :

I.4.1 Principe :

La communication via un PLC peut transmettre des données numériques sur le réseau électrique initialement conçu pour la transmission d'énergie électrique. Un signal de haute fréquence de faible puissance transportant des informations numériques est superposé à un signal de courant 50/60 Hz. Le signal est ensuite propagé à travers un équipement électrique et peut être reçu par un récepteur approprié. On note que le signal 50/60 Hz n'est pas nécessaire pour la propagation du signal PLC. Ceci est très important pour les applications industrielles où certaines machines ne s'arrêtent jamais. En cas de coupure de courant, les terminaux alimentés par des sources d'alimentation externes (telles que des batteries) continueront de communiquer [6].

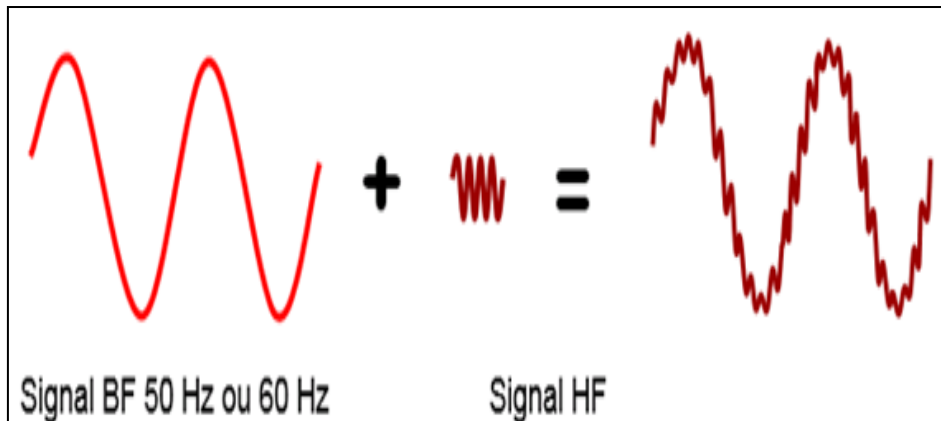


Figure I.1 : Principe de transmission par PLC

Selon la partie du réseau électrique avec laquelle nous communiquons, les applications PLC se répartissent en deux catégories: intérieur (Indoor) sur les réseaux domestiques appartenant à des fournisseurs d'énergie et extérieur(Outdoor) sur les réseaux extérieurs. En fonction du débit des applications, le PLC est également divisé en deux catégories : le PLC bas débit et le PLC haut débit. Actuellement, les applications bas débit utilisent les bandes de fréquences allant de 3kHz à 500kHz en fonction des pays et les applications haut débit, les fréquences [1-30] MHz puis étendu à 100 MHz depuis 2011. En Europe, le PLC bas débit utilise les fréquences 9kHz-148kHz couvrant les bandes CENELEC A, B, C, et D [6].

I.4.1.1 Fonctionnalités des PLC :

Les fonctionnalités des PLC sont les conséquences de nombreux développements technologiques des réseaux filaires, notamment l'ADSL, Wi-Fi, Ethernet. Le composant électrique PLC, pour sa part, requiert l'utilisation de technologies pour rendre fiable la liaison PLC, qui est la principale faiblesse de ce type de réseau. Il existe 04 fonctionnalités principales :

- Le mode réseau, qui permet de gérer l'organisation du réseau et les communications entre les différents équipements PLC.
- Le mode de gestion des trames PLC, notamment la fragmentation et le réassemblage, qui permet de pallier le problème de la transmission d'importants volumes de données.
- La technique d'accès au média, qui inclue la synchronisation des équipements du réseau et la gestion des priorités.
- La qualité de service, qui autorise la transmission des données de type voix ou Vidéo dans les environnements PLC [7].

I.4.1.2 Techniques de modulation :

La prise en charge de la transmission de signaux haute fréquence (HF) sur le réseau n'a pas été étudiée. Par conséquent, il est nécessaire de considérer les limites de ce support pour assurer une bonne transmission de ces signaux HF sans interférences avec l'équipement ou les fréquences environnantes dans la bande 1-30 Mhz, dont certains sont réservés à l'armée ou aux radioamateurs. Tout ceci doit enfin être étudié pour donner un débit suffisant à l'utilisateur en bout de ligne.

Par conséquent, tout le problème réside dans la limitation de la puissance de fonctionnement du courant porteur, tout en assurant un débit suffisant, et en limitant les effets du bruit et de la distorsion de ligne.

La solution consiste à :

- Combiner le traitement de signal le plus efficace et réaliser le couplage optimal entre le réseau PLC et le réseau électrique

Parmi les solutions actuelles, deux types de modulations ressortent particulièrement : OFDM et Spread Spectrum [W2].

I.4.1.2.1 OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing:

La technique de transmission OFDM est basée sur l'émission simultanée sur n bandes de fréquence (situées entre 1 et 30 MHz) de N porteuses sur chaque bande. Le signal est réparti sur les porteuses, les fréquences de travail sont choisies en fonction des réglementations tandis que les autres sont « éteintes » de manière logicielle.

Pour augmenter le débit, le signal est émis à un niveau assez élevé et injecté sur plusieurs fréquences à la fois, si l'une de ces fréquences est atténuée le signal passera quand même grâce à l'émission simultanée. En raison de l'orthogonalité des sous-porteuses, le spectre du signal OFDM présente la meilleure occupation de la bande de fréquences allouée.

I.4.1.2.1.1 Notions d'orthogonalité :

On définit l'orthogonalité de deux fonctions $F_1(t)$ et $F_2(t)$ dans l'intervalle $[a, b]$ par la relation suivante:

$$\int_a^b F_1(t) \cdot F_2(t) dt = 0 \quad \text{I.1}$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$. Pour réaliser une base orthogonale, il est nécessaire de trouver N fonctions $\{F_1(t), F_2(t), \dots, F_N(t)\}$ orthogonales deux à deux. La figure ci-dessus illustre un exemple de N fenêtres rectangulaires espacées d'un intervalle σ dans l'axe des temps constitue une base orthogonale.

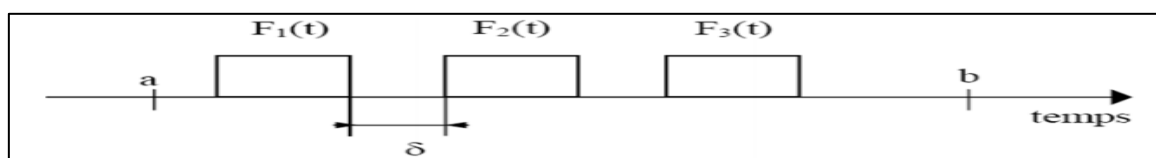


Figure I.2 : Exemple d'une base orthogonale.

Pour parvenir à transmettre des signaux informatifs multiples dans un même canal et de les détecter sans la moindre interférence, l'orthogonalité est une propriété fondamentale entre eux.

➤ **Orthogonalité temporelle :**

Un signal OFDM se compose de N sinusoïdes de fréquences respectives f_k transmises dans un temps T_u , k variant de 0 à N-1 et définit par $f_{k=k/T}$ cette condition permet d'avoir un nombre entier de sinusoïdes sur chaque sous-porteuse durant un temps T_u .

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

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin\left(2\pi \frac{k}{T_u} t\right), & 0 < t < T_u \\ 0 \text{ ailleurs} & \text{pour } k \in [0, N - 1] \end{cases} \quad \text{I.2}$$

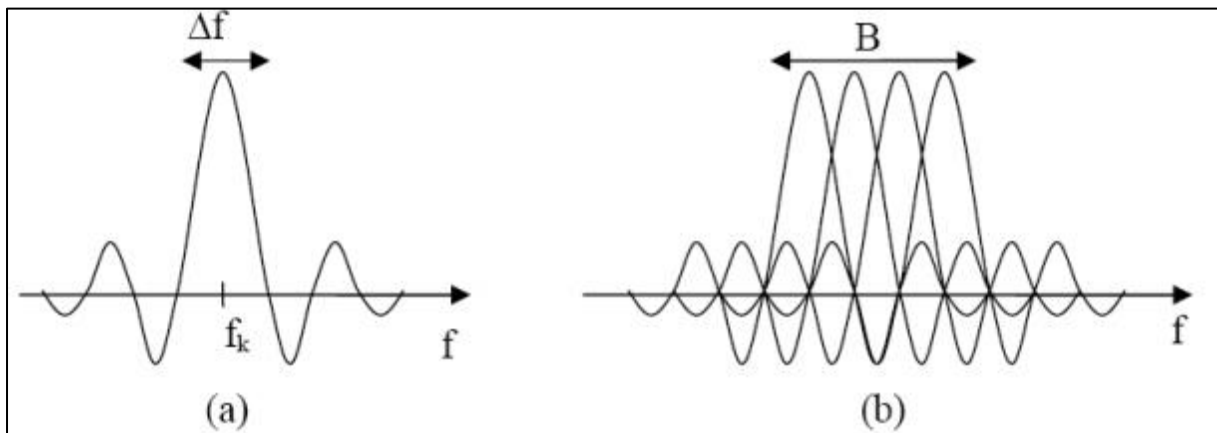
➤ **Orthogonalité fréquentielle :**

On peut aussi décrire la notion d'orthogonalité dans le domaine fréquentiel, si chaque sous-porteuse $S_k(t)$ est transmise pendant un temps T_u

En appliquant à la sous-porteuse une porte de durée T_u dont l'enveloppe est un sinus cardinal qui s'annule aux deux premiers fréquences $f_k - \frac{1}{T_u}$ et $f_k + \frac{1}{T_u}$ sachant que ces deux fréquences sont respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} . La figure ci-dessus montre l'enveloppe obtenue, le spectre (a) étant celui de d'une sous-porteuse de bande $\Delta f = \frac{1}{T_u}$ et le spectre (b) est celui du signal OFDM à N=4 sous-porteuses et qui s'étale sur $B = N \cdot \Delta f = \frac{N}{T_u}$

Etant donné que la valeur maximale de chaque sous-porteuse correspond à "zéro" des autres sous-porteuses donc l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est obtenue.

Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses.



(a) Spectre d'une sous-porteuse.

(b) Spectre d'un signal OFDM.

I.4.1.2.1.2 Principes et fonctionnement de l'OFDM :

Considérons l'ensemble de fréquences porteuses suivant $\{f_k\}$ tel que :

$$\{f_k\} = f_0 + \frac{k}{T_u} = f_0 + k \cdot \Delta f, 0 \leq k \leq N - 1 \quad \text{I.3}$$

f_0 : est la fréquence porteuse origine.

T_u : représente la durée allouée à un symbole.

Δf : représente l'écart entre deux sous-porteuses consécutives.

N : Nombre de sous-porteuses.

A partir d'un codage bit/symboles des données à transmettre, on groupe les symboles C_k par paquets de N (conversion série/parallèle), où $\{C_k\}$ est un ensemble de nombres complexes prenant ses valeurs dans un alphabet fini, correspondant à une modulation donnée.

La fonction porte $\Pi(t)$ est la fonction de la mise en forme dont l'orthogonalité est vérifiée si $\Delta f = \frac{1}{T_u}$. Le signal modulé du train k s'écrit sous une forme complexe : $C_k e^{j2\pi f_k t}$

I.4.1.2.1.2.1 Principe de la modulation/démodulation OFDM :**☞ Modulation :**

Le signal résultant $s(t)$ correspondant à l'ensemble des N sous-porteuses réassemblés en un symbole **OFDM** tel que :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t}, 0 \leq k \leq N - 1 \quad \text{I.4}$$

Lorsqu'on effectue un échantillonnage à la fréquence f_k d'une sous-porteuse, on aura aucune interférence avec les autres sous-porteuses, c'est ce qui nous permet de recouvrir les spectres des différentes sous porteuses et d'avoir à la fin une occupation optimale du spectre.

A la réception le signal obtenu est de la forme :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right) t} \quad \text{I.5}$$

Avec :

$H_k(t)$: La fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k à l'instant t .

T_s : Durée d'un symbole.

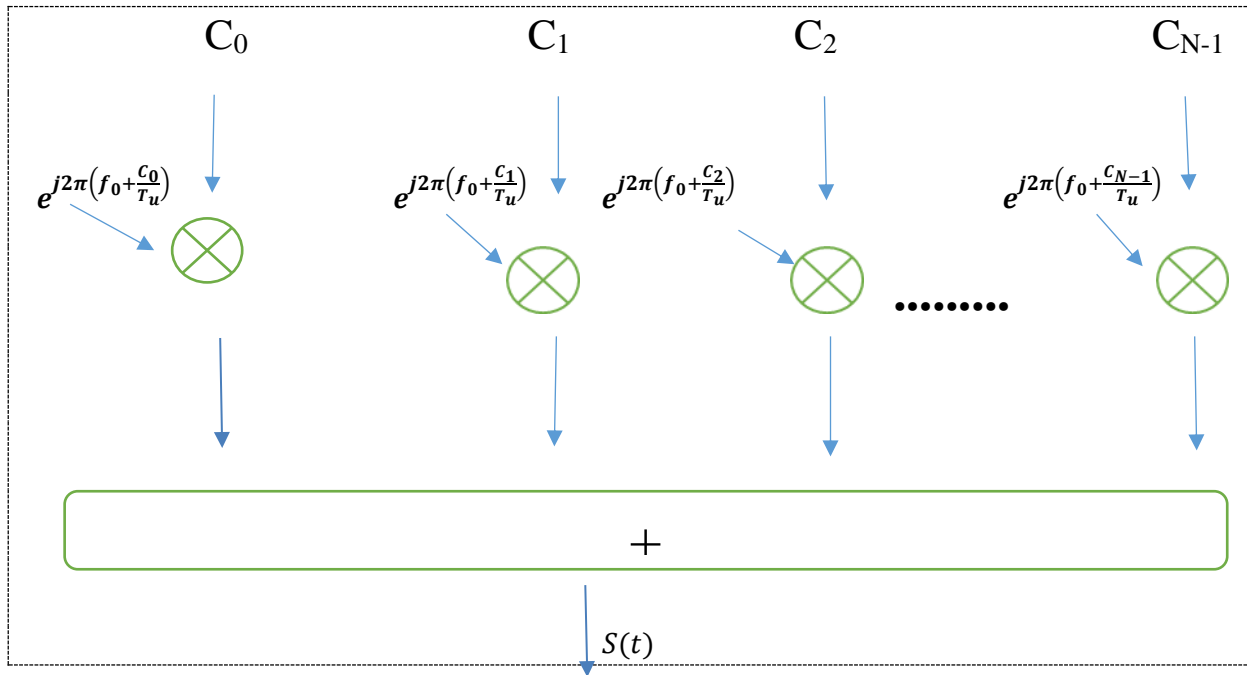


Figure I.3 : Réalisation possible d'un modulateur OFDM.

✂ **Démodulation :**

Elle consiste à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses tel que le montre la figure ci-dessous :

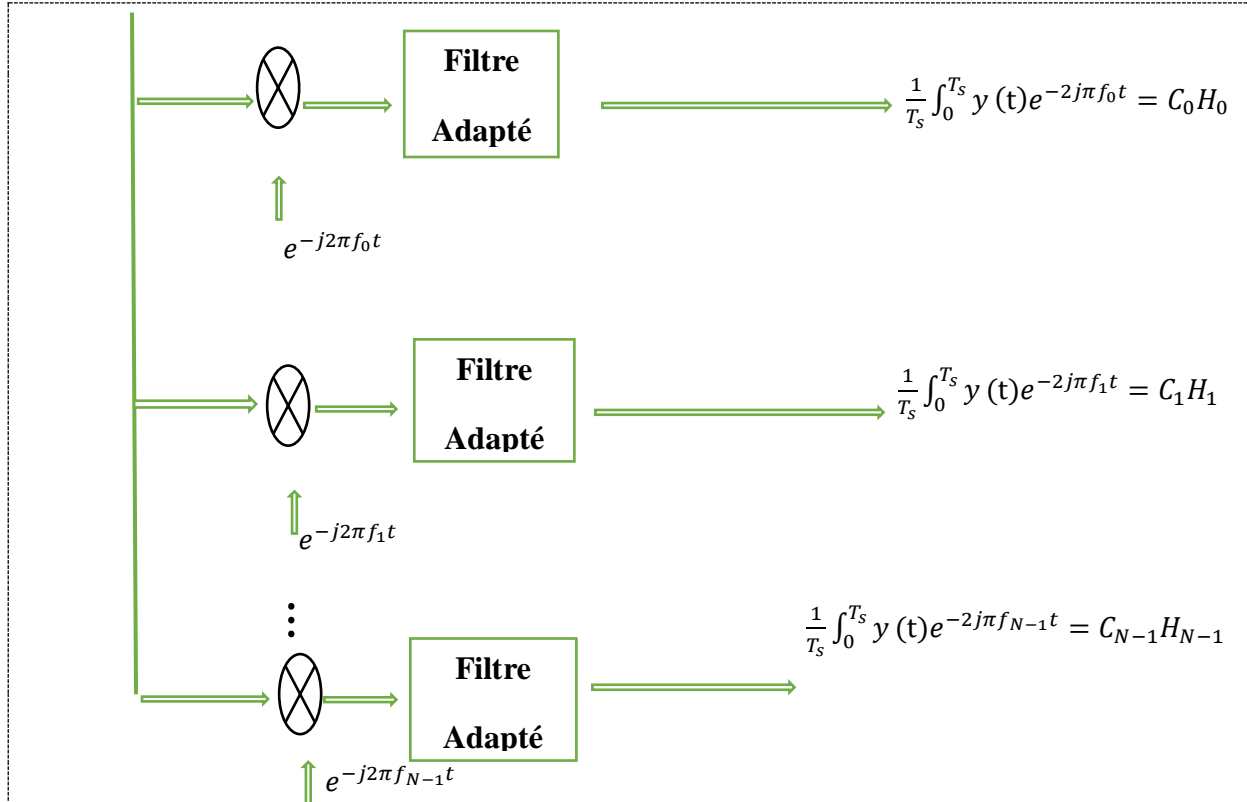


Figure I.4 : Schéma de concept d'un démodulateur OFDM.

I.4.1.2.2 Modulation à étalement de spectre (Spread Spectrum) :

Le principe de ce type de modulation consiste à étaler l'information sur une bande de fréquences beaucoup plus large que la bande nécessaire afin d'éliminer les signaux parasites et les distorsions liées à la propagation c'est-à-dire pour que le signal ne se confond pas avec le bruit. À l'émission le signal est codé, un code est assigné à chaque utilisateurs afin de pouvoir le décoder à la réception, si le récepteur ne possède pas ce code, le signal alors est perçu comme un bruit.

Le niveau d'émission du signal étant inférieur au bruit, le débit reste faible. Par conséquent, la modulation à spectre étalé est optimisée pour lutter contre le bruit et mieux limiter les effets.

Lorsqu'on fait le point des différentes solutions existantes à ce jour on note que les solutions qui utilisent l'étalement de spectre restent à bas débit, seules les solutions qui utilisent OFDM peuvent monter en débit à ce jour.

I.4.2 Le réseau de distribution électrique

La chaîne du flux d'énergie électrique débute dans les centrales de production et se termine chez des clients particuliers ou industriels. Les éléments les plus influant de cette chaine sont les réseaux de distribution. Ces réseaux ont pour rôle la distribution l'énergie électrique du poste haute tension aux clients en ajustant le niveau de tension si nécessaire [8].

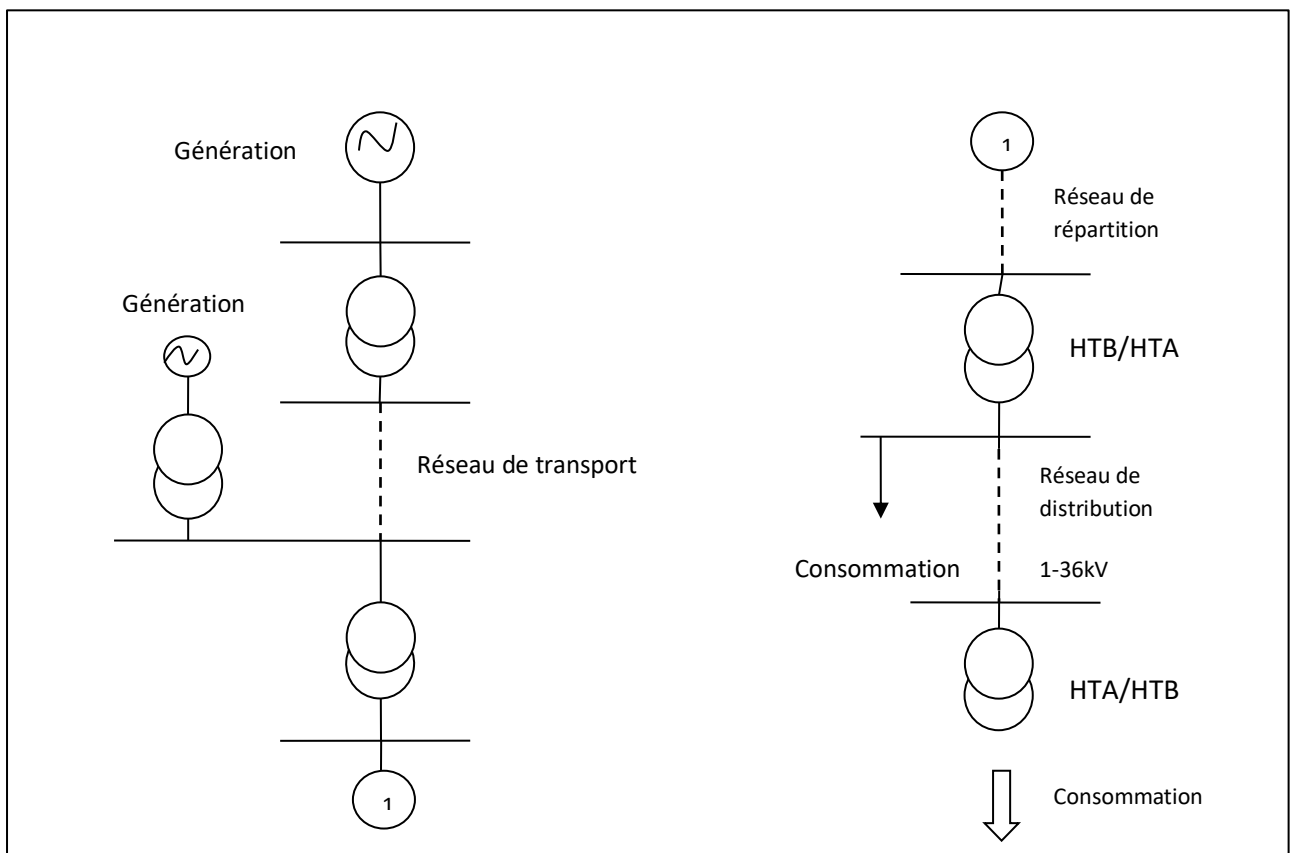


Figure I.5 : Schéma simplifié du cheminement de l'énergie électrique.

On constate d'après la figure I.5 que les réseaux moyennes tensions ou bien les réseaux de distribution alimentés par les postes HTB/HTA (postes sources). Il peut arriver que pour certains clients ayant une consommation importante le raccordement est réalisé directement aux réseaux HTB ou HTA selon l'intérêt de l'utilisateur et ses justificatifs.

Les transformateurs HTA/BTB alimentent les lignes basses tension aux quelles la majorité des clients sont connectés. Il se peut que dans certains pays, il existe encore d'autres niveaux de tensions pour des motifs historiques ou géographiques.

Les réseaux de distribution sont en général exploités avec une topologie radiale qui permet l'utilisation de système de protection simple et donc peu onéreux alors que les réseaux de transport et de répartition sont maillés pour des raisons de sécurité, les réseaux de transport sont caractérisés par une tension importante (225-400kV) justifiée par les valeurs très élevées de l'énergie à transporter [8].

I.4.3 Les Systèmes PLC Outdoor :

Le PLC haut débit Outdoor est utilisé comme technologie d'accès internet. Il s'agit ici de relier une arrivée internet haut débit (satellite, fibre optique) au réseau électrique local. Ainsi toute la zone desservie par le transformateur (là où se produit le couplage) peut bénéficier des droits d'accès attribués via le réseau [6].

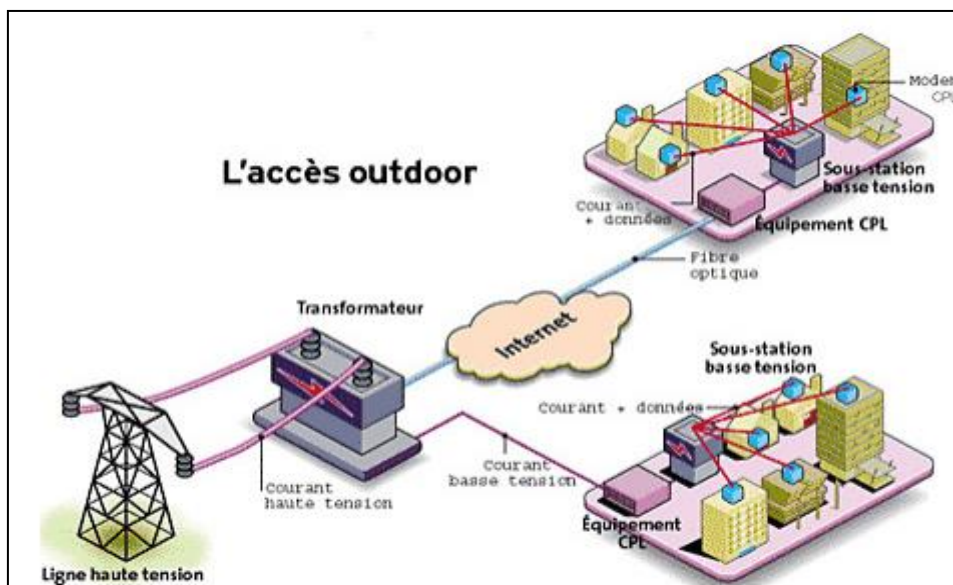


Figure I.6 : Accès internet par boucle locale PLC.

Des essais expérimentaux pour les installations extérieures sont en cours, établissant un couplage entre l'arrivée Internet haut débit et le réseau électrique via des transformateurs HTA/BT pour créer des réseaux locaux. En effet, l'Allemagne commence à commercialiser déjà des offres haut débit via PLC.

Sur la figure I.6 on peut distinguer le poste HTA/BT qui est raccordé au réseau de collecte à débit élevé (fibre optique ou réception satellitaire...). L'équipement PLC installé au niveau de chaque poste HTA/BT est composé de deux modems PLC : Un modem HTA reliant les autres postes HTA/BT et un modem BT assurant le lien entre le poste HTA/BT et le compteur électrique du client.

Afin d'acheminer un flux haut débit depuis un point d'accès préexistant il faut que les autorités locales et les entreprises concernées utilisent la technologie PLC. L'effet capillaire extrêmement fine du réseau électrique permet de couvrir la quasi-totalité du territoire, notamment dans les zones rurales qui n'ont jusqu'à présent pas connu de révolution du haut débit.

I.4.4 Les systèmes PLC Indoor :

L'utilisation de PLC pour former un réseau de communication est la méthode la plus évidente et l'une des méthodes les plus utilisées pour les professionnels et le public. Le partage de la connexion internet est l'une des applications les plus connus des PLC. Il donne la possibilité de mettre une liaison entre les différents ordinateurs d'une maison ou d'un bureau et un modem de connexion internet par l'intermédiaire du réseau électrique. La méthode la plus répandue c'est lorsqu'un modem de connexion internet est relié au décodeur TV et la prise ADSL est éloignée de l'emplacement voulu du téléviseur, c'est là qu'on passe par le PLC [6]. La figure I.7 met en évidence la partie Indoor qui couvre la partie entre le compteur et toutes les prises des maisons ou entreprises, son principe est décrit comme suit:

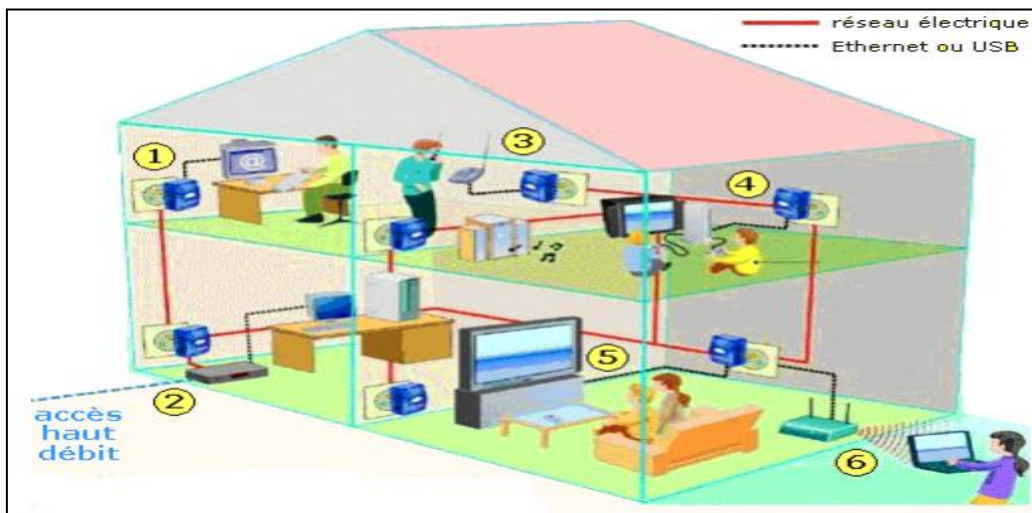


Figure I.7 : Exemples d'application du PLC indoor.

- ① Chaque appareil est connecté au réseau via une petite boîte branchée sur une prise (Électricité classique).
- ② Le modem câble ou ADSL (routeur) est utilisé comme interface entre Internet et le réseau électrique.
- ③ Si l'utilisateur dispose d'un service de téléphonie Internet, on peut connecter un téléphone IP.
- ④ En connectant deux consoles de jeu, on peut jouer en réseau dans plusieurs pièces de la maison.
- ⑤ Un ou plusieurs téléviseurs peuvent être connectés pour accéder à des programmes TV par ADSL, on peut visionner des vidéos DVD en même temps dans plusieurs pièces.
- ⑥ Un point d'accès wifi peut être ajouté au réseau.

À ce jour, les solutions PLC commercialisées, de type HomePlug pour l'indoor, sont des solutions efficaces pour élargir le réseau local et partager l'accès Internet haut débit existant, par exemple à la maison ou en petite entreprise, avec une facilité d'utilisation.

I.4.5 Les Modems PLC :

Le modem PLC est utilisé pour désigner l'appareil connecté au terminal souhaitant participer au réseau PLC, les interfaces PLC ne sont pas intégrées dans les terminaux c'est l'opposé des interfaces Wi-Fi, qui sont intégrées dans les terminaux cartes, le terminal, généralement c'est ordinateur qui est relié à l'équipement qui comprend deux interfaces, un pour la connexion au réseau électrique, l'autre (RJ-45 ou USB) pour la connexion au terminal.

Le modem PLC est l'équipement le plus connu dans les réseaux PLC parce qu'il est facile à utiliser, puisqu'il ressemble aux autres appareils électrique standards. Il contient une prise mâle à brancher sur une prise électrique et d'une interface USB ou Ethernet pour se connecter au terminal.

En raison de l'alimentation permanente en 200 V/50 Hz, Les premiers modems PLC HomePlug 1.0 en boîtier plastique connaissaient de sérieux problèmes de dissipation de chaleur. Ce qui provoque la défaillance des composants électroniques qui ne peut pas résister à la chaleur excessive dans le boîtier. Avec le temps ils ont pu régler ce problème avec l'amélioration des ces modems PLC et l'apparition des composants plus robustes comme les ailettes de refroidissement et les trous d'aération (voir figure I.8, à droite) leur permettant de fonctionner correctement, même dans des situations dans lesquelles les équipements étaient empilés ou placés dans des environnements peu aérés et à des températures pouvant atteindre 70 °C. Contrairement aux modems domestique (grand public) leur boîtés sont toujours en plastique, les modems professionnels sont devenus en métal. Le modem possède en général trois LED, ou voyants, qui renseigne l'utilisateur sur présence du signal 220 V/50 Hz, ainsi que celle du signal PLC sur l'interface électrique et celle du réseau Ethernet sur l'interface RJ-45 (voir figure I.8 à gauche). Afin d'aider l'utilisateur à diagnostiquer le bon fonctionnement de l'équipement il faut que certains équipements contiennent jusqu'à cinq voyants. À l'intérieur du boîtier, toute l'architecture matérielle s'articule autour du composant principal qui est la puce PLC Home-Plug (voir figure I.8 au milieu). Le constructeur Intellon est le principal fournisseur de puces HomePlug [7].



Figure I.8 : Extérieur et intérieur d'un modem PLC Home-Plug Corinex Power Net.

Le tableau I.1 Récapitule les différentes versions de puces apparues au fil des versions de la technologie HomePlug.

| HomePlug | Puce |
|------------------------------|------------------|
| 1.0 (appelé également 1.0.1) | INT5130, INT51MX |
| Turbo (appelé également 1.1) | INT5500 |
| AV | INT6000 |

Tableau I.1 : Modèles de puces Intellon.

Autour de cette puce PLC, qui implémente toutes les fonctionnalités des réseaux PLC, un certain nombre de composants et de circuits électroniques permettent d’optimiser le fonctionnement du modem PLC:

- **Couplage au réseau électrique** : c’est le branchement du modem PLC au réseau électrique.
- **Contrôle du gain du signal PLC**: on l’utilise pour optimiser l’émission/réception des données, y compris dans des conditions difficiles, du fait notamment des bruits sur le réseau électrique.
- **Stockage d’informations sur l’état du réseau PLC** : cette fonction est assurée par une EPROM (mémoire persistante au redémarrage du modem) et une SRAM (mémoire volatile effacée au redémarrage du modem), qui conservent les informations d’état des liens PLC, de clés de cryptage du réseau ou d’autorisation d’accès. La figure I.9 illustre l’architecture matérielle d’un modem PLC HomePlug 1.0.

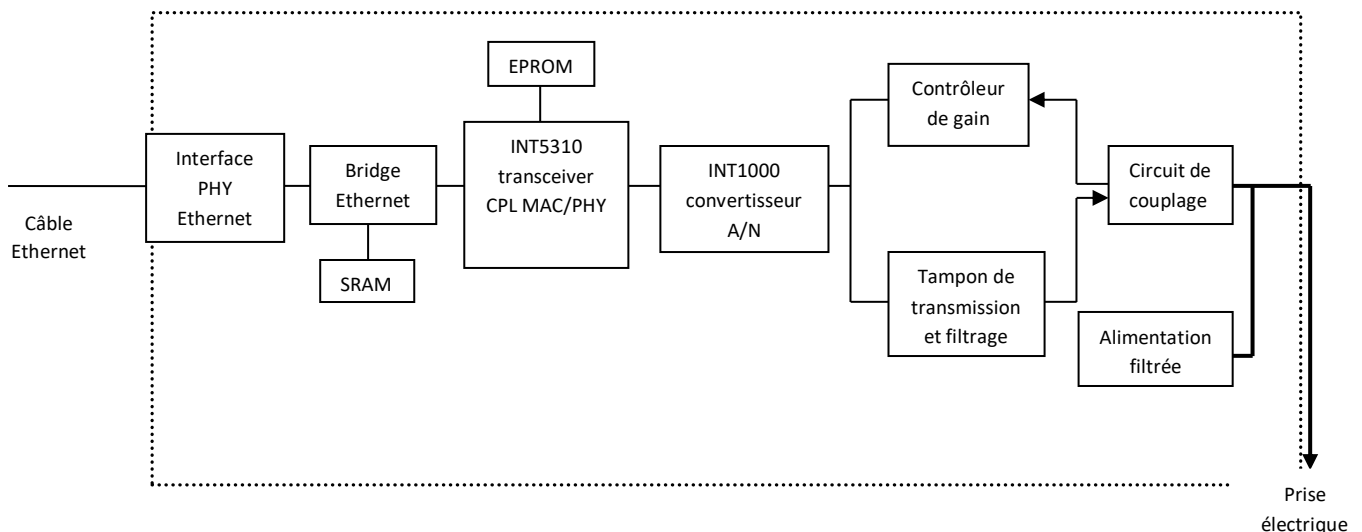


Figure I.9 : Architecture matérielle d’un modem PLC.

Parmi les modems PLC qui connectent un poste client au réseau PLC, les constructeurs ont élaboré deux types:

- **Desktop** : Ce sont des modems sous forme de boîtiers à poser sur une table ou sur un support, avec un cordon électrique pour se brancher sur les prises électriques (figure I.10).

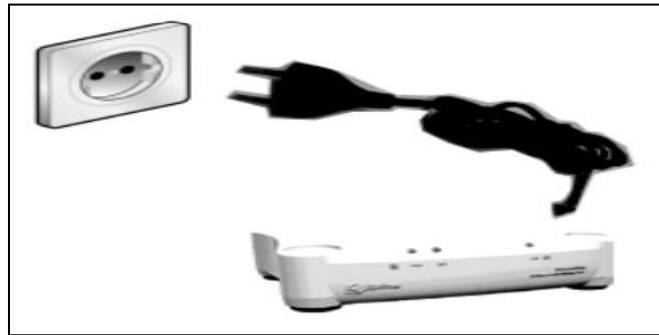


Figure I.10: Modem desktop.

- **Wallmount** : Ce sont des modems sous forme de boîtiers intégrés qui se branchent directement sur les prises électriques. La majorité des modems PLC sont des Wallmount du fait de leur facilité d'utilisation (figure I.11).



Figure I.11: Modem Wallmount.

I.4.6 Méthodes de couplage :

Pour limiter la puissance de fonctionnement des courants porteurs tout en assurant un débit suffisant, et limiter les effets du bruit et de la distorsion sur la ligne il faut:

- Associer un traitement du signal le plus performant possible.
- Réaliser un couplage optimal du réseau PLC au réseau électrique.

Un bon couplage minimise les effets de rayonnement et optimise la qualité du signal sur le réseau et sur toutes les phases si l'on est en triphasé. Il existe deux méthodes de couplage:

a) Le couplage capacitif :

Ce type de couplage est le plus utilisé pour le PLC Indoor, il est inhérent aux adaptateurs réseau monophasés, lorsque le signal PLC est couplé au réseau via une prise de courant, un couplage capacitif est effectué: l'appareil est connecté en parallèle sur le départ. Pour un réseau triphasé le couplage capacitif peut se faire au niveau du tableau électrique si et seulement s'il est accompli par un électricien (figure I.12) [2].

b) Le couplage inductif :

L'appareil est connecté à une ou plusieurs phases du réseau via une bobine. Le signal se propage à travers les autres phases et sur le réseau grâce à un effet magnétique. Lors de l'injection sur un réseau triphasé et pour avoir la même qualité de signal sur les trois phases, on utilise ce type de couplage. Les coupleurs de marque Eichhoff sont les plus utilisés pour réaliser les couplages inductifs: ils se composent d'un grand anneau en deux parties et sont fermés avec un gaffer (ruban adhésif pour assurer une efficacité de couplage maximale [2] (figure I.9).

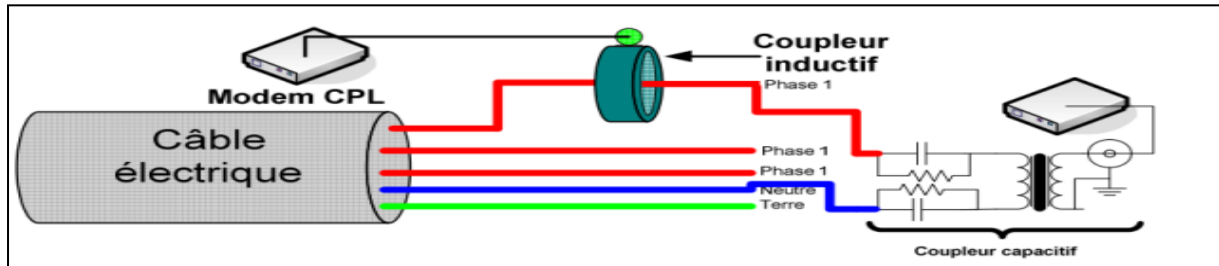


Figure I.12 : Coupleurs inductifs et capacitifs.

I.4.7 Coexistence entre les systèmes PLC :

Depuis les années 2000, la technologie CPL ne cesse de s'étendre. Apparition de Plusieurs technologies. Il existe plusieurs industriels impliqués dans le développement de la technologie PLC, chaque industriel développé ses propres produits pour plus de détails voir (ANNEXE A).

I.4.8 Coexistence du PLC avec d'autres technologies :

La technologie PLC est désormais en concurrence avec d'autres solutions à large bande disponible. Dans une certaine mesure, PLC continue de développer et d'attirer de nouveaux fournisseurs d'accès, il est nécessaire d'analyser un éventuel problème de coexistence Vous pouvez vous rencontrer dans le réseau domestique [3]. Les concurrents PLC peuvent être divisés en deux catégories en fonction du modèle Opérationnel [3]:

- Pour le PLC « Access » : les technologies xDSL (et ses différentes variantes) et CATV (Community Antenna Television) déjà très bien implantées.
- Pour le PLC « indoor » : le Wireless et dans une moindre mesure le câblage Ethernet.

➤ La technologie CATV :

La CATV (Community Antenna Television) utilise le réseau de télé distribution réadapté comme support. Afin de rendre l'amplificateur bidirectionnel, il est nécessaire de les remplacer tous. Les bandes de fréquence intérieure sur lesquelles le transport des données numériques est effectué sont 40MHz en USA et 60MHz en Europe [5].

➤ La technologie Wireless :

Technologie sans fil basée sur des liaisons utilisant des ondes radio Généralement distingués les uns des autres par leur zone géographique (appelée Couverture).

➤ **La technologie xDSL :**

Les systèmes xDSL rassemblent toutes les technologies mises en œuvre par la transmission d'informations numériques sur la ligne téléphonique. Les technologies xDSL sont constituées de deux grandes familles, celle utilisant une transmission symétrique et celle utilisant une transmission asymétrique. xDSL peut être divisé en plusieurs catégories: **HDSL, SDSL, ADSL, RADSL, VDSL** [3].

I.4.8.1 Coexistence PLC avec CATV :

Il n'existe aucun risque d'interférence du CATV avec PLC malgré que les CATV fonctionnent sur une partie de la bande HomePlug AV2 (1,8MHz-86MHz) car ils utilisent des câbles en paires torsadées blindées. Le blindage limite considérablement les risques d'interférence [3].

I.4.8.2 Coexistence PLC avec le Wireless :

Il n'y a aucun risque que les systèmes Wireless interfèrent avec le PLC ou l'inverse car tous les systèmes Wireless fonctionnent dans la gamme du GHz, donc ils ne partagent pas la même bande de fréquence avec PLC, par conséquent ils peuvent coexister ensemble. En effet, les perturbations proviennent plus facilement du fonctionnement d'un four micro-onde ou d'équipements Wireless entre eux (Interactions Wifi-Bluetooth).

I.4.8.3 Coexistence PLC avec xDSL :

PLC et la majorité des communications de type xDSL peuvent coexister entre eux, car on retrouve ces communications dans des fréquences inférieures à 1.104 MHz, or que le CPL n'intervient qu'à des fréquences supérieures à cette fréquence (ils ne sont pas sur même bande de fréquence) [5].

Les systèmes ADSL et les systèmes PLC peuvent coexister ensemble car la bande de fréquence de la technologie ADSL [30kHz à 1,1MHz], et celle de la technologie ADSL2+ peut aller jusqu'à 2,2MHz. Cette génération de technologies ADSL utilise la bande 1,1MHz-2,2MHz pour le flux descendant. Ce qui nous montre que les systèmes ADSL et PLC ne partagent qu'une partie de la bande de fréquence et ne perturbent pas leur coexistence [3].

La technologie VDSL est donc la seule parmi les communications de type xDSL qui a des problèmes d'interférences avec la technologie PLC parce que les deux technologies VDSL (VDSL1 et VDSL2), partagent la même bande de fréquence que PLC. VDSL1 utilise la bande de fréquences 138 kHz-12 MHz, tandis que VDSL2 s'étend sur la bande de fréquences 138 kHz-30 MHz. La technologie VDSL utilise plusieurs sous-bandes pour la liaison descendante et d'autres sous-bandes pour la liaison montante. C'est l'opposé de la technologie ADSL qui utilise une seule bande de fréquences pour la liaison descendante et une autre bande de fréquences pour la liaison montante [3].

On peut constater que la seule technologie qui ne peut pas coexister avec les PLC est la technologie VDSL (VDSL1, VDSL2). Aussi que le VDSL1 est moins affecté par les systèmes PLC que le VDSL2 car la portion de la bande PLC que partage le VDSL1 est plus petite que celle de VDSL2.

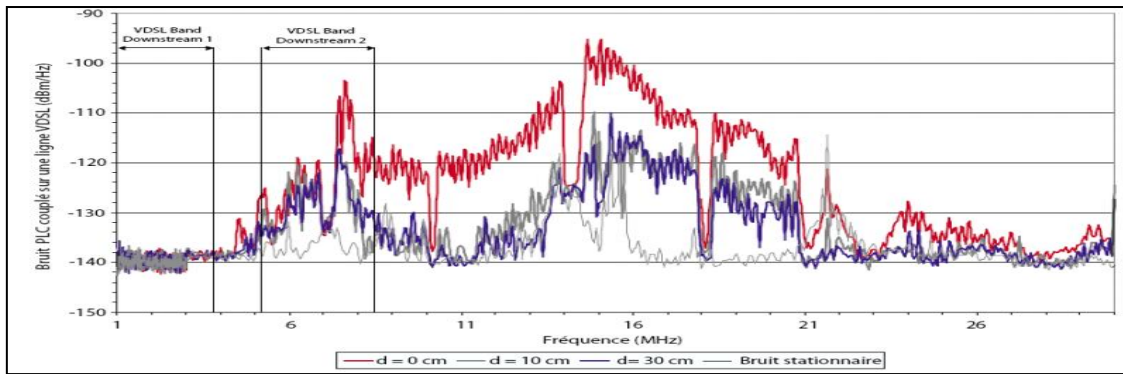


Figure I.13 : Bruit PLC couplé sur une ligne VDSL.

La figure I.13 présente le bruit provoqué par le couplage du signal PLC sur la ligne VDSL. Ce bruit dépend essentiellement de la distance entre les deux lignes, la longueur de coexistence et la longueur sur la ligne VDSL. Si la distance entre les deux lignes est très grande, l'impact du couplage entre les deux lignes sera plus faible. Le PLC et le VDSL peuvent cohabiter dans le même environnement s'ils sont assez éloignés [3].

I.5 Conclusion :

Ce premier chapitre a été consacré à la présentation du concept technique de la technologie PLC, là où nous avons abordé un petit aperçu historique de cette technologie.

La technologie PLC présente plusieurs avantages comme l'utilisation d'un réseau existant qui ne nécessite pas un câblage supplémentaire, le déploiement rapide et le cryptage robuste PLC devient de plus en plus populaire. En effet, la rapidité et le coût d'installation font de cette technologie un facteur incontestable de développement et d'expansion. Avec les CPL, toutes les prises électriques deviennent un point d'accès réseau potentiel.

Malgré ses avantages, la technologie PLC présente certains inconvénients, principalement les problèmes de compatibilité électromagnétique et de coexistence avec d'autres systèmes, le débit même élevé en « INDOOR », est partagé par tous les matériels connectés à une même ligne électrique. Plus il y a de matériels, moins le débit sera important. Ce problème se retrouve également dans le "OUTDOOR", où tous les utilisateurs connectés partageaient également le point d'accès global (pour un immeuble, pour la boucle locale ...).

Dans ce premier chapitre nous avons traité les applications PLC haut débit, comme PLC Outdoor peut également être installé à l'extérieur. Il utilise alors le réseau électrique public. En fait, l'accès Internet à haut débit est lié au réseau électrique municipal à haute tension. La connexion passera ensuite par le réseau électrique au lieu du réseau téléphonique comme l'ADSL. Les maisons équipées de modems PLC reçoivent le signal et PLC Indoor, dans ce type, le modem-routeur est relié à un adaptateur PLC pour faire communiquer les flux numériques d'Internet avec le réseau électrique. L'utilisateur peut ensuite brancher de nouveaux adaptateurs sur d'autres prises électriques de son logement. Il y connectera, via un câble Ethernet ou USB, un ordinateur fixe, un portable ou encore un décodeur si besoin pour la TV par ADSL.

Nous avons analysé dans ce chapitre aussi les problèmes de coexistence du PLC, Grâce à cette analyse, nous avons montré que la coexistence entre les différents systèmes PLC a été résolue.

II Modélisation et caractérisation du canal PLC

II.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la transmission à large bande sur le réseau électrique. Le principal objectif est d'augmenter le débit à atteindre tout en assurant une qualité de service adéquate. La technologie PLC présente les avantages suivants:

- Elle peut être connectée à des prises électriques dans de nombreuses parties de la maison.
- Aucun câblage supplémentaire n'est requis.

L'approche correspondante consiste à utiliser des supports qui n'ont pas été initialement conçus pour la transmission haute fréquence et dont les caractéristiques varient d'un segment de réseau à un autre, de sorte que les performances du système PLC ne peuvent pas être optimisées.

Afin de clarifier ces limitations et d'en déduire d'éventuelles améliorations, il est nécessaire de caractériser l'infrastructure électrique à travers sa fonction de transfert afin de déterminer la capacité du canal PLC.

Dans [5] la mesure de l'impédance a été effectuée sur différents appareils au-dessus de 100 MHz, et une méthode d'adaptation d'impédance a été proposée limitant la variation de la fonction de transfert du canal PLC et évite certaines atténuations dans les hautes fréquences.

Nous rappelons dans ce qui suit en premier les expressions analytiques qui permettent de calculer les paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission, ces paramètres seront utilisés pour calculer la fonction de transfert. Après nous allons aborder les méthodes de modélisation de la fonction de transfert du réseau électrique qui se divisent principalement en deux approches :

- **Approche déterministe** : basée sur la détermination des paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission.
- **Approche empirique** : basée sur un modèle stochastique bâti à partir des statistiques sur les mesures de la fonction de transfert.

II.2 Paramètres d'une ligne de transmission :

Les modems PLC utilisent dans la majorité des cas deux conducteurs lors d'une transmission du signal PLC à travers le réseau électrique domestique :

- **Les modems SISO** : (Single Input Single Output) qui utilisent le neutre et la phase pour transmettre le signal PLC
- **Les modems MIMO** : qui transmettent le signal PLC sur la phase et le neutre, la phase et la masse ou le neutre et la masse.

Le signal PLC se propage entre deux phases dans le cas des réseaux triphasés. Du point de vue de la communication PLC, le réseau électrique peut être comparé à une ligne de transmission bifilaire. En revanche, si nous nous intéressons à la compatibilité électromagnétique ou aux

champs électromagnétiques rayonnés par le système PLC, les conducteurs de masse en plus du neutre et de phase, doivent également être pris en compte.

Les paramètres de la ligne de transmission bifilaire sont donnés dans cette section pour modéliser la fonction de transfert du réseau électrique.

La théorie des lignes de transmission décrit le comportement des câbles bifilaires et utilise deux hypothèses principales:

- **Homogénéité** : est garantie si les paramètres géométriques (dimensions des conducteurs, distances entre les centres des conducteurs) et les paramètres physiques (nature des conducteurs et des isolants ou diélectriques) sont considérés constants sur toute la longueur de la ligne.
- **Conservation du courant** : est un principe physique signifiant que la charge du système d'isolement est constante. La charge électrique ne peut être qu'échangée avec un autre système mais elle ne peut pas être générée ou détruite, on dit qu'il s'agit d'une grandeur conservative.

Une ligne de transmission bifilaire est définie par ses paramètres primaires ou paramètres linéiques dont l'impédance longitudinale Z et l'admittance transversale Y définies à la pulsation ω (équations I.1, I.2). Les paramètres primaires, L , C et G sont respectivement la résistance linéique longitudinale, l'inductance linéique longitudinale, la capacité linéique transversale et la conductance linéique transversale [3].

$$\bar{Z} = (R + jL\omega) \quad \text{II.1}$$

$$\bar{Y} = (G + jC\omega) \quad \text{II.2}$$

- Résistance linéique R (Ω/m): La résistance d'une ligne homogène est proportionnelle à sa longueur. Cette variation est causée par l'effet de peau et de proximité. Elle change également en fonction de la température.
- L'inductance linéique L (H/m) : L'inductance linéique d'une ligne de transmission est la somme des deux inductances (intérieure et extérieure). L'inductance intérieure est due au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs, elle varie en fonction de la fréquence (effet de peau et de proximité). L'inductance extérieure est due au champ magnétique entre conducteurs, elle dépend peu de la fréquence.
- La capacité linéique C (F/m): Capacité entre conducteurs est liée principalement des caractéristiques du diélectrique placé entre les conducteurs.
- La conductance G (S/m): Elle caractérise les pertes diélectriques dans l'isolant.

Une ligne de transmission se caractérise aussi par ses paramètres secondaires qui sont l'impédance caractéristique \bar{Z}_c et $\bar{\gamma}$ le coefficient de propagation donnés par les équations II.3 et II.4. Ces paramètres sont fonction des paramètres primaires de la ligne de transmission.

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\frac{(R+jL\omega)}{(G+jC\omega)}} \quad \text{II.3}$$

$$\bar{\gamma} = \sqrt{(R + jL\omega) \cdot (G + jC\omega)} \quad \text{II.4}$$

Il existe des relations entre courants et tensions dans une cellule élémentaire de la ligne de transmission à partir des définitions précédentes et des hypothèses d'homogénéité et de conservation des courants. En effet, pour une cellule élémentaire de longueur dx , comprise entre x et $x + dx$, composé d'éléments longitudinaux $R \cdot dx$ et $L \cdot dx$, et d'éléments transversaux $C \cdot dx$ et $G \cdot dx$ (figure II.1) pour d'établir ces relations.

Les tensions et les courants sont respectivement $U(x)$ et $I(x)$ à l'entrée et $U(x + dx)$ et $I(x + dx)$ en sortie de la cellule élémentaire [3].

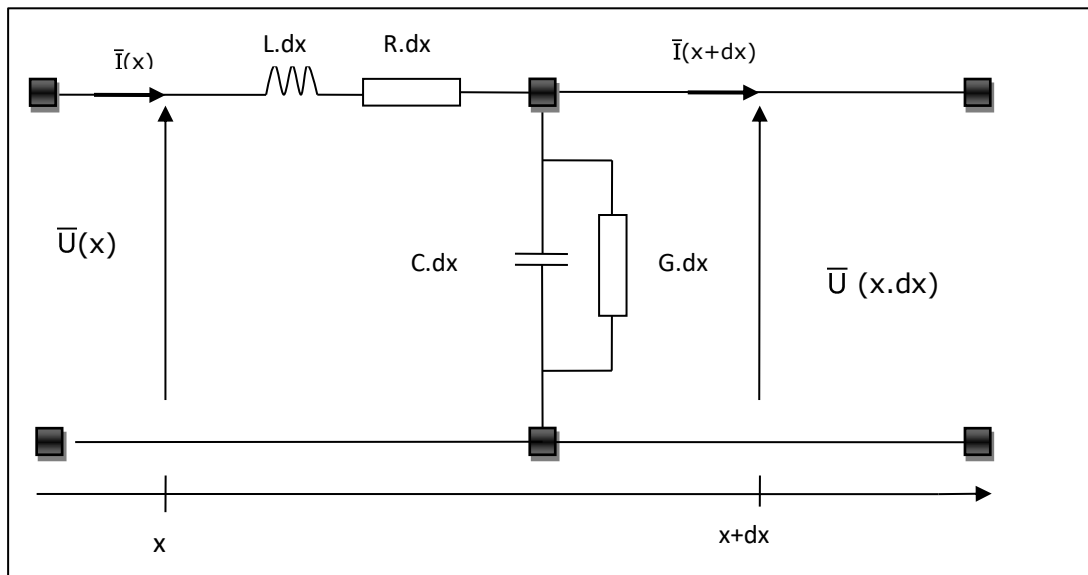


Figure II.1 : Cellule élémentaire d'une ligne de transmission bifilaire.

À partir de la figure II.1, les équations des courants et celles des tensions deviennent:

$$\bar{I}(x) = \bar{I}(x + dx) + (G + jC\omega)dx \cdot \bar{U}(x + dx) \quad \text{II.5}$$

$$\frac{\bar{I}(x+dx) - \bar{I}(x)}{dx} = -(G + jC\omega) \cdot \bar{U}(x + dx) \quad \text{II.6}$$

Quand dx tend vers 0 (cellule élémentaire infiniment petite) l'équation II.6 s'écrit :

$$\frac{d \bar{I}(x)}{dx} = -(G + jC\omega) \cdot \bar{U}(x) \quad \text{II.7}$$

De même en appliquant la loi des mailles, nous aurons l'équation des tensions :

$$\bar{U}(x) = \bar{U}(x + dx) + (R + jL\omega) \cdot dx \cdot \bar{I}(x) \quad \text{II.8}$$

$$\frac{\bar{U}(x+dx) - \bar{U}(x)}{dx} = -(R + jL\omega) \cdot \bar{I}(x) \quad \text{II.9}$$

Quand dx tend vers 0, on obtient:

$$\frac{d\bar{U}(x)}{dx} = -(R + jL\omega) \cdot \bar{I}(x) \quad \text{II.10}$$

en dérivant l'équation II.10 et en remplaçant $\frac{d\bar{I}(x)}{dx}$ remplaçant à partir de l'équation II.7, on obtient :

$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} = (R + jL\omega) \cdot (G + jC\omega) \cdot \bar{U}(x) = \gamma^2 \cdot \bar{U}(x) \quad \text{II.11}$$

De même pour le courant:

$$\frac{d^2\bar{I}(x)}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega) \bar{I}(x) = \gamma^2\bar{I}(x) \quad \text{II.12}$$

À partir des équations (II.11) et (II.12), nous pouvons exprimer les grandeurs à la sortie d'une ligne de transmission (tension et courant) en fonction des grandeurs d'entrée. Pour ce faire, nous utilisons les notations suivantes:

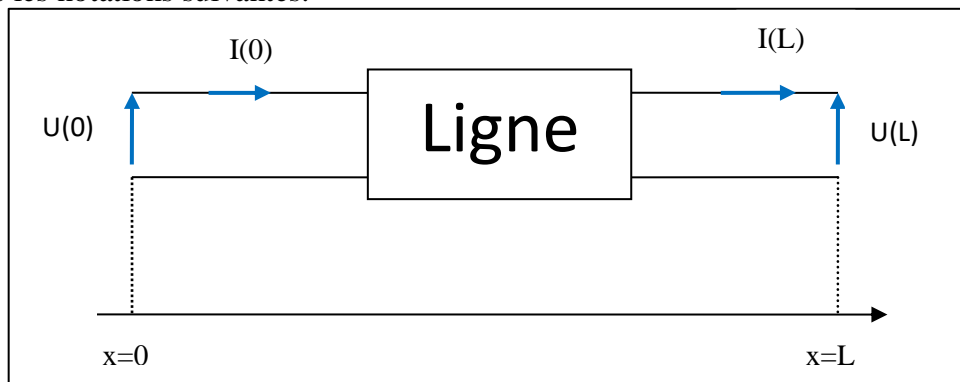


Figure II.2 : Ligne bifilaire.

Les solutions des équations (II.11) et (II.12), en posant U_+ , U_- , I_+ et I_- solutions particulières, on obtient:

$$U(x) = U^+ e^{-\gamma x} + U^- e^{+\gamma x} \quad \text{II.13}$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{+\gamma x} \quad \text{II.14}$$

Les grandeurs (U_+ , I_+) caractérisent l'onde qui se déplace dans la direction '+x' et les grandeurs (U_- , I_-) décrivent l'onde qui se déplace dans la direction '-x'. Pour les points d'abscisse 0 et L, on peut réécrire les deux équations précédentes sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} U(L) \\ I(L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma L} & e^{+\gamma L} \\ \frac{1}{Z_c} e^{-\gamma L} & -\frac{1}{Z_c} e^{+\gamma L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad \text{II.15}$$

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -\frac{1}{Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad \text{II.16}$$

En insérant l'équation II.15 dans l'équation II.16 on obtient la matrice de l'équation II.17 Cette matrice est appelée la matrice chaîne de la ligne de transmission

$$\begin{bmatrix} U(L) \\ I(L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma L) & -Z_c \sinh(\gamma L) \\ -\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad \text{II.17}$$

II.3 Approches déterministes de modélisation de la fonction de transfert :

Nous allons étudier différentes méthodes de modélisation de la fonction de transfert des canaux PLC pour élaborer un outil d'analyse du réseau électrique domestique dans la bande PLC, le choix de la méthode de modélisation dépend de l'aspect à analyser. À partir des paramètres primaires et/ou secondaires du câble électrique et en connaissant la topologie du réseau et les charges qui y sont connectées, on pourra évoquer les trois principales méthodes déterministes qui permettent de modéliser le réseau électrique, ces méthodes sont respectivement la méthode multi-trajets, l'approche matrice chaîne (ou matrice de transmission) et l'approche circuit (voir ANNEXE B).

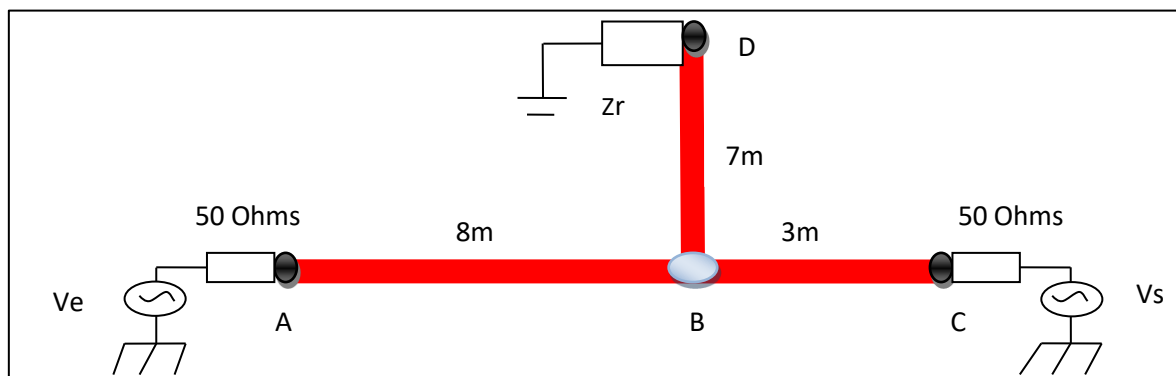


Figure II.3 : Structure du réseau de test.

II.4 Approche empirique de modélisation de la fonction de transfert :

La modélisation du canal PLC à partir d'une base statistique de mesures sans tenir compte de la topologie du réseau est dit approche empirique. Cette technique génère rapidement et facilement les modèles de canaux, malgré que ces modèles ne puissent pas être reliés à des topologies réelles.

A partir des paramètres du Tableau II.1 et de la formule de Shannon (équation II.18) le calcul de la capacité de chaque canal PLC est réalisé. Sachant que ces canaux PLC se divisent en 9 catégories suivant l'ordre croissant de la capacité calculée.

La capacité minimale sur les 144 canaux mesurés dans la bande de 1MHz à 100MHz est de 1Gb/s et la capacité maximale est de 2.8Gb/s. Les neuf classes sont alors définies entre 1Gb/s et 2.8Gb/s avec un intervalle de 200Mb/s [3]. Les canaux de la classe 1 correspondant aux canaux les moins performants et ceux de la classe 9 aux meilleurs canaux.

| | |
|--|-------------|
| Bande de fréquence | 1MHz-100MHz |
| Largeur Δf autour de la porteuse | 25 kHz |
| Nombre de porteuses | 3960 |
| DSP transmise (P_e) | -50dbm/Hz |
| DSP de bruit blanc (P_b) | -140 dbm/Hz |

Tableau II.1 : Paramètres de calcul de la capacité du canal PLC.

$$C = \Delta f \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_e |H(f_i)|^2}{P_b} \right) \quad \text{bit/s} \quad \text{II.18}$$

Les méthodes empiriques sont mieux s'adapter à la modélisation des aspects de propagation du signal. Par contre, les méthodes déterministes répondent mieux aux CEM (champ de rayonnement, Convertir le mode différentiel en mode commun ...), la figure (II.4) illustre un exemple des résultats de mesure des fonctions de transfert de la classe 2 [3]. Le modèle obtenu en calculant l'atténuation moyenne correspondante est affiché en rouge. La relation entre l'atténuation moyenne et la fréquence de ces 9 catégories est représentée sur la figure (II.5). Par contre Le tableau [II.2] donne la relation entre l'atténuation moyenne en fonction de la fréquence pour chaque classe.

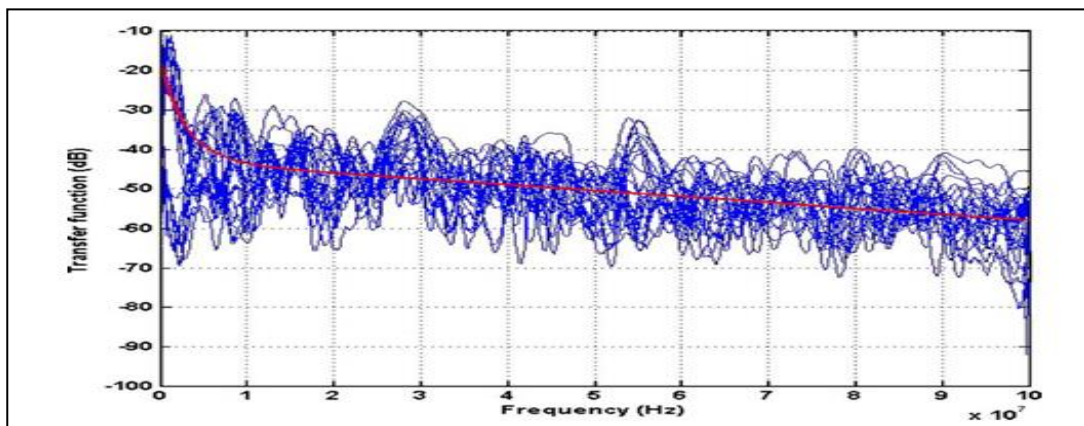


Figure II.4 : Modèle de l'atténuation moyenne pour les canaux de classe 2.

| Catégories (classes) | Modèle du Canal |
|----------------------|---|
| 1 | $-80 + 30 \cdot \cos\left(\frac{f}{5.5 \cdot 10^7} - 0.5\right)$ |
| 2 | $-43 + 25 \cdot \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{15}{10^8} f$ |
| 3 | $-38 + 25 \cdot \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{14}{10^8} f$ |
| 4 | $-32 + 20 \cdot \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{15}{10^8} f$ |
| 5 | $-27 + 17 \cdot \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{15}{10^8} f$ |
| 6 | $-38 + 17 \cdot \cos\left(\frac{f}{7 \cdot 10^7}\right)$ |
| 7 | $-32 + 17 \cdot \cos\left(\frac{f}{7 \cdot 10^7}\right)$ |
| 8 | $-20 + 9 \cdot \cos\left(\frac{f}{7 \cdot 10^7}\right)$ |
| 9 | $-13 + 7 \cdot \cos\left(\frac{f}{4.5 \cdot 10^7} - 0.5\right)$ |

Tableau II.2 : Modèle d'atténuation moyenne pour chaque classe.

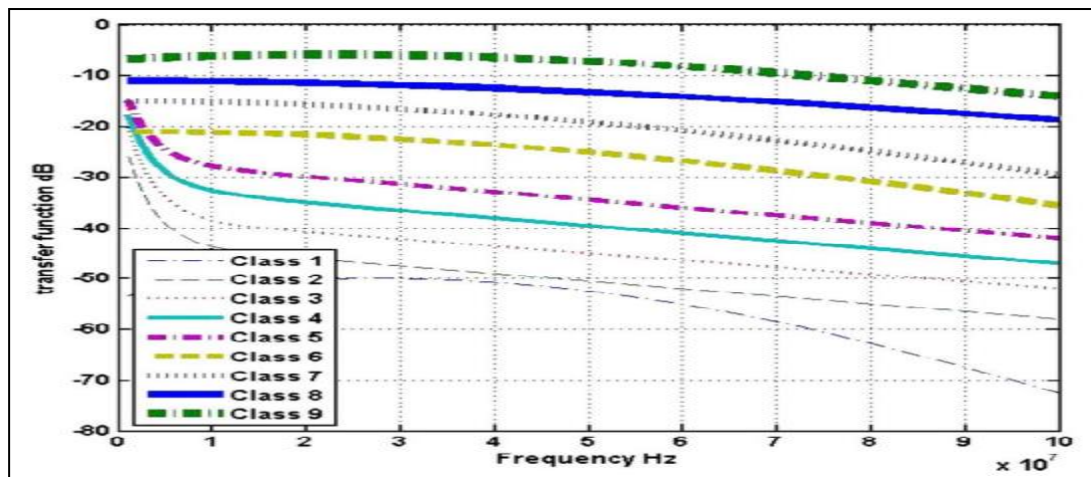


Figure II.5: Modèle d'atténuation moyenne en fonction de la fréquence.

La figure II.6 montre un modèle de déphasage moyen défini pour chaque classe. On constate aussi d'après la même figure que la pente du déphasage du pire canal augmente. Cela peut s'expliquer par la longue durée de propagation du signal et par la grande distance entre les prises.

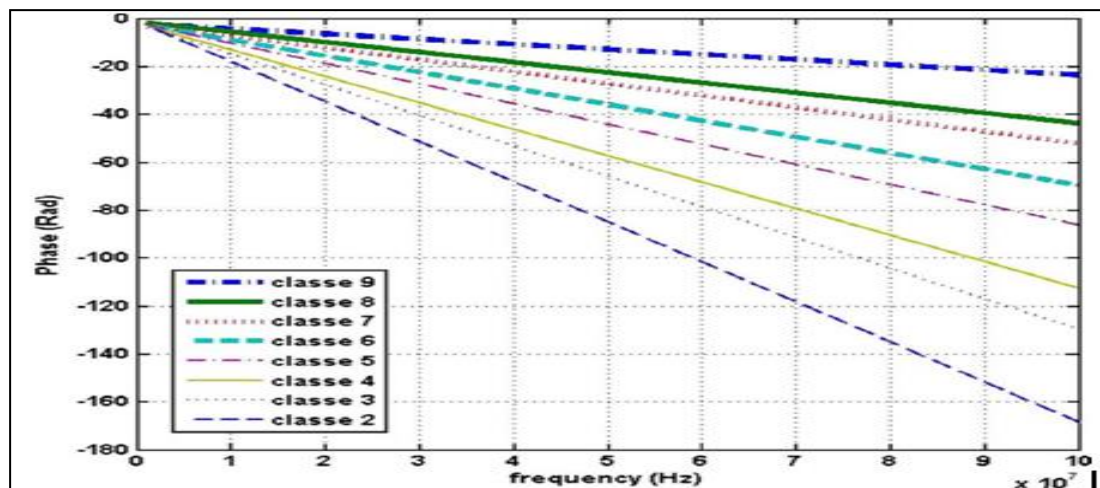


Figure II.6 : Modèle de déphasage moyen en fonction de la fréquence.

Cette méthode génère très rapidement un grand nombre de modèles de canaux qui ne sont pas liés à la topologie existante, mais il est impossible d'étudier les aspects CEM du système PLC. De plus, cette méthode ne prend pas en compte ni les variations temporelles du canal ni le modèle de bruit pertinent.

Le passage des méthodes empiriques aux méthodes déterministes est possible grâce à des techniques. Ces dernières nécessitent de comprendre la topologie du réseau et d'utiliser des paramètres câbles secondaires et / ou primaires pour le calcul de la fonction de transfert.

II.5 Introduction du canal PLC-MIMO Indoor :

Récemment, différents systèmes MIMO (Multiple-input multiple-output) ont été déployés par différentes activités de recherche, principalement pour les applications sans fil. Cette

technologie est une étape importante dans la conception des principaux systèmes cellulaires sans fil tels que UMTS, IEEE 802.11n (Wi-Fi4) et LTE. Sur la base de l'expérience réussie de la technologie MIMO dans les communications sans fil, l'application et les avantages de cette technologie dans les réseaux CPL feront l'objet du reste de cette partie

L'adaptation de la technique MIMO dans les communications PLC 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-PLC. Dans cette partie nous allons traiter l'adaptation et l'apport des techniques MIMO sur les transmissions PLC en tenant compte des caractéristiques du canal MIMO-PLC [9].

II.5.1 Etude Théorique des systèmes MIMO-PLC Indoor :

Le canal PLC est considéré au départ comme un canal SISO (Single Input Single Output), utilisant uniquement un canal de transmission basé sur deux conducteurs (phase (P) et neutre (N)). Récemment, des installations électriques à trois fils dans de nombreux pays du monde, sont apparues où la technologie MIMO peut également être adapté aux systèmes PLC.

Le principe de la technique MIMO dans les communications PLC est d'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-PLC. Ce concept est représenté dans la Figure II.7 [9]:

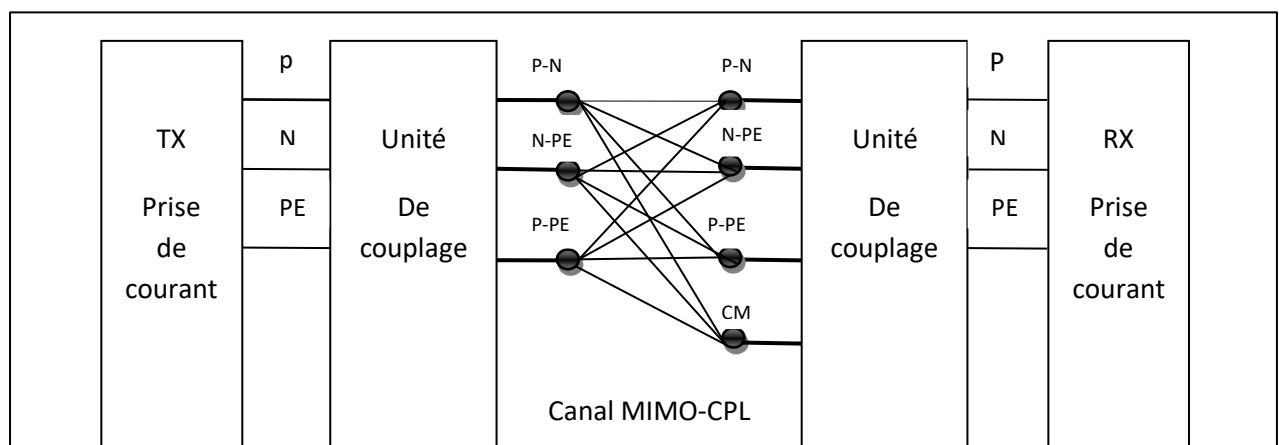


Figure II.7 : Structure du système MIMO-PLC.

Généralement les signaux sont injectés de manière différentielle entre les paires de fils dans les transmissions PLC. 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. La somme des trois tensions d'entrée doit être nulle (Selon la loi de Kirchhoff). Donc, on pourra utiliser seulement deux des trois ports d'entrée indépendants simultanément. Au niveau du récepteur, les trois ports de réception différentiels sont disponibles et montrent une certaine diversité.

II.5.1.1 Matrice de canal MIMO-PLC :

Dans une transmission MIMO-PLC, deux signaux sont envoyés à l'émetteur PLC et deux signaux sont reçus au niveau le récepteur PLC, construisant ainsi un système de transmission MIMO (2×2). Sur la figure II.8 est représenté un système MIMO-PLC avec deux signaux

d'émission et deux signaux de réception, formant quatre Canal 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.

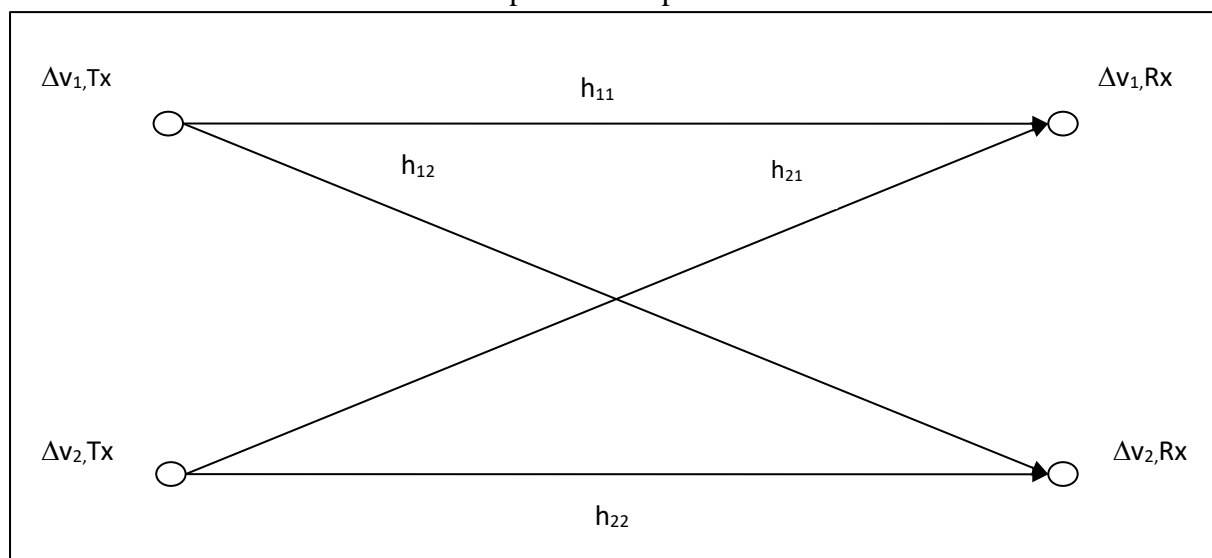


Figure II.8 : Canal MIMO-PLC avec deux émetteurs et deux récepteurs.

D'une manière généralisée, un système MIMO-PLC avec N_t signaux différentiels transmis et N_r signaux différentiels reçus. La matrice de canal MIMO-PLC avec N_t ports de transmission et N_r ports de réception est représentée comme suit [10]:

$$H_{MIMO}(f) = \begin{bmatrix} h_{11}(f) & h_{12}(f) & \cdots & h_{1N_t}(f) \\ h_{21}(f) & h_{22}(f) & \cdots & h_{2N_r}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}(f) & h_{N_r,2}(f) & \cdots & h_{N_rN_t}(f) \end{bmatrix} \quad \text{II.19}$$

où $h_{ij}(f)$ représente les coefficients de la fonction de transfert de canal (CTF) à la fréquence f du $i^{\text{ème}}$ port d'émission au $j^{\text{ème}}$ 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 $j^{\text{ème}}$ signal reçu du $i^{\text{ème}}$ port de réception est la sommation de tous les signaux transmis, il peut être représenté comme :

$$Y(t) = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij}(t)x_i(t) + b_j(t) \quad \text{II.20}$$

où $h_{ij}(t)$ est le gain de canal du $j^{\text{ème}}$ signal reçu et le $i^{\text{ème}}$ signal transmis, $x_i(t)$ est le $i^{\text{ème}}$ signal émis par le $i^{\text{ème}}$ port d'émission et $b_j(t)$ est le bruit de canal correspondant au $j^{\text{ème}}$ signal reçu. Le modèle d'un tel système MIMO peut être exprimé par [9]:

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_{N_r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(f) & h_{12}(f) & \cdots & h_{1N_t}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}(f) & h_{N_r,2}(f) & \cdots & h_{N_rN_t}(f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_{N_t}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1(t) \\ \vdots \\ b_{N_r}(t) \end{bmatrix} \quad \text{II.21}$$

La transmission des signaux de données dans les systèmes PLC peut être classée sur la base de ce modèle de système en quatre catégories:

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

II.5.1.2 Méthodes de couplage MIMO-PLC :

En se dirigeant vers les méthodes de couplages qui permettent principalement la connexion aux réseaux électrique, on peut généralement distinguer les coupleurs inductifs et capacitifs, que ce soit pour la transmission des signaux ou la mesure de canal. 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-PLC dont deux types ont été déployés [10] :

- **Coupleur de type Star (Etoile).**
- **Coupleur de type Delta (Triangle).**

II.5.1.2.1 Coupleur en Etoile :

Tous les courants sont ajoutés au centre de la sonde de type étoile. La somme des courants IP, IN et IPE doit être nulle, ce nœud central est illustré par la figure (II.9). Les réseaux sont connectés en P, N et PE, comme indiqué à gauche.

Les 4 connecteurs de signal de réception sont marqués de S1 à S4. Les signaux de mode différentiel se terminent par 50 Ohm.

Si tous les chemins MIMO sont affichés, le codage MIMO offre un meilleur gain que les systèmes SISO ceci est dû à la diversité maximale. Le starter CM bloque le courant de mode commun de l'étoile transformatrice. Le starter agit simultanément comme un transformateur qui permet la réception du signal CM. La charge de S4 doit être à haute impédance, afin que la fonction de starter ne soit pas compromise. L'utilisation d'une terminaison CM correspondant à l'impédance du réseau éliminera la diversité du signal reçu et affectera négativement les performances globales du système MIMO PLC [10]. Puisqu'un signal CM peut être reçu, une sonde en étoile est utilisée dans la réception modem.

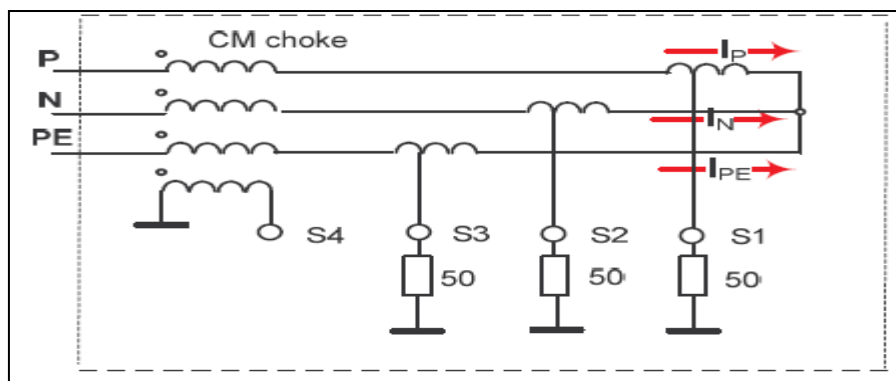


Figure II. 9: Coupleur de type Star (Etoile).

II.5.1.2.2 Coupleur en Triangle :

La figure ci-dessous montre le schéma de la sonde de type triangle. Son centre est situé dans la boucle où les 3 tensions sont ajoutées. Cette boucle peut être identifiée dans le schéma de la figure (II.10) sur la côté gauche à travers les 3 bobines. La somme des 3 tensions U_{P-N} , U_{N-PE} et U_{PE-P} est nulle. Ce type de couplage est préféré pour l'émetteur, car il évite d'introduire des signaux CM dans le secteur. Si la sonde est utilisée pour le signal alimentant, le 3ème port (S3) n'est pas terminé [10].

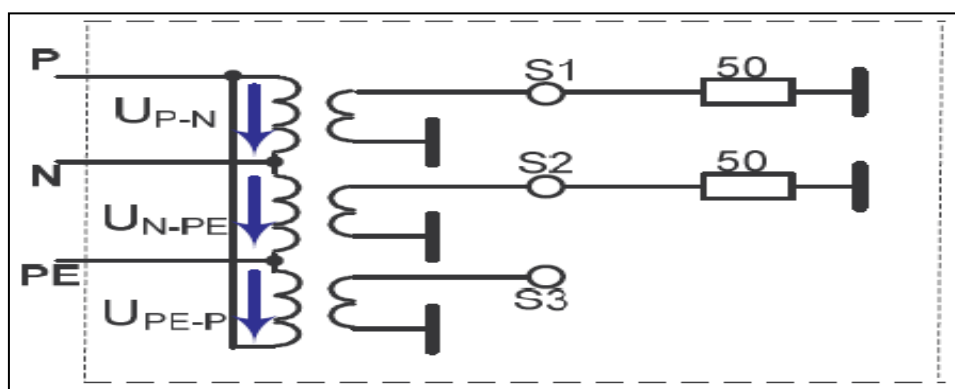


Figure II. 10 : Coupleur de type Delta (Triangle).

II.5.2 Modélisation de canaux MIMO PLC :

II.5.2.1 Modèle de canal SISO-PLC :

Dans une première étape pour modéliser le canal MIMO, une implémentation aléatoire de la liaison SISO pour le chemin PN-PN est générée. Le modèle de canal SISO est basé sur le modèle décrit par l'équation II.22:

$$H(f) = A \sum_{p=1}^{N_p} g_p e^{-i\varphi_p} e^{-j\frac{2\pi d}{v} f} e^{-(a_0+a_1+f^k)d_p} \quad \text{II.22}$$

Dans le sens où il utilise un cadre similaire mais en ce cas il est adapté aux observations expérimentales des campagnes de mesure MIMO (A, k, a_0, a_1) représentent les paramètres d'atténuation [9].

II.5.2.2 Paramètres d'atténuation :

(a) Atténuation médiane du canal :

L'atténuation médiane d'un canal est la bonne valeur de l'atténuation globale dans le domaine fréquentiel d'un canal donné. En observant les canaux de mesure, l'atténuation médiane du canal commun (entrée diagonale de la matrice de canal) est plus forte que l'atténuation médiane du canal croisé (entrée latérale de la matrice de 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-PLC. Dans cette étude le paramètre A est défini comme atténuation médiane du canal et qui est remplacé par $A \times \Delta A$ pour les canaux croisés (cross-canaux), où ΔA donne une mesure de l'atténuation de ces canaux par rapport aux Co-canaux (canaux communs). ΔA est défini, pour tout canal croisé (hors diagonale) dans la matrice MIMO-PLC avec le port d'entrée m et le port de sortie n , par :

$$\Delta A = A_{m,n} / A_{PN-PN} \tag{II.23}$$

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 :

$$PL(f) = A^2 \cdot \frac{A}{3} \cdot \frac{1 - e^{-2L_{max}(a_0 + a_1 f^k)}}{3 \cdot (2a_0 + 2a_1 f^k) \cdot (1 - e^{-AL_{max}})} \tag{II.24}$$

Les ensembles statistiques des paramètres $\Delta A, A, a_0, a_1$ et k obtenus à partir des mesures de canal MIMO sont modélisés avec à des distributions statistiques appropriées [9]. Le Tableau (II.3) 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[9].

| | Co-trajets | Cross-trajets |
|----------------------|--|--------------------------------|
| A | Uni(min=0.005,max=0.25) | Uni(min=0.005,max=0.15) |
| ΔA | $exp(\mu = 0.3659) + 0.45$ | |
| a₀ | $exp(\mu = 0.00827) - 0.005$ | |
| a₁ | $4 \cdot 10^{-10}$ | |
| K | $N(\mu = 1.01748, \sigma = 0.01955)$ | |

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

II.5.2.3 Extension au modèle de canal MIMO-PLC :

Le modèle de canal MIMO-CPL peut être déployé une fois que le canal Phase-Neutre (PN-PN) est modélisé, en utilisant un CTF étendu, les autres canaux spatiaux peuvent être modélisés, ce CTF est défini comme suit :

$$H(f) = A \sum_{p=1}^{N_p} g_p e^{-i\varphi_p} e^{-j\frac{2\pi d}{v} f} e^{-(a_0+a_1+f^k)d_p} \quad \text{II.25}$$

Cette méthode de modélisation consiste à attribuer une phase aléatoire supplémentaire (φ_p) à chaque canal définit $\Delta\varphi$. On utilise une distribution uniforme entre $[-\Delta\varphi/2, \Delta\varphi/2]$ pour sélectionner la valeur de φ_p , il existe une relation proportionnel entre la valeur de $\Delta\varphi$ et le canal spatial. Plus la valeur de $\Delta\varphi$ est grande, plus le canal spatial est corrélé par rapport au canal SISO PN-PN. Le modèle atteint une corrélation spatiale minimale lorsque la valeur de $\Delta\varphi = 2\pi$. Si on trouve un canal identique au canal SISO PN-PN alors la valeur de $\Delta\varphi$ est nul [9].

II.6 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présentés différentes méthodes de modélisation du canal PLC. Ces méthodes se divisent principalement en deux approches une déterministe basée sur les paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission et une autre empirique basée sur un modèle stochastique bâti à partir des statistiques sur les mesures de la fonction de transfert. Les techniques MIMO ont été largement exploités dans les systèmes radios. Dans ce chapitre, l'application de cette technologie aux transmissions PLC a été étudiée de manière concise. Nous avons également présenté une description détaillée du canal MIMO-PLC dont on a cité la matrice du canal MIMO-PLC ainsi les méthodes de couplage MIMO-PLC dans lesquelles on a déduit qu'il existe deux type de coupleurs qui sont les coupleurs de type star (étoile) et les coupleurs de type delta (triangle). Le modèle de canal MIMO-PLC présenté dans ce chapitre servira de base à la simulation du système de communication MIMO-PLC proposé afin de tirer les bénéfices potentiels de MIMO dans les réseaux PLC d'une manière précise.

III Bruits électromagnétiques dans le réseau électrique domestique

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous focalisons le travail sur les réseaux électriques domestiques pour présenter des aspects qui seront discutés en détail dans ce qui suit. Après une présentation de la topologie du réseau électrique, nous allons aborder les perturbations électromagnétiques sur un réseau domestique, ainsi que les classifications des perturbations électromagnétiques dans la littérature. Ensuite nous détaillerons les méthodes permettant la mesure des perturbations électromagnétiques véhiculées sur les câbles électriques.

Nous verrons ci-dessous les techniques et instruments utilisés pour mesurer le bruit électromagnétique sur les lignes d'énergie. Ensuite, nous discuterons des méthodes de modélisation du bruit électromagnétique rencontré dans chaque catégorie de bruit.

Une attention toute particulière sera portée au bruit impulsif, qui représente une contrainte stricte encore difficile à surmonter en PLC. Enfin, nous abordons dans l'avant dernière partie de ce chapitre, les techniques de compensation du bruit impulsif décrites dans la littérature.

Pour conclure ce chapitre nous allons voir la compatibilité électromagnétique CEM qui veut dire la capacité d'un dispositif électronique, d'un équipement ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement (électromagnétique) sans causer des perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement. Par la suite nous allons étudier le CEM associés à cette technologie et nous décrirons le contexte normatif actuel prévalant pour ses équipements, concernant notamment les problèmes de CEM, sont aussi abordés.

III.2 Topologie du réseau électrique domestique

Le réseau électrique domestique est un réseau complexe et imprévisible dont les caractéristiques peuvent varier fortement d'une habitation à une autre. L'électricité fournie à la maison est assurée par le compteur électrique. Le compteur est connecté au disjoncteur de dérivation universel. Ces deux éléments, compteur et disjoncteur, sont la propriété de fournisseur d'énergie électrique. Le particulier ne doit pas intervenir directement sur ces éléments. Ce sont ces deux éléments qui séparent le réseau d'accès et le réseau domestique.

Les perturbations entre voisins utilisant le système PLC « non-coexistence » doivent être prises en compte parce que le compteur électrique n'a pas de fonction de filtrage des signaux haute fréquence (HF).

Les perturbations transmises sur le réseau ne sont pas uniquement générées par les appareils connectés au réseau, mais également par les appareils connectés à d'autres réseaux adjacents car les réseaux domestiques sont liés physiquement entre eux. La fonction de transfert entre les deux points (deux prises) du réseau dépend des impédances des appareils connectés au réseau et de l'impédance du réseau externe vue par le compteur

Dans la plupart des cas, l'alimentation électrique de la maison est monophasée. Dans certains cas, la fourniture de l'énergie se fait en triphasé. Vis-à-vis du PLC, le cas d'une installation triphasée est problématique. Effectivement, la répartition des phases va se faire au niveau de l'habitat: certaines prises peuvent être sur une phase tandis que les autres prises vont utiliser une autre phase. Les prises utilisées pour la communication PLC ne sont reliées par aucun lien physique à l'exception du neutre qui n'assure pas tout seul la communication. Si les deux prises utilisées pour la communication PLC sont sur deux phases différentes. La communication entre les deux prises ne peut être effectuée que par le couplage entre les différentes phases et le rayonnement des câbles, puis le système PLC peut être utilisé sur le réseau triphasé, mais le débit est plus restreint.

Le régime de neutre des réseaux domestiques est, dans la majorité des cas, un régime TT (neutre de transformateur de distribution de l'énergie est lié à la terre et les masses des utilisateurs sont raccordées à la terre). Selon le pays, ce raccordement peut être différent: TN aux Etats-Unis (neutre de transformateur raccordé à la terre et les masses des utilisateurs sont liées au neutre), TT en France et en Belgique, IT en Norvège (neutre de transformateur isolé de la terre et les masses des utilisateurs sont liées à la terre). Le régime du neutre utilisé va avoir un impact sur le fonctionnement des systèmes PLC, notamment en termes de rayonnement: les régimes TT et TN créent par exemple une dissymétrie des câbles [12].

En aval du compteur se trouve un tableau de répartition, la taille du tableau est différente et les équipements de sécurité et de contrôle (disjoncteurs, etc.) peuvent être connectés à une ou plusieurs rangées de rails. De ce tableau partent les différents types de lignes ou circuits qui alimentent l'habitation en électricité: circuits d'éclairage, de prise, de chauffage, de chauffe-eau, etc. Chacun de ces circuits doit être composé de fils d'une section adaptée à la puissance des appareils qu'il alimente (par exemple: la section de conducteur d'éclairage $1,5\text{mm}^2$, pour les prises $2,5\text{mm}^2$, pour certains appareils comme la plaque de cuisson 6mm^2 , etc.).

La fonction de transfert entre deux prises est liée aux caractéristiques des câbles et des appareils de sécurité entre ces deux prises.

La structure électrique de la maison en aval du tableau de répartition se présente sous la forme d'un bus (les prises sont reliées à la même liaison électrique tour à tour) et d'une connexion en étoile (chaque prise est reliée à un point) lui-même est connecté au standard. La figure III.1 présente un exemple d'architecture de réseau électrique domestique [3].

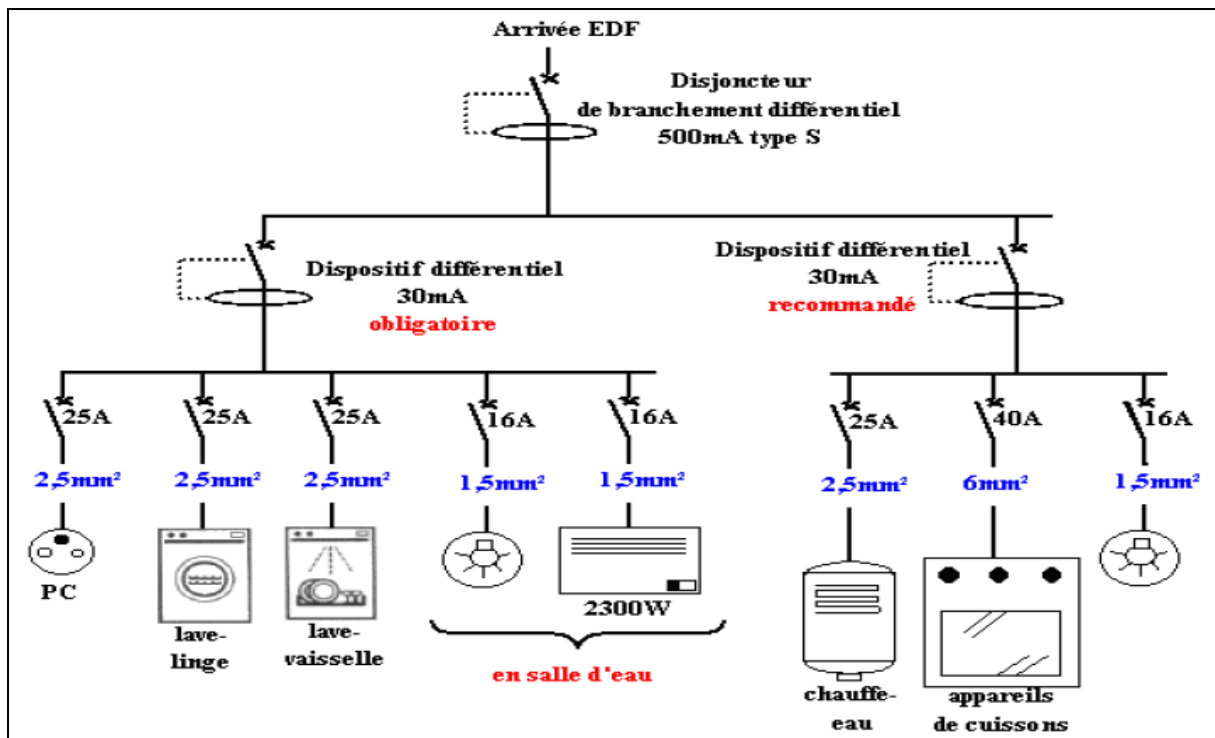


Figure III.1 Exemple de schéma de réseau électrique domestique

Il existe des réglementations pour les installations électriques comme NF C 15-100 en France. Ces réglementations fixent certaines règles pour l'installation électrique (section des conducteurs en fonction de la puissance, le nombre de prises par circuit, présence de disjoncteurs, de fusibles, etc.). Malgré toutes ces réglementations, les libertés d'installation sont grandes et elles augmentent dès que des travaux complémentaires sont effectués sur les 60 réseaux électriques. Par conséquent, même si on installe un nouveau réseau électrique domestique on peut ne pas prédire son architecture.

En plus de ces différences, il existe également des différences entre les appareils électriques connectés au réseau. D'une maison à l'autre, les appareils utilisés peuvent ne pas avoir la même marque ou le même type. Le nombre d'appareils utilisés par chaque utilisateur est différent. En termes d'architecture, cette complexité aura un impact significatif sur la communication PLC. En effet, le signal PLC va se diviser au niveau de chaque jonction, être atténué par les câbles et les dispositifs de protection, se réfléchir avec la désadaptation d'impédance au niveau de prises et des lampes. La variation temporelle des impédances des appareils connectés va provoquer une variation temporelle de la fonction de transfert du réseau. Ces appareils génèrent des perturbations électromagnétiques qui vont perturber la transmission du signal PLC [3]

III.3 Perturbations électromagnétiques sur le réseau électrique

L'utilisation d'un support existant pour transmettre des données haut débit est l'avantage principal du PLC. Étant donné que ce support n'est pas destiné à transmettre des signaux, il limite les performances des systèmes PLC non seulement par son comportement provoquant des trajets multiples et induisant une sélectivité fréquentielle mais aussi par le bruit électromagnétique véhiculé sur le réseau. Il existe certains cas des erreurs de transmission et une réduction du débit due à la superposition du bruit sur le signal PLC. Les perturbations électromagnétiques sur le réseau électrique viennent principalement des perturbations conduites générées par les appareils électriques raccordés au réseau et des perturbations rayonnées se couplant sur les câbles. Le modem de ligne électrique ne peut pas distinguer la source des interférences. Dans les deux cas, les perturbations conduites ou rayonnées sont couplées sur les câbles induisant un signal parasite superposé au signal utile. Dans notre étude, nous ne distinguons pas l'origine de la perturbation véhiculée sur le réseau.

Dans cette partie, nous introduisons les caractéristiques du bruit électromagnétique transmis sur le réseau électrique connues dans la littérature. Nous présentons dans un premier temps la classification des bruits électromagnétiques sur le réseau électrique. Ensuite, nous abordons les techniques de mesure et de modélisation du bruit.

III.3.1 Classification des perturbations électromagnétiques dans la littérature

Les travaux relatifs aux perturbations divisent le bruit électromagnétique en deux catégories :

- Le bruit stationnaire (continu, permanent)
- Le bruit impulsif (transitoire, rapide)

D'une part, nous avons des perturbations permanentes, qui changeront ou changeront peu avec le temps; d'autre part, nous produisons des perturbations très rapides, qui ne sont pas répétitives. Le bruit impulsif répétitif étant considéré comme une interférence permanente (stationnaire), par conséquent il sera donné l'appellation du bruit non permanent au lieu d'un bruit impulsif.

Cette classification (bruit stationnaire et bruit impulsif) est très générale. Elle ne tient pas compte de la particularité et de la complexité du bruit électromagnétique transmis sur le réseau électrique. Il convient mieux aux systèmes radio ou DSL où le support de transmission n'est pas partagé avec d'autres équipements [3]. Il est possible de classer le bruit en deux catégories: bruit stationnaire et bruit impulsif (bruit impulsif aperiodique: transitoire) où des sous catégories de bruits impulsifs ont été établis.

Les impulsions sont séparées en impulsions isolées et impulsions en rafales. Cette méthode a ses limites, car il existe, un bruit impulsif périodique synchronisé avec un signal de 50Hz, un bruit impulsif périodique asynchrone avec 50Hz et un bruit impulsif asynchrone non périodique avec 50Hz. Par conséquent, il est nécessaire de trouver une autre méthode de classification dans laquelle nous pouvons identifier toutes les perturbations avec des caractéristiques stationnaires et impulsives.

Zimmerman et Dostert proposent 5 classes de bruits [13]:

- Le bruit de fond coloré: Densité Spectrale de Puissance (DSP) faible et décroissante avec la fréquence.
- Le bruit bande étroite (origine: stations de diffusion).

- Les bruits impulsifs périodiques synchrones avec le secteur (fréquence de répétition de 50 ou 60 Hz). (Origines: redresseurs tension).
- Les bruits impulsifs périodiques asynchrones avec le secteur avec une fréquence de répétition entre 10 et 250 kHz (origines: commutations).
- Les bruits impulsifs aperiodiques asynchrones (transitoires sur le réseau).

Cette représentation sera adoptée car elle est plus adaptée à l'étude de l'influence de bruits électromagnétiques sur la transmission PLC [12]. Nous utilisons cette classification pour modéliser les perturbations électromagnétiques transmises sur le réseau. Avant d'introduire les méthodes de modélisation du bruit, nous présenterons les techniques utilisées pour mesurer les perturbations électromagnétiques sur les lignes d'énergie électriques.

III.3.2 Techniques de mesure des perturbations électromagnétiques

La mesure du bruit électromagnétique sur les lignes électriques se fait par un oscilloscope ou un analyseur de spectre. Le choix du dispositif sera porté selon les caractéristiques de la grandeur à mesurer. Les analyseurs de spectre à balayage sont généralement utilisés pour mesurer les bruits stationnaires (invariants ou lentement variables dans le temps). L'analyseur de spectre a l'avantage d'avoir une sensibilité plus forte que l'oscilloscope et un bruit interne plus faible. Il faut beaucoup de temps pour balayer toute la bande de fréquences (environ une seconde). Cette durée de balayage limite l'utilisation de l'analyseur de spectre pour mesurer les perturbations permanentes ou peu changeantes dans le temps. Ce n'est pas le cas du bruit électromagnétique sur les lignes électriques.

L'oscilloscope est plus adapté pour la variation temporelle des perturbations électromagnétiques et offre de multiples possibilités pour déclencher et stocker des signaux. En plus de la mesure des variations temporelles, le diagramme de fonctionnement d'un oscilloscope est très similaire à celui d'un modem PLC en réception [12]. Dans les deux cas, un dispositif de couplage permettant le filtrage du composant 50 Hz et protégeant l'appareil de mesure doit être utilisé.

III.3.3 Méthodes de modélisation de perturbations électromagnétiques

Nous allons présenter les méthodes de modélisation de chaque classe de bruit, en nous basant sur la classification décrite dans le paragraphe III.3.1 et sur les travaux de modélisation de perturbations électromagnétiques sur la ligne d'énergie [3].

III.3.3.1 Bruit de fond coloré

Le bruit de fond de couleur a une densité spectrale de puissance (DPS) relativement faible qui diminue avec la fréquence. Son amplitude dépend du site, de l'instant de mesure (matin, après-midi ou soir) et du type de raccordement (réseau raccordé à une ligne d'énergie aérienne ou souterraine) [14]. La figure III.2 présente les résultats de mesure de bruit stationnaire sur un réseau raccordé à une ligne aérienne et sur un deuxième réseau raccordé à une ligne souterraine. Ce type de bruit est formé par la superposition de plusieurs sources de bruit de faible intensité existant sur la ligne électrique. Il varie lentement dans le temps. Il se caractérise par une dépendance de fréquence évidente dans la partie inférieure de la bande de fréquence PLC [15]. En haute fréquence (au-delà de quelques MHz), le bruit coloré tend progressivement vers un bruit blanc gaussien. Le bruit coloré est simulé à partir d'un bruit blanc gaussien [14].

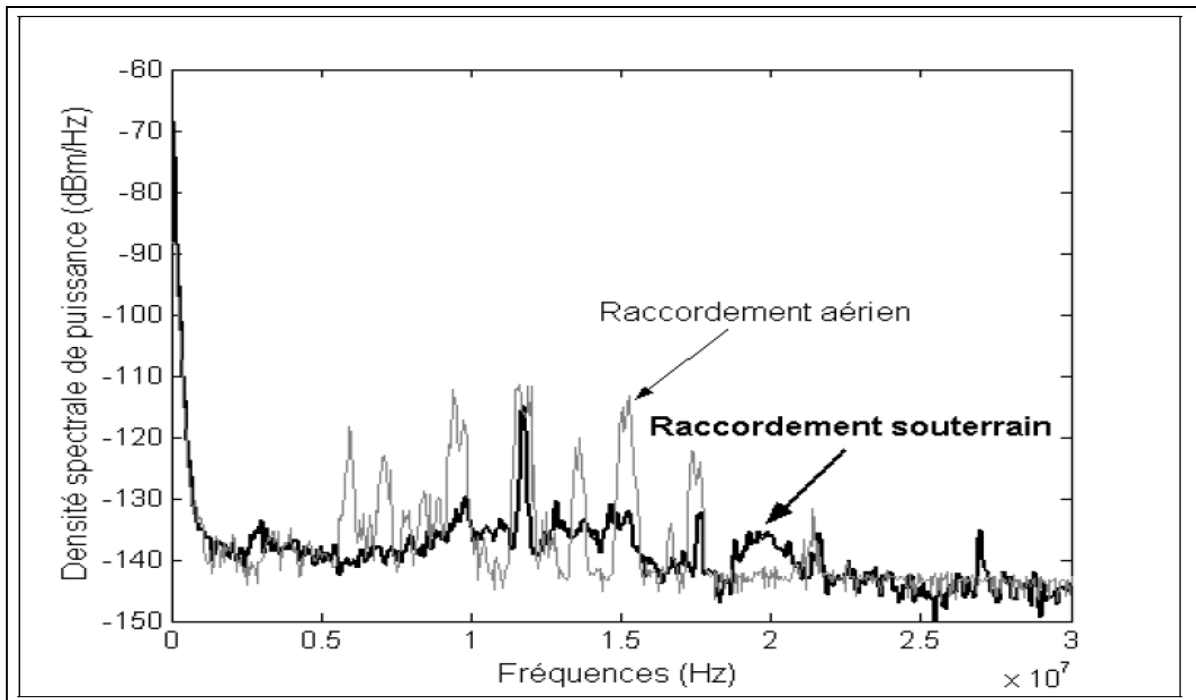


Figure III.2 Exemple de densité spectrale de puissance du bruit stationnaire [46]

Le bruit de fond coloré varie de manière aléatoire et dépend de plusieurs facteurs. Par conséquent, il est difficile de trouver un modèle déterministe qui caractérise ce type de bruit. Les modèles existant dans la littérature sont basés sur des mesures empiriques dans le domaine fréquentiel. Dans la plupart des cas, sa DSP est approchée par une fonction dont les paramètres varieront aléatoirement en fonction des lois de probabilité déterminées statistiquement à partir de l'ensemble de mesures [16]. Le modèle le plus couramment utilisé dans la littérature est le modèle Esmailien [3]. Il évalue la DSP du bruit de fond par l'équation III.1, où a , b et c sont des paramètres qui varient de manière aléatoire avec le temps (variation lente) et l'emplacement de la mesure (672 mesures) de bruits stationnaires ont été effectuées sur 7 sites différents [3]. A partir de ces mesures, les DSP mesurées sont classées en deux catégories selon leurs variations en fonction de la fréquence: celles qui suivent une variation exponentielle décroissante (équation III.2) et celles qui suivent une variation de Weibull (équation III.3). Les paramètres a et b dans l'équation III.2 et les paramètres b , c , d , g et r dans l'équation III.3 varient d'une manière aléatoire en fonction du site de mesure et du temps (instant de mesure). La figure III.3 montre un exemple de DSP exponentiel et de DSP de Weibull. La figure montre la relation entre le DSP (dBm) et la fréquence (MHz) dans la bande de 1 MHz à 500 MHz [3].

$$S(f) = a + b|f|^c \quad (\text{III.1})$$

$$S(f) = abf^{(b-1)} \exp(-af^b) \quad (\text{III.2})$$

$$S(f) = rc/b((f + d)0.02)^{(c-1)} \exp\left(-1/b((f + d)0.02)^c\right) + g \quad (\text{III.3})$$

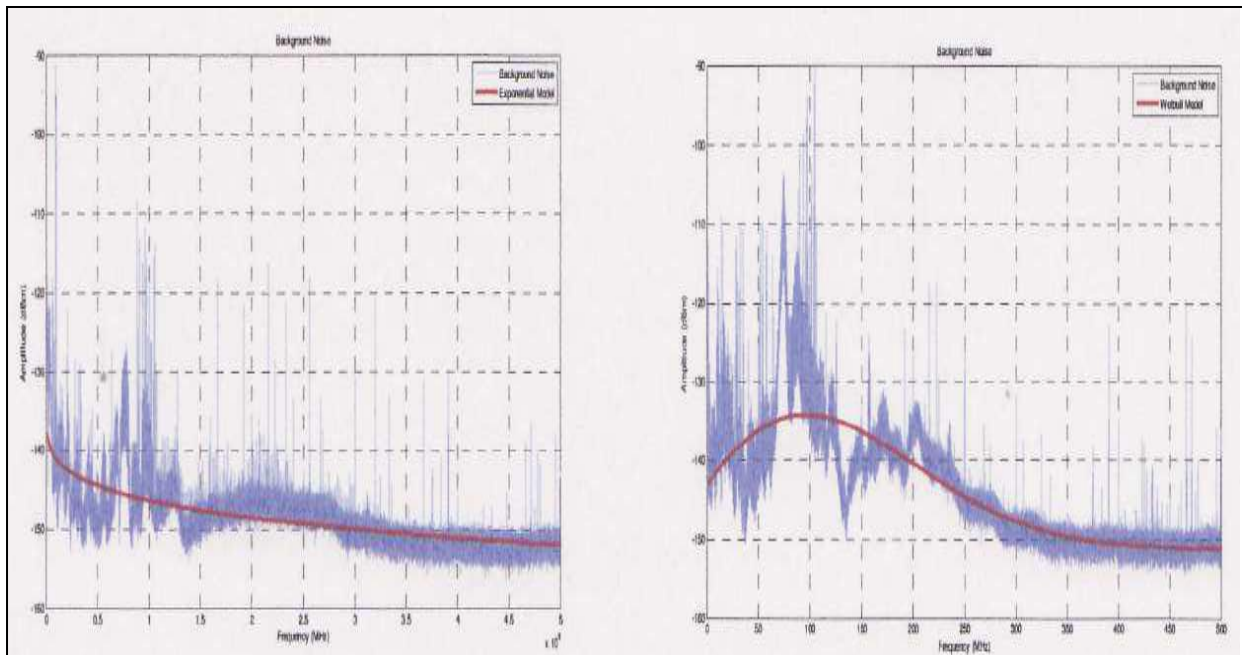


Figure III.3 DSP type exponentiel (à gauche) et DSP type Weibull (à droite) [3]

Le bruit stationnaire modélisé combine le bruit de fond avec le bruit impulsionnel périodique généré par l'équipement électrique. Par conséquent, les deux modèles présentés ne conviennent pas pour classification du bruit en cinq catégories. Ils conviennent à la classification classique (bruit fixe et bruit impulsionnel).

III.3.3.2 Bruit bande étroite

Ce bruit est le résultat du couplage des ondes radio sur la ligne électrique. Il est caractérisé par des raies occupant des sous-bandes ou des fréquences bien définies dans le spectre du bruit. La DSP de ces raies ne varie que très peu dans le temps.

Le bruit stationnaire (bruit de fond de couleur et bruit à bande étroite) a peu d'effet sur le signal PLC à transmettre, mais il limite la capacité du canal. Ce bruit est largement caractérisé dans la littérature. Nous utiliserons donc l'un des modèles présentés dans la littérature. Le bruit impulsionnel est plus nocif pour les signaux PLC.

III.3.3.3 Bruit impulsif

Ce type de bruit rassemble le bruit impulsif apériodique, le bruit périodique synchrone avec le secteur et le bruit périodique asynchrone avec le secteur. On note que le bruit périodique asynchrone change de manière synchrone, il est donc difficile de séparer les deux types de bruit (périodicité asynchrone et périodicité synchrone). Nous présentons donc seulement deux classes : bruit apériodique et bruit périodique.

III.3.3.3.1 Bruit impulsif périodique

Ce bruit est principalement généré par les équipements électriques connectés au réseau. Il existe deux types de bruit:

- Un bruit périodique d'une période T égale à 10ms. Cela est généralement dû au fonctionnement du redresseur (double alternance) utilisé dans la plupart des appareils électroniques. Pour certains appareils utilisant un redressement demi-onde, la période de bruit généré est de 20 ms ou 10 ms au lieu de 10 ms. Il se présente généralement sous la forme d'une onde sinusoïdale amortie, ou d'une superposition de plusieurs ondes sinusoïdales amorties, et sa pseudo fréquence varie de quelques kHz à une centaine de kHz.
- Le bruit impulsif périodique est un bruit asynchrone. La fréquence de répétition de ce bruit est généralement comprise entre 10 kHz et 250 kHz. Il est le résultat de la commutation des alimentations à découpage des appareils électriques. Il prend également la forme d'une sinusoïde amortie, et sa pseudo fréquence est généralement comprise entre 1 MHz et 20 MHz. La figure III.4 présente une mesure de bruit impulsif périodique. Nous pouvons remarquer les impulsions répétitives qui constituent ce type de bruit. Nous pouvons constater aussi que le bruit impulsif asynchrone varie d'une façon synchrone avec le secteur. En fait, la figure III.4 montre que ce type de bruit est formé par deux séquences d'impulsions variant de manière synchrone.

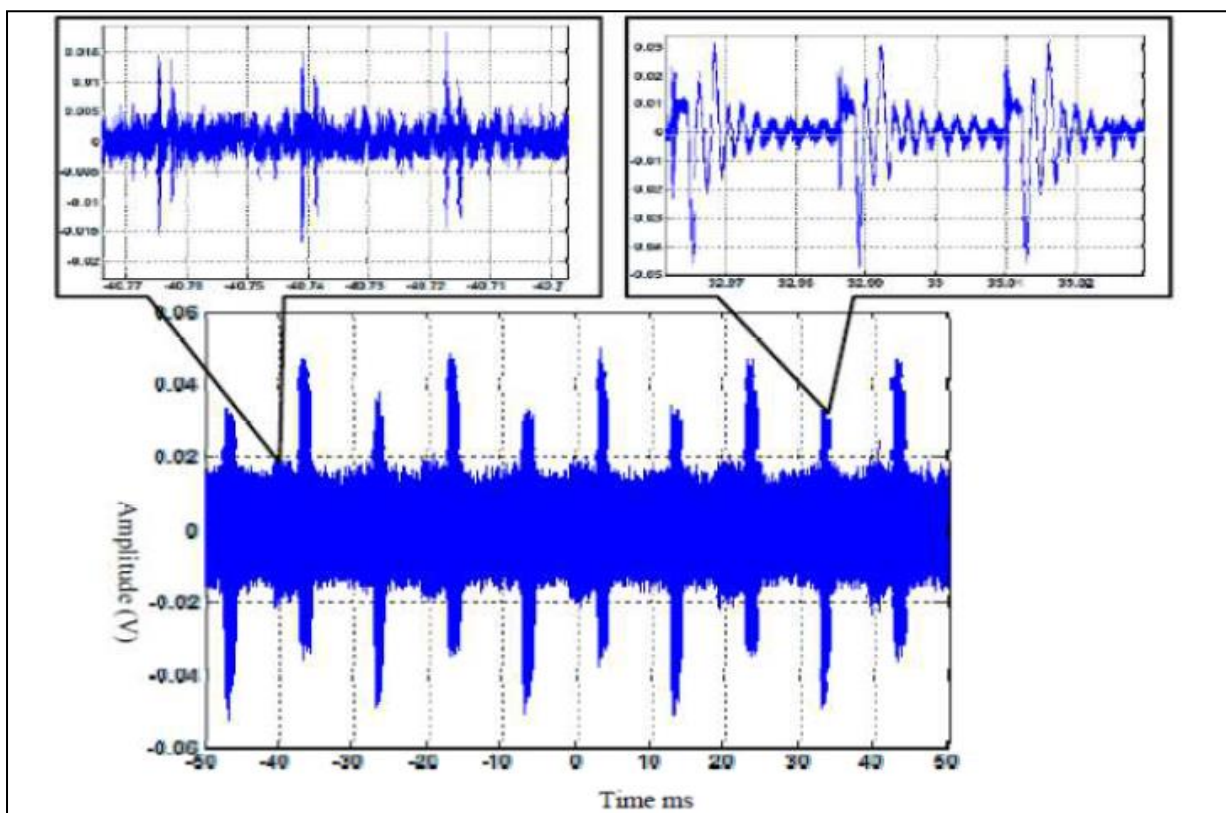


Figure III.4 Bruit impulsif périodique sur une ligne d'énergie [3]

- Le bruit impulsif périodique est généralement considéré comme un bruit stationnaire. Un analyseur de spectre est utilisé pour mesurer le bruit, ce dernier n'est modélisé qu'en fonction de la fréquence, sans tenir compte de la variation temporelle du bruit impulsif périodique. Une analyse temps-fréquence doit être effectuée pour déterminer le bruit sur chaque symbole OFDM, dans le but de déterminer précisément les caractéristiques de ce type de bruit. Ceci peut être réalisé en vérifiant l'évolution du spectre de bruit impulsif tous les 40,96 μ s (temps symbole OFDM).

Il faut essayer de reproduire par le biais de la simulation les phénomènes réels qui se produisent sur le réseau électrique afin d'atteindre l'objectif principal de notre travail qui est le développement d'un outil d'analyse du réseau électrique domestique dans la bande PLC. Par conséquent, chaque type de bruit sera strictement modélisé en considérant la variation temporelle du bruit.

La modélisation du bruit impulsif périodique a fait l'objet d'un nombre limité de travaux dans la littérature. Bien qu'il ait une grande influence sur la capacité du canal, il est généralement considéré comme un bruit stationnaire avec peu d'influence sur les signaux PLC. Comparé à la DSP du bruit impulsif apériodique, sa DSP est relativement faible.

Le bruit impulsif apériodique connu sur sa forte DSP de bruit apériodique, son caractère imprévisible et son effet néfaste sur le signal PLC lui confère un grand intérêt de part des concepteurs de réseaux PLC. Nous présentons dans le paragraphe suivant les méthodes de modélisation de ce type de bruit en nous basant sur la littérature [3].

III.3.3.2 Bruit impulsif apériodique

Dans la plupart des cas le bruit impulsif apériodique est le résultat, de branchement ou de débranchement d'un appareil sur le réseau électrique, de changement de mode de fonctionnement d'un appareil connecté au réseau, ou aussi d'une décharge électromagnétique extérieure par exemple un orage coupler au réseau. Ensuite la perturbation sera conduite vers le modem PLC.

Ce type de bruit se présente sous la forme d'une série d'impulsions (isolé ou en rafale), ces impulsions sont caractérisées par une fréquence de répétition aléatoire, une DSP élevé et une courte durée. La durée des impulsions varie aléatoirement de quelques microsecondes à des millisecondes.

Les ondes sinusoïdales amorties ou leur superposition modélise le bruit impulsif apériodique dans le domaine temporel, de sorte que la forme de l'impulsion dans le canal est approximée. Par conséquent, l'impulsion isolée peut être exprimée par l'équation III.4[14].

$$Simp(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (\text{III.47})$$

Les paramètres A , f_0 , τ sont respectivement l'amplitude, la pseudo-fréquence et le facteur d'amortissement de l'impulsion. Les impulsions sont caractérisées par ces trois paramètres ainsi que par la durée de l'impulsion et le temps entre deux impulsions successives (temps d'inter-arrivée). Le train d'impulsions est considéré comme une succession d'impulsions élémentaires avec les mêmes paramètres que l'impulsion isolée. Chacun de ces paramètres se comporte

comme une variable aléatoire dont le comportement statistique est déterminé en testant différentes lois statistiques sur les données expérimentales. La loi statistique retenue par chaque paramètre est la loi la plus adaptée aux résultats expérimentaux [14].

III.3.3.4 Les techniques de lutte contre le bruit impulsif

On retrouve le problème du bruit impulsif se produit dans les systèmes PLC tout comme dans la technologie DSL (Digital Subscriber Line). Plusieurs autres méthodes de traitement du signal ont été développées dans la littérature pour minimiser l'impact du bruit impulsif sur la QoS des communications (pour plus de détails voir ANNEXE C).

III.4 Compatibilité électromagnétique des systèmes PLC

La compatibilité électromagnétique ou CEM est la capacité d'un système électrique ou électronique à fonctionner correctement dans son environnement sans générer lui-même des perturbations nuisibles au fonctionnement normal des équipements environnants. Les deux aspects de la CEM sont donc :

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

La transmission de la perturbation entre un émetteur et un récepteur peut être rayonnée ou conduite comme le décrit la figure III.5.

L'immunité et le niveau d'émission des systèmes et équipements doivent être conforme aux normes CEM. Le but de ce dernier est de définir la méthode à mettre en œuvre permettant au dispositif CPL de fonctionner correctement en présence de brouilleurs. De même, les normes d'émission CEM définissent les niveaux maximums de signaux parasites que peuvent engendrer des systèmes ou des équipements afin que ces derniers ne dégradent pas la qualité de service rendue par les autres systèmes [17].

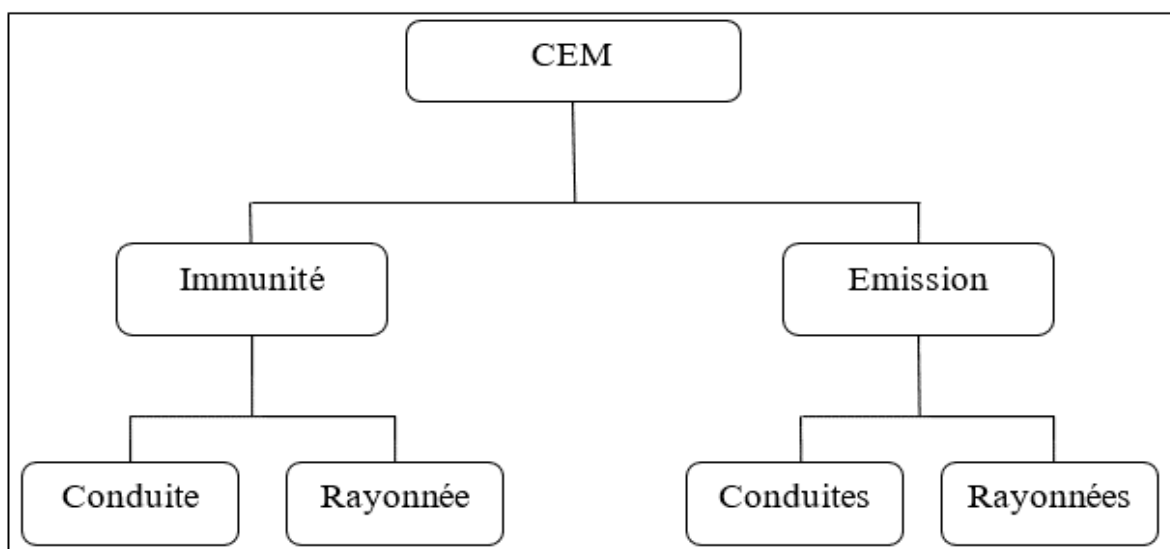


Figure III. 5 : la compatibilité électromagnétique

III.4.1 Contexte normatif de la CEM des systèmes PLC

L'utilisation des communications à haut débit sur les lignes électriques domestiques peut entraîner une pollution électromagnétique. Afin de prévenir les risques de pollution, la communauté internationale tente d'établir des normes pour définir la puissance d'émission et les modes de transmission qui respectent l'environnement électromagnétique. Cela signifie qu'en ce qui concerne la compatibilité électromagnétique, l'application des normes en vigueur et les restrictions que d'autres applications doivent respecter peuvent limiter l'application des systèmes PLC

Sans oublier que les modems de transmission à haut débit sur les lignes électriques peuvent causer des problèmes CEM. En effet, le signal utile transmis par les câbles générera un rayonnement électromagnétique plus ou moins important à proximité des câbles. Au départ, les fils n'étaient pas conçus pour transmettre des signaux dans la bande HF à un débit binaire élevé. En raison du déséquilibre de ces câbles (mise à la terre de la ligne neutre), une grande partie du signal utile transmis en mode différentiel est convertie en signal perturbateur en mode commun et génère un rayonnement susceptible de perturber, comme les récepteurs radio.

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

Alors que le rayonnement électromagnétique émis par les transmissions PLC ne doit pas interférer avec l'environnement, les restrictions CEM doivent également permettre à l'équipement PLC de fonctionner correctement dans un environnement électromagnétique pollué. L'organisme de réglementation qui définit la norme prend ces aspects en considération [17].

III.4.2 Organismes de normalisations

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

Ces normes définissent deux catégories d'équipements dénommés "Appareils de classe A" et "Appareils de Classe B". La Classe B concerne principalement les appareils susceptibles d'être utilisés en environnement résidentiel alors que les restrictions de la Classe A qui est plus souple au niveau des limites d'émission couvrent des applications industrielles [17].

III.5 Conclusion

Au début du chapitre nous avons étudié la topologie du réseau électrique domestique dont on a vu d'abord le principe d'un réseau électrique domestique et ses caractéristiques. Par la suite nous avons vu les perturbations entre les utilisateurs du réseau PLC. De plus nous avons cité les des réglementations pour les installations électriques.

Par ailleurs, et dans la deuxième partie du chapitre il a été question de reconnaître et de caractériser les perturbations électromagnétiques sur le réseau électrique d'une manière spécifique. Une classification des perturbations électromagnétique dans le réseau en deux catégories a été donnée à savoir : le bruit stationnaire et le bruit impulsif. Les méthodes de modélisation et les techniques de mesure des perturbations ont été vues.

Nous avons présenté les enjeux de la CEM pour la PLC. Sachant que tout appareil électrique est destiné à être commercialisé, les équipements PLC doivent aussi satisfaire à un certain nombre d'exigences. Comme nous avons pu le voir, le contexte normatif actuel n'est pas très clair sur cette exigence car à jour une les normes internationales ne sont pas encore harmonisées pour les équipements PLC.

IV Simulation et discussion des résultats

IV.1 Introduction :

Toutes les chaînes de communication sont composées de trois blocs, à savoir l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur. La conception matérielle d'un système de communication complexe nécessite d'établir les valeurs et le choix des paramètres du système mais cet exercice n'est pas trivial et de plus il requiert des outils de simulation et de calcul assez précis et capable de produire des résultats dans un intervalle de temps raisonnable. Dans ce chapitre justement nous allons simuler une chaîne de transmission PLC à l'aide de l'outil SIMULINK disponible sur MATLAB en premier lieu après nous présentons une chaîne de transmission OFDM avec deux types de canaux de transmission à l'aide du même outil.

A la fin nous établirons une comparaison par rapport au paramètre critique BER en fonction du SNR pour les deux simulations [1] [11].

IV.1.1 Présentation du logiciel MATLAB

MATLAB est un langage de script émulé par un environnement de développement du même nom; il est utilisé à des fins de calcul numérique. Développé par la société The MathWorks, MATLAB permet de manipuler des matrices, d'afficher des courbes et des données, de mettre en œuvre des algorithmes, de créer des interfaces utilisateurs, et peut s'interfacer avec d'autres langages comme le C, C++, Java, et Fortran.

IV.1.2 Présentation de l'outil SIMULINK

Simulink est une plate-forme de simulation multi-domaine permettant la modélisation de systèmes dynamiques. Il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal. Simulink est intégré à MATLAB, fournissant ainsi un accès immédiat aux nombreux outils de développement algorithmique, de visualisation et d'analyse de données de MATLAB.

IV.2 Réalisation de la chaîne de transmission PLC

IV.2.1 Configuration des blocs

- ☞ Signal Generator : permet de générer différents types de signaux
 - a. Signal d'énergie: wave-form=sin; Amplitude =100 V; Frequency= 50 HZ.
 - b. Signal Data: wave-form= square; Amplitude=1 V; Frequency= 80 HZ.
 - c. Pour le bloc modulation : Porteuse= 1000 HZ.
 - d. Signal Bruit: wave-form= Random; Amplitude=5 V; Frequency= 50 HZ.
- ☞ Pour le circuit bouchon on utilise un bloc sum avec deux configurations tel que :
 - a. List of signe : |++ pour porter le signal modulé (Circuit bouchon).
 - b. List of signe : |+ - pour récupérer le signal modulé (Circuit bouchon 1).

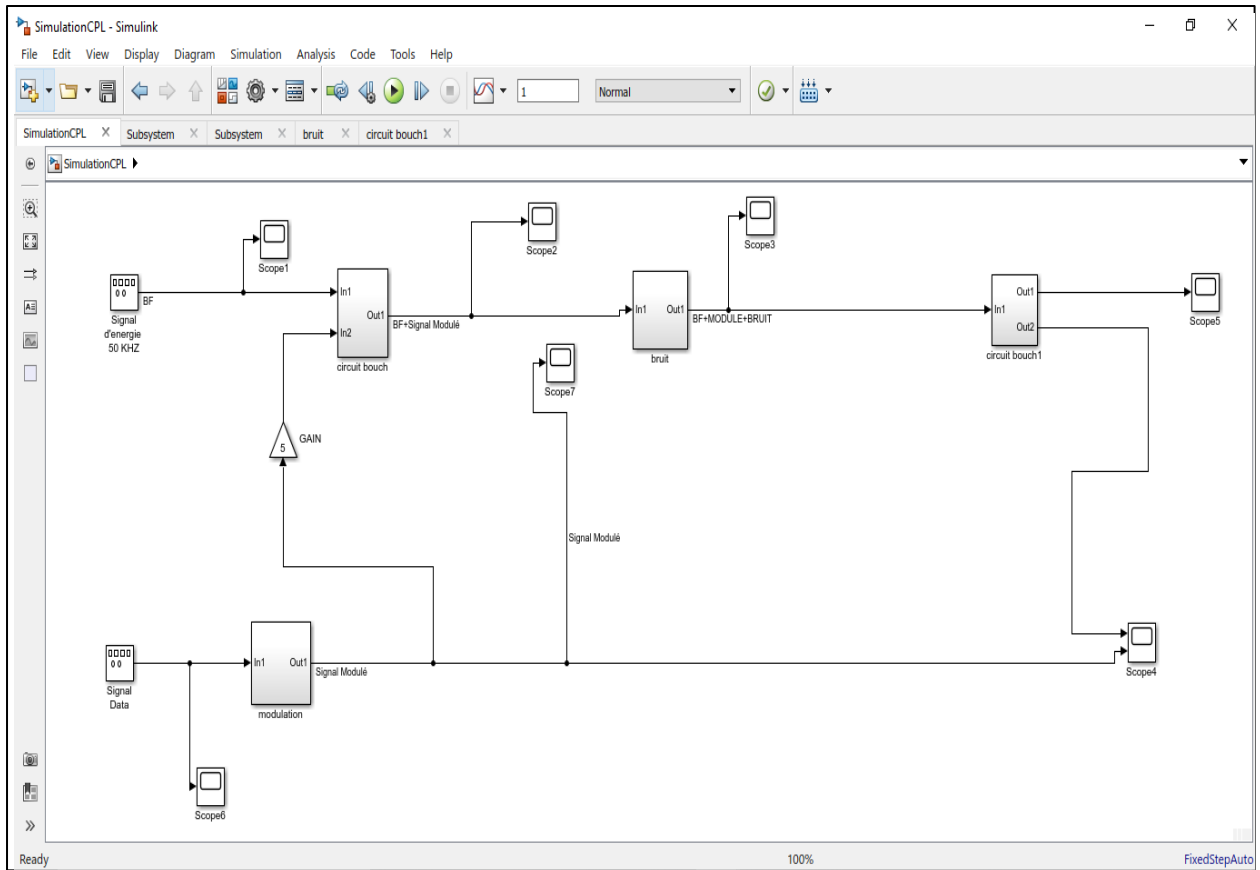


Figure IV.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission CPL.

IV.2.2 Résultats :

A partir de la manipulation sur SIMULINK (MATLAB), nous avons obtenu les résultats suivants :

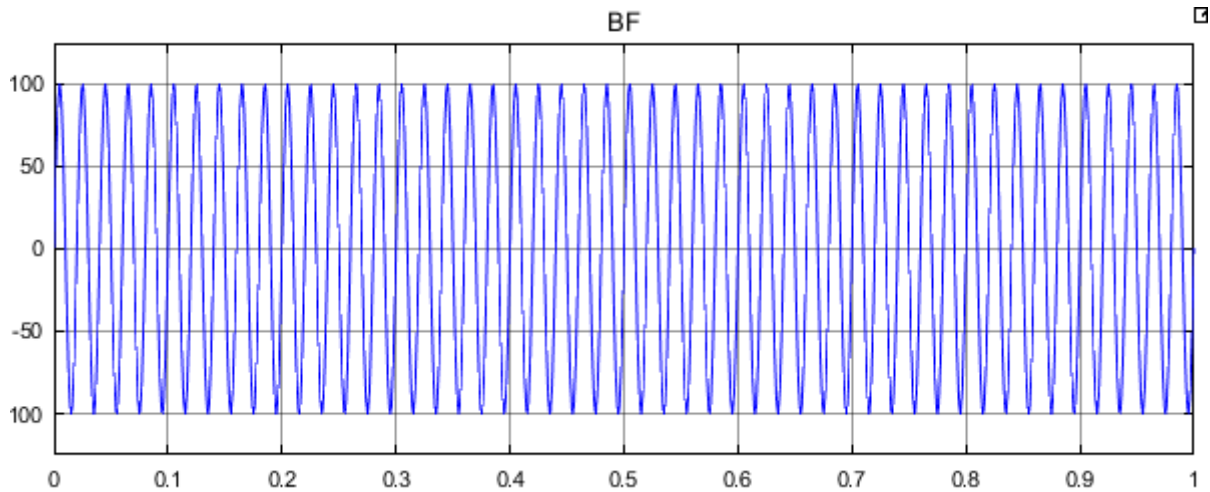


Figure IV.2 : Signal d'énergie (BF).

La figure (IV.2) illustre le signal en basse fréquence d'amplitude 100V et de fréquence 50HZ.

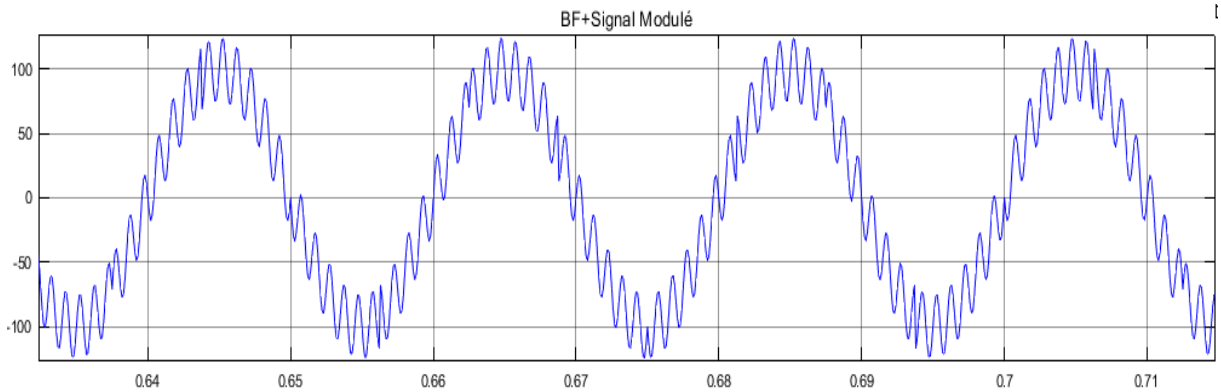


Figure IV.3 : Signal BF + Signal HF (modulé).

La courbe de la figure IV.3 qui décrit le principe de la CPL c'est-à-dire : superposition du signal (BF) sur le signal (HF).

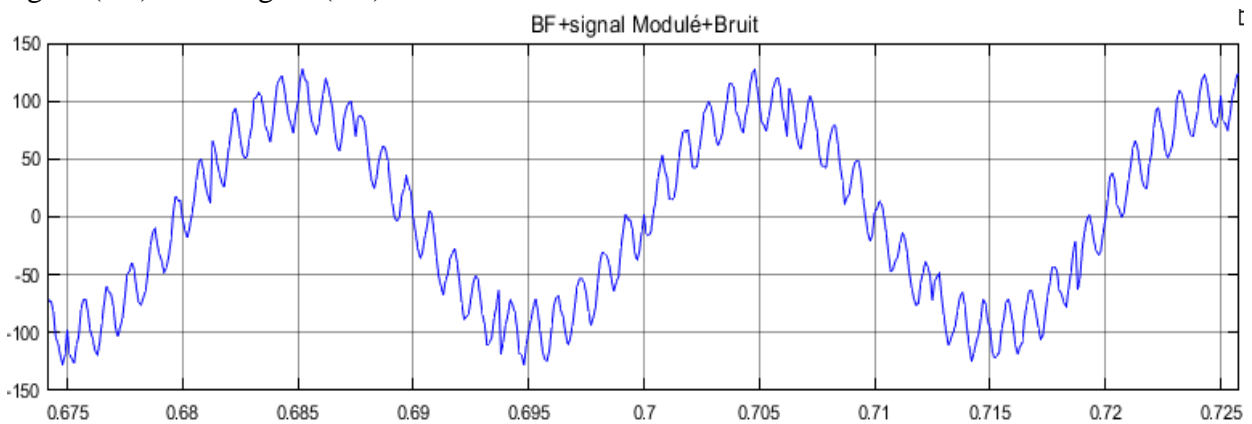


Figure IV.4 : Signal (BF) + Signal modulé (HF) + Bruit.

La figure IV.4 vu dans le scope3 montre la somme des trois signaux (BF + HF + Bruit) et leur superposition.

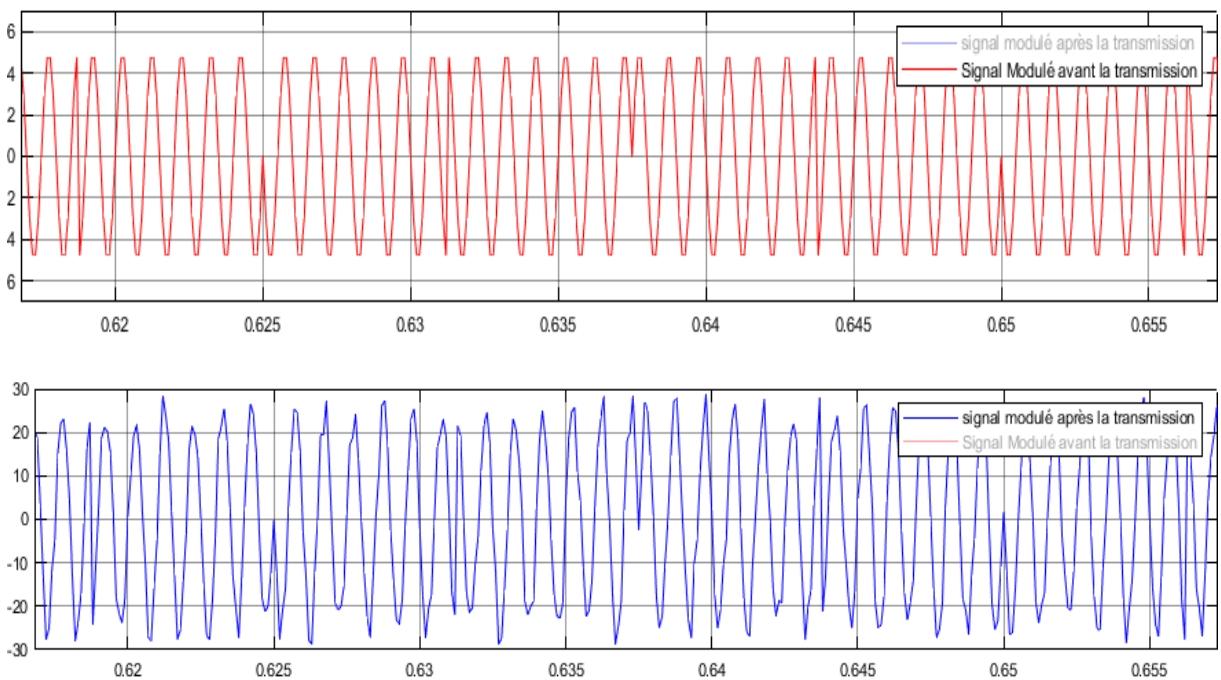


Figure IV.5 : Signal modulé avant et après la transmission.

A partir de scope4 on distingue la courbe de la figure IV.5 qui illustre le signal modulé avant et après de la transmission sans le signal de 100V/50 HZ qui est filtré par le circuit bouchon (filtre passe bas).

IV.3 Rapport SNR :

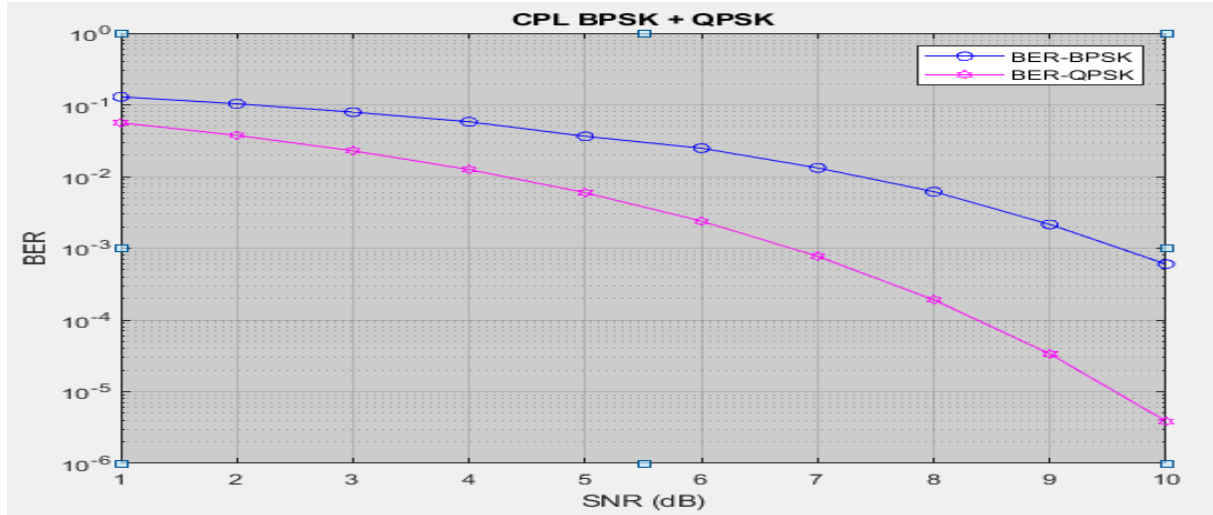


Figure IV.6 : BER en fonction du SNR.

La figure IV.6 illustre le taux d’erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). (Pour plus de détails sur le programme voir l’annexe D). On remarque que les performances de QPSK sont bien meilleures que celles de BPSK.

IV.4 Réalisation d’une chaîne de transmission OFDM sous Simulink :

L’ensemble des blocs vu en théorie sont représentés sur la figure IV.7 et qui illustre le synoptique général d’une chaîne de transmission d’un système OFDM.

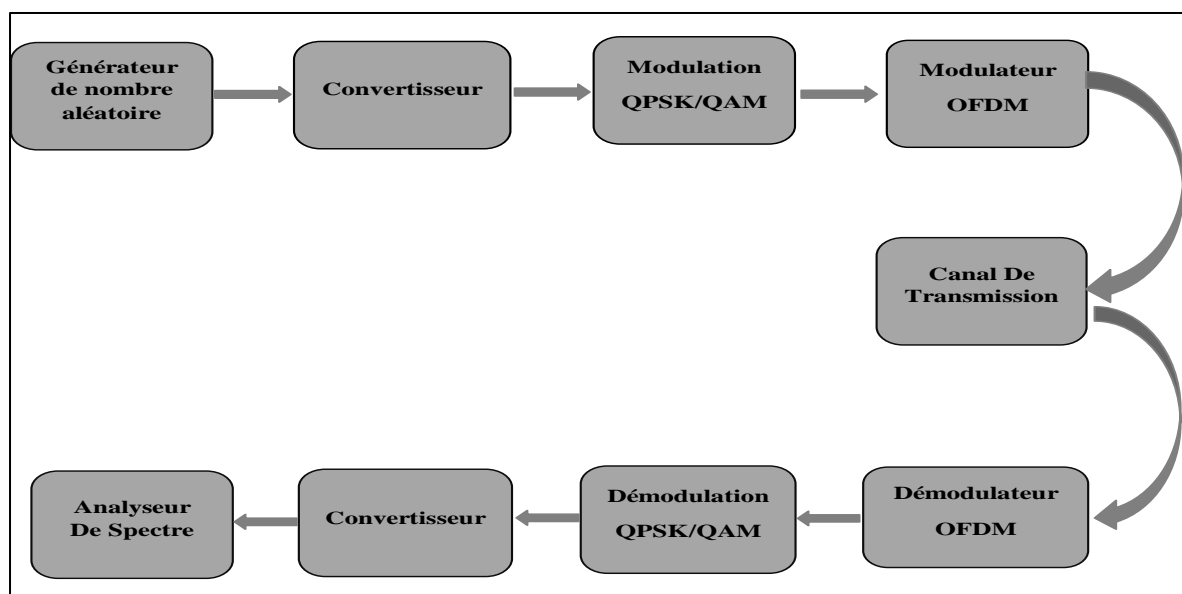


Figure IV.7: Schéma synoptique d’une chaîne de transmission OFDM.

A partir du schéma synoptique nous avons implémenté le système telle que représenté sur la figure IV.8. Cette dernière représente la chaîne de transmission équivalente sous SIMULINK dont la configuration des blocs se trouve dans l'annexe D.

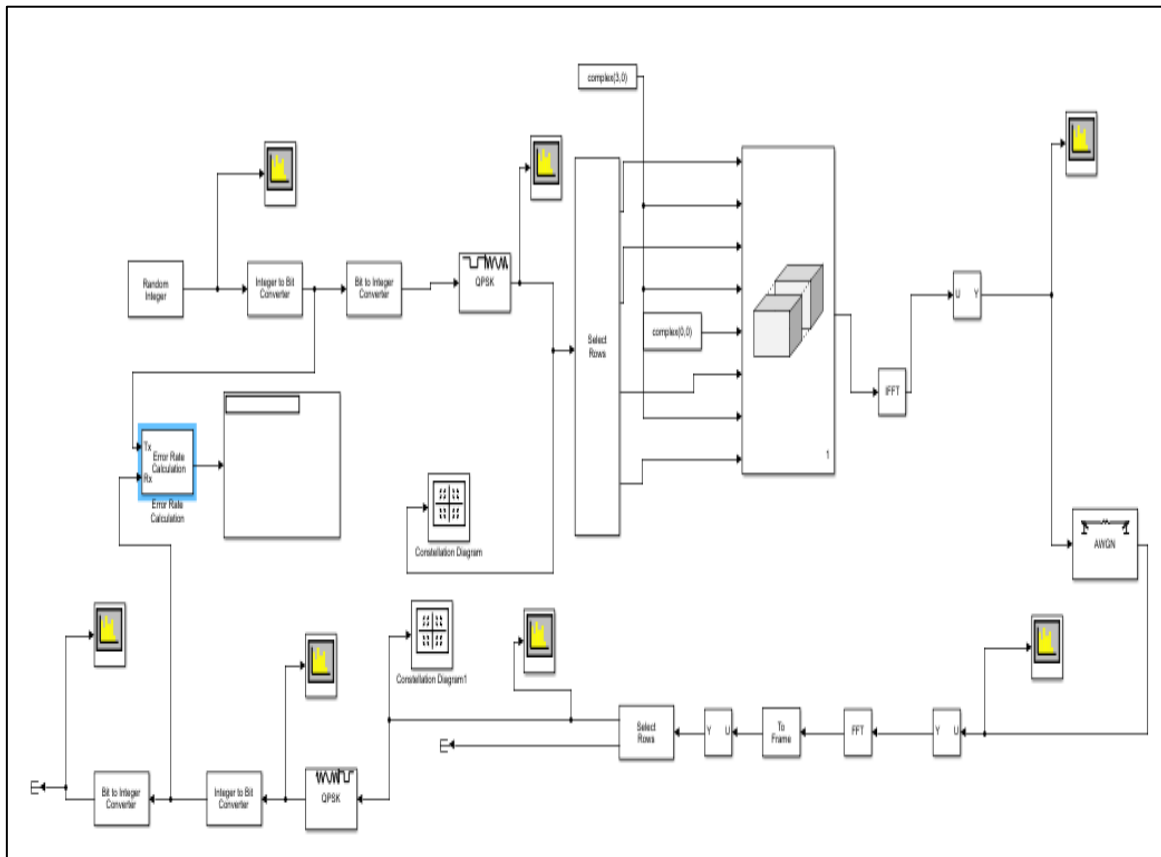


Figure IV.8: Chaîne de transmission OFDM sous SIMULINK.

IV.5 Résultats de la simulation OFDM avec la modulation QPSK

Dans ce qui va suivre nous allons détailler l'ensemble des résultats trouvés à travers des figures.

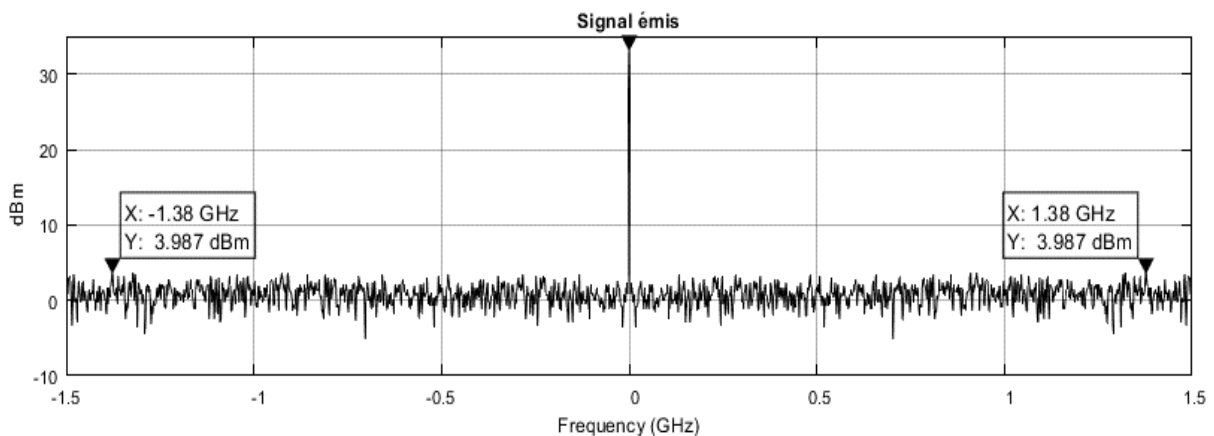


Figure IV.9 : Représentation spectrale du signal émis.

Le signal généré au niveau de l'émetteur est donné par la figure IV.9. Nous l'avons généré à partir d'un générateur de séquences aléatoires disponible sur Simulink.

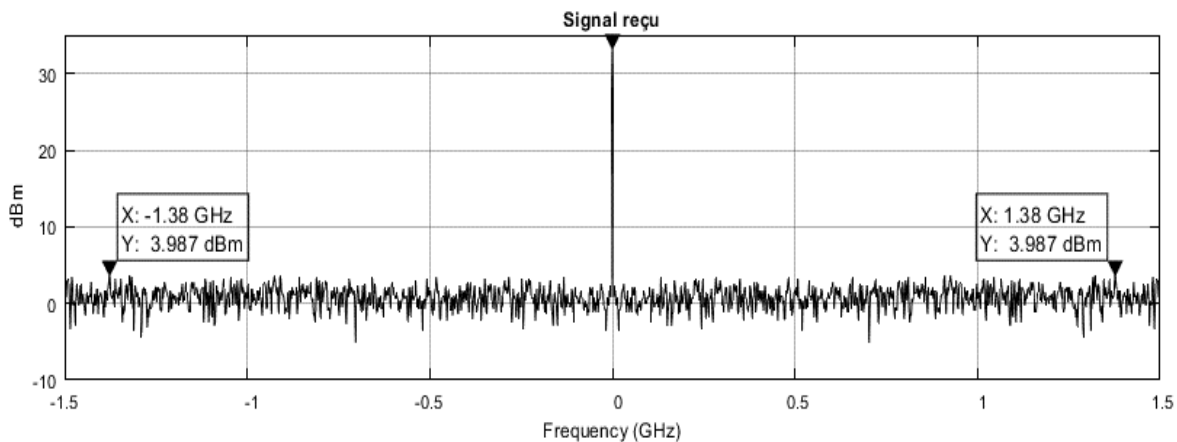


Figure IV.10: Représentation spectrale du signal reçu.

Sur la figure IV.10 on retrouve le OFDM au niveau de la réception tout au bout de la chaîne de transmission. On note que le signal produit en sortie de l'émetteur est bien réel c'est à dire le signal en sortie de l'émetteur filtré par le canal et bruité.

➤ **Spectre du signal après la modulation et la démodulation QPSK**

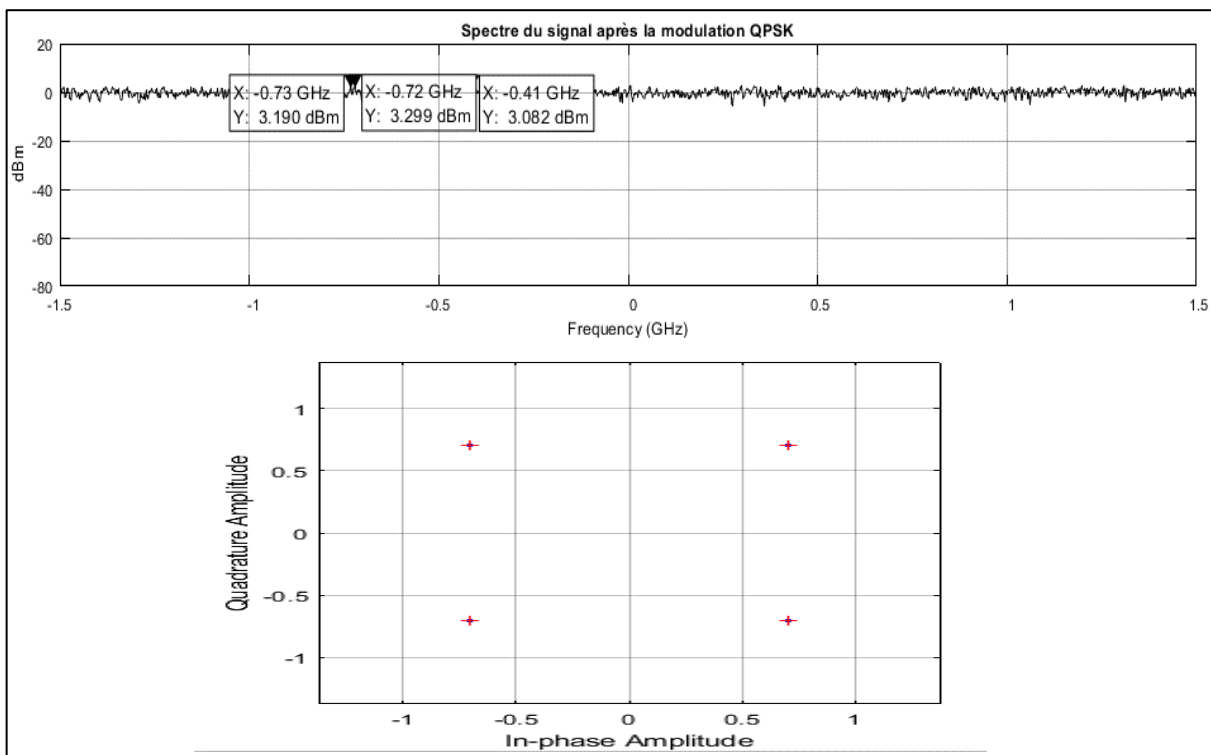


Figure IV.11: Spectre et constellation du signal après Modulation QPSK

La figure IV.11 vu au niveau de l'analyseur de spectre1 illustre le spectre du signal reçu à la sortie du modulation QPSK.

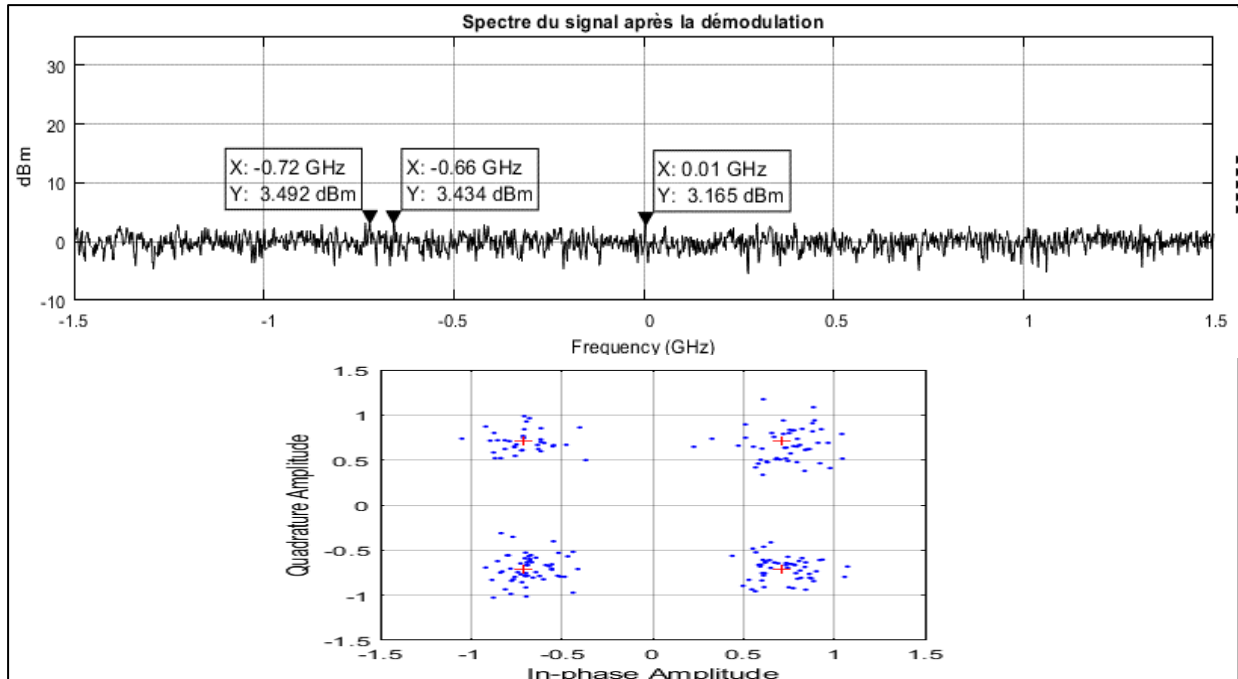


Figure IV.12: Spectre du signal après Démodulation QPSK.

On constate sur la figure IV.12 un nuage de points sur la constellation dû au canal. Le spectre du signal reçu à la sortie du démodulateur QPSK est donné. On constate que le signal est plus fort que le bruit et que par conséquent la décision sur les symboles OFDM donnera de bons résultats.

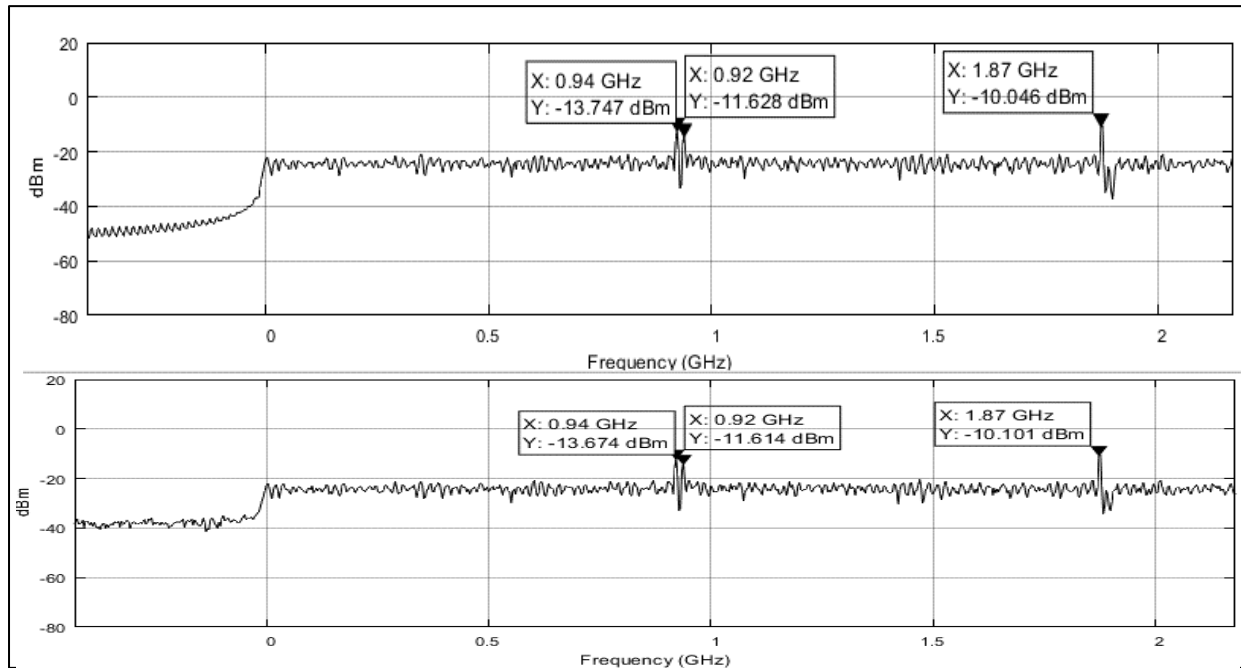


Figure IV.13: Spectre du signal OFDM à l'entrée et à la sortie du canal AWGN.

La figure IV.13 représente le signal OFDM à l'entrée et à la sortie du canal gaussien (AWGN). On remarque trois PIC à grande amplitude représentent les sous-porteuses pilotes tandis que le PIC à faible amplitude est la sous-porteuse centrale. Une fois transmis sur le canal AWGN, on remarque que le signal à la sortie n'est pas dégradé par le bruit.

IV.6 Résultat de la simulation OFDM avec un canal Rayleigh

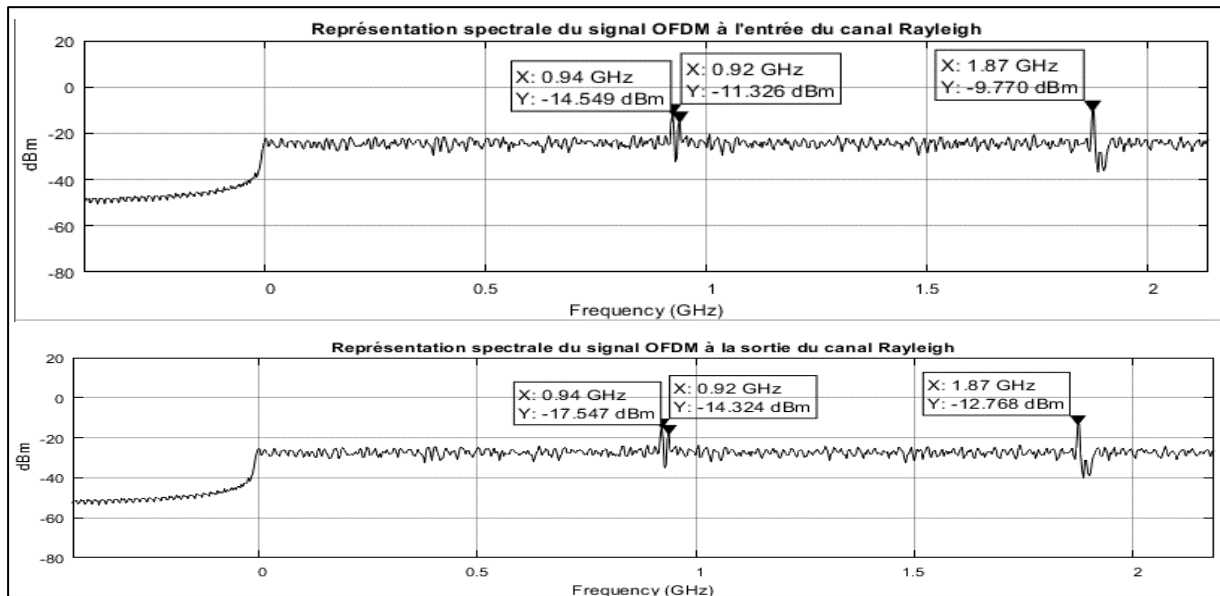


Figure IV.14: Spectre du signal à l'entrée et à la sortie du canal Rayleigh [18 20] dB.

Nous avons changé de canal de transmission et avons utilisé celui de Rayleigh. La figure IV.14 illustre le spectre du signal à l'entrée et à la sortie de ce type de canal. Après la transmission, nous remarquons que le signal de sortie est dégradé par le bruit. Ceci s'explique par le fait que le canal de Rayleigh est plus complexe que le canal AWGN.

IV.6.1 Comparaison entre le canal Gaussien et le canal Rayleigh

L'idée est de remplacer le canal gaussien par celui de Rayleigh nous a poussé à faire la comparaison en termes de performances. Par conséquent nous avons calculé et affiché le BER en fonction du SNR pour les deux canaux. Nous avons classé les résultats dans les deux tableaux (IV.1 et IV.2). Afin de bien illustrer les résultats nous les avons tracés sur la figure (IV.15) (Pour plus de détails voir le programme 2 dans annexe D).

| | | | | | | | | | | | |
|------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|---------|----------|----|----|
| BER | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 | 12 | 14 | 16 | 18 | 20 |
| SNR | 0.265 | 0.214 | 0.161 | 0.106 | 0.058 | 0.024 | 0.0065 | 0.00092 | 0.000031 | 0 | 0 |

Tableau IV.1 : Le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (canal AWGN.)

| | | | | | | | | | | |
|------------|-------|-------|-------|-------|--------|---------|---------|---------|---------|---------|
| BER | 0 : 2 | 2 : 4 | 4 : 6 | 6 : 8 | 8 : 10 | 10 : 12 | 12 : 14 | 14 : 16 | 16 : 18 | 18 : 20 |
| SNR | 0.587 | 0.533 | 0.500 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.5 |

Tableau IV.2: Le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (canal Rayleigh).

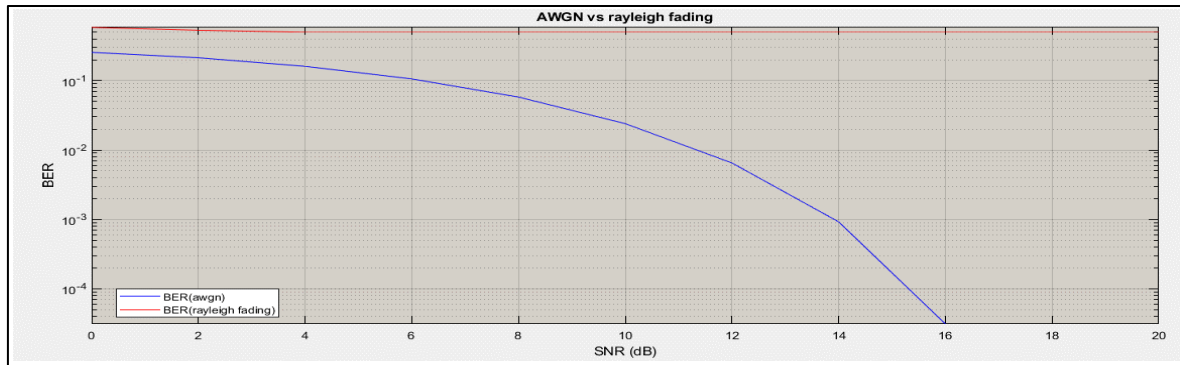


Figure IV.15: Le taux d’erreur binaire en fonction du SNR.

En implémentant la modulation QPSK, on a constaté que pour des valeurs plus élevées du SNR, le taux d’erreur binaire est faible en AWGN par rapport au canal de Rayleigh Fading, d’une autre manière l’erreur dans les données reçues par le canal gaussien AWGN est minimale plus précisément pour les valeurs 18 à 20, le BER au canal gaussien est égal à zéro tandis que le BER au canal de Rayleigh Fading à une valeur non nulle. La diminution du BER au canal gaussien signifie que l’erreur est corrigée au niveau du récepteur, donc les performances du BER sont meilleures au canal AWGN par rapport au canal de Rayleigh. Lorsque la puissance du signal est égale à la puissance du bruit, le taux d’erreur binaire augmente, alors que la valeur du SNR devient plus élevée quand le BER est nul.

IV.6.2 Influence du nombre de porteuses sur le BER en fonction du SNR

Le tableau IV.3 donne les valeurs du BER en fonction du SNR selon différents nombres de sous-porteuses pour un canal AWGN. Nous remarquons que plus le nombre de sous-porteuses augmente plus le BER augmente aussi. (Voir le programme 3 dans annexe D).

| SNR (dB) | Modulation QPSK | | |
|----------|---------------------|---------------------|---------------------|
| | BER (N porteuse=64) | BER(N porteuse=128) | BER(N porteuse=256) |
| 0 | 0.125 | 0.188 | 0.265 |
| 5 | 0.328 | 0.056 | 0.132 |
| 10 | 0.0018 | 0.0022 | 0.024 |
| 15 | 0 | 0 | 0.00014 |
| 20 | 0 | 0 | 0 |

Tableau IV.3: Le taux d’erreur binaire en fonction du SNR et le nombre de porteuses.

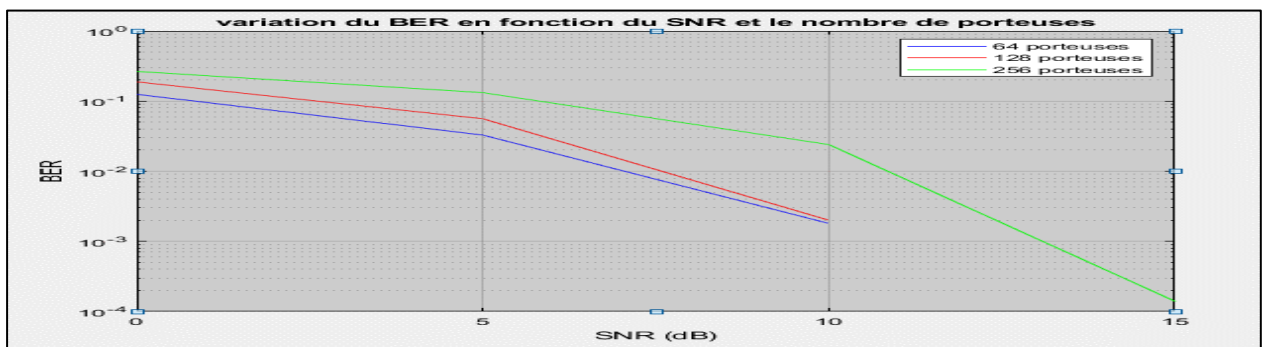


Figure IV.16: Variation du BER en fonction du SNR et le nombre de porteuses (QPSK).

Selon les résultats de la simulation, le taux d'erreur binaire (BER, TEB) sur les bits d'un système de communication numérique est un facteur important pour quantifier l'intégrité des données transmises par ce système. Plus la valeur du BER est élevée, plus la qualité de la communication est mauvaise, alors qu'une valeur élevée du SNR indique une meilleure communication ainsi que le signal est plus fort que le bruit.

IV.7 Conclusion :

Les deux simulations réalisées nous ont permis de voir et avoir une image sur le principe fonctionnement du PLC et son avantage dans les réseaux de demain à l'aide d'une chaîne basique de la PLC en premier lieu.

En second lieu, de mettre en relief les intérêts d'une modulation et démodulation OFDM d'un point de vue taux d'erreur binaire, ainsi que les paramètres de la chaîne de transmission primordiaux (nombre de porteuses, choix de constellation) à ajuster en fonction du canal et des données à transmettre. Dans cette deuxième partie de la simulation, aussi nous avons réalisé une chaîne basique de la technique OFDM où nous avons établis une comparaison de deux types de systèmes OFDM par rapport au paramètre critique BER.

De plus, nous avons réussi mettre au point nos programmes sur Matlab et Simulink de MathWorks et avons pu arriver au terme du travail qui nous a été confié.

Conclusion Générale

Les systèmes de communication PLC ont progressé très rapidement, grâce aux efforts déployés pour utiliser le réseau de distribution électrique en tant que support de transmission à haut débit. Il est ainsi possible de mettre en place un réseau de communication particulier ou professionnel sans la pose de câbles supplémentaires juste en utilisant les prises de courant. Ceci permettra l'échange de toutes types d'applications sur ce réseau de communication (partage de connexion internet, la téléphonie, streaming, etc.).

Notre travail nous a permis de développer les différentes méthodes de modélisation d'un canal PLC qui se divisent principalement en deux approches : la première est l'approche déterministe qui est basée sur les paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission, la deuxième est l'approche empirique qui est basée sur un modèle stochastique bâti à partir des statistiques sur les mesures de la fonction de transfert. En effet, un modèle de canal statistique a été décrit dans le but de reproduire les caractéristiques du canal PLC de façon réaliste en contexte MIMO.

Par ailleurs, nous avons étudié les deux types de bruit électrique à savoir : le bruit stationnaire dont la densité spectrale de puissance est constante sur tout l'axe des fréquences, et le bruit impulsif causé par des interférences électromagnétiques nuisible au signaux pour le système PLC.

Les résultats obtenus ainsi que les outils développés dans le cadre de ce travail nous ont été d'une grande utilité lors de notre approche par l'optimisation des règles d'ingénierie nécessaire à tout déploiement de service haut débit dans le domaine des transmissions PLC. L'atout majeur et nouveau au monde des réseaux est principalement la facilité de réalisation, puisque l'utilisateur n'a qu'à utiliser les prises électriques du bâtiment pour constituer un réseau informatique.

Ce manuscrit présente aussi une synthèse des travaux portant sur l'implémentation de système OFDM que nous avons simulés sous Simulink de Matlab. La technique OFDM qui a le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides. Les simulations réalisées dans ce travail ont permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vue du taux d'erreur binaire et rapport signal à bruit.

En perspective, il sera très intéressant de se faire une étude sur la cohabitation du système PLC avec la 5G

ANNEXE A

Les industriels impliqués dans le développement de la technologie CPL sont :

- Intellon, société nord-américain créée en 1989, elle est parmi les initiateurs de l'alliance HomePlug en 2000. Elle présente des produits Home-Plug 1.0 (14Mb/s), Turbo (85Mb/s), Home-Plug AV (200Mb/s) et Home-Plug AV2 (600Mb/s).
- Panasonic, grand groupe japonais spécialisé dans l'électronique. Ce groupe a créé l'alliance HD-PLC (High Definition Power Line Communication) qui présente des produits avec des débits de l'ordre de 190Mb/s.
- DS2 (Diseño de Sistemas en Silicio ou Design of Systems on Silicon), société espagnole créée en 1998. DS2 est parmi créateurs de l'alliance UPA (Universal Power Line Association). Elle fabrique des produits offrant des débits de l'ordre de 240 Mb/s.

L'absence d'une norme universelle et internationale pour le PLC a amené à une diversité technique des produits PLC. Les industriels du PLC ont créé des groupes dans des consortiums afin d'accompagner les travaux de normalisation et de participer au développement des systèmes PLC afin de diminuer les problèmes de coexistence entre produits concurrents ou bien entre deux produits de la même alliance.

Ces consortiums permettent aux industriels de mettre en commun leurs points de vue, leurs intérêts et de proposer leurs propres normes. Ce sont HomePlug, CEPCA et UPA qui proposent des produits sur le marché [3] :

- Alliance Home-Plug est une alliance créée en mars 2000 rassemblant plus de 75 membres : Intellon, Spidcom, Gige, France Télécom, Devolo, Conexant, Arkados, Yitran, Intel, Linksys, Sharp, LEA, STMicroelectronics... ce groupe s'engage à créer des programmes de spécifications et des procédures de certification pour utiliser les réseaux PLC de manière fiable, il a inventé plusieurs spécifications pour les normes PLC comme Home-Plug 1.0, Home-Plug AV, Home-Plug AV 2, Home-Plug Green-Phy et Home-Plug Access BPL.
- UPA, fondée en 2004, est une organisation internationale coopérant avec le projet de recherche européen OPERA est une organisation internationale qui travaille en collaboration avec le projet de recherche européen OPERA (Open PLC European Research Alliance). L'UPA favorise le développement de modules DS2 et a créé la norme DHS (digital home standard), dont le but est de fournir des spécifications complètes aux fournisseurs de composants électroniques pour concevoir des circuits intégrés pour la distribution de voix, vidéo et données de lignes électriques.
- CEPCA (Consumers Electronics Power line Communication Alliance) créée en 2005 est une alliance 14 membres dont la majorité est constituée de fabricants japonais. Le but de l'alliance est de permettre la coexistence des systèmes PLC et de résoudre les problèmes d'interférence entre les systèmes utilisant la même bande de fréquence.

Le tableau A.1 ci-dessous résume les principales différences entre les produits de trois consortiums:

| | CEPCA (HD-PLC) | HomePlug AV | UPA |
|---|-------------------------------|----------------------------------|-------------------------------|
| Modulation | Wavelet-OFDM | Windowed-OFDM | Windowed-OFDM |
| Codage canal | LDPC Reed-Solomon | Turbo convolutional code | Reed-Solomon + 4D-TCM |
| Constellation (mappage) | PAM 2-32 | QAM 2, 4, 8, 16, 64, 256,1024 | ADPSK 2-1024 |
| Taille FFT | 512 (extendable to 2048) | 3072 | NC |
| Nombre de porteuses max | NC | 1536 | 1536 |
| Fréquence d'échantillonnage | 62,5MHz | 75MHz | NC |
| Bande Passante | 4-28 MHz 2-28 MHz optional | 1.8-30 MHz | 0-30 MHz 0-20 MHz optional |
| Débit Physique Max | 190 Mbps | 200 Mbps | 240 Mbps |
| Débit utile max | NC | 150 Mbps | 158 Mbps |
| Densité Spectrale de puissance | NC | -56 dBm/Hz | -56 dBm/Hz |
| Méthode d'accès au média | TDMA-CSMA/CA | TDMA-CSMA/CA | ADTDM |

Tableau A.1 : Les principales différences entre les produits de trois consortiums

Par rapport à d'autres solutions haut débit compétitives (telles que l'ADSL et le WIFI), l'absence d'une norme du PLC haut débit a retardé le développement de cette technologie.

Face l'obligation d'unifier les différentes spécifications en une seule norme, plusieurs groupes de travail sont assemblés pour la normalisation de la technologie PLC haut débit. On trouve principalement le groupe IEEE P1901 et ITU-G.hn [3] :

- IEEE P1901, est un groupe de travail créé en juin 2005 dans le but de développer une norme ou une spécification CPL offrant un débit supérieur à 100Mb/s sur une bande allant jusqu'à 100MHz. L'objectif est de définir les spécifications de la couche MAC et de la couche physique pour différents produits CPL. Le groupe IEEE P1901 rassemble les fabricants et les comités de normalisation, notamment les alliances Home-Plug, UPA et CEPCA. L'alliance HomePlug et Panasonic ont créé conjointement le groupe IEEE P1901, dont l'objectif est de converger vers une couche MAC qui résiste deux couches physiques HD-PLC (Panasonic) et Home-Plug. Le groupe IEEE P1901 a refusé la proposition technique de

l'industriel espagnole DS2/UPA. En 2010, Le groupe IEEE P1901 a publié sa norme. La norme définit une couche MAC et deux couches physiques, une couche basée sur l'OFDM fenêtré (Home-Plug) et une couche basée sur « wavelet-OFDM » (Panasonic/ HD-PLC). Chaque industriel utilisera la couche MAC IEEE P1901 et a le choix d'implémenter l'une de deux couches physiques définies. La norme IEEE 1901 permet la coexistence entre les produits basés sur l'OFDM et les produits basés sur wavelet-OFDM grâce ISP (Inter System Protocol).

- ITU-G.hn est le groupe de travail G.hn de l'ITU (International Telecommunication Union). Il s'agit du groupe chargé de définir les normes de télécommunications pour les réseaux locaux existants (téléphones, câbles, câbles coaxiaux, etc.). Le but est de fournir un émetteur qui communique sur tous les réseaux câblés existants dans la maison. En 2009 et 2010, l'ITU a publié le standard qui définit la couche MAC et la couche physique. L'ITU a approuvé aussi la norme G.9972 qui décrit le processus permettant la coexistence des produits G.hn avec d'autres produits comme les produits IEEE 1901.

ANNEXE B

Les principales méthodes déterministes

a) Méthode Multi-trajets :

Par rapport au réseau téléphonique, le réseau électrique n'est pas un réseau point à point, mais un bus desservant plusieurs prises, de sorte que le réseau a une caractéristique à trajets multiples. En effet, les trajets multiples similaires aux conditions de propagation des réseaux sans fils sont conçus par les différentes branches du réseau.

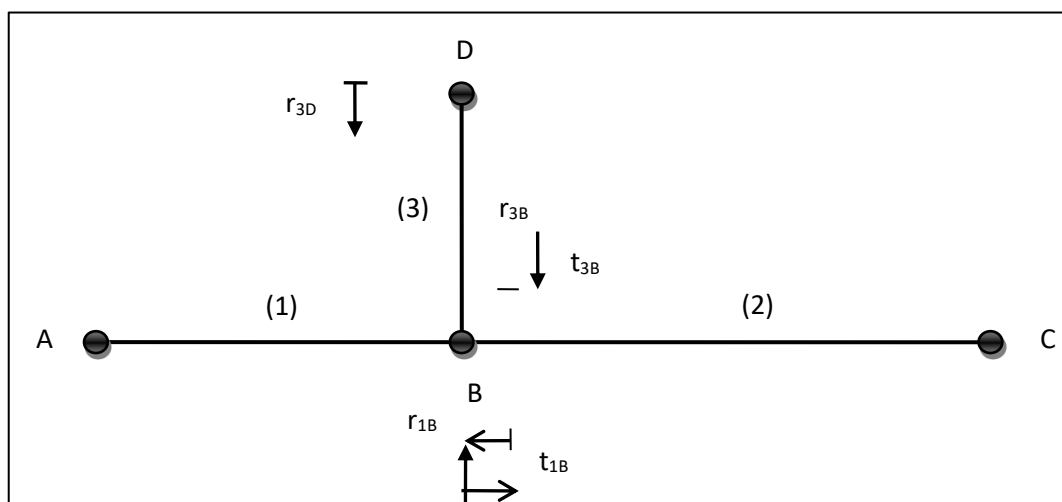


Figure B.1 : Propagation multi-trajets, câble avec une seule dérivation.

Le signal transmis en un point du réseau suit plusieurs trajets pour atteindre un autre point, il faut donc considérer non seulement le trajet direct entre deux points de communication mais aussi d'autres trajets possibles. Il s'agit d'un réseau simple avec une seule dérivation (Figure II.4) pour mettre en œuvre la méthode multi-trajets. Ce réseau est constitué de trois segments (1), (2) et (3) respectivement de longueurs l_1 , l_2 , l_3 et d'impédances caractéristiques Z_{11} , Z_{12} , Z_{13} [3].

b) Méthode Matrice chaîne :

Dans cette méthode, le quadripôle (voir la Figure B.2) qui modélise une ligne de transmission bifilaire est caractérisé par sa matrice de chaîne ou matrice de transmission (matrice ABCD). En effet, un réseau électrique est représentée selon sa topologie par une série de quadripôles série ou parallèle.

Les grandeurs électriques (tension et courant) sont exprimées par les coefficients A, B, C et D de la matrice chaîne à l'entrée de la ligne en fonction de celles de sortie [3]. Cette relation est exprimée par l'équation (E1). Ces coefficients sont généralement fonction de la fréquence.

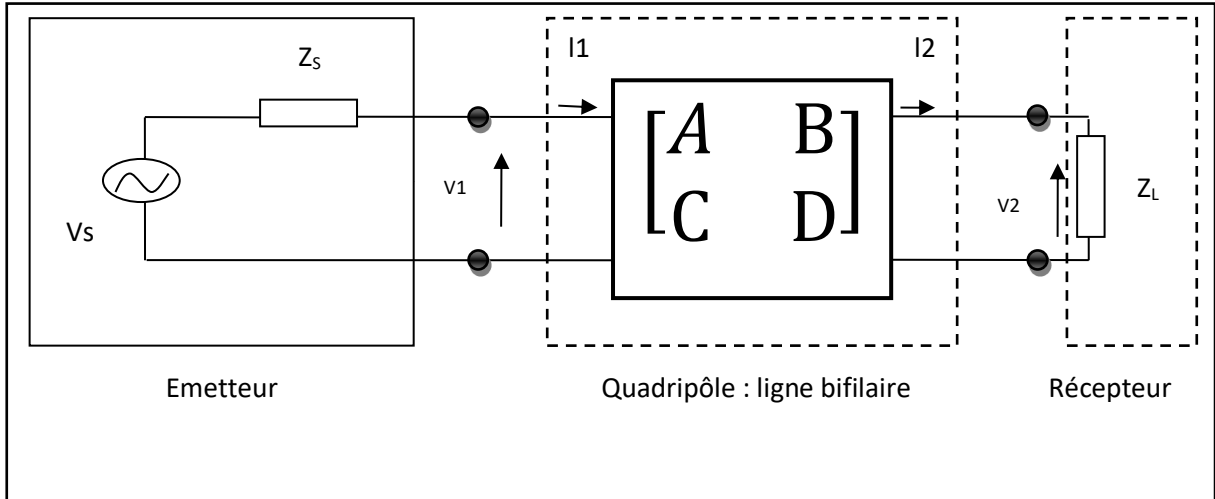


Figure B.2 : Quadripôle modèle d'une ligne de transmission.

$$\begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} = [\mathbf{T}_f] \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} \quad \text{E1}$$

Les paramètres A, B, C et D permettent de calculer la fonction de transfert, comme le rapport entre la tension de sortie V_2 et la tension d'entrée V_1 , ainsi que l'impédance d'entrée du quadripôle. La fonction de transfert du réseau (figure B.2) s'exprime en fonction des paramètres chaînes de la ligne bifilaire ainsi que des impédances mises en jeu par l'équation (E3). L'impédance d'entrée est exprimée en fonction des paramètres chaînes et de l'impédance du récepteur Z_L par l'équation (E4). La matrice chaîne d'une ligne de transmission bifilaire uniforme est présentée par l'équation. Où \bar{Z}_c et $\bar{\gamma}$ sont respectivement l'impédance caractéristique et le coefficient de propagation du câble (ligne bifilaire) [3].

$$\begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma}L) & \bar{Z}_c \sinh(\bar{\gamma}L) \\ \bar{Z}_c^{-1} \sinh(\bar{\gamma}L) & \cosh(\bar{\gamma}L) \end{pmatrix} \quad \text{E2}$$

$$H(f) = \frac{v_2}{v_s} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{v_1}{v_s} = \frac{\bar{Z}_L}{\bar{A} \cdot \bar{Z}_L + \bar{B} + \bar{C} \cdot \bar{Z}_L \cdot \bar{Z}_s + \bar{D} \cdot \bar{Z}_s} \quad \text{E3}$$

$$\bar{Z}_{in} = \frac{\bar{A} \cdot \bar{Z}_L + \bar{B}}{\bar{C} \cdot \bar{Z}_L + \bar{D}} \quad \text{E4}$$

c) Approche circuit :

La plupart des méthodes de modélisation des réseaux électriques en tant que supports de transmission PLC ne prennent pas en compte la mise à la terre dans la modélisation car les signaux PLC sont injectés en mode différentiel entre phase et neutre. Ces méthodes ne sont liées qu'à la propagation des signaux PLC. La discrétisation du réseau électrique (câble électrique) en cellules élémentaires qui sont composées par les paramètres primaires de la ligne R, L, C et G c'est la technique sur laquelle l'approche circuit est basée. Cette approche sert à déterminer les paramètres primaires. Il y a principalement trois méthodes pour l'extraction des paramètres primaires d'une ligne de transmission qui sont :

- Les formules analytiques.
- Les méthodes numériques (méthode des éléments finis, méthode PEEC (*Partial Element Equivalent Circuit*) ...).
- L'extraction à partir de la mesure (soit la mesure des paramètres S ou la mesure des impédances en circuit-ouvert et en court-circuit) [3].

ANNEXE C

Les techniques de lutte contre le bruit impulsif

Dans cette section, nous limitons notre présentation à trois familles de techniques de suppression du bruit impulsif :

- La première est une méthode largement utilisée, comprenant l'écrêtage ou l'élimination de l'échantillonnage du signal reçu dans le domaine temporel lorsque l'amplitude est considérée comme "grande". Cette opération d'annulation appelée effacement (Blanking en anglais), peut être simultanément exploitée avec l'écrêtage.
- La deuxième méthode de suppression du bruit impulsif est l'algorithme Matsuo développé pour les systèmes de transmission de type OFDM. Cet algorithme consiste à estimer les échantillons du bruit qui sont ensuite retranchés du signal reçu. Dans la littérature, cet algorithme a été ensuite optimisé.
- La troisième approche de suppression du bruit impulsif appelée méthode d'annulation du BIPA (Bruit Impulsif Périodique Asynchrone) a été proposée par A. Gautier. Cette technique n'est efficace que lorsqu'il existe un type de bruit périodique asynchrone. Cette technique est basée sur des opérations de faible complexité: stocker la forme des perturbations et utiliser des opérations mathématiques simples. Cet algorithme permet de déterminer l'instant où chaque impulsion arrive pour chaque symbole OFDM, pour ensuite l'annuler par soustraction dans le domaine temporel en supposant que l'instant d'arrivée des impulsions est connu.

ANNEXE D

Configuration des blocs

1) Emission :

➤ Random Integer Generator :

Ce bloc génère de bits aléatoires dans l'intervalle $[0, M-1]$.

Avec les paramètres suivants :

- 4 états d'entiers.
- 3 GHZ la bande passante.
- 192 entiers par trame.

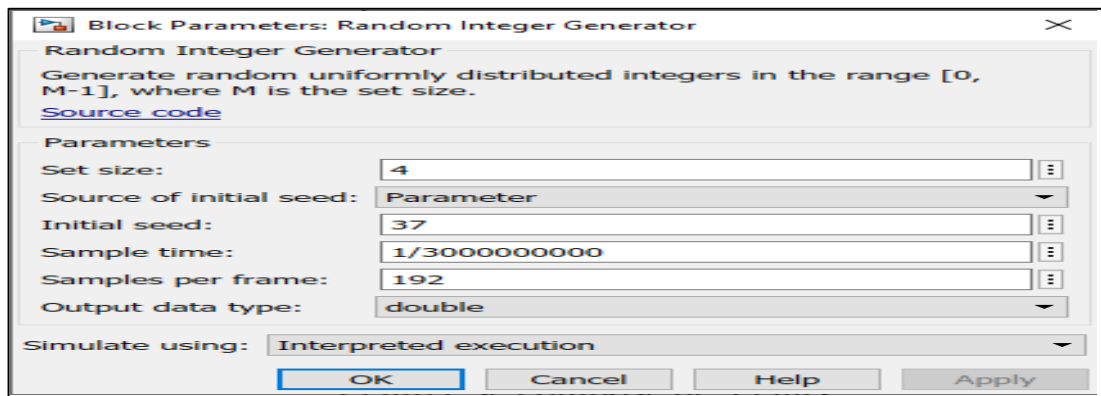


Figure D-1: Paramètres du bloc Random Integer Generator.

➤ Integer to Bit Converter :

Pour la conversion des entiers en bits numériques, avec un seul paramètre à modifier qui s'agit du nombre de bits pour chaque entier, dans ce cas on va choisir 2 bits car l'entrée se compose de 4 états.

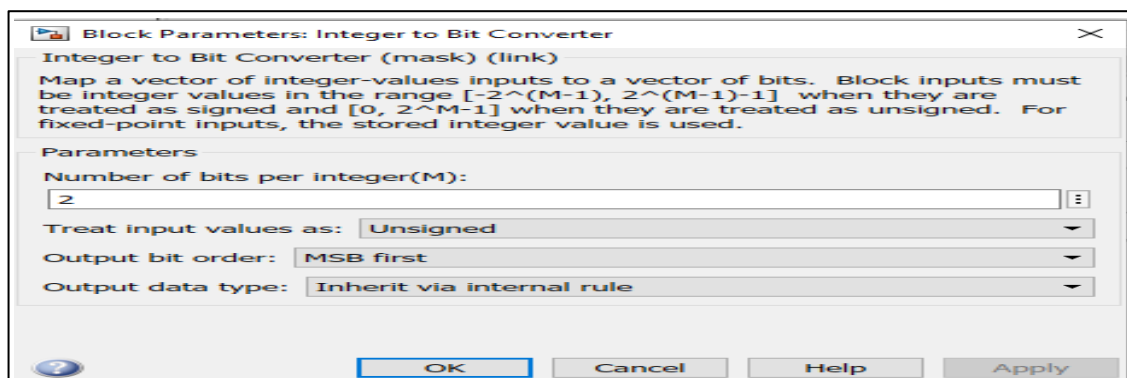


Figure D-2 : Paramètres du bloc Integer to Bit Converter.

➤ **Bit to Integer Converter :**

Même configuration avec le bloc Integer to Bit Converter, c'est-à-dire que le nombre de bit pour chaque entier vaut 2.

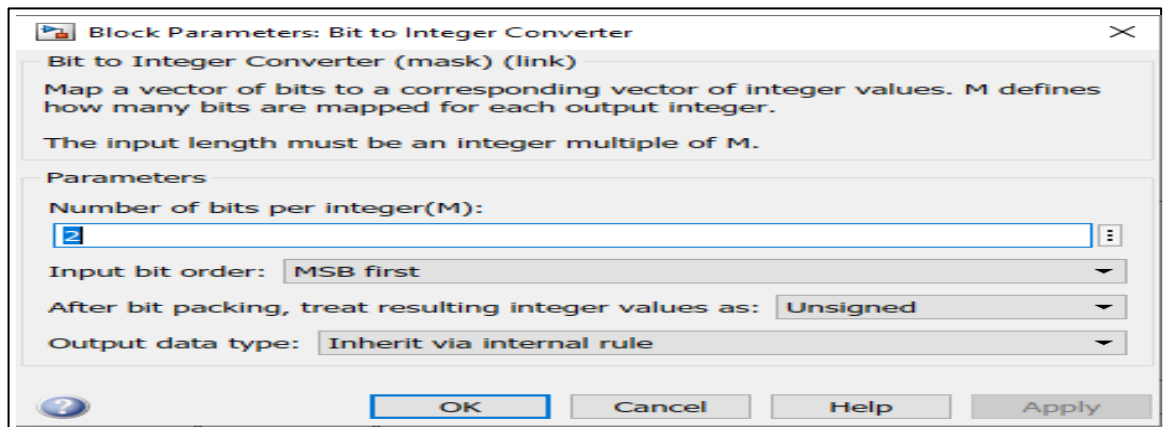


Figure D-3: Paramètres du bloc Bit to Integer Converter.

➤ **Modulation QPSK :**

La source utilisée est composée de 4 états donc la modulation doit être aussi à 4 états, aussi on modifie l'ordre de la constellation de BINARY en GRAY.

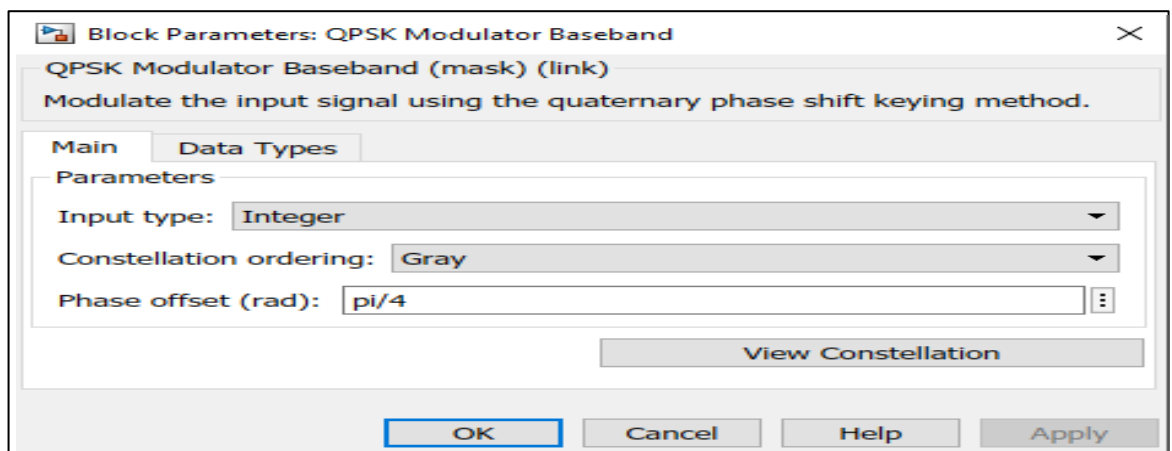


Figure D-4: Paramètres du bloc QPSK Modulator

➤ **Insertion des sous-porteuses pilotes et DC :**

Les sous-porteuses disponibles dans une bande ne sont pas toutes attribuées aux données des utilisateurs mais ya quelques-unes utilisées pour d'autres raisons telles que :

- **DC Sub-Carrier** : La porteuse centrale afin de marquer le centre de la bande OFDM.
- **Pilots Sub-Carrier** : Pour transporter des séquences PILOTE bien utiles pour connaître le canal de propagation.

Le rôle du block suivant est de réunir ces différentes sous-porteuses :

- On va assimiler une DC Sub-Carrier au milieu de la trame et 3 pilot Sub-Carrier.
- **Select Rows** : Dans le but de découper les 192 symboles reçus à son entrée par 4, en rangeant chaque ensemble dans une sortie.
- Entre les 4 symboles on va intégrer nos Pilot Sub-Carrier et au milieu la porteuse centrale.

Et pour rassembler tout ça on insère le bloc Matrix Concatenation en changeant le nombre des entrées à 8 entrées.

➤ **Multiport Selector** :

Ce bloc distribue des sous-ensembles arbitraires de lignes d'entrée ou de colonne à plusieurs ports de sorties. Le Multiport Sélecteur extrait plusieurs sous-ensembles de lignes ou les colonnes de M par N de la Matrice d'entrée.

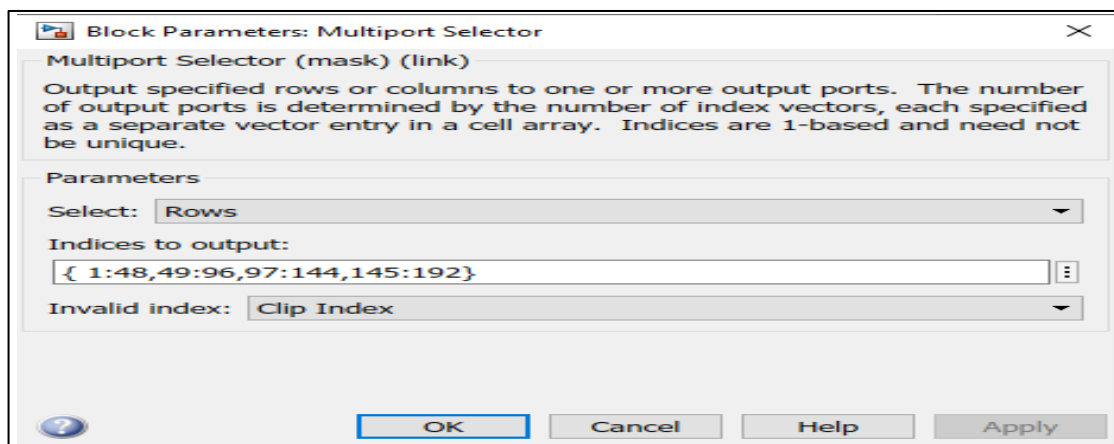


Figure D-5: Paramètres du bloc Multiport Selector.

➤ **IFFT** :

Transformer les données du domaine fréquentiel u domaine temporel, fournir un moyen simple pour moduler des données sur N sous-porteuses orthogonales.

C'est le bloc le plus important dans la chaine de modulation OFDM, sa sortie est la somme des sinusoides orthogonales qui y sont entrées. La taille de l'IFFT est 256.

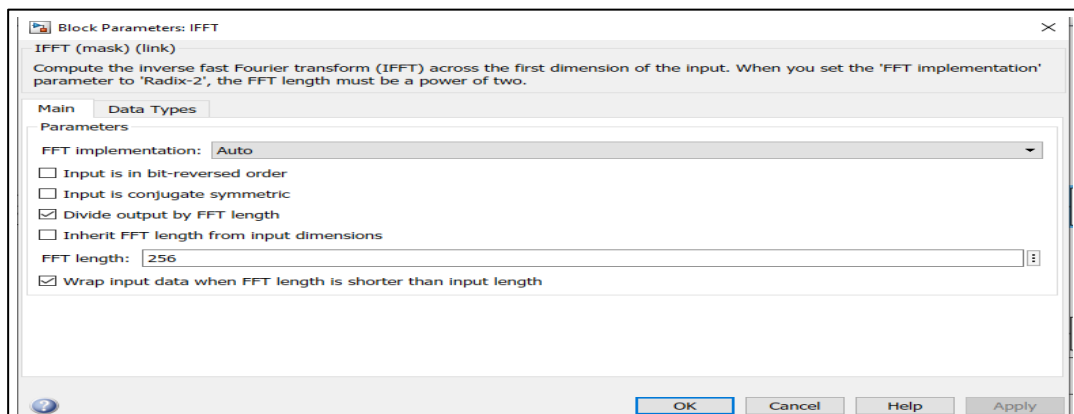


Figure D-6: Paramètres du bloc IFFT.

➤ **Cyclic Prefix :**

Le préfixe cyclique utilisé dans l'OFDM fournit un élément de base de l'ensemble du signal qui sert de bande de garde entre chaque symbole OFDM.

- L'ajout du préfixe augmente la robustesse du signal OFDM.
- Si nécessaire, les données retransmises peuvent être utilisées.
- L'intervalle de garde introduit par le préfixe peut réduire l'impact des interférences entre symboles.
- Le préfixe qui peut interférer avec les symboles adjacents est supprimé, le symbole OFDM est renvoyé.

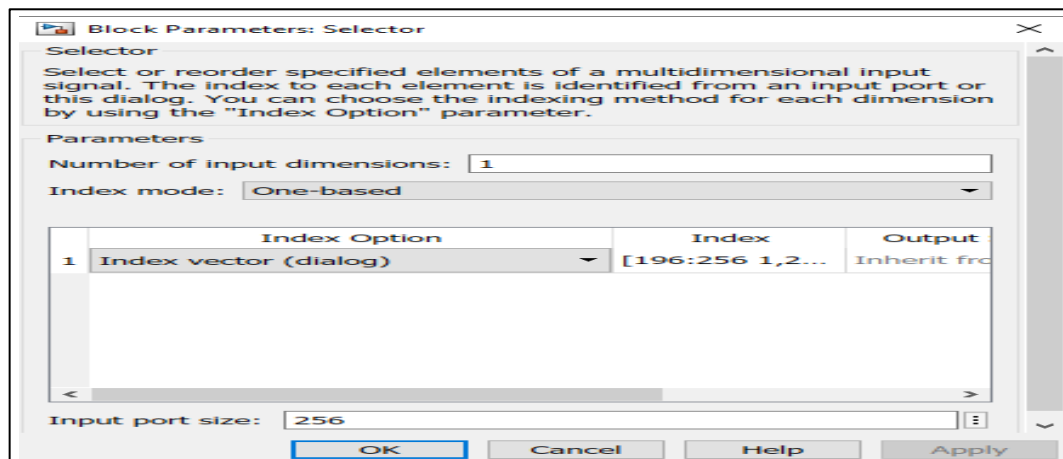


Figure D-7: Paramètres du bloc Cyclic Prefix.

2) **Canal de transmission :**

➤ **Canal Gaussien (AWGN Channel) :**

Ajoute un bruit blanc réel et produit un signal de sortie réel quand le signal d'entrée est réel, sinon dans le cas où le signal d'entrée est complexe, ce bloc ajoute un bruit gaussien complexe et génère un signal complexe à la sortie.

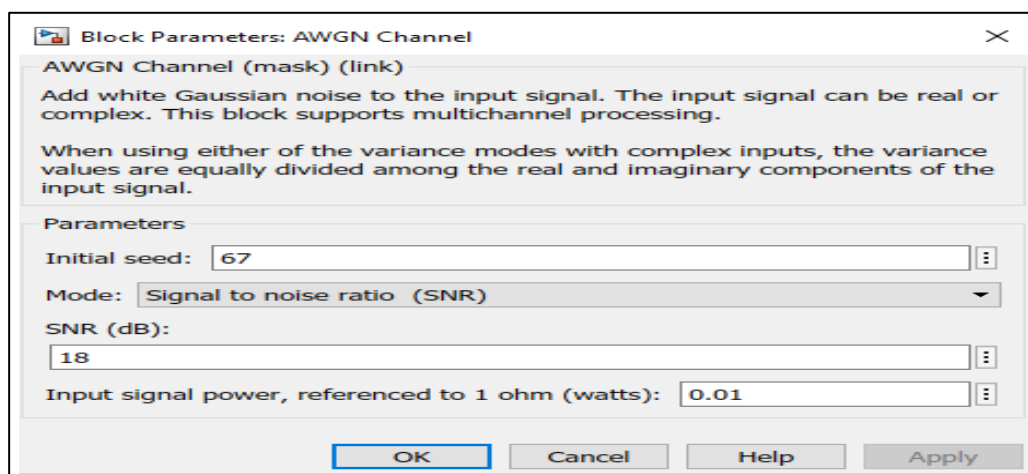


Figure D-8 : Paramètres du bloc AWGN.

➤ **Canal Multipath Rayleigh Fading :**

Ce bloc accepte que les signaux complexes à base de trame à son entrée où l'entrée doit avoir un temps d'échantillonnage discret supérieur à 0.

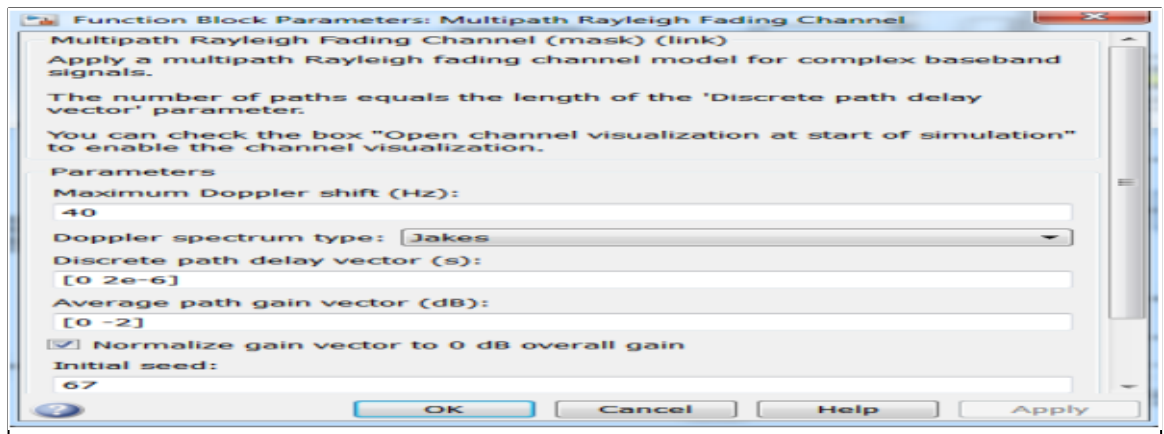


Figure D-9: Paramètres du Canal Multipath Rayleigh Fading.

Le récepteur effectue une opération inverse de l'émetteur, où il convertit le signal OFDM en un signal numérique avec l'assistance d'un convertisseur Analogique-Numérique.

Pour analyser le signal dans le domaine fréquentiel une transformée de fourrier est utilisée, les données sont par la suite démodulées. À la sortie un train d'informations est obtenue, et la possibilité de sa transmission avec le signal original dépend des interférences et les erreurs de traitement introduites par le canal.

3) Réception :

➤ **Remove Cyclic Prefix :**

Afin de supprimer le préfixe cyclique introduit à l'émission on a ajouté ce bloc, les échantillons du préfixe cyclique enlevés sont de 62 à 317.

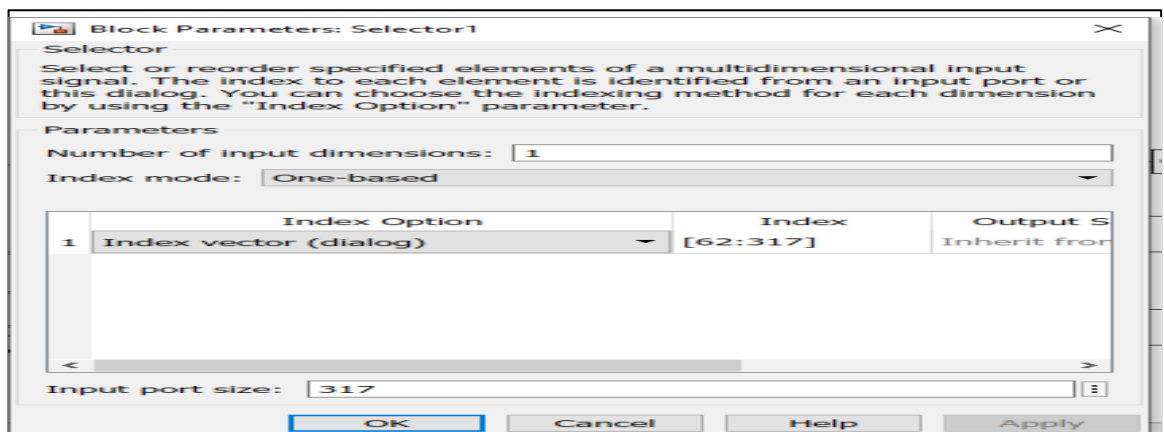


Figure D-9: Paramètres du bloc Remove Cyclic Prefix.

➤ **FFT :**

Au niveau du récepteur, afin de traiter le signal reçu et l'amener dans le domaine fréquentiel, un bloc FFT est utilisé.

Idéalement, la sortie de la FFT sera le symbole original envoyé de l'IFFT à l'émission. A la sortie du préfixe la taille du vecteur est 256, qui seront directement traités par le bloc FFT.

➤ **Frame Conversion :**

Bloc utilisé pour regrouper les données en trame de 256 éléments.

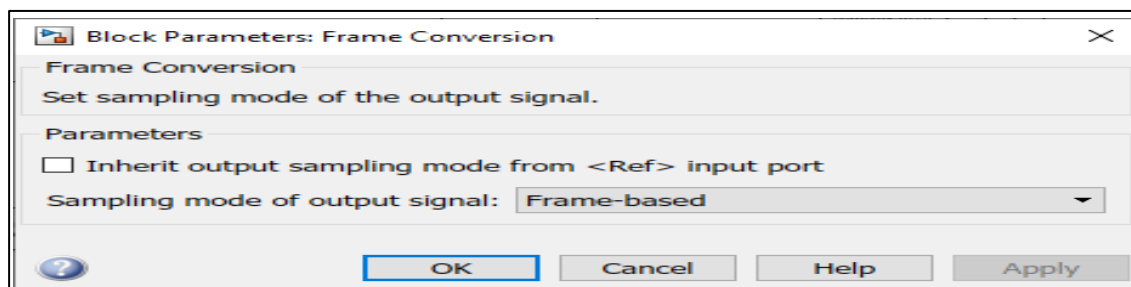


Figure D-10: Paramètres du bloc Frame Conversion.

➤ **Remove Zero-Padding :**

Afin d'éliminer les zéros de bourrage on va utiliser les paramètres suivants :

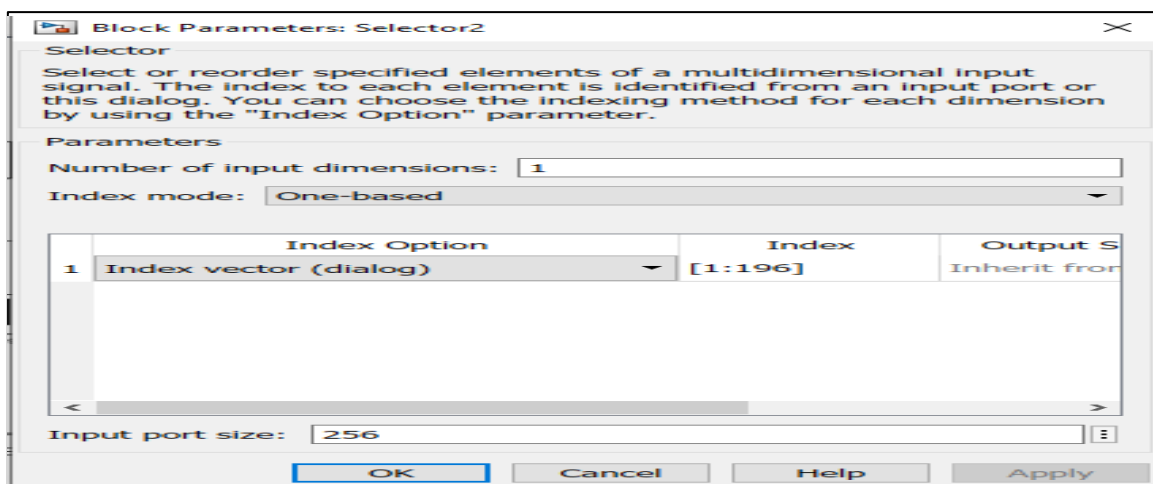


Figure D-11: Paramètres du bloc Zero-Padding.

➤ **Select Rows (Remove Pilots) :**

Sans les Zéros de bourrage nous avons 196 éléments, alors afin d'avoir la même trame de la source on doit enlever tous les symboles venant des sous-porteuses pilotes et la sous-porteuse centrale. En premier lieu on doit détecter l'emplacement exact de chaque sous-porteuse à enlever, ceci est dérivé du raisonnement sur le partage que nous avons effectué au niveau de la modulation.

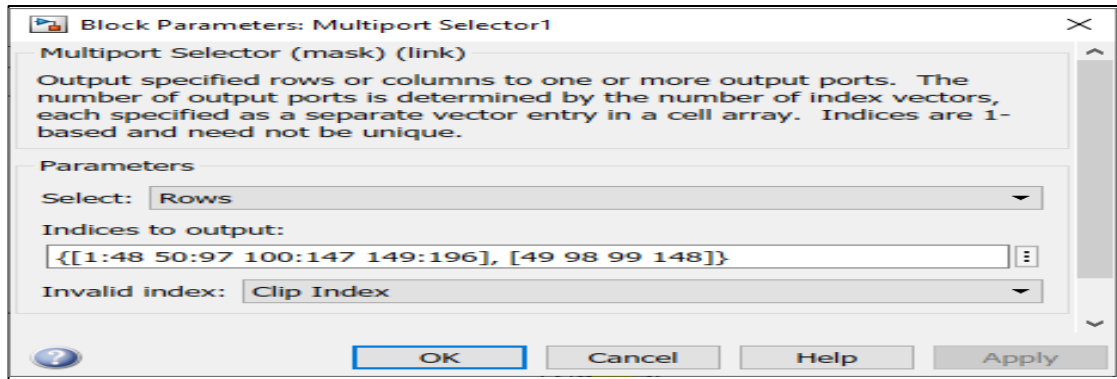


Figure D-12: Paramètres du bloc Select Rows (Remove Pilots).

➤ **QPSK Demodulator Baseband :**

Il transforme un signal qui a été modulé, l'entrée est une représentation en bande de base du signal modulé. Ce bloc accepte un signal d'entrée de vecteur scalaire ou colonne, même paramètres avec le bloc de modulation QPSK.

➤ **Error Rate Calculation :**

Le bloc de calcul du taux d'erreur :

- Compare les données d'entrée de l'émetteur avec celles du récepteur.
- Calcule le taux d'erreur comme une statistique en cours d'exécution, en divisant le nombre total de couples inégaux des éléments de données par le nombre total d'éléments de données d'entrée d'une seule source.
- Si les entrées sont des bits, le bloc calcule le taux d'erreur binaire (TEB, BER).
- Si les entrées sont des symboles, dans ce cas-là ce bloc calcule le taux d'erreur de symboles (TES).

➤ **Terminator :**

Le bloc de terminaison est utilisé pour fermer les blocs dont les ports de sortie ne sont pas connectés à d'autres blocs.

Programme 1: BER en fonction du SNR (PLC)

```
1- clear all;
2- close all;
3- l=10000;
4- snrdb=1:1:10;
5- snrln=10.^(snrdb/10);
6- for snrdb=1:1:10
7- si=2*(round(rand(1,l))-0.5);
8- sq=2*(round(rand(1,l))-0.5);
9- s=si+j*sq;
10-     w=awgn(s, snrdb, 'measured');
11-     r=w;
12-     si_=sign(real(r));
13-     sq_=sign(imag(r));
14-     ber1=(l-sum(si==si_))/l;
15-     ber2=(l-sum(sq==sq_))/l;
16-     ber(snrdb)=mean([ber1 ber2]);
17-     end

18-%semilogy(snrdb, ber,'o-')
19-snrdb=1:1:10;
20-snrln=10.^(snrdb./10);
21-tber=0.5.*erfc(sqrt(snrln));
22-semilogy(snrdb,ber, '-bo', snrdb,tber, '-mh')
23-title('CPL BPSK + QPSK');

24-xlabel('SNR');
25-ylabel('BER');
26-legend('BER-BPSK', 'BER-QPSK')

27-grid on;
```

Programme 2: BER en fonction du SNR (AWGN vs Rayleigh Fading)

```
clc
clear all
X=0:2:20;
Y=[0.256 0.214 0.161 0.106 0.058 0.024 0.0065 0.00092 0.000031 0 0 ];
Y1=[0.587 0.533 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 ];
semilogy(X,Y, 'b', X, Y1, 'g')
hold on
title('AWGN vs rayleigh fading');
xlabel('SNR');
ylabel('BER');
axis([0 20 0 0.6]);
hold off
grid on
legend('BER(awgn)', 'BER(rayleigh fading)', 'location', 'best');
```

Programme 3 : variation du BER en fonction du SNR et N porteuses :

```
clc
clear all
X=0:5:20;
%M=64;
Y=[0.125 0.0328 0.0018 0 0];
%M=128;
Y1=[0.188 0.056 0.002 0.00000 0 ];
%M=256;
Y2=[0.265 0.132 0.024 0.00014 0 ];
semilogy(X,Y, 'b', X, Y1, 'g', X, Y2, 'r')
hold on
title('variation du BER en fonction du SNR et le nombre de porteuses');
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('BER');
hold off
grid on
legend('64 porteuses', '128 porteuses', '256 porteuses');
```

BIBLIOGRAPHIE

- [1] MAZOUZI KAMEL & LOT ABDELKRIM « Courant Porteur En Ligne CPL » Mémoire de l'université Dr MOULAY TAHAR-SAIDA, soutenus Septembre 2015.
- [2] ETIENNE DURIS « Les Courants Porteurs En Ligne », Février 2005
- [3] DHIA ELHAK CHARIAG « Elaboration d'un outil d'analyse du réseau électrique domestique dans la bande CPL », Thèse de l'université de François – Rabelais de Tours, France le 23 janvier 2013.
- [4] MARCANTHONY MANNAH « Transmission de données par Courants Porteurs en Ligne sur un réseau Modulé en Largeur d'Impulsion » Thèse de l'école polytechnique de l'Université de Nantes, soutenue le 24 Septembre 2010.
- [5] HASSINA CHAOUCH « Etude et analyse de l'environnement électromagnétique des réseaux domestiques en vue de l'amélioration des systèmes à courants porteurs en ligne » Thèse de l'école polytechnique de l'Université de Nantes, soutenue le 17 Novembre 2011.
- [6] RICHARDNIZIGIYIMANA « Diagnostic de réseaux électriques et communication par CPL » Thèse de l'université FRANÇOIS – RABELAIS DE TOURS ÉCOLE DOCTORALE EMSTU GREMAN, soutenue 28 Novembre 2014
- [7] XAVIER CARCELLE en collaboration avec DAVOR MALES, GUY PUJOLLE et OLIVIER SALVATORI « Réseaux CPL par la Pratique avec trois études de cas : réseau domestique, réseau d'entreprise et réseau de desserte de collectivité locale ». Soutenu Novembre 2006
- [8] BERNHARD GOTZIG « Recherche du Schéma Optimal d'Exploitation d'un Réseau de Distribution Electrique ». Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997.Français.
- [9] BENAÏSSA AMEL « Transmission MIMO large bande sur le réseau électrique » Thèse de l'Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen, le 15 mai 2019.
- [10] KASSIM KHALIL, Marc G. Gazalet, *Member, IEEE*, Patrick Corlay, François-Xavier Coudoux, *Member, IEEE*, and Mohamed Gharb « An MIMO Random Channel Generator for Indoor Power-Line Communication ». *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.29 no. august 2014
- [11] FARHI NABILA & HELAIMIA SOUHAILA « Etude et Simulation d'une Transmission de type OFDM pour les communications sans fil » Mémoire de l'université LARBI TEBESSI-TEBESSA, 2016

- [12] GAUTIER AVRIL. « *Etude et optimisation des systèmes à courants porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique* ». Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, soutenue le 10 Octobre 2008.
- [13] Zimmermann, M.; Dostert, K.; "An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Powerline Networks" Proceedings of the 4th International Symposium on Power-line Communications and its Applications. Limerick (Ireland), vol. 138, 2000.
- [14] V. Dégardin « *Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le Réseau électrique basse tension* » thèse de l'université des sciences et technologies de Lille, soutenue 19 décembre 2002.
- [15] Fatma Rouissi, « *Optimisation de la couche PHY des systèmes de communication sur le réseau d'énergie en présence de bruit impulsif* » de l'université des sciences et technologies de Lille en Co-tutelle SUP'COM de Tunis, soutenue le 23 mai 2008
- [16] J. A. Cortes, F. J. Canete, L. Diez, and J. T. Entrambasaguas, "Characterization Of The Cyclic Short-Time Variation Of Indoor Power-Line Channels Response," in Proceedings of the International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), 2005, pp. 326–330
- [17] Farah Fayad "Apprentissage et annulation des bruits impulsifs sur un canal CPL indoor en vue d'améliorer la QoS des flux audiovisuels" UNIVERSITÉ BLAISE PASCAL – CLERMONT-FERRAND II, École Doctorale des Sciences Pour l'Ingénieur de Clermont-Ferrand, soutenue publiquement le 02.04.2012

WEBOGRAPHIE

- [W1] <https://jacquenod.developpez.com/cpl-courant-porteur-en-ligne/>
- [W2] <https://web.maths.unsw.edu.au/~lafaye/CCM/cpl/cpl-technologie.htm>

Résumé :

Ces dernières années ont été les témoins de la prédominance des deux standards majeurs des réseaux que sont Ethernet et IP. Partant de ce constat, il est logique de penser que les réseaux de communication entre appareils vont principalement se développer sur les supports de communication les plus pratiques et les plus fiables. Dans cette optique, les PLC constitueront sans doute des acteurs de premier ordre, du fait de l'étendue du réseau électrique (réseau de prises électriques, réseau de lumière, etc.), pour doter les différents appareils des plus récentes fonctionnalités de la communication en réseau.

En effet, cette technologie utilise le câble électrique pour la transmission de données à haut et bas débit, peut être classée en deux catégories ; celle réservée aux opérateurs et fournisseurs d'énergie (dite « outdoor »), et celle qui permet un usage libre au propriétaire privé (dite « indoor »). Elle permet ainsi de couvrir un large spectre d'applications (de la domotique au multimédia). Cette diversité entraîne un déploiement sur trois modes de réseaux différents (maître-esclave, pair-à-pair ou centralisé), mais également la nécessité de définir les mécanismes de coexistence et d'interopérabilité entre les différents équipements PLC.

Abstract :

The last few years have witnessed the predominance of the two major network standards, Ethernet and IP. Based on this observation, it is logical to think that communication networks between devices will mainly develop on the most practical and reliable communication media. From this point of view, PLCs will undoubtedly be first-rate players, due to the extent of the electrical network (power outlet network, light network, etc.), to equip the various devices with the latest network communication functionalities.

Indeed, this technology uses electrical cable for high and low speed data transmission, can be classified in two categories; that reserved for operators and energy suppliers (known as "outdoor"), and that which allows free use to the private owner (known as "indoor"). It thus covers a wide range of applications (from home automation to multimedia). This diversity leads to deployment on three different network modes (master-slave, peer-to-peer or centralized), but also to the need to define mechanisms for coexistence and interoperability between different PLC equipment.

