

THESE

en cotutelle

Pour obtenir le grade de

Docteur

En

Génie Informatique

Spécialité : Télécommunication

Et

Micro et Nanotechnologie, acoustique et télécommunication

Présentée Par : Hamid BOUASSAM

Analyse et modelisation de l'effet des impédances de charge sur les performances d'une liaison CPL sur le réseau électrique domestique

Soutenue le '12/05/2017', devant le Jury :

| | | |
|-------------------------------|--|--------------------|
| Pr. DEGAUQUE Pierre | Université de Lille 1, Lille | Président |
| Pr. EL KHAMLIHI DRISSE Khalil | Université Clermont Auvergne, Clermont | Rapporteur |
| Pr. GHAMMAZ Abdelilah | Université Cady Ayyad, Marrakech | Rapporteur |
| Pr. SADIK Mohamed | Université Hassan II, Casablanca | Rapporteur |
| Pr. BENDHIA Sonia | INSA, Toulouse | Examineur |
| Pr. BENNANI DOSSE Saad | Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Fès | Examineur |
| Pr. DEGARDIN Virginie | Université de Lille 1, Lille | Directeur de thèse |
| Pr. RIFI Mounir | Université Hassan II, Casablanca | Directeur de thèse |

Remerciement

Ce travail de thèse a été mené en collaboration étroite entre deux laboratoires, le laboratoire IEMN/TELICE de l'Université de Lille 1 Sciences et Technologies et le laboratoire RITM de l'Université Hassan II Casablanca. Il a été dirigé par Virginie Dégardin, Professeur à l'Université de Lille 1 et Mounir Rifi professeur à l'Université Hassan II Casablanca.

Je remercie tout particulièrement mes directeurs de thèse, Mme Virginie Dégardin et Mr. Mounir Rifi pour m'avoir dirigé et conseillé. Je les remercie pour leurs disponibilités de chaque instant, ainsi pour leur travail de relecture et de correction. Je les remercie aussi pour leur confiance en moi au long de ces quatre années de thèse, qui m'a profondément touché, et je garderais en mémoire les qualités humaines et techniques de cet encadrement.

Je tiens à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance à Mme Martine Liénard, Responsable du groupe TELICE du laboratoire IEMN de m'avoir accueilli dans le laboratoire durant toutes les durées de stage.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance à M. Khalil El Khamlichi Drissi, M. Ghammaz Abdelilah et M. Sadik Mohamed pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. J'adresse également de sincère remerciement à M. Pierre Degauque d'avoir accepté d'examiner mon rapport de thèse et d'être président du jury et à M. Bennani Dosse Saad et Mme Delmas Bendhia Sonia qui me font l'honneur de participer au jury de cette thèse.

Je remercie Pierre Laly pour son aide dans la partie expérimentale et ses conseils tout au long de mes périodes de stage à TELICE.

J'exprime aussi mes remerciements aux autres membres du groupe TELICE, Emmanuelle, Davy, Eric, Navish.

Je garde enfin un remerciement très chaleureux pour mes parents qui ont été en permanence présents dans mon esprit et mon cœur, pour leurs Duas et leurs Rida. Un Merci spécial du fond du cœur à ma femme qui m'a soutenu et encouragé et qu'on a pu ensemble franchir des rudes épreuves. Mes remerciements vont aussi à mes frères et sœurs pour leurs soutien.

Sommaire

| | |
|---|-----------|
| Remerciement..... | 2 |
| Résumé | 6 |
| Abstract..... | 7 |
| Liste des acronymes | 8 |
| Introduction générale..... | 9 |
| Chapitre I. Le réseau électrique domestique comme support de transmission..... | 13 |
| 1 Introduction..... | 13 |
| 2 Historique des CPL..... | 13 |
| 3 Applications des courants porteurs en ligne | 14 |
| 4 Les acteurs des CPL haut débit..... | 16 |
| 5 Le principe de transmission CPL..... | 17 |
| 5.1 Modulation OFDM..... | 18 |
| 5.1.1 Notion d'orthogonalité | 18 |
| 5.1.2 Le signal OFDM..... | 18 |
| 5.1.3 Préfixe cyclique et égalisation..... | 19 |
| 5.2 La chaîne de transmission..... | 20 |
| 6 Les limitations des systèmes CPL | 21 |
| 6.1 Limitations liées à la susceptibilité des CPL | 21 |
| 6.1.1 Le bruit de fond coloré | 22 |
| 6.1.2 Le bruit à bande étroite..... | 22 |
| 6.1.3 Le bruit impulsif | 23 |
| 6.2 Limitations liées aux émissions des CPL | 24 |
| 6.3 Limitations liées à la topologie des réseaux | 25 |
| 7 Conclusion | 27 |
| Chapitre II. Caractéristiques et modélisation du réseau électrique. | 28 |
| 1 Introduction..... | 28 |
| 2 Topologie du réseau électrique domestique | 28 |
| 3 Etat de l'art de la modélisation de la fonction de transfert | 30 |
| 3.1 Approche empirique | 30 |
| 3.2 Approche déterministe..... | 31 |
| 4 Modélisation déterministe de la fonction de transfert | 33 |
| 4.1 Détermination des paramètres primaires d'un câble..... | 35 |
| 4.1.1. Cas d'une ligne bifilaire | 36 |
| 4.1.2. Cas d'une ligne à 3 conducteurs | 38 |

| | | |
|--|--|-----------|
| 4.2 | Modélisation par matrice chaîne de la fonction de transfert d'un réseau bifilaire..... | 39 |
| 4.3 | Modélisation des fonctions de transfert par l'outil CRIPTE | 41 |
| 4.3.1. | Théorie des lignes multiconducteurs | 41 |
| 4.3.2. | Topologie électromagnétique | 44 |
| 4.3.3. | Solution générale | 45 |
| 4.3.4. | Outil de simulation CRIPTE..... | 45 |
| 4.3.5. | Validation du modèle..... | 50 |
| 4.4 | Modélisation des impédances des charges domestiques..... | 51 |
| 5 | Conclusion | 53 |
| Chapitre III. Effet des impédances de charge sur les performances de la liaison SISO-CPL..... | | 55 |
| 1 | Introduction..... | 55 |
| 2 | Critères de performance et caractéristiques du canal | 55 |
| 2.1 | Calcul de la capacité..... | 55 |
| 2.2 | Bande de cohérence et étalement des retards..... | 56 |
| 3 | Etude expérimentale de l'effet des impédances de charge | 59 |
| 3.1 | Rappel de la configuration d'expérimentation..... | 59 |
| 3.2 | Caractéristiques des câbles | 60 |
| 3.3 | Impact de la position d'un des deux modems..... | 62 |
| 3.4 | Impact des impédances de charges..... | 65 |
| 3.5 | Impact du réseau de distribution..... | 67 |
| 3.6 | Conclusion sur les résultats expérimentaux..... | 69 |
| 4 | Modélisation de l'effet des impédances de charges domestiques | 69 |
| 4.1 | Rappel de la configuration du réseau modélisé | 70 |
| 4.2 | Etude d'un réseau en l'absence de dérivation..... | 70 |
| 4.2.1 | Influence d'une impédance de charge connectée en P4 | 71 |
| 4.2.2 | Influence des charges connectées aux différentes prises | 72 |
| 4.3 | Etude d'un réseau en présence d'une dérivation située entre les modems | 73 |
| 4.3.1 | Cas d'une dérivation en circuit ouvert..... | 73 |
| 4.3.2 | Cas d'une dérivation chargée par différentes classes d'impédance..... | 74 |
| 4.4 | Etude d'un réseau en présence d'une dérivation en parallèle sur le modem d'émission..... | 78 |
| 4.5 | Etude statistique des paramètres caractéristiques du canal de transmission..... | 80 |
| 4.5.1 | Statistique du gain d'insertion | 80 |
| 4.5.2 | Statistique des caractéristiques large bande..... | 81 |
| 4.5.3 | Statistique de la capacité..... | 85 |
| 5 | Conclusion | 86 |

| | |
|---|------------|
| Chapitre IV. Effet des impédances de charge sur les performances de la liaison MIMO-CPL | 88 |
| 1 Introduction..... | 88 |
| 2 Etat de l’art des communications MIMO-CPL..... | 88 |
| 3 Mesure du canal MIMO sur le réseau test | 90 |
| 3.1 Configuration expérimentale | 90 |
| 3.2 Mesure du bruit MIMO | 94 |
| 3.3 Mesure de la matrice de transfert entre P1 et P6 | 100 |
| 4 Etude expérimentale de l’effet de la topologie du réseau | 102 |
| 5 Etude théorique de l’effet des impédances de charge sur la capacité d’une liaison MIMO | 106 |
| 5.1 Calcul de la capacité | 107 |
| 5.2 Réseau sans dérivation..... | 107 |
| 5.3 Analyse statistiques des performances MIMO | 108 |
| 6 Conclusion | 111 |
| Conclusion générale..... | 113 |
| Annexe 1: Modèle des différentes classes d’impédance | 116 |
| Annexe 2: Gains d’insertion mesurés et CDF pour les configurations de ports terre commune et phase commune..... | 118 |
| Annexe 3 : Outil de simulation CRIPTE..... | 120 |
| Liste des publications | 123 |
| Références | 124 |

Résumé

Les communications à courant porteur en ligne (CPL) permettent de transmettre des données haut débit en utilisant le réseau électrique comme support de transmission. Cependant la complexité et la diversité des topologies, la diversité des appareils électriques domestiques connectés sur le réseau et les perturbations électromagnétiques peuvent limiter les performances de cette technologie. Ce mémoire a pour objectif d'analyser les caractéristiques du réseau et les performances d'une liaison CPL large bande et de souligner les topologies et charges du réseau qui dégradent les performances de la liaison CPL.

La démarche scientifique consiste tout d'abord à caractériser le canal de transmission principalement en termes de gain d'insertion, puis à caractériser les performances de la liaison en termes de capacité, afin de dégager les caractéristiques de topologie ayant une influence prépondérante sur la liaison. Cette caractérisation se décompose en deux parties. Une première partie expérimentale étudie l'impact de la charge du réseau et du réseau de distribution avec un réseau test. Une seconde partie théorique souligne l'influence de la topologie et des impédances de charges domestiques à l'aide d'un outil de simulation basé sur la théorie des lignes multifilaires liée à la topologie électromagnétique. Deux modes de transmission sont étudiés ; une liaison SISO (Single Input Single Output), où le modem d'émission/réception est relié au réseau via un couplage capacitif entre la phase et le neutre et une transmission MIMO (Multiple Input Multiple Output) pour laquelle les signaux sont émis/reçus simultanément sur deux paires, entre phase et neutre et entre terre et neutre.

Mots clés : CPL, Réseau électrique domestique, Modélisation, Mesure, Caractérisation, MIMO.

Abstract

Powerline communication (PLC) is used to transmit high-speed data using power network as a transmission medium. However the complexity and diversity of electrical network topologies, the diversity of domestic electrical appliances connected to the network and the electromagnetic disturbances can limit the performance of this technology. The purpose of this thesis is to analyze the network characteristics and the performance of a broadband PLC link and also to highlight network topologies and loads that affect the performance of a PLC communication.

The scientific approach consists firstly in characterizing the transmission channel in terms of insertion gain and then in characterizing the performance of the PLC link in terms of Shannon's capacity, in order to identify the topology characteristics that mainly influence the communication. This characterization is divided into two parts. A first experimental part studies the impact of the load and of the architecture of the electrical distribution network. A second theoretical part emphasizes on the influence of the topology and the impedances of domestic loads using a simulation tool based on the multiwire transmission line theory and the electromagnetic topology. Two transmissions are studied; a SISO (Single Input Single Output) link with the PLC transmitter and receiver connected to the network via capacitive coupling between phase and neutral, and a MIMO (Multiple Input Multiple Output) link where signals are transmitted / received between two pairs of wires : phase-neutral and earth-neutral.

Keywords: PLC, Domestic Electrical Network, Modeling, Measurement, Characterization, MIMO.

Liste des acronymes

| | |
|----------------|---|
| CPL | Courant Porteur en Ligne |
| CDF | Cumulative Distribution Function |
| CCDF | Complementary Cumulative Distribution Function |
| CEM | Compatibilité Electromagnétique |
| CENELEC | Comité Européen de Normalisation Electrotechnique |
| CEPCA | Consumer Electronics Powerline Communications Alliance |
| CRIPTE | Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique |
| DSP | Densité Spectrale de Puissance |
| EDF | Electricité De France |
| ERDF | Electricité Réseau Distribution France |
| FFT | Fast Fourier Transform |
| HD-PLC | High Definition Powerline Communication |
| HPAV | Homeplug AV |
| HPAV2 | Homeplug AV2 |
| HPGP | Homeplug Green PHY |
| HPP | HomePlug Powerline Alliance |
| ICI | Inter-carrier Interference |
| IEMN | Institut d'Electronique, Microélectronique et de Nanotechnologie |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform |
| ISI | Inter symbol Interference |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output |
| MTL | Ligne de Transmission Multiconducteurs |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing |
| ONCF | Office National des Chemins de Fer |
| ONEE | Office National d'Electricité et de l'Eau potable |
| OPERA | Open PLC European Reasearch Alliance |
| PHC | Partenariats Hubert Curien |
| PRIME | Powerline Intelligent Metering Evolution |
| QAM | Quadrature Amplitude Modulation |
| RITM | Réseau, Informatique, Télécommunications et Multimédia |
| SISO | Single Input Single Output |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| TELICE | Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique |
| TEM | Onde électromagnétique transversale |
| UIT | Union International des Télécommunications |
| UPA | Universal Powerline Association |
| UPA | Universal Powerline Association |

Introduction générale

Le développement accéléré de la convergence numérique (voix, donnée, image...etc.) et l'avènement de l'Internet des Objets nécessitent toujours plus de communications entre les appareils. Au sein d'un bâtiment, afin de faire communiquer deux équipements, de partager une connexion internet, de recevoir la télévision, la téléphonie dans toutes les pièces, une des solutions existantes est de mettre en place un réseau informatique en câblant l'ensemble du bâtiment avec des câbles Ethernet. La complexité et le coût de cette opération dissuadent la majorité des particuliers. L'installation d'un réseau sans fil est une autre solution. Ainsi, au début de ma thèse, nous avons étudié des antennes intelligentes composées de plusieurs dipôles identiques afin d'augmenter l'efficacité en termes de gain et d'énergie. Cette étude a été faite expérimentalement par la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne réalisée au laboratoire RITM. Les résultats expérimentaux ont été validés par simulation sous les logiciels MATLAB et FEKO. Ces études ont fait l'objet de deux publications, mais ne seront pas reprises dans ce mémoire. Même si les systèmes sans fil permettent d'atteindre des débits élevés et d'assurer une communication en mobilité, certains terminaux ne sont pas tous dotés de cartes réseau sans fil, et certaines caractéristiques intrinsèques des bâtiments (épaisseur, matériaux des murs) peuvent limiter la propagation du signal sans fil et la fiabilité de la transmission. Une autre solution est les courants porteurs en ligne (CPL), qui utilisent le réseau électrique existant comme support de transmission.

Les CPL sont particulièrement utilisés pour un usage de réseau local à une habitation, mais sont à l'étude dans les réseaux électriques embarqués [1-4]. Ils offrent aux utilisateurs un large éventail d'applications et de services comprenant l'internet haut débit, la voix sur IP, les services multimédias. Les débits offerts peuvent être supérieurs à ceux des réseaux sans-fil classiques, comme le Wi-fi. Cette technologie est utilisée depuis plusieurs années en Europe et aux Etats-Unis. Par contre elle est moins déployée en Afrique. Au Maroc, par exemple, les CPL sont déployés par l'ONCF (Office National des Chemins de Fer) et l'ONEE (Office National d'Electricité et de l'Eau potable) dans leurs réseaux en interne. Cependant les installations du réseau électrique qui équipent la plupart des maisons marocaines réduisent la fiabilité des transmissions CPL. En effet une étude menée par Maroc Telecom et l'Université de Fez [5] a montré qu'il existe de nombreuses anomalies de branchement sur les circuits des prises de courant à savoir :

- La séparation des circuits suivant le type des récepteurs qui n'est pas toujours respectée.
- L'absence des dispositifs de protection différentielle
- Les réseaux électriques ont une topologie arborescente formée de conducteurs non identiques.

Ainsi, la technologie CPL se heurte à la diversité et à la qualité des installations électriques dans l'habitat. La diversité est liée à la topologie du réseau et à son évolution au cours du temps ainsi qu'à la nature des appareils électriques qui y sont connectés. En effet, les débits en pratique sont très inférieurs aux débits théoriques, puisque la topologie du réseau électrique présente des dérivations et des impédances de charges dont les réflexions du signal sur ces discontinuités provoquent des évanouissements de la fonction de transfert du canal, et donc du gain entre l'émetteur et le récepteur CPL. L'enjeu de ce travail est de caractériser et de modéliser l'effet de la topologie du réseau et des impédances de charge domestique sur les performances du canal CPL afin de souligner les topologies et charges du réseau qui dégradent la liaison CPL. Les deux modes de transmission SISO et MIMO sont étudiés pour déterminer les performances de la liaison CPL en termes de capacité de Shannon et de taux d'erreurs binaires. Afin de caractériser le canal CPL, une étude expérimentale basée sur un réseau test situé au laboratoire IEMN, et une modélisation à l'aide d'un outil de simulation basé sur la théorie des lignes multifilaires liée à la topologie électromagnétique sont menées.

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'un projet PHC (Partenariats Hubert Curien) « TOUBKAL », programme de coopération scientifique bilatéral porté par les ministères français des Affaires Etrangères et du développement international et de l'Education nationale, de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche d'une part et le Ministère marocain de l'Enseignement Supérieur, de la Recherche Scientifique et de la formation des cadres d'autre part. Ce projet PHC est intitulé « Compatibilité électromagnétique des courants porteurs en ligne » ou « CEMCPL ». Ce travail de thèse a été réalisé dans le cadre d'une cotutelle de thèse entre l'Université Lille1 Sciences et Technologies en France et l'Université Hassan II de Casablanca au Maroc.

Organisation de la thèse

Le premier chapitre présente le contexte général de l'étude, en développant l'historique de la technologie CPL, le principe de transmission sur courants porteurs basé sur les standards HomePlug, et les limitations des systèmes CPL en termes de susceptibilité et d'émissions CPL ainsi que de topologie de réseau.

Le deuxième chapitre est consacré aux caractéristiques et à la modélisation du canal électrique. Après une étude de la topologie du réseau électrique domestique, un état de l'art sur la modélisation de la fonction de transfert dans la littérature est mené. L'objectif de ce chapitre est de présenter le principe des mesures de canal effectuées sur notre réseau test au laboratoire IEMN d'une part et de présenter et dimensionner l'outil de simulation du réseau électrique sur le logiciel CRIPTE de l'ONERA basé sur la théorie des lignes multifilaires et la topologie électromagnétique d'autre part. Notre réseau test utilisé lors des mesures et dans notre modèle est un réseau trifilaire de 22.7 m à la topologie variable et composé de plusieurs prises de courant et disposant de plusieurs dérivations. La modélisation des impédances de charges domestiques utilisée dans cette thèse, issue de la littérature [6], est fondée sur la mesure d'impédances de plus de cent appareils domestiques et le classement en cinq classes. Cette modélisation des impédances de charges domestiques par un circuit électrique RLC équivalent est aussi présentée dans ce deuxième chapitre.

Le troisième chapitre porte sur la caractérisation et la modélisation de l'effet des impédances de charge sur les performances de la liaison SISO-CPL. Dans cette partie, SISO signifie qu'une injection/réception entre la phase et le neutre est réalisée. Les performances du canal sont exprimées en termes du gain d'insertion entre l'émetteur et le récepteur et de la capacité de Shannon. L'effet des impédances de charge est étudié expérimentalement et théoriquement. Dans l'étude expérimentale, une série de mesures est réalisée sur notre réseau électrique domestique test et des conclusions sont tirées sur l'impact de la position relative de l'émetteur et du récepteur, de la charge du réseau et du branchement au réseau du bâtiment. Dans l'étude théorique, l'impact sur les performances de la liaison des classes d'impédances de charges domestiques et du nombre de dérivations du réseau est étudié. Une étude statistique avec une variation aléatoire des éléments topologiques et des impédances de charges est enfin réalisée pour déterminer les caractéristiques statistiques du canal CPL et ses performances statistiques.

Le quatrième chapitre sera consacré à la caractérisation et la modélisation de l'effet des impédances des charges sur les performances de la liaison MIMO-CPL. Dans cette partie, MIMO signifie qu'une injection/réception simultanée entre la phase et le neutre et entre le

neutre et la terre est réalisée. Après un état de l'art des communications MIMO-CPL, deux études seront menées. La première étude, expérimentale, concerne l'apport de fiabilité de la technique MIMO. Des mesures de la matrice de transfert et de bruit sont menées et l'impact des charges sur les performances de la liaison est calculé en termes de taux d'erreurs binaires grâce à un outil de simulation de chaîne de transmission CPL SISO/MIMO, dont les paramètres sont basés sur la chaîne HomePlug AV. La seconde étude, théorique, concerne l'apport de capacité de la technique MIMO. A l'aide de notre modèle de réseau, l'impact des impédances de charges domestiques sur les performances du canal MIMO-CPL sera mesuré et comparé au mode SISO.

Chapitre I. Le réseau électrique domestique comme support de transmission

1 Introduction

Les Courants Porteurs en Ligne (CPL) utilisant le réseau électrique domestique pour transmettre des données haut débit, connaissent depuis une vingtaine d'année un fort engouement, et les débits proposés évoluent rapidement. En effet, dans les années 2000, on évoquait des débits de l'ordre de 14 Mbit/s avec la spécification Homeplug 1.0, alors qu'aujourd'hui on parle d'atteindre des débits de 500 Mbit/s avec le standard IEEE 1901 [7]. Les débits pratiques sont néanmoins très inférieurs aux débits théoriques. Plusieurs facteurs limitent les performances des communications CPL. Tout d'abord la topologie du réseau électrique présente des dérivations et des impédances de charges dont les réflexions du signal sur ces discontinuités provoquent des évanouissements de la fonction de transfert. De plus, le canal électrique est soumis à plusieurs perturbations. Certaines d'entre elles sont générées par les appareils domestiques connectés sur le réseau électrique, d'autres sont captées par les câbles électriques eux-mêmes.

Après un bref historique des CPL, nous présenterons les différentes applications des systèmes CPL, ainsi que les grands acteurs CPL d'aujourd'hui. Ensuite nous aborderons le principe de la transmission par CPL. Enfin, nous évoquerons les limitations des transmissions par CPL.

2 Historique des CPL

Le principe des courants porteurs en ligne n'est pas récent, puisque dès 1838, une solution basée sur cette approche et permettant de mesurer à distance les niveaux de batterie est proposée par Edward Davy [8]. Soixante ans plus tard, Routin et Brown [9] présentent le premier brevet portant sur la lecture à distance de compteurs électriques à l'aide des câbles électriques.

La technologie CPL a été développée par la suite pour permettre aux fournisseurs d'énergie d'effectuer des contrôles et des mesures de puissance à distance. A partir de 1950, les premiers systèmes CPL ont été élaborés puis déployés sur les réseaux électriques moyenne

et basse tension en utilisant les modulations ASK (Amplitude Shift Keying) et PSK (Phase Shift Keying) [10].

Les premiers systèmes industriels sont apparus en France en 1960 sous le nom de Pulsadis. Ce n'est qu'ensuite qu'apparurent les premiers systèmes CPL de la bande dite CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique), s'étendant de 3 à 148,5 kHz et permettant des communications bidirectionnelles sur le réseau électrique basse tension (BT).

En 1997, des recherches sont menées sur la transmission de données en CPL et en bidirectionnel par ASCOM (Suisse) et Norweb (Royaume-Uni). En 2000, des premiers essais sont effectués en France par EDF R&D et ASCOM [11].

A partir des années 2000, des groupements d'académiques et d'industriels proposent des spécifications annonçant des débits toujours plus grands. Ainsi, en 2005 puis en 2007, Homeplug annoncent des débits de 85 Mbit/s, puis de 200 Mbits avec ses spécifications 1.1 turbo et AV respectivement. L'IEEE met en œuvre un standard commun permettant l'interopérabilité des trois grands systèmes CPL HPP (HomePlug Powerline Alliance), UPA (Universal Powerline Association), CEPCA (Consumer Electronics Powerline Communications Alliance). En 2010, une ratification de la norme IEEE Std 1901-2010 prévoit l'utilisation d'adaptateurs CPL domestiques atteignant la vitesse théorique de 500 Mbit/s. Dans le même temps, une alliance G3-PLC fondée par un groupe d'acteurs industriels, parrainés par ERDF (Electricité Réseau Distribution France) promeut un large développement de la technologie G3-PLC au service des Smart Grid ou réseaux électriques intelligents.

3 Applications des courants porteurs en ligne

Les communications CPL peuvent être classées en deux types de communications en fonction de la bande de fréquences occupée et de leurs applications. On distingue tout d'abord les systèmes à bande étroite qui utilisent les bandes de fréquences inférieures à 500 kHz, et s'appliquent aux infrastructures électriques de basse et moyenne tension [12] pour les applications Smart Grid. Ces systèmes permettent la transmission d'informations à bas débit sur des grandes distances. Différents standards bande étroite ont ainsi émergé récemment :

- La norme IEEE 1901.2 est basée sur une modulation OFDM et exploite des bandes de fréquence inférieures à 500 kHz pour un débit supérieur à 300 kbit/s.

- La norme UIT-T G.9955 [13] spécifie la couche physique des émetteurs-récepteurs OFDM à bande étroite utilisant les courants porteurs en ligne en vue d'assurer des communications sur des lignes électriques en courant alternatif ou en courant continu à des fréquences inférieures à 500 kHz.
- L'alliance PRIME (Powerline Intelligent Metering Evolution) a été créée en 2009 pour définir une communication à grand échelle vers les compteurs intelligents et le déploiement des réseaux intelligents [14]. Cette alliance prévoit l'utilisation des fréquences comprises entre 42 kHz et 89 kHz.
- L'alliance G3-PLC [15], regroupant douze acteurs majeurs de l'industrie du Smart Grid, est née en 2011 et soutient la norme G3-PLC utilisant les bandes de fréquences 10-490 kHz.

Le tableau I.1 présente une étude comparative des différentes normes CPL bande étroite décrites ci-dessus.

Tableau I.1. Comparaison des standards CPL bande étroite.

| | PRIME | G3-PLC | 1901.2 | IUT-T G.9955 |
|----------------------------|-----------------|--|--|--|
| Codage | Code convolutif | Code convolutif Code de Reed Solomon Code répétitif | Code convolutif Code de Reed Solomon Code répétitif | Code convolutif Code de Reed Solomon |
| Débit | 130 kbit/s | 34 kbit/s | 500 kbit/s | 1 Mbit/s |
| Bande de fréquences | 42 – 89 kHz | 36 – 91 kHz | 10 – 490 kHz | 32 – 490 kHz |
| Couche MAC | MAC Prime | IEEE 802.15.4 | IEEE 802.15.4 | CSMA/CA |
| Couche PHY | OFDM | OFDM | OFDM | OFDM |

On distingue ensuite les systèmes à large bande qui opèrent principalement dans la gamme de fréquences de 2 à 30 MHz, voire 2 à 86 MHz, comme le prévoit la norme IEEE 1901. Ces systèmes sont développés par exemple pour les communications haut débit dites « indoor » au sein d'une maison, pour réaliser un réseau de données entre différents appareils branchés sur le réseau électrique basse tension, ou bien alors pour les communications dites « outdoor », en utilisant les réseaux moyenne tension comme technologie d'accès internet. Elles sont aussi actuellement étudiées comme futurs réseaux de communications embarqués [1-4, 16] au sein des systèmes de transport. En effet, le développement des services et des fonctionnalités supplémentaires pour la sécurité et le confort dans les systèmes embarqués (automobile, avion, bateau, engin aérospatial) nécessite des transmissions de données hauts débits. L'installation de câbles supplémentaires pour transmettre des informations peut entraîner des

problèmes d'encombrement, de coût, de maintenance et d'augmentation de poids. L'alternative CPL a donc tout son intérêt.

Dans cette thèse, nous nous intéresserons aux applications indoor large bande en étudiant le réseau électrique domestique comme support de transmission haut débit.

4 Les acteurs des CPL haut débit

L'absence de normalisation des CPL a freiné le développement de cette technologie et a conduit à l'apparition de plusieurs produits. Afin de remédier au problème de coexistence entre ces produits, des travaux de normalisation et de développement des systèmes CPL ont été menés par différents consortiums regroupant des industriels et des académiques. Actuellement, on peut distinguer trois types de standards CPL large bande :

- Le standard OPERA a été proposé par l'association UPA (Universal Powerline Association) [17] dans le cadre de l'alliance OPERA (Open PLC European Research Alliance).
- Le module HD-PLC (High Definition Powerline Communication) est lancé par l'alliance CEPCA [18], qui a été fondée en 2007 par Panasonic.
- Les standards Homeplug ont été , un groupe de 44 compagnies créé en mars 2000, travaillant à produire des spécifications technologiques afin de faire prospérer les systèmes CPL [19].

L'alliance Homeplug a développé les spécifications Homeplug 1.0 (HP 1.0), Homeplug AV (HPAV), Homeplug AV2 (HPAV2), Homeplug Green PHY (HPGP).

La première spécification Homeplug, Homeplug 1.0 fournit un débit de 14 Mbit/s en 2001. La spécification Homeplug AV, introduite en 2005, offre une bande passante suffisante pour les applications telles que la TVHD VoIP, grâce à un débit brut de 200 Mbit/s (couche physique) et un débit utilisateur de 80 Mbit/s (couches MAC et application).

La spécification Homeplug AV2 a été introduite par l'alliance Homeplug en 2012 avec un débit cinq fois supérieur à celle du standard Homeplug AV. Elle exploite le procédé de transmission et de codage MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui permet, en utilisant trois fils électriques, d'augmenter le débit de la liaison, et utilise un spectre de fréquences plus large que celui utilisé par Homeplug AV (jusqu'à 86 MHz au lieu de 30 MHz). Pour notre

étude, nous nous sommes basés sur les spécifications HPAV et HPAV2, standards largement utilisés de nos jours.

La spécification Homeplug Green PHY est un sous ensemble de Homeplug AV et est destinée à être utilisée dans les réseaux intelligents et les systèmes embarqués.

5 Le principe de transmission CPL

Le principe de la transmission par courants porteurs en ligne est de superposer au signal électrique de puissance basse fréquence (50 Hz ou 60 Hz selon les pays) des signaux de communication à hautes fréquences contenant des informations numériques qui pourront ensuite être décodées à distance.

L'injection de ces signaux sur le réseau électrique est réalisée à l'aide des coupleurs de types capacitif ou inductif comme le montre la Figure I.1. Ces dispositifs assurent le filtrage de la composante basse fréquence (50 Hz) et l'isolation galvanique entre les équipements de communication et les lignes de puissance.

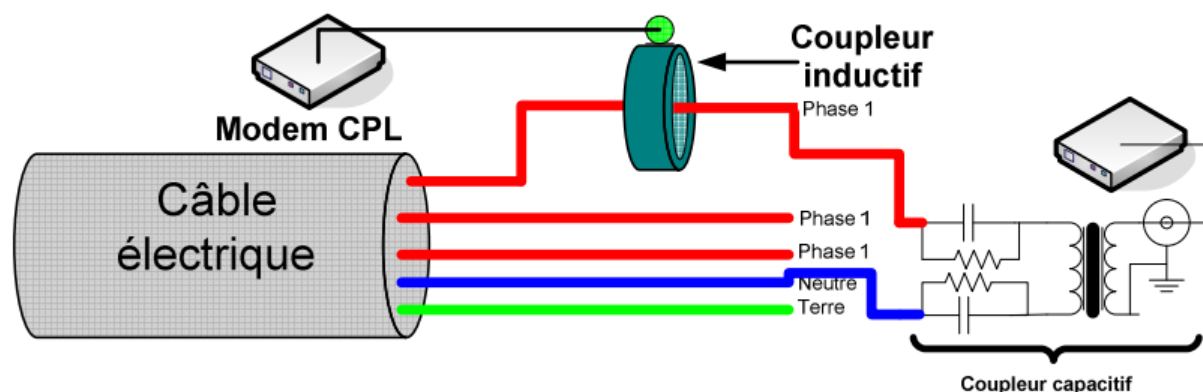


Figure I.1 Coupleurs inductifs et capacitif [20].

Un des atouts majeurs des CPL est l'utilisation du réseau électrique préexistant. En effet aucune modification de l'installation électrique n'est nécessaire et la mise en œuvre est immédiate. De plus, chaque prise électrique devient un point de connexion potentiel. Ainsi l'utilisateur peut se déplacer à volonté dans son domicile et accéder à ses ressources (TV, Internet, ...etc.) sans être contraint de trouver une borne d'accès réseau. Cependant les multiples dérivations ou les charges branchées sur le réseau provoquent des réflexions multiples du signal CPL, et le réseau électrique se comporte alors comme un canal de transmission sélectif en fréquence dans les bandes concernées. Pour lutter contre cette

sélectivité fréquentielle du canal, la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est alors employée.

5.1 Modulation OFDM

Le procédé OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique à transmettre. Afin d'optimiser l'efficacité spectrale de ce procédé, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales et entrelacées entre elles.

5.1.1 Notion d'orthogonalité

La notion d'orthogonalité signifie que les sous-porteuses OFDM sont choisies de telle sorte que les valeurs nulles du spectre d'une sous porteuse coïncident avec les maximums des sous-porteuses adjacentes, ce qui entraîne un chevauchement spectral partiel, comme le montre la figure I.2. Le chevauchement partiel des signaux des sous-porteuses permet de réduire la bande occupée sur le canal. Cette orthogonalité assure l'absence d'interférence entre les sous-porteuses.

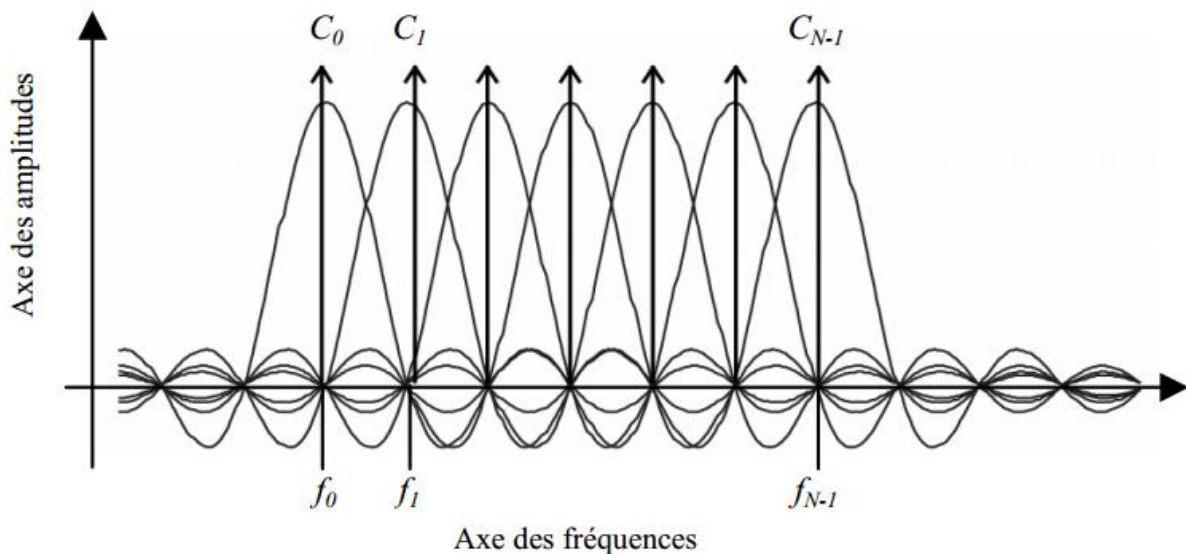


Figure I.2 Orthogonalité des sous-porteuses [21].

5.1.2 Le signal OFDM

Le principe de l'OFDM est de transmettre en parallèle une information haut débit sur N sous-porteuses modulées à bas débit. Comme il est inconcevable de réaliser un système avec un nombre très grand d'oscillateurs et de modulateurs, une solution élégante consiste à utiliser les propriétés de la transformée de Fourier discrète, et d'utiliser les algorithmes rapides de la transformée de Fourier FFT (Fast Fourier Transform).

Dans le cas de la modulation OFDM, chaque sous-porteuse de fréquence $f_k=k/T_s$ module une donnée pendant une durée T_s à l'aide d'une modulation de base de type QAM (Quadrature Amplitude Modulation). La transformée de Fourier rapide inverse permet alors de transformer les symboles complexes D_k associés à un point de la constellation à M symboles QAM en un signal x_n dans le domaine temporel échantillonné à la période $T_e = T_s/N$, avec N le nombre de sous-porteuses, comme le montre la relation I.1.

$$x(nT_e) = x_n = \sum_{k=0}^{N-1} D_k \cdot e^{2j\pi f_k nT_e} \quad (I.1)$$

Comme $T_e = T_s/N$, on obtient alors :

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} D_k \cdot e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (I.2)$$

A la réception, la démodulation consiste à effectuer une transformée de Fourier discrète sur les symboles temporels reçus et échantillonnés à la fréquence $f_e = N/T_s$.

5.1.3 Préfixe cyclique et égalisation

Afin de lutter contre les interférences entre symboles (ISI, *Inter symbol Interference*) et les interférences entre porteuses (ICI *Inter-carrier Interference*), un préfixe cyclique est ajouté entre deux symboles OFDM. Le principe du préfixe cyclique est de recopier les derniers échantillons d'un symbole à son début.

La longueur du préfixe est définie en fonction des délais maximums de retard du canal de transmission. Typiquement, la durée de l'extension cyclique se situe entre 1/4 et 1/10 de la durée du symbole OFDM afin de ne pas réduire l'efficacité spectrale du procédé OFDM.

Si on suppose que les interférence ISI et ICI sont annulées grâce à l'insertion du préfixe cyclique, le $t^{\text{ème}}$ symbole OFDM reçu, $Y_{t,k}$, à la sous-porteuse k, s'écrit, après FFT :

$$Y_{t,k} = H_k D_{t,k} + N_{t,k} \quad (I.3)$$

Avec H_k la réponse fréquentielle du canal à la $k^{\text{ème}}$ sous-bande de fréquence et $N_{t,k}$ un échantillon de bruit. Pour corriger les déformations introduites par le canal, on introduit

derrière le module FFT, un égaliseur formé par N multiplieurs dont les coefficients peuvent être obtenus par une technique d'estimation du canal.

Si l'égaliseur est celui basé sur le critère naturel de forçage à zéro (Zero Forcing), il se réduit à un filtre inverse de la fonction de transfert, dont les coefficients C_k sont donnés par la relation :

$$C_k = \frac{1}{H_k} \text{ avec } 0 \leq k < N \quad (\text{I.4})$$

5.2 La chaîne de transmission

Le synoptique de la figure I.3 illustre la modulation et la démodulation OFDM et présente les différents modules de la chaîne de transmission.

Le mapping ou codage QAM transforme les données binaires $\{e\}_1 : R$ en un symbole complexe D_k . En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient le symbole OFDM de N échantillons x_n . Un préfixe cyclique est ensuite ajouté au début du symbole.

A la réception, les opérations inverses sont réalisées. On notera r_n l'ensemble des N échantillons après la suppression du préfixe cyclique. Y_k , X_k et e_r sont les symboles issus des modules respectivement de la FFT, de l'égalisation et du décodage QAM.

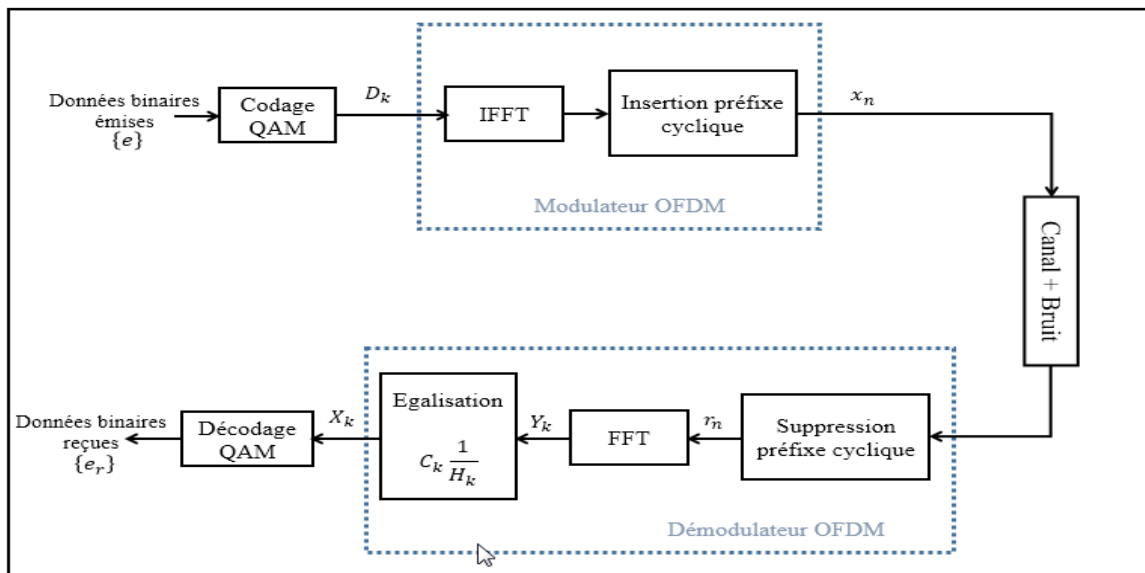


Figure I.3 Synoptique de la transmission OFDM.

Dans cette thèse, nous allons utiliser ce procédé afin d'analyser le taux d'erreurs binaires d'une liaison CPL domestique en utilisant les paramètres PHY du standard HPAV dont les paramètres sont donnés dans le tableau I.2 suivant. Le nombre total de sous-porteuses est de

1536 dans la bande [0-37.5] MHz avec un espacement de 24.4 kHz entre les sous-porteuses. Sur ces 1536 sous-porteuses, seules 1155 sous-porteuses comprises entre la 75^{ème} et la 1229^{ème} sous-bande sont utilisées pour la transmission de données dans la bande [1.8 - 30] MHz.

Ce standard utilise la bande [1.8-30] MHz. Notons, ici, que la capacité de Shannon, qui détermine le débit maximum atteignable dans un canal de transmission sera, quant-à elle calculée dans la bande [1.8-86] MHz, pour prendre en compte l'évolution vers le standard HomePlug AV2 et qui sera défini au chapitre III.

Tableau I.2. Paramètres de la couche PHY du standards HPAV

| Paramètre | HPAV |
|---------------------------------|---|
| Bande passante | [1.8-30] MHz |
| Fréquence d'échantillonnage | 75 MHz |
| Nombre de sous-porteuses | 1536 |
| Nombre de sous-porteuses utiles | 1155 |
| Espacement entre sous-porteuses | 24.414 kHz |
| Taille de la IFFT | 3072 |
| Mapping | BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM, 1024 QAM |

6 Les limitations des systèmes CPL

Les débits théoriques annoncés par les standards actuels sont très importants, on parle en effet d'atteindre le Gbit/s sur les réseaux électriques. Cependant, on constate que les débits pratiques restent limités (quelques dizaines de Mbit/s). Cette limitation est due principalement au support physique lui-même, le réseau électrique, qui n'est pas adapté pour transmettre des signaux à hautes fréquences. En effet le réseau présente des caractéristiques de canal à trajets multiples et ainsi une sélectivité fréquentielle dans la bande des CPL. De plus le réseau est soumis aux perturbations électromagnétiques conduites générées par les appareils qui y sont connectés et qui risquent de perturber le signal CPL. Enfin, les câbles électriques n'étant en général pas blindés dans les habitations ou bâtiments industriels, la transmission de données CPL peut être perturbée par les perturbations électromagnétiques rayonnées provenant d'autres systèmes hautes fréquences (radiodiffusion, radioamateurs, appareils industriels...) et utilisant la même bande que les CPL.

6.1 Limitations liées à la susceptibilité des CPL

Dans cette partie, nous développons les différents bruits conduits sur le réseau électrique et qui peuvent perturber la liaison CPL. Ces bruits se superposent au signal utile et introduisent des erreurs de transmission et une réduction du débit.

Ces bruits sont classés en fonction de leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité. On distingue 3 grandes classes de bruits dans la littérature [22-23].

- Le bruit de fond
- Le bruit à bande étroite
- Le bruit impulsif

6.1.1 Le bruit de fond coloré

Le bruit de fond est un bruit coloré [21] présent sur les lignes électriques et possède une densité spectrale de puissance (DSP) relativement basse et décroissante avec la fréquence. Ce type de bruit résulte de la superposition d'une grande variété de sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes. Son niveau de puissance varie à l'échelle des minutes voire des heures. Contrairement au bruit blanc qui possède une densité spectrale de puissance uniforme, le bruit de fond rencontré ici est un bruit coloré qui affiche une nette dépendance en fréquence principalement dans la partie très basse du spectre [24-25].

Différentes méthodes existent dans la littérature pour modéliser le bruit de fond et reposent principalement sur des modèles empiriques. Un modèle du bruit de fond proposé dans [26-28] est basé sur l'approximation du bruit mesuré par un modèle mathématique dans le domaine fréquentiel pour des fréquences allant jusqu'à 100 MHz. Une deuxième méthode [29] statistique donne des informations sur l'aspect aléatoire du bruit à une fréquence donnée. Le modèle de bruit de fond, proposé dans [24], repose sur des mesures effectuées dans plusieurs bâtiments canadiens dans la bande de fréquences 1- 30 MHz. Il a été montré dans [30] que ce modèle est en adéquation avec des mesures effectuées en Finlande pour des fréquences allant jusqu'à 100 MHz.

Une étude statistique du bruit de fond a été réalisée sur les réseaux MIMO-CPL dans [31] et repose sur des mesures de bruit effectuées dans cinq maisons différentes. Il a été observé que la densité spectrale de puissance (DSP) du bruit mesuré entre les trois fils du réseau (Phase, neutre et terre) varie entre -170 dBm/Hz et -115 dBm/Hz.

6.1.2 Le bruit à bande étroite

Les bruits à bande étroite sont principalement dus aux émissions de radiodiffusion. Il s'agit donc de brouilleurs persistants qui apparaissent souvent sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude et occupent les sous-bandes correspondant aux diffusions moyennes et courtes ondes [26].

6.1.3 Le bruit impulsif

Le bruit impulsif trouve son origine dans les circuits d'alimentation des appareils électriques, dans la commutation d'appareils avec plusieurs cycles de fonctionnement, la manipulation des appareils domestiques telle que l'ouverture ou la fermeture d'un interrupteur, ou la mise en marche d'un appareil [32].

Plusieurs recherches ont été décrites dans la littérature sur ce type de bruit et plusieurs classes ont été adoptées [33]. La classification largement adoptée distingue deux types de bruit impulsif à savoir : le bruit impulsif périodique et apériodique.

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

- **Bruit impulsif périodique asynchrone** : ces bruits sont caractérisés par des impulsions ayant une fréquence de répétition comprise entre 50 et 200 Hz. Ce type de bruit est provoqué par les convertisseurs commutés d'alimentations d'énergie et de puissance (AC/DC)

- **Bruit impulsif apériodique asynchrone** : il est généré par la commutation d'appareils sur le réseau. Les impulsions qui le caractérisent se produisent de manière aléatoire, selon le type d'environnement dans lequel le réseau se trouve. La durée des impulsions peut varier de quelques microsecondes à quelques millisecondes et leurs DSP dans certaines plages de fréquences peuvent être très supérieures à celle du bruit de fond.

Plusieurs mesures ont été faites dans la littérature afin de caractériser ou modéliser le bruit impulsif sur un réseau CPL indoor [34-40]. Dans [34], une analyse statistique du bruit impulsif a été faite et un modèle a été proposé. [36] présente un modèle du bruit stationnaire pour les communications CPL à bande étroite. Dans [37], une nouvelle approche de

modélisation des bruits impulsifs a été décrite. [39] a proposé trois méthodes pour améliorer les performances des systèmes OFDM-CPL en présence d'un bruit impulsif asynchrone et d'un bruit impulsif périodique. Dans [40], une étude statistique des mesures du bruit impulsif a été faite afin de déduire un modèle du bruit. On peut citer aussi les travaux de Middleton [41], dont le modèle le plus connu est le modèle Classe A largement utilisé afin d'étudier l'impact du bruit impulsif sur les systèmes de communication. De même, le modèle de Bernoulli largement reconnu dans la littérature [42], est aussi utilisé pour approximer le modèle de Middleton Classe A et les bruits non gaussiens [43]. D'autres modèles sont aussi utilisés dans la littérature afin de modéliser le bruit impulsif asynchrone dans les communications CPL large bande [42, 44-45] mais ils ne soulignent pas le comportement temporel. Un modèle développé par Zimmermann et Dostert dans [23] permet une analyse du bruit impulsif dans le domaine temporel et fréquentiel.

6.2 Limitations liées aux émissions des CPL

Les équipements CPL sont considérés comme des appareils de traitement de l'information (ATI), par conséquent ils doivent respecter la norme en vigueur ANSI C63.4-2014 [46] Concernant l'émission des perturbations radioélectriques, cette norme définit deux catégories d'équipements : « Appareils de Classe A » et « Appareils de Classe B ». La Classe B est destinée principalement aux appareils susceptibles d'être utilisés en environnement résidentiel alors que la Classe A couvre des applications industrielles.

La norme C63.4-2014 établit des seuils pour les perturbations conduites et rayonnées des appareils branchés sur les réseaux. Pour les fréquences inférieures à 30 MHz, la norme établit des limites de perturbations conduites aux bornes d'alimentation données dans le tableau I.3. Pour les fréquences supérieures à 30 MHz, la norme établit les limites de perturbations rayonnées indiquées dans le tableau I.4.

Tableau I.3. Limites des perturbations conduites aux bornes de l'alimentation.

| <i>Gamme de fréquence en MHz</i> | <i>Classe A</i> | | <i>Classe B</i> | |
|----------------------------------|--|-----------------------|--|-----------------------|
| | <i>Limite de tension (dBμV)</i> | | <i>Limite de tension (dBμV)</i> | |
| | <i>Quasi-crête</i> | <i>Valeur moyenne</i> | <i>Quasi-crête</i> | <i>Valeur moyenne</i> |
| 0.15 à 0.5 | 79 | 66 | 66 à 56* | 56 à 46* |
| 0.5 à 5 | 73 | 60 | 56 | 46 |
| 5 à 30 | | | 60 | 50 |

* décroît linéairement avec le logarithme de la fréquence

Tableau I.4. Limites des perturbations rayonnées.

| <i>Gamme de fréquence en MHz</i> | <i>Classe A</i> | | <i>Classe B</i> | |
|----------------------------------|--|---------------------|--|---------------------|
| | <i>Limite de rayonnement (dBμV/m)</i> | | <i>Limite de rayonnement (dBμV/m)</i> | |
| | <i>Quasi-crête</i> | | <i>Quasi-crête</i> | |
| 30 à 88 | 39 | | 40 | |
| 88 à 216 | 43.5 | | 43.5 | |
| 216 à 960 | 46.4 | | 46 | |
| 960 à 1000 | 49.5 | | 54 | |
| | La moyenne | Valeur crête | La moyenne | Valeur crête |
| >1000 | 49.5 | 69.5 | 54 | 74 |

Pour des fréquences inférieures à 30 MHz, l'industrie des CPL domestiques, notamment représentée par l'alliance Homeplug présente dans ses spécifications [47] des limitations de densité spectrale de puissance (DSP) de -50 dBm/Hz. Ce choix du niveau d'émission provient de la législation en vigueur aux États-Unis, et notamment de la norme FCC part 15 [48], qui spécifie les limites à respecter pour un système CPL. Pour des fréquences au-delà de 30 MHz, la DSP d'émission est fixée à -80 dBm/Hz [49]. Ces limites de puissance seront utilisées pour nos simulations dans la suite de ce mémoire.

6.3 Limitations liées à la topologie des réseaux

Le débit d'une transmission est fortement impacté par le rapport signal à bruit obtenu dans le canal de transmission. Ce rapport dépend de la puissance du signal, du bruit dans le canal, et surtout de la fonction de transfert du canal de transmission. Ainsi le débit des transmissions est très lié à cette fonction de transfert, qui dépend très fortement de la topologie du réseau et de la nature des appareils qui y sont connectés. En effet, la modélisation du canal de propagation et la prédiction du débit de données entre les terminaux a attiré l'attention des chercheurs ces dernières années. La propagation du signal le long d'un trajet du réseau CPL peut être exprimée sur la base de différents facteurs tels que le retard, l'atténuation et les coefficients de réflexion et de transmission tout au long d'un trajet. On est donc en présence d'un canal à trajets multiples et le signal sera donc égal à la somme des signaux des différents trajets [50].

Dans la littérature, plusieurs recherches [51-57] ont été effectuées afin d'étudier l'impact de la topologie du réseau sur les performances de la liaison. [51, 57] ont étudié l'influence de différentes topologies (longueur de la ligne et impédance des charges résistives variant entre 100 ohms et 1500 ohms) sur les performances des CPL large bande.

Anatory et al ont souligné l'influence de la longueur de la ligne CPL, des impédances de charges et des dérivation sur les performances de la liaison. La simulation a été faite avec des charges résistives de 5 ohms à 1000 ohms en utilisant un réseau composé d'une ligne bifilaire de 20 m et d'une dérivation de 10 m située au milieu de la ligne, et utilisée pour la connexion des différentes impédances. Il a été observé que les impédances dont la valeur est inférieure à celle de l'impédance caractéristique de la ligne n'ont pas d'impact sur la réponse du canal. Cependant, les impédances dont la valeur est proche du court-circuit ont un impact sur l'amplitude et la position des évanouissements.

L'impact des branches du réseau électrique a été présenté dans [53, 56]. Il a été montré que la performance du canal diminue en fonction du nombre de dérivation.

Une autre étude basée sur l'effet des trajets multiples a été faite dans [54]. Il a été observé une perte de gain d'insertion lorsque l'impédance de charge connectée à une dérivation varie entre l'impédance caractéristique de la ligne et une impédance inférieure.

Dans [55], un réseau CPL multi-branches a été modélisé en utilisant l'approche ABCD. Il a été observé que l'atténuation du signal augmente en fonction du nombre de branches connectées au réseau et terminées par des charges résistives ou inductives.

Ces recherches ont étudié l'impact de la topologie du réseau sur les performances de la liaison CPL mais sur des réseaux simples bifilaires, et avec des impédances de charges ohmiques. Cependant, les auteurs n'ont pas étudié ou modélisé le réseau électrique domestique à 3 conducteurs. En outre, ces recherches n'ont pas porté sur l'effet des impédances de charges réelles (appareils domestiques) et n'ont pas effectué une étude statistique basée sur les différentes topologies du réseau afin de mettre en évidence les configurations du réseau les plus critiques.

Dans notre étude, nous proposons donc d'étendre ces études à un réseau trifilaire desservant une pièce avec plusieurs dérivation. Les charges connectées au réseau seront représentées par des impédances réelles d'appareils domestiques. En effet, nous utiliserons l'étude de [58], dans laquelle les impédances de plus de cent appareils domestiques ont été mesurées, classées en 5 classes et modélisées par un circuit équivalent RLC. Dans un premier temps, l'effet de chaque élément de topologie (dérivation, charges, longueur de la ligne) sera traité séparément afin de déterminer les configurations favorables ou hostiles aux transmissions. Ensuite, dans un deuxième temps, une étude statistique avec variation aléatoire des éléments topologiques sera menée sur un grand nombre d'essais pour déterminer les

performances moyennes de la liaison. Les performances seront étudiées dans les deux modes de transmission SISO et MIMO.

7 Conclusion

Ce premier chapitre nous a donné l'occasion de présenter le cadre de notre projet de thèse.

Dans un premier temps, nous avons procédé à un état de l'art des courants porteurs en ligne dans l'environnement domestique. Nous avons présenté les différentes applications actuelles des courants porteurs en ligne. Après un bref aperçu des grands acteurs des CPL aujourd'hui et une présentation du principe de la technologie CPL, nous avons souligné les limitations des performances CPL liées à la susceptibilité, les émissions électromagnétiques, et la topologie du réseau.

Le prochain chapitre s'intéressera à notre outil de simulation du réseau électrique, basé sur le code CRIPTE de l'ONERA. Nous présenterons les différentes approches de modélisation de la fonction de transfert d'un réseau électrique domestique, ainsi que notre outil de simulation et sa mise en œuvre.

Chapitre II. Caractéristiques et modélisation du réseau électrique.

1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les transmissions haut débit sur le réseau électrique et résumé les contraintes existantes qui limitent parfois considérablement les performances du système CPL. Dans cette thèse, nous nous sommes focalisés sur l'impact de la topologie sur ces performances. L'objectif de ce chapitre est de présenter l'outil de modélisation du réseau électrique basé sur le logiciel CRIPTE de l'ONERA et dont les paramètres d'entrée sont les caractéristiques du câble, les dimensions du réseau électrique et les impédances de charges domestiques qui y sont connectées. Le résultat de cet outil est le calcul de la fonction de transfert du réseau. Dans le chapitre suivant, cet outil sera exploité afin de calculer et d'optimiser les performances des communications.

Dans ce chapitre, après avoir décrit la topologie du réseau électrique domestique, un état de l'art de la modélisation de la fonction de transfert sera présenté et scindé en deux approches de modélisation. La première est empirique et basée sur des modèles stochastiques bâtis à partir des mesures de la fonction de transfert. La seconde approche, déterministe, est basée sur la détermination des paramètres primaires et secondaires du câble électrique. Notre modèle sera basé sur l'approche déterministe en utilisant la méthode des matrices chaînes car cette méthode présente une bonne adéquation entre la modélisation et les mesures pour les réseaux en cascades. Nous rappellerons tout d'abord les paramètres primaires de la fonction de transfert, puis nous décrirons les approches de modélisation. Enfin, nous présenterons l'outil et sa validation sur un réseau électrique test. Dans un dernier paragraphe nous rappellerons la modélisation des impédances de charges domestiques exposée dans [58].

2 Topologie du réseau électrique domestique

Le réseau électrique domestique est un réseau complexe dont les caractéristiques varient d'un bâtiment à l'autre. Le compteur électrique assure l'alimentation électrique de l'habitation à travers le disjoncteur général de branchement. Ces deux éléments constituent la frontière entre le réseau du fournisseur d'énergie et le réseau domestique.

Il existe deux types de câblage pour les réseaux électriques domestiques. Le câblage monophasé est constitué de trois câbles (neutre et phase et terre), et la tension est de 230 V. le câblage triphasé est constitué de quatre câbles (un neutre et trois phases). La différence de potentiel entre le neutre et une phase est de 230 V et celle entre deux phases est de 380 V. Dans la plupart des pays du monde, l'installation du réseau électrique domestique se fait en monophasé. Cependant, dans certains pays comme en Allemagne, il arrive que l'installation soit faite en triphasé. Dans ce cas, au sein d'une habitation, certaines prises d'une même pièce peuvent alors être sur une phase alors que les prises de la pièce voisine vont utiliser une autre phase. Au niveau des systèmes CPL, l'installation triphasée est problématique, car si le client souhaite établir une liaison entre deux prises situées sur différentes phases, ces prises ne sont liées par aucun lien physique. En raison du couplage qui peut se produire entre les différentes phases, il est néanmoins possible d'utiliser les systèmes CPL sur les réseaux triphasés, mais avec des débits beaucoup plus limités [59].

Comme nous venons de le signaler, la majorité des habitations sont câblées en monophasé, car leurs besoins en alimentation électrique sont inférieurs à un courant de 60 A. L'architecture électrique d'une habitation, comporte plusieurs câbles (départ), qui partent du tableau électrique sous forme de connexions en étoile pour alimenter les équipements et lumières de l'habitation. La norme NFC 15-100 détaille les types de disjoncteurs et câbles à placer. La figure II.1 présente un exemple d'architecture de réseau électrique domestique.

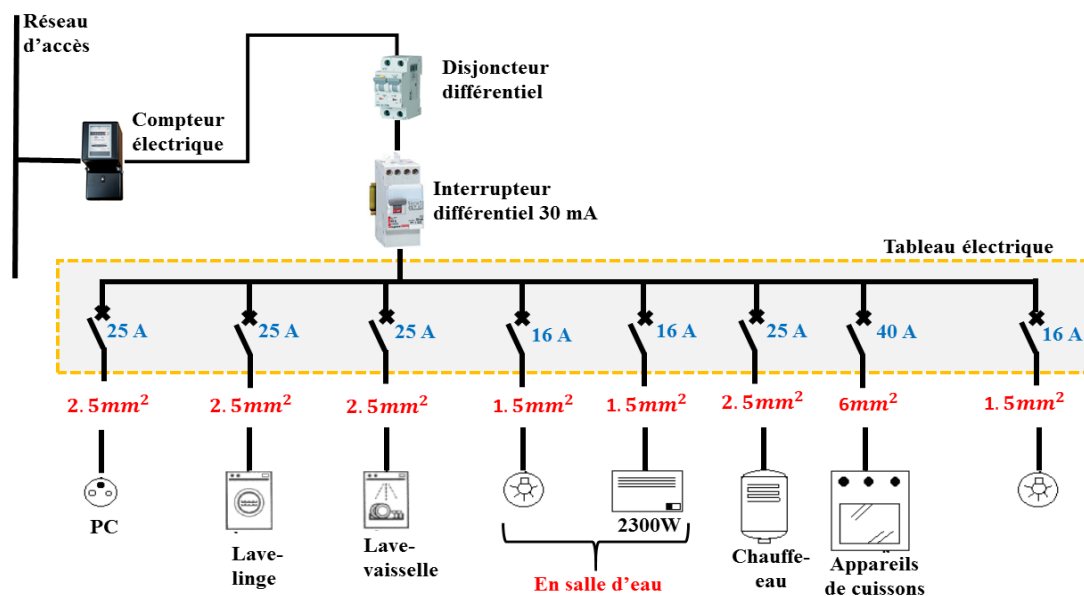


Figure II.1 Topologie d'un réseau électrique domestique

La complexité de la topologie du réseau électrique a un fort impact sur les transmissions CPL, puisque le signal va se propager au niveau de chaque jonction et se réfléchir lors de désadaptation d'impédance au niveau des charges connectées sur le réseau et des lampes. Ces

effets peuvent être analysés en étudiant la fonction de transfert qui traduit l'atténuation et le déphasage que subit le signal entre un émetteur et un récepteur. Les topologies des réseaux électriques étant extrêmement variables d'une habitation à une autre, la modélisation de la fonction de transfert s'avère un outil indispensable car elle permet de pouvoir faire varier aléatoirement beaucoup de paramètres et ainsi disposer de nombreuses topologies, ainsi que d'un ensemble important et représentatif de données. Dans le paragraphe suivant, les différentes approches de modélisation sont décrites.

3 Etat de l'art de la modélisation de la fonction de transfert

Nous nous intéressons dans cette partie à la détermination de la fonction de transfert d'un réseau électrique domestique. Plusieurs approches existent dans la littérature pour modéliser la réponse du canal CPL domestique.

- Approche empirique : L'étude de la fonction de transfert du canal est réalisée à partir de mesures intensives réalisées sur des réseaux électriques et le modèle est bâti à partir de statistiques réalisées sur ces mesures.
- Approche déterministe : la fonction de transfert est déduite des lois de propagation et il est dans ce cas nécessaire de connaître la structure du réseau électrique à modéliser (topologie, géométrie du câble, appareils connectés ... etc.).

3.1 Approche empirique

L'approche empirique consiste à modéliser le canal électrique à partir d'une base statistique de mesures sans tenir compte de la topologie du réseau. Cette technique a l'avantage de permettre de générer très facilement et très rapidement de nombreux modèles de canaux, même si ceux-ci ne peuvent être reliés à des topologies existantes.

L'un des premiers modèles empiriques de la fonction de transfert complexe dans le domaine fréquentiel a été proposé par Zimmerman et Dostert dans [50]. Ce modèle tient compte des effets physiques du canal tels que les multi-trajets et les lignes avec pertes pour des fréquences allant de 500 kHz jusqu'à 20 MHz.

[60] propose un modèle empirique de la fonction de transfert se basant sur une classification des fonctions de transfert en fonction de leurs capacités.

Dans [61], un modèle empirique basé sur la propagation multi-trajets a été proposé. Il permet d'obtenir l'expression analytique de la réponse fréquentielle du canal en modélisant les réflexions dans la ligne de transmission à deux conducteurs. Les trajets peuvent être déterminés à partir des mesures fréquentielles en utilisant des algorithmes haute résolution [62]. [63] présente le modèle classique multi-trajets basé sur des mesures effectuées sur des réseaux résidentiels en Chine, les deux bandes de fréquences, large et à bande étroite étant étudiées (30 kHz – 20 MHz). [64] a effectué une campagne de mesure afin de caractériser le canal CPL à l'intérieur des véhicules. Dans [65], une analyse statistique du canal CPL domestique sous tension a été faite. Il a été observé que le gain moyen et l'étalement des retards du canal peuvent être approximés par une loi de distribution log-normale. D'autres modèles considèrent le canal électrique domestique comme un filtre et les coefficients du filtre peuvent être déduits des mesures de la réponse du canal [66].

Dans le contexte des canaux MIMO-CPL, plusieurs modèles ont été proposés en utilisant l'approche empirique et sont déduits de plusieurs campagnes de mesures [67, 68]. La première modélisation du canal MIMO en utilisant l'approche empirique a été faite dans [69]. L'auteur a considéré dans cette étude un canal comprenant deux ports à l'entrée et quatre ports à la sortie. Le modèle proposé est basé sur la réponse impulsionnelle du canal SISO étudiée dans le projet européen OPERA [70]. [71] présente une étude statistique des canaux MIMO domestiques, basée sur 96 mesures de la matrice de transfert MIMO dans la bande de fréquence 1- 100 MHz. Ces mesures ont été faites dans cinq maisons en Amérique du Nord. Il été montré que l'atténuation du canal a un comportement linéaire en fonction de la fréquence et que la valeur moyenne de l'atténuation et de l'étalement des retards sont inversement corrélées. [67] adopte la même approche que celle proposée dans [69] en considérant un canal MIMO 3x3. Le modèle est basé sur une campagne de mesures effectuées en France. Le modèle proposé est basé sur le modèle SISO défini par Zimmermann et Dostert dans [50] et étendu statistiquement par Tonello dans [72]. Ce modèle prend en considération les caractéristiques du canal de transmission telles que l'atténuation du canal, les trajets multiples et la corrélation spatiale du canal MIMO.

3.2 Approche déterministe

Les approches déterministes permettent la modélisation du réseau électrique à partir des paramètres primaires et/ou secondaires du câble électrique en connaissant la topologie du réseau. Elles considèrent la ligne de transmission comme un quadripôle caractérisé par sa matrice de transmission liant les grandeurs d'entrée et de sortie. Ainsi le réseau CPL est

représenté par une succession de quadripôles élémentaires mis en cascade. La concaténation de ces quadripôles permet de calculer la fonction de transfert du réseau.

Dans [73], les quadripôles élémentaires sont représentés par leurs matrices chaines. La matrice chaîne du réseau entier est le produit des matrices des différentes sections. Dans [74] les quadripôles élémentaires peuvent être modélisés par les matrices impédances, admittances, et les paramètres S.

Dans [75] la fonction de transfert est modélisée par l'approche filtres RII (réponse impulsionnelle infinie). Le modèle introduit des éléments dits primaires, chacun d'eux étant défini par 4 types de filtres RII exprimés en transformée en z. Ces 4 filtres représentent la transmission directe, la transmission indirecte, les réflexions à l'entrée et à la sortie de l'élément. La fonction de transfert du réseau est obtenue par concaténations successives de ces éléments primaires.

Une autre approche déterministe [76,77] est basée sur une discrétisation du câble électrique en cellules élémentaires caractérisées par les paramètres primaires de la ligne.

Zimmermann et Doestert proposent dans [78] une approche déterministe de modélisation du canal CPL. Plusieurs paramètres sont pris en compte : longueurs de ligne, trajets multiples et l'atténuation des câbles. Cette approche est validée sur un réseau comportant une seule dérivation et peut fonctionner sur des réseaux plus complexes. Dans [79], le modèle prend en compte les variations du réseau électrique qui peuvent engendrer des variations de la fonction de transfert telles que la longueur de la ligne et les impédances de quelques appareils électriques mesurées. [80] présente une méthode rapide pour calculer la fonction de transfert du canal et qui a été comparée avec celle de la matrice chaîne. [81] propose un modèle d'atténuation et de déphasage moyen des canaux en fonction de la qualité du lien électrique. L'étude de 144 canaux électriques a permis d'isoler 9 classes, en fonction du débit théorique sur chacun de ces canaux. Dans [82,83], un modèle de la fonction de transfert est développé en utilisant la théorie des lignes multiconducteurs et l'approche ABCD.

Dans le contexte des canaux MIMO, une première utilisation de la théorie des lignes multifilaires est étudiée dans [84, 85]. En utilisant cette approche, un réseau CPL complexe peut être représenté par une succession de lignes multifilaires élémentaires. La matrice de transfert du canal MIMO est le produit des gains d'insertion des différents éléments constituant le réseau. Ce modèle a été validé par la comparaison entre le gain d'insertion mesuré et modélisé.

Dans cette thèse, nous voulons étudier l'impact de la topologie et des charges domestiques sur les performances du réseau CPL. Nous devons ainsi pouvoir à la fois maîtriser la topologie et faire varier les dimensions du réseau et les charges connectées. Ainsi les méthodes déterministes sont plus adaptées à notre démarche.

4 Modélisation déterministe de la fonction de transfert

La transmission des signaux sur un réseau électrique domestique se fait principalement au moyen d'un coupleur capacitif en mode différentiel entre la phase et le neutre. Le réseau électrique peut alors être modélisé grâce à la théorie des lignes de transmission [86] basée sur les équations des télégraphistes. Si on envisage tout d'abord le cas simple d'une ligne bifilaire, celle-ci peut être modélisée par la mise en cascade de sections élémentaires correspondant au schéma de la figure suivante.

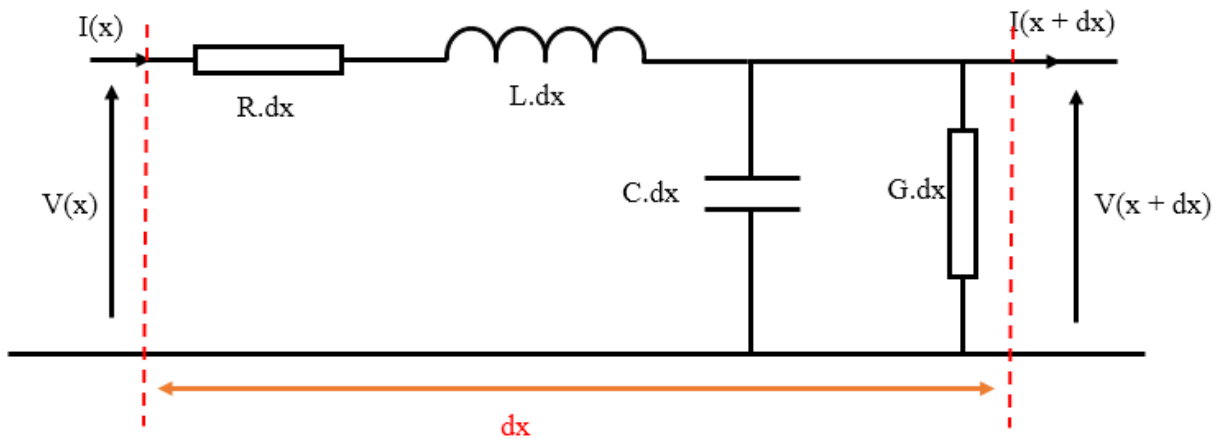


Figure II.2 Circuit équivalent d'une ligne bifilaire de longueur infinitésimale

R et L représentent respectivement la résistance et l'inductance longitudinale par unité de longueur, C et G étant respectivement la capacité et la conductance transversale par unité de longueur.

À partir de la figure II.2 on peut écrire les relations entre les courants (I) et les tensions (V) le long du câble électrique.

$$\begin{cases} \frac{dI(x)}{dx} = -YV(x) \\ \frac{dV(x)}{dx} = -ZI(x) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec $Y = G + jC\omega$ et $Z = R + jL\omega$.

Par séparation des variables, nous obtenons deux équations différentielles du second ordre indépendantes :

$$\begin{cases} \frac{d^2 I(x)}{d^2 x} = ZYI(x) \\ \frac{d^2 V(x)}{d^2 x} = ZYV(x) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Notons maintenant Z_C l'impédance caractéristique et γ la constante de propagation définies par les équations suivantes :

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

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta \quad (\text{II.4})$$

Les deux équations différentielles (II.2) deviennent alors :

$$\begin{cases} \frac{d^2 I(x)}{d^2 x} = \gamma^2 I(x) \\ \frac{d^2 V(x)}{d^2 x} = \gamma^2 V(x) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les solutions de ces équations différentielles (II.5) sont données par les équations II.6 :

$$\begin{cases} I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \\ V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En remplaçant les expressions de l'équation II.6 dans l'équation II.1 on obtient :

$$\begin{cases} I^+ = \frac{1}{Z_C} V^+ \\ I^- = -\frac{1}{Z_C} V^- \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Finalement, nous avons :

$$\begin{cases} V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \\ I(x) = \frac{1}{Z_c} (V^+ e^{-\gamma x} - V^- e^{\gamma x}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

V^+ appelée onde progressive, se propage dans la direction « +x » et V^- appelée onde rétrograde, se propage dans la direction « -x ».

Lors de la propagation des ondes dans la ligne, deux phénomènes se produisent, l'atténuation et la dispersion :

- Le signal subit une décroissance exponentielle $e^{-\alpha x}$ le long du trajet. Le paramètre α est le coefficient d'atténuation linéique, exprimé en m^{-1} ou Neper.
- Le facteur β est le déphasage linéique exprimé en rad / m . Ce coefficient est exprimé par l'équation II.9 où λ est la longueur d'onde.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{II.9})$$

Les équations différentielles (II.8) s'intègrent en donnant un système d'équations couplées :

$$\begin{pmatrix} V(x) \\ I(x) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma x) & -Z_c \sinh(\gamma x) \\ -\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma x) & \cosh(\gamma x) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

En inversant l'équation II.10, nous obtenons une matrice où tous les termes sont positifs, appelée également matrice chaîne ou matrice $ABCD$ d'une ligne de transmission de longueur x et de paramètres Z_c et γ .

$$\begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma x) & Z_c \sinh(\gamma x) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma x) & \cosh(\gamma x) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V(x) \\ I(x) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V(x) \\ I(x) \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

4.1 Détermination des paramètres primaires d'un câble

Comme nous venons de le voir, le câble électrique se caractérise d'une façon directe par ses paramètres primaires R , L , C et G ou par ses paramètres secondaires Z_c (impédance caractéristique) et γ (coefficient de propagation). Dans ce paragraphe nous présenterons les

différentes formulations analytiques utilisées pour calculer les paramètres linéiques des câbles pour les cas d'une ligne bifilaire et d'une ligne trifilaire.

4.1.1. Cas d'une ligne bifilaire

Les caractéristiques géométriques du câble à deux conducteurs sont représentées sur la figure ci-dessous. Les deux conducteurs ont un rayon r et la distance entre leurs centres est D .

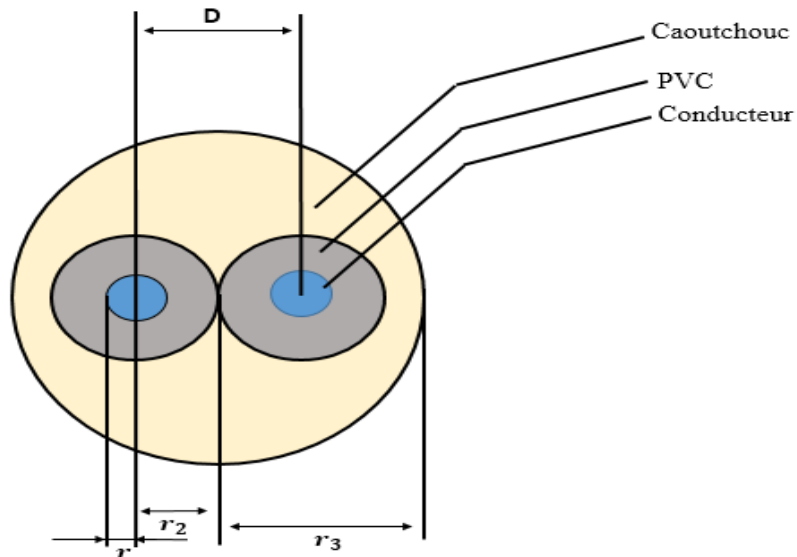


Figure II.3 Caractéristiques du câble à deux conducteurs

Résistance linéique :

En courant continu, la résistance linéique (Ω/m) d'un conducteur ayant une résistivité ρ et une section S est donnée par l'équation II.12 :

$$R = \frac{\rho}{S} \quad (\text{II.12})$$

En courant alternatif, il faut prendre en considération les phénomènes tels que les effets de peau et de proximité qui engendrent une variation de la densité de courant dans le conducteur. En effet la résistance varie en fonction de l'épaisseur de peau δ donnée par l'équation II.13 :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \quad (\text{II.13})$$

où μ et σ sont respectivement la perméabilité du milieu et la conductivité du matériau et f est la fréquence. La résistance linéique est approximée par l'équation II.14 :

$$R = \rho \frac{1}{\pi \left[r^2 - \left(r - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]} \quad (\text{II.14})$$

Inductance linéique :

L'inductance linéique (H/m) d'un câble est la somme de l'inductance interne L_i (propre) et l'inductance externe L_e entre les deux conducteurs. L'inductance interne est calculée à partir de l'expression du champ magnétique dans le conducteur [87]. Si le courant est uniformément réparti dans la section du câble, l'expression de l'inductance interne peut s'exprimer par l'équation II.15. Cette expression est uniquement valable dans les basses fréquences ($f < 100$ kHz) [88]. Pour les hautes fréquences, cette expression n'est plus valable parce qu'il y a les phénomènes de l'effet de peau et de proximité qui apparaissent. La relation empirique (équation II.16) peut être alors utilisée [89], le matériau diélectrique de l'isolant ne présentant pas de propriété magnétique.

$$L_i = \frac{\mu}{8\pi} \quad (\text{II.15})$$

$$L_i = \frac{\mu_0}{8\pi} \frac{10^{-3}}{r \sqrt{1 - \left(\frac{2r}{D} \right)^2}} \sqrt{\frac{\mu_0}{\sigma f}} \quad \text{avec } \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad (\text{II.16})$$

L'inductance externe dépend du rapport de la distance D entre les conducteurs et du rayon r de conducteur. Dans le cas où $r \ll D$, l'expression de l'inductance externe est donnée par l'équation II.17.

$$L_e = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D}{r} \right) \quad (\text{II.17})$$

Si r et D sont du même ordre de grandeur, l'expression de l'inductance externe s'écrit :

$$L_e = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D}{2r} \sqrt{1 + \left(\frac{2r}{D} \right)^2} \right) \quad (\text{II.18})$$

L'inductance totale est égale à la somme des inductances L_i et L_e (équation II.19) :

$$L = L_i + L_e \quad (\text{II.19})$$

Capacité linéique :

La capacité linéique (F/m) d'un câble est calculée à l'aide du théorème de Gauss appliqué aux surfaces cylindriques de deux conducteurs de la ligne [87]. Si les charges sont uniformément réparties sur les deux conducteurs, l'expression de la capacité linéique peut s'écrire sous la forme :

$$C = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{D-r}{r}\right)} \quad (\text{II.20})$$

Avec ϵ_r est la permittivité relative de l'isolant et $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m

Conductance linéique :

La conductance linéique (S/m) correspond à la dissipation d'énergie dans le diélectrique. Il est difficile de l'exprimer en fonction des caractéristiques géométriques et physiques du câble. La conductance linéique peut s'exprimer en fonction de la capacité linéique et de l'angle de pertes δ pour une pulsation donnée ω par l'équation II.21 :

$$G = C\omega \tan \delta \quad (\text{II.21})$$

4.1.2. Cas d'une ligne à 3 conducteurs

Les caractéristiques géométriques d'un câble de 3 conducteurs de rayon r ainsi que le schéma équivalent avec les paramètres R , L , C et G sont données dans la figure II.4 :

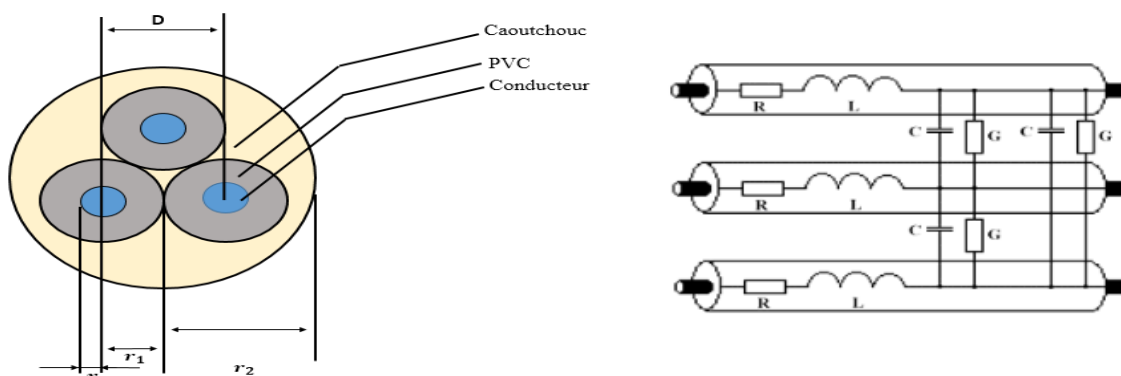


Figure II.4 Caractéristiques du câble à 3 conducteurs et schéma équivalent [90]

Les expressions de la résistance et de la conductance linéique sont les mêmes que celles présentées dans le paragraphe précédent. Pour les inductances et capacités entre les

conducteurs, nous utiliserons les expressions présentées dans [90]. Les équations II.22, II.23, II.24 et II.25 donnent les relations de ces 4 paramètres.

$$R = \rho \frac{1}{\pi \left[r^2 - \left(r - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]} \quad (\text{II.22})$$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D^2}{r^2} \right) \quad (\text{II.23})$$

$$C = \frac{\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D^2}{r^2} \right)}{\left(\frac{1}{\mu \epsilon} \right) \left(\left(\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D^2}{r^2} \right) \right)^2 - \left(\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D^2}{r^2} \right) \right)^2 \right)} \quad (\text{II.24})$$

$$G = C\omega \tan \delta \quad (\text{II.25})$$

4.2 Modélisation par matrice chaîne de la fonction de transfert d'un réseau bifilaire

Dans une étape préliminaire, nous abordons dans ce paragraphe la méthode couramment utilisée pour la modélisation de la fonction de transfert et basée sur la méthode de la matrice chaîne [91] dans le cas d'un réseau bifilaire.

Une ligne de transmission peut être modélisée par le quadripôle présenté dans la figure II.5 et caractérisé par sa matrice de transmission ou matrice $ABCD$, les coefficients A , B , C et D liant le courant et la tension à l'entrée de la ligne et le courant et la tension à la sortie. Cette relation est donnée par l'équation II.26.

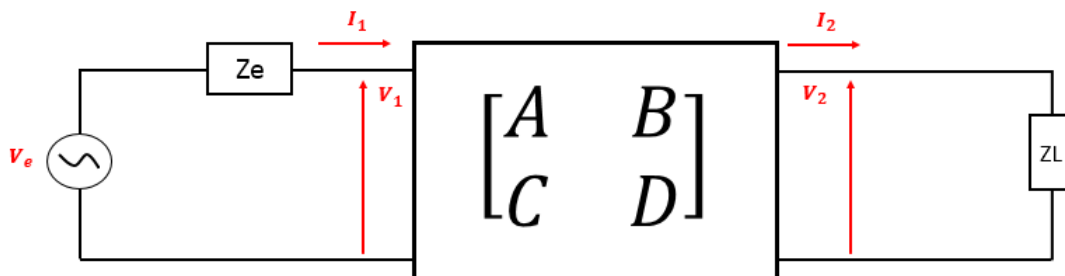


Figure II.5 Modèle matriciel d'une ligne de transmission.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

La fonction de transfert de la ligne est généralement calculée à partir des paramètres A , B , C et D en calculant le rapport entre la tension de sortie V_2 et la tension d'entrée V_e . Une autre possibilité est de définir la fonction de transfert $H(f)$ du canal en l'identifiant au coefficient de transmission S_{21} mesuré à l'analyseur de réseau et qui traduit les pertes d'insertion du réseau. Ce paramètre S_{21} est défini par l'expression suivante :

$$S_{21} = \frac{V_2(f)}{V_0(f)} \quad (\text{II.27})$$

Avec V_0 la tension aux bornes de Z_L sans la ligne de transmission, la source étant connectée directement sur la charge Z_L , comme le montre la figure II.6.

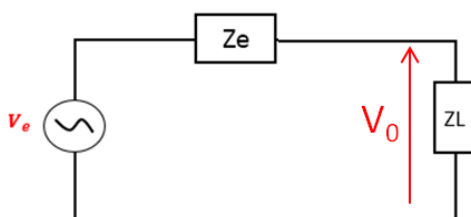


Figure II.6 Mesure du paramètre S_{21} – l'émetteur directement connecté sur Z_L

En prenant cette définition de la fonction de transfert et si $Z_e=Z_L$, on obtient :

$$H(f) = S_{21} = \frac{2V_2(f)}{V_e} \quad (\text{II.28})$$

La matrice $ABCD$ de la ligne est donnée par l'équation II.29 et la matrices $ABCD$ d'une impédance en série $Z_{Série}$ et une impédance en parallèle $Z_{Parallèle}$ sont données respectivement par les équations II.30 et II.31.

Pour un réseau constitué de plusieurs lignes et de plusieurs branches, la matrice chaîne globale $ABCD$ est le produit des matrices chaînes élémentaires de chaque branche ou ligne (équation II.30). La fonction de transfert du réseau s'exprime en fonction des paramètres chaînes de la ligne ainsi que des impédances, comme le montre l'équation II.32. L'impédance équivalente Z_{eq} d'une branche de longueur l_b chargée par une impédance Z_{br} est donnée par l'équation II.34. La matrice $ABCD$ de Z_{eq} peut être calculée en utilisant II.31.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma x) & Z_c \sinh(\gamma x) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma x) & \cosh(\gamma x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$Z_S = \begin{pmatrix} 1 & Z_{Série} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$Z_P = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{Parallèle}} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \left(\prod_i^N \begin{pmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$H(f) = \frac{2V_2}{V_e} = \frac{2Z_L}{AZ_L + B + CZ_L Z_e + DZ_e} \quad (\text{II.33})$$

$$Z_{eq} = Z_C \frac{Z_{br} + Z_C \tanh(\gamma l_b)}{Z_C + Z_{br} \tanh(\gamma l_b)} \quad (\text{II.34})$$

Les méthodes basées sur cette approche en cascades sont très sensibles aux variations des paramètres secondaires de la ligne CPL induisant des décalages sur les fréquences des évanouissements [92]. De plus, la généralisation de cette méthode à un réseau trifilaire n'est pas évidente. C'est pour cela, que dans le paragraphe suivant, une approche globale, basée sur la théorie des lignes multiconducteurs et la topologie électromagnétique est suivie.

4.3 Modélisation des fonctions de transfert par l'outil CRIPTE

L'approche matrice chaîne telle que nous l'avons décrite, comme la plupart des méthodes de modélisation du réseau électrique, ne prend pas en compte le conducteur de la terre dans la modélisation de la fonction de transfert. Dans notre travail nous devons tenir compte du troisième conducteur, puisque l'un des objectifs est d'utiliser le procédé MIMO qui utilise les trois conducteurs. Dans ce contexte, nous décrivons dans cette partie, la modélisation des fonctions de transfert du réseau électrique domestique en utilisant l'outil de simulation CRIPTE (Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique) de l'ONERA [93] qui est basé sur le formalisme de la théorie des lignes et utilise le concept de la topologie électromagnétique [77].

4.3.1. Théorie des lignes multiconducteurs

La théorie des lignes de transmission permet l'étude des phénomènes de propagation le long d'un support d'information. Cette méthode est basée sur la résolution de deux équations

différentielles, équations des télégraphistes, liant les tensions et courants en une position sur le conducteur. Un réseau quelconque sera décomposé en une succession de lignes multiconducteurs et la résolution globale sera obtenue en introduisant les conditions aux limites de chaque ligne.

Considérons la ligne de transmissions multifilaires (MTL) représentée sur la figure II.7.

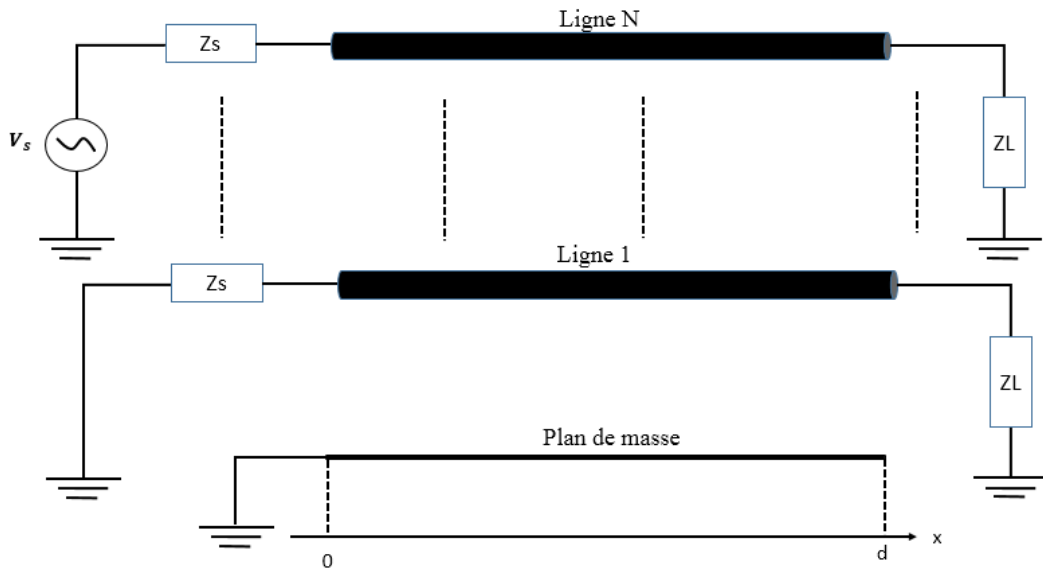


Figure II.7 Ligne de transmission multiconducteurs.

Le système MTL peut être modélisé par l'équation aux dérivées partielles,

$$\frac{-dV(x,t)}{dx} = [R]I(x,t) + [L]\frac{dI(x,t)}{dt} \quad (\text{II.35})$$

$$\frac{-dI(x,t)}{dx} = [G]V(x,t) + [C]\frac{dV(x,t)}{dt} \quad (\text{II.36})$$

II.35 et II.36 sont deux équations différentielles du 1^{er} ordre. A partir de ces deux équations, on montre que I et V satisfont les équations dites des télégraphistes [94].

$$\frac{d^2V(x,t)}{d^2x} - [L][C]\frac{d^2V(x,t)}{d^2t} - ([R][C] + [L][G])\frac{dV(x,t)}{dt} - [R][G]V(x,t) = 0 \quad (\text{II.37})$$

$$\frac{d^2I(x,t)}{d^2x} - [L][C]\frac{d^2I(x,t)}{d^2t} - ([R][C] + [L][G])\frac{dI(x,t)}{dt} - [R][G]I(x,t) = 0 \quad (\text{II.38})$$

Où $I(x,t)$ et $V(x,t)$ sont respectivement les vecteurs courant et tension tout au long des conducteurs de la ligne. Les paramètres L , C , R et G sont des matrices de dimension $N \times N$

représentant les propriétés de la ligne, x la position le long de la ligne de transmission de longueur d . Ce modèle suppose une onde électromagnétique transversale (TEM) comme mode de propagation.

Les formulations (II.35) à (II.38) peuvent s'écrire dans le domaine fréquentiel :

$$\frac{dV}{dx} = -[Z]I \quad (\text{II.39})$$

$$\frac{dI}{dx} = -[Y]V \quad (\text{II.40})$$

Où V et I représentent respectivement les tensions et les courants de chaque conducteur par rapport au conducteur de référence (vecteurs de dimension N), Z et Y sont les matrices des impédances et des admittances complexes d'ordre $N \times N$ par unité de longueur.

$$Z = [R] + j\omega[L] \quad (\text{II.41})$$

$$Y = [G] + j\omega[C] \quad (\text{II.42})$$

Les paramètres linéiques primaires R , L , G et C sont des matrices de dimension $N \times N$.

En dérivant les deux équations (II.39) et (II.40) par rapport à x , et par séparation des variables, les courants et tensions sont reliés au moyen du système différentiel suivant :

$$\begin{cases} \frac{d^2[V]}{d^2x} = [Z][Y]V \\ \frac{d^2[I]}{d^2x} = [Y][Z]I \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

La diagonalisation du système s'effectue en calculant les valeurs et vecteurs propres des matrices $[Z][Y]$ ou $[Y][Z]$ issues des équations (II.43).

La matrice $[T]$ a été introduite comme matrice de taille $N \times N$ définie en diagonalisant la matrice $[Y][Z]$, c'est-à-dire en vérifiant la relation :

$$[T]^{-1} [Z][Y][T] = [\gamma^2] \quad (\text{II.44})$$

Où γ représente la matrice diagonale des constantes de propagation.

La définition de ces différents éléments permet d'exprimer la matrice impédance caractéristique $[Z_c]$ de la ligne.

$$[Z_c] = [Y]^{-1} [\gamma] [T]^{-1} \quad (\text{II.45})$$

$$[Z_c] = [Z] [T] [\gamma]^{-1} [T]^{-1} \quad (\text{II.46})$$

Les solutions des équations différentielles (II.43) sont données par les équations II.47 :

$$\begin{cases} V(x) = [A]e^{-[\gamma]x} + [B]e^{[\gamma]x} \\ I(x) = [Z_c]^{-1} [[A]e^{-[\gamma]x} - [B]e^{[\gamma]x}] \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

$[A]$ et $[B]$ sont des matrices d'ordre $N \times N$, que nous allons déterminer en utilisant les conditions aux limites.

4.3.2. Topologie électromagnétique

Afin d'utiliser la théorie des lignes dans le cas des réseaux électriques, l'outil de simulation CRIPTE associe à cette théorie une approche topologique.

Ce formalisme conduit alors à décomposer les lignes non uniformes en éléments uniformes interconnectés par l'intermédiaire de réseau linéaires excités par des générateurs localisés comme le montre la figure II.8.

La figure II.8 présente le cas d'une ligne non uniforme composée de L lignes multifilaires (MTL), composées chacune de N conducteurs, et interconnectées par le biais de M réseaux. Chaque extrémité de MTL est terminée sur un réseau, caractérisant les conditions aux limites sur une MTL donnée et les caractéristiques de raccordement entre deux MTL.

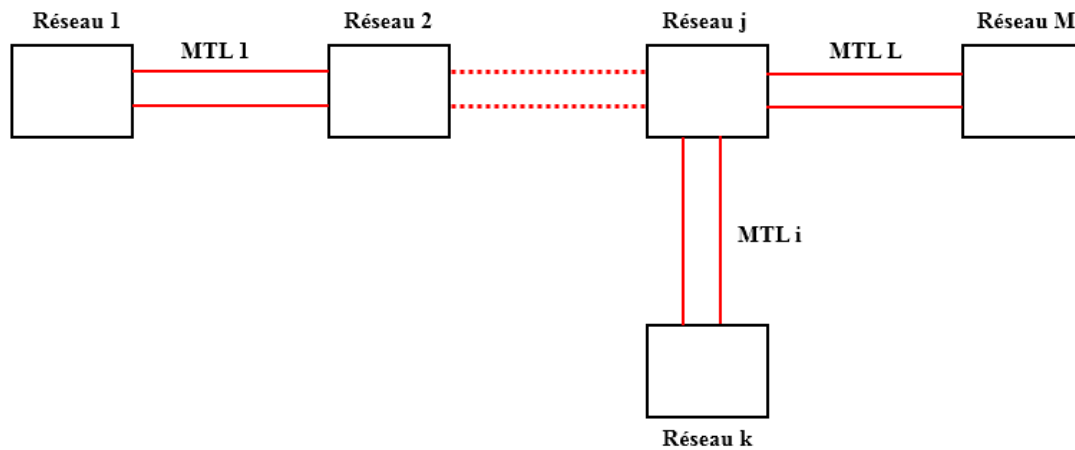


Figure II.8 Décomposition topologique.

4.3.3. Solution générale

Selon la topologie électromagnétique, une ligne de transmission multifilaire peut être représentée par un tube unique [94]. Ce tube est terminé par des jonctions permettant de connecter des impédances des charges ou d'interconnecter les tubes entre eux. En effet, une ligne multifilaire est modélisée par un tube sur lequel se propagent l'onde progressive $W1$ et l'onde régressive $W2$. Ces ondes W peuvent être définies en utilisant l'équation II.48 comme suit :

$$W(z) = V(z) + Z_c I(z) \quad (\text{II.48})$$

Dans le cas d'un réseau électrique ayant une topologie quelconque (M tube interconnectés entre eux), la solution générale donnant tous les courants et tensions X aux extrémités de chaque tube est donnée par un système matriciel de la forme :

$$[A][X] = [B] \quad (\text{II.49})$$

où la matrice A contient toutes les données relatives aux tubes multifilaires et aux jonctions et la matrice B contient toutes les informations sur les générateurs et les perturbations extérieures.

4.3.4. Outil de simulation CRIPTE

La figure II.9 présente un exemple de réseau constitué de 3 tubes et 4 jonctions. Ces jonctions sont utilisées afin de connecter les différents tubes ou pour relier les tubes aux impédances de charges. Un tube peut se terminer à une de ces deux extrémités sur un réseau

de charges. Dans ce cas la jonction est dite “terminale”. Par contre, quand aucune charge n’est placée au sein de la jonction en série ou en parallèle, la jonction sera dite “idéale” [94]. A chaque jonction une matrice de diffusion relie les ondes entrantes et les ondes sortantes. Cette matrice peut être calculée analytiquement en fonction des impédances reliées aux jonctions. Les équations de propagation le long des différents tubes constituant le réseau sont réunies sous une forme matricielle, afin d’obtenir l’équation de propagation globale du circuit. Ainsi, la fonction de transfert entre un émetteur et récepteur est facilement déduite du modèle.

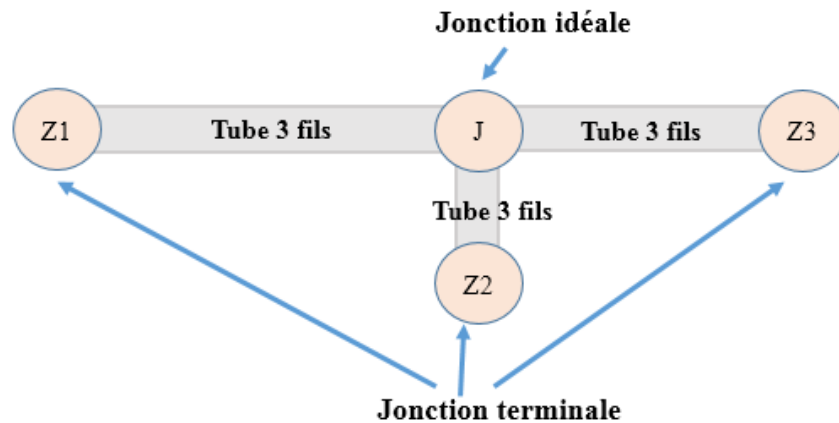


Figure II.9 Exemple de réseau topologique sous CRIPTE.

Cet outil permet de modifier facilement l’architecture du réseau et les impédances de charges connectées aux extrémités des différents tubes.

Dimensionnement du réseau sous CRIPTE

Dans cette partie, nous présenterons la configuration géométrique du réseau simulé. Le réseau est composé d’une ligne à trois conducteurs de longueur 22.7 m disposant de sept jonctions (ramifications). La distance entre les différentes jonctions, appelées prises dans la suite de ce mémoire, est notée sur la figure II.10.

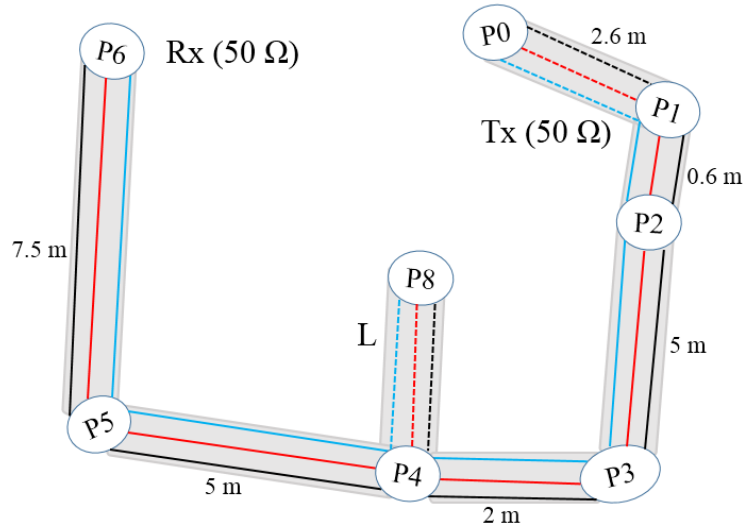


Figure II.10 Topologie du réseau modélisé.

Les trois conducteurs métalliques (Phase, Neutre et Terre) ont un rayon de 0.86 mm et sont couverts par un diélectrique d'épaisseur 0.8 mm et de permittivité 2.25. Dans le plan transversal, les conducteurs sont équidistants et leurs centres sont espacés de 4 mm. Dans notre étude, nous envisageons une émission/réception entre la phase et le neutre en mode SISO ou une émission/réception simultanément entre la phase et le neutre et entre la terre et le neutre en mode MIMO, le fil de la terre étant considéré comme plan de référence. Cette topologie est presque identique à la configuration expérimentale d'un réseau de test disponible au laboratoire IEMN et présentée ultérieurement.

Les matrices inductance (L_c) et capacitance (C_c) du câble trifilaire utilisées dans cette approche de modélisation sont calculées par une méthode des éléments finis, et sont données par :

$$\begin{aligned}
 [L_c]_{nH/m} &= \begin{pmatrix} 582 & 291 \\ 291 & 582 \end{pmatrix} \\
 [C_c]_{pF/m} &= \begin{pmatrix} 36 & -18 \\ -18 & 36 \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{II.50}$$

Notons ici la résistance linéique R_c et la conductance linéique G_c des conducteurs ont été négligées, i.e. $[R_c]_{\Omega/m}=0$ et $[G_c]_{S/m}=0$

L'émetteur (T_x) et le récepteur (R_x) sont reliés au réseau entre la phase et le neutre. Deux impédances de 50 Ohms représentent les impédances des modems d'Emission (T_x) et de réception (R_x) respectivement aux prises P1 et P6. Nous avons supposé dans cette étude que les fils phase et neutre sont reliés au fil de la terre par une impédance de 100 k Ω aux prises P1

et P6. Une dérivation P4P8 de longueur L variant de 0 à 9.5 m est ajoutée à la prise P4. Dans la suite de notre étude, nous étudierons également l'impact d'une dérivation supplémentaire, P0P1, de longueur 2.6 m, et ajoutée en parallèle au port d'émission P1, comme cela peut souvent se produire dans les cas réels. L'inductance et la capacité du mode différentiel sont calculées en utilisant les matrices Lc et Cc [98].

$$Lc_{MD} = (Lc_{11} + Lc_{22}) - (Lc_{12} + Lc_{21}) = 582 \text{ (nH / m)} \quad (\text{II.51})$$

$$Cc_{MD} = \frac{(Cc_{11} + Cc_{22}) - (Cc_{12} + Cc_{21})}{4} = 27 \text{ (pF / m)} \quad (\text{II.52})$$

En utilisant II.51 et II.52, l'impédance caractéristique Z_C et la vitesse de propagation du mode différentiel v_p entre la phase et le neutre du câble sont respectivement 147Ω et $2.5 \cdot 10^8$ m/s.

La première courbe de la figure II.11 représente un exemple de simulation du gain d'insertion entre P1 et P6 sans dérivation. On peut constater une légère oscillation du gain d'insertion autour de sa valeur moyenne quand aucune charge hormis les modems n'est connectée au réseau, avec une période d'oscillation d'environ 6.27 MHz. Cela s'explique par la désadaptation entre l'impédance de 50Ω présentée par les modems d'émission et de réception et l'impédance caractéristique du mode différentiel de la ligne de transmission.

La seconde courbe de la figure II.11 présente le gain d'insertion entre P1 et P6 avec une dérivation P4P8 = 1.5 m connectée à la prise P4 et terminée par un circuit ouvert. On peut constater la présence d'un évanouissement à la fréquence 41.9 MHz.

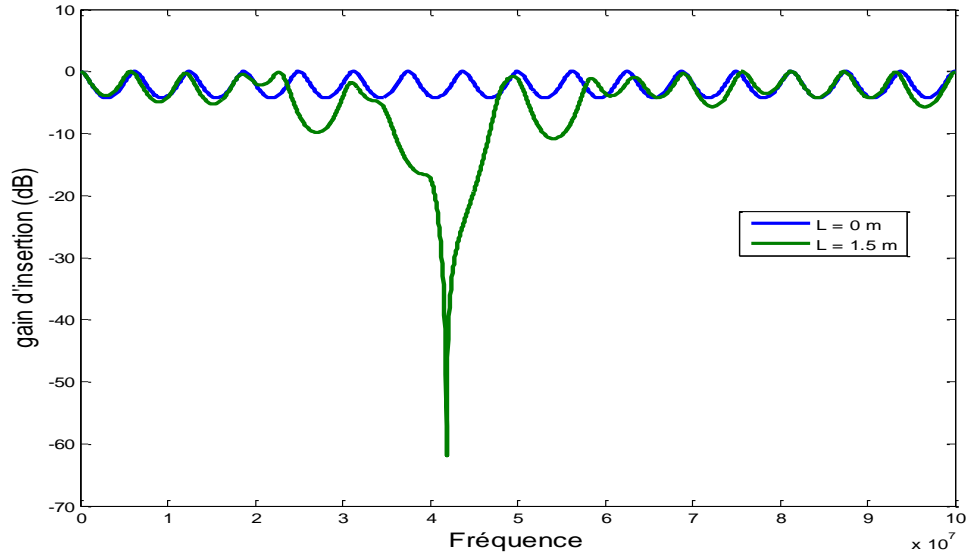


Figure II.11 Exemple du gain d'insertion simulé entre P1 et P6 avec P4P8 = 1.5 m.

Les fréquences d'évanouissement sont les fréquences auxquelles la puissance reçue par le récepteur subit une atténuation importante. Si le réseau contient des dérivations, les fréquences d'évanouissement sont les fréquences auxquelles les impédances ramenées des charges connectées à ces dérivations sont nulles ou très faibles sur le chemin direct entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas d'une ligne bifilaire, l'impédance ramenée Z_{eq} d'une dérivation de longueur l_b chargée par une impédance Z_L est rappelée par l'équation II.53.

$$Z_{eq} = Z_C \frac{Z_L + Z_C \tanh(\gamma l_b)}{Z_C + Z_L \tanh(\gamma l_b)} \quad (\text{II.53})$$

Où $\gamma = \alpha + j\beta$ avec $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

Pour une ligne sans perte ($\alpha = 0$), l'impédance ramenée est donnée par l'équation II.54.

$$Z_{eq} = Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan(\beta l_b)}{Z_C + jZ_L \tan(\beta l_b)} \quad (\text{II.54})$$

Dans le cas d'une ligne sans perte contenant des dérivations en circuit ouvert, les fréquences d'évanouissements f sont données par l'équation II.55. Autrement dit, les dérivations n'étant pas chargées (circuit ouvert), le circuit ouvert est transformé en court-circuit si la longueur de la dérivation l_b est égale à un quart d'onde ou à son multiple impair.

$$f = \frac{nv}{4l_b} \quad (\text{Avec } n \text{ impaire}) \quad (\text{II.55})$$

Où v est la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne.

En appliquant l'équation II.55 au mode différentiel se propageant sur la ligne trifilaire, la première fréquence d'évanouissement induite par la dérivation $P4P8 = 1.5$ m et la fréquence d'oscillation induite par la liaison $P1P6 = 20.1$ m sont respectivement de l'ordre de 41.6 MHz et 6.21 MHz, ce qui est en accord avec les fréquences trouvées par simulation 41.9 MHz et 6.27 MHz.

4.3.5. Validation du modèle

Présentation du réseau expérimental

Des mesures ont été effectuées dans une salle du groupe TELICE au sein de laquelle un réseau électrique spécifique a été installé. Deux types de réseaux trifilaire d'environ 25 mètres, parcourent horizontalement les murs de la pièce. Un premier réseau situé à 0.55 m du sol est constitué d'un câble gainé à trois conducteurs. Le second réseau, utilisé principalement dans nos expérimentations, est constitué d'un câble de 3 conducteurs en vrac posés dans une goulotte et est situé à 1,10 m du sol. Ces réseaux peuvent être reliés ou non au réseau de distribution électrique du bâtiment, et disposent de plusieurs prises de courant. Les distances entre la première prise $P0$ et les autres prises sont notées sur la figure II.12.

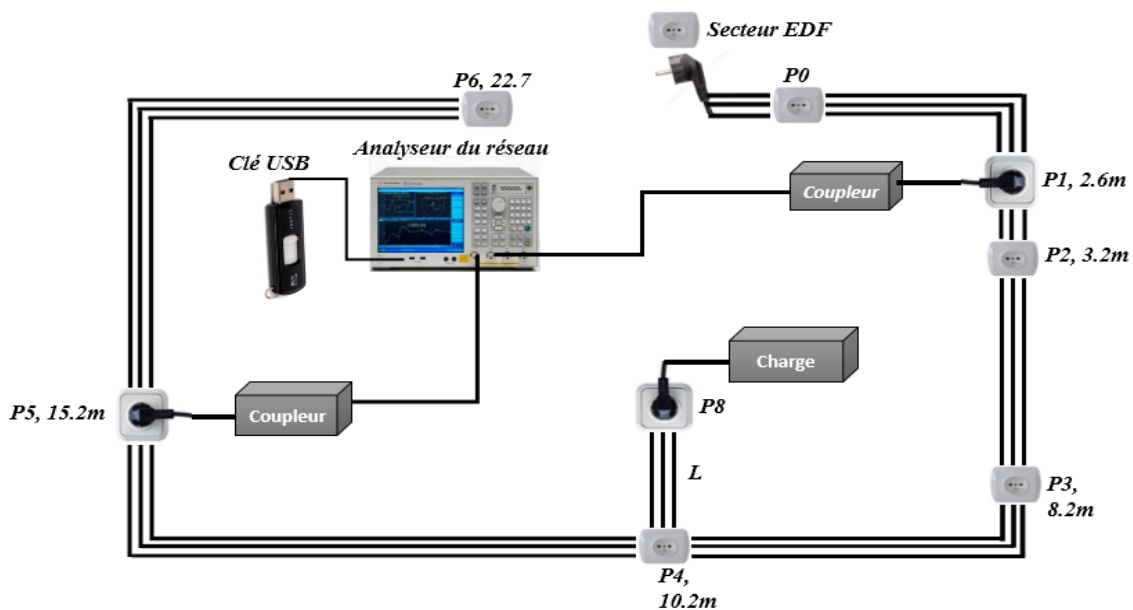


Figure II.12 Configuration expérimentale du réseau.

Toutes les mesures ont été effectuées avec un analyseur de réseau (Agilent technologies ES5071C) sur 2048 points dans la bande de fréquences [100 kHz – 100 MHz].

Pendant toutes les mesures, deux coupleurs capacitifs réalisés par P. LALY ont été insérés entre le dispositif d'analyse et la ligne CPL. Des câbles coaxiaux ont été utilisés pour connecter le coupleur et l'analyseur de réseau.

Dans cette étude, la prise connectée au port 1 de l'analyseur de réseau est considérée comme prise émettrice et la prise connectée au port 2 est considérée comme prise réceptrice. Les résultats de mesures sont ensuite transférés sur un ordinateur.

Afin de valider les résultats issus de notre simulation, nous allons simuler le réseau de la figure II.12 entre la prise P1 et la prise P6 sans la dérivation P4P8 ($L=0$) mais avec la dérivation POP1 = 2.6 m, et comparer par la suite les résultats avec les mesures réalisées sur le réseau avec le câble vrac. La comparaison entre la mesure et le modèle est donnée par la figure II.13.

Nous constatons que les résultats de modélisation sont en accord avec ceux de la mesure pour les fréquences inférieures à 30 MHz. Le fait que le modèle ne prenne pas en compte toutes les caractéristiques réelles du réseau comme l'insertion des prises de courant, les torsades des câbles... cause une différence entre la mesure et le modèle pour des fréquences supérieures à 30 MHz.

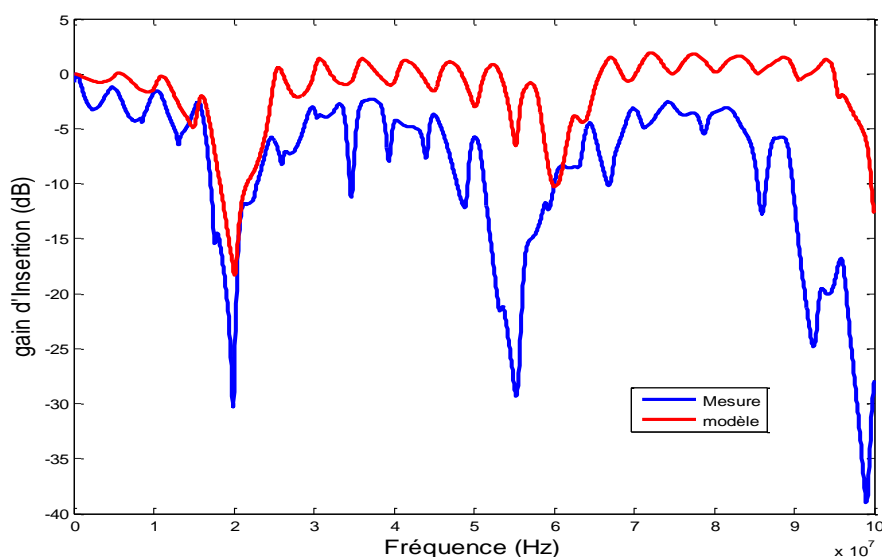


Figure II.13 Comparaison mesure/CRIPTE.

4.4 Modélisation des impédances des charges domestiques

Une des limitations des travaux publiés dans la littérature est l'utilisation des impédances réelles des appareils domestiques afin d'étudier leur impact sur les performances de la liaison

CPL. En effet la plupart des recherches décrites dans la littérature (partie 6.3, chapitre I) se basent sur des impédances ohmiques, résistives ou inductives.

Dans notre étude, la modélisation du canal électrique domestique prend en compte la diversité des charges électriques ainsi que la variation de leur comportement fréquentiel pour certaines d'entre elles. Dans les travaux de la thèse [6], les impédances de plus de cent appareils domestiques ont été mesurées, classées en cinq classes et modélisées par un circuit électrique RLC équivalent. Les appareils domestiques sont classés selon le comportement fréquentiel de leurs impédances.

- Classe 1 (C1) : appareils multimédias (TV, Ordinateurs portables, PC, Amplificateurs audio écrans) et micro-ondes.
- Classe 2 (C2) : lampes fluorescentes et petites alimentations (chargeurs de téléphones portables, alimentations de modems et de décodeurs TV).
- Classe 3 (C3) : aspirateurs.
- Classe 4 (C4) : appareils chauffants (fer à repasser, grille-pains, machine à café).
- Classe 5 (C5) : réfrigérateurs et congélateurs.

Il est important de souligner que les impédances des appareils de la classe 2 varient dans le temps. L'impédance d'une lampe fluorescente a un comportement très différent des autres appareils, puisqu'elle varie entre deux états avec une période de 10 ms, qui correspondent respectivement à l'état conducteur et non conducteur de la lampe. Le temps de conduction varie d'une lampe fluorescente à l'autre mais reste compris entre 2 et 8 ms. Son impédance varie légèrement en fonction de la fréquence, mais elle a été modélisée par une impédance de 2Ω , qui est la valeur minimale mesurée pendant son état de conduction et qui correspond au pire cas [58]. Pendant l'état non conducteur, l'impédance se comporte comme un condensateur de 5 pF. Dans la suite de notre étude, l'état conducteur sera noté "Etat 1" et l'état non conducteur sera noté "Etat 2". Puisque la durée des deux impédances (Etat 1 et Etat 2) est beaucoup plus grande que celle d'un symbole de données dans une transmission CPL, les performances du canal vont être étudiées pour les deux états 1 et 2 en considérant un canal stationnaire. La figure II.14 présente l'amplitude de l'impédance complexe pour les cinq classes en fonction de la fréquence. Les deux cas extrêmes correspondant aux impédances de la classe 2 se comportent respectivement comme un court-circuit presque parfait et une impédance élevée. Le circuit électrique équivalent de chaque classe a été extrait des mesures effectuées dans [6]. Dans notre étude, les impédances des appareils de chaque classe sont

représentées par leurs modèles moyens. Par exemple, le modèle de la classe 1 est présenté dans la figure II.15. Les modèles des autres classes sont présentés en annexe 1.

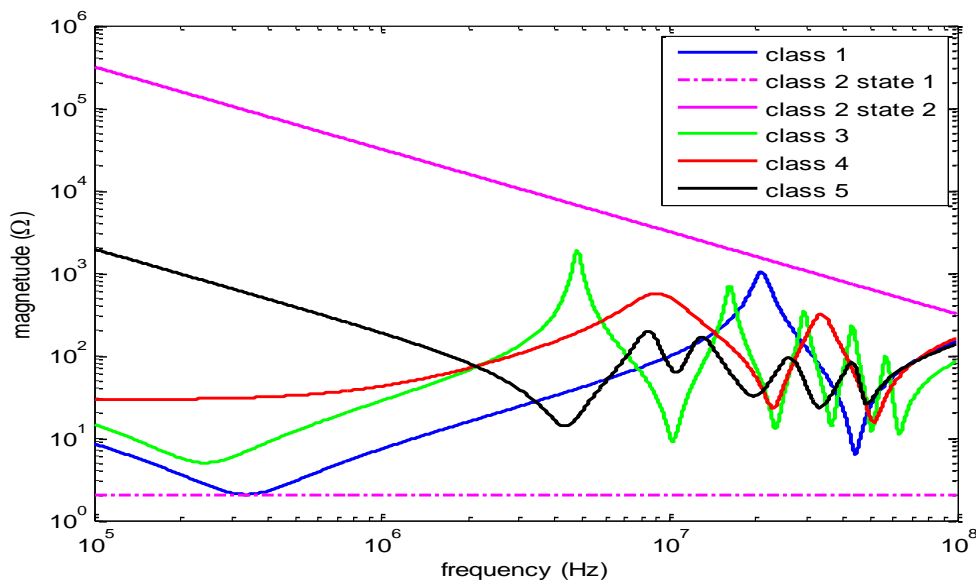


Figure II.14 Modèle des impédances des cinq classes d'impédances.

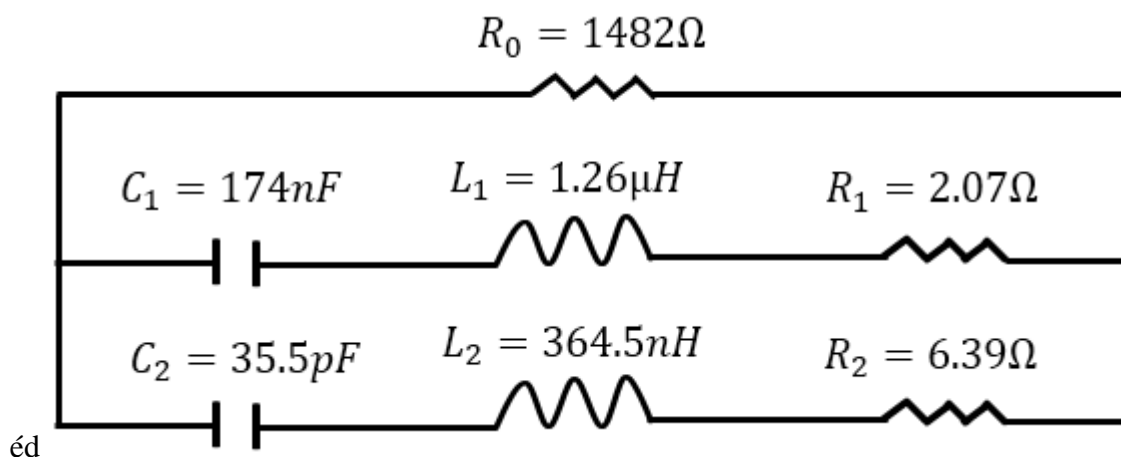


Figure II.15 Circuit représentant l'impédance moyenne des appareils de la classe 1 [6].

5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps, la topologie du réseau électrique domestique et les configurations types du réseau dans un bâtiment.

Dans un deuxième temps, nous avons présenté les différentes approches de modélisation du canal CPL dans la littérature. Ces approches se divisent principalement en deux catégories, une approche empirique basée sur un modèle stochastique bâti à partir des statistiques sur les mesures de la fonction de transfert et une approche déterministe utilisant les paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission.

Dans notre étude nous nous sommes basés sur la méthode déterministe. Tout d'abord, nous avons considéré une approche bifilaire en utilisant la méthode matrice chaîne. Cette méthode permet de modéliser la fonction de transfert mais elle devient complexe pour modéliser le réseau dans le cas d'un canal à multiconducteurs. Ensuite, l'approche trifilaire a été considérée en modélisant le canal CPL par l'outil de simulation CRIPTE qui sera utilisé dans la suite de ce mémoire. Cet outil est capable de modéliser la fonction de transfert d'un réseau simple ou complexe. Il est basé sur la théorie des lignes multifilaires associée à la topologie électromagnétique.

A la fin de ce chapitre, nous avons présenté les différentes charges domestiques qui peuvent être connectées au réseau. Les charges domestiques sont classées en 5 classes selon le comportement fréquentiel de leur impédance et sont modélisées par un circuit équivalent.

Dans les prochains chapitres, on s'intéressera à l'impact de la topologie du réseau en faisant varier les différents paramètres (dérivation, classes d'impédances, ...) sur les performances du canal CPL. Celles-ci seront étudiées pour les deux modes de transmission SISO et MIMO.

Chapitre III. Effet des impédances de charge sur les performances de la liaison SISO-CPL

1 Introduction

Ce troisième chapitre sera divisé en deux parties. Dans une première partie, l'étude de l'impact de la topologie du réseau électrique sur les performances de la liaison CPL en termes de capacité est réalisée au moyen de mesure de la fonction de transfert du canal. L'étude porte sur l'impact de la position relative de l'émetteur et du récepteur, des impédances de charge et de la connexion de notre réseau test au réseau du bâtiment sur la fonction de transfert de la liaison CPL.

La possibilité de réaliser une campagne de mesure de grande envergure, avec une variation importante des paramètres (charges, longueurs, ...) étant limitée, nous présenterons dans la deuxième partie l'approche basée sur la modélisation théorique du canal électrique. De plus, une étude statistique avec une variation aléatoire des éléments topologiques sera faite pour déterminer les caractéristiques statistiques du canal et ses performances.

2 Critères de performance et caractéristiques du canal

Afin d'évaluer l'impact de la topologie du réseau sur une liaison OFDM, le gain d'insertion, la capacité de Shannon, et les caractéristiques d'un canal de transmission comme la bande de cohérence et l'étalement des retards sont déduits de la fonction de transfert mesurée sur notre réseau test ou simulée avec notre réseau modélisé sous CRIPTE. Les critères de performances seront calculés dans la bande de transmission CPL du standard HPAV2, c'est-à-dire [1.8- 86] MHz.

2.1 Calcul de la capacité

La capacité de Shannon (exprimée en bit/s) peut se définir par le débit d'information maximal que peut supporter le canal tout en assurant une transmission sans erreur pour un rapport signal à bruit et une bande de fréquence donnés.

La formule classique de Shannon est utilisée pour les canaux non sélectifs en fréquence ou canaux plats. Par conséquent, nous allons diviser notre bande de fréquence en plusieurs sous-

bandes W dont les sous-canaux peuvent être considérés plats. Ensuite nous pouvons appliquer une répartition optimale de la puissance afin de maximiser la capacité totale. La capacité totale C de la liaison est égale à la somme des capacités dans les sous-bandes de fréquence W et est écrite sous la forme :

$$C = \sum_i C_i \quad (\text{III.1})$$

Où C_i est donnée par l'équation III.2 :

$$C_i = W \log_2 \left(1 + |H_i|^2 * \frac{P_i}{N_i} \right) \quad (\text{III.2})$$

Où, $|H_i|$, P_i et N_i sont respectivement le gain d'insertion, la puissance transmise et la puissance du bruit dans la sous-bande i . Dans notre étude, nous avons choisi $P_i = -50$ dBm/Hz dans la bande de fréquence 1-30MHz et $P_i = -80$ dBm/Hz au-delà de 30 MHz. La réduction de la puissance au-dessus de 30 MHz est nécessaire pour satisfaire aux exigences de la compatibilité électromagnétique (CEM) [49]. La puissance du bruit est choisie égale à -120 dBm/Hz, qui est une valeur représentative, la valeur minimale mentionnée dans la littérature étant -140 dBm/Hz [35]. La sous bande de fréquence W est égale à 24 kHz, qui est la valeur utilisée dans les spécifications HPAV2 [95] et dont les principales caractéristiques de transmission sont données dans le tableau suivant.

Tableau III.1. Paramètres représentatifs du standard HPAV2.

| Paramètre PHY du standard HPAV2 | |
|--|--------------|
| Bande passante | [1.8-86] MHz |
| Fréquence d'échantillonnage | 200 MHz |
| Modulation | OFDM |
| Nombre de sous-porteuses utiles | 3448 |
| Nombre de sous-porteuses | 4096 |
| Espacement entre sous-porteuses | 24.414 kHz |

Pour HPAV2, cette fois-ci, le nombre total de sous-porteuses est de 4096 dans la bande [0-100] MHz avec un espacement de 24.4 kHz entre les sous-porteuses. Sur ces 4096 sous-porteuses, seules 3448 sous-porteuses comprises entre la 75^{ème} et la 3522^{ème} sous-bande sont utilisées pour la transmission de données dans la bande [1.8 - 86] MHz.

2.2 Bande de cohérence et étalement des retards

La transmission des données dans un canal nécessite la connaissance parfaite du taux de sélectivité du canal de propagation et son étalement temporel. Par conséquent, il est très

intéressant de caractériser le canal de propagation par ces paramètres caractéristiques à savoir la bande de cohérence dans le domaine fréquentiel, la réponse impulsionnelle, le profil de puissance et l'étalement des retards dans le domaine temporel.

Bande de cohérence

La bande de cohérence est une donnée statistique permettant de définir la bande de fréquence pour laquelle la réponse fréquentielle du canal de transmission peut être considérée comme plate au sens d'autocorrélation *i.e.* la réponse fréquentielle du canal varie peu. Ce paramètre reflète d'une façon directe la sélectivité du canal de propagation. Le calcul de la fonction de corrélation fréquentielle est réalisé à l'aide de l'équation III.3 [96].

$$R(\Delta f) = E(H(f)H^*(f + \Delta f)) \quad (\text{III.3})$$

Où $E()$ exprime l'espérance mathématique, $H(f)$ la fonction de transfert du canal et Δf l'écart fréquentiel. Le coefficient de corrélation normalisé peut être calculé en utilisant l'équation III.4.

$$\rho(f) = \frac{R(\Delta f)}{E(|H(f)|^2)} \quad (\text{III.4})$$

La bande de cohérence B_C est égale à Δf lorsque $|\rho(f)| = n$. La valeur n est choisie en fonction de la robustesse exigée des algorithmes de traitement du signal et peut prendre des valeurs entre 0.5 and 0.9. Nous avons toujours considéré pour la suite une valeur de 0.9 pour s'assurer d'un canal parfaitement plat.

Etalement des retards

Le canal de propagation CPL est aussi caractérisé par la réponse impulsionnelle $h(t)$ qui est la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert $H(f)$.

Si la réponse impulsionnelle $h(t)$ est discrétisée en N_t points temporels, elle pourra se mettre sous la forme mathématique suivante :

$$h(t) = \sum_{m=0}^{N_t-1} \alpha_m \delta(t - \tau_m) \quad (\text{III.5})$$

α_m est la valeur complexe de l'amplitude associée au retard τ_m .

De la réponse impulsionnelle du canal on peut calculer le profil de puissance $P(t)$ défini comme étant le carré du module de $h(t)$. Le profil de puissance moyen $P_m(t)$ est donc défini par l'expression suivante :

$$P_m(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle \quad (\text{III.6})$$

$\langle . \rangle$ signifiant la moyenne sur les états successifs du canal.

Le profil de puissance donne une indication sur la dispersion et la distribution de la puissance sur les différents chemins d'un canal à trajet multiples. Il permet de définir le retard maximal τ_{\max} représentant l'écart de temps entre l'arrivée du premier trajet direct et le dernier écho atténué. La valeur de cette atténuation est généralement fixée à 20 dB ou 30 dB.

Le retard moyen est défini comme le moment d'ordre 1 du profil de puissance.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_m P(\tau_m) \tau_m}{\sum_m P(\tau_m)} \quad (\text{III.7})$$

L'étalement de retard τ_{rms} est la racine carrée du moment de second ordre du profil de puissance [65]. Il décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multitrajets en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu.

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (\text{III.8})$$

avec

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_m P(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m P(\tau_m)} \quad (\text{III.9})$$

L'étalement temporel doit être pris en compte lors du choix de la longueur du symbole OFDM afin de lutter contre les interférences inter-symboles. Pour cela l'addition d'un préfixe cyclique en début de chaque symbole OFDM est primordiale afin de remédier à ce problème.

Plusieurs études ont été faites dans la littérature afin de déterminer la bande de cohérence et l'étalement des retards du canal électrique à l'intérieur des bâtiments. Les travaux présentés

dans [96] montrent que l'étalement des retards des 80 % des canaux mesurés varie entre 0.06 μs et 0.78 μs et que 90 % des valeurs de la bande de cohérence sont inférieures à 691.5 kHz pour des fréquences allant de 30 kHz à 100 MHz. [97] a effectué une analyse de l'étalement des retards et la bande de cohérence pour des fréquences allant jusqu'à 100 MHz. Il a montré que la moyenne de l'étalement des retards augmente en fonction du nombre de branches connectées au réseau entre l'émetteur et le récepteur ce qui correspond à une diminution de la bande de cohérence.

3 Etude expérimentale de l'effet des impédances de charge

Les mesures ont été effectuées sur un réseau spécifique au sein du groupe TELICE, tel que décrit dans le chapitre II.

La fonction de transfert du canal a été mesurée entre les différentes prises de courant en fonction des différents appareils électriques connectés. Nous présenterons les observations et les conclusions basées sur les données de mesures de la réponse du canal. Nous présenterons dans une première partie la caractérisation des câbles utilisés pour nos mesures. Ensuite, nous détaillerons l'impact de la position relative de l'émetteur et du récepteur, ainsi que des impédances de charges et du réseau de distribution sur les performances de la liaison en termes de gains d'insertion et de capacité de Shannon. Cependant l'impact sur le taux d'erreurs binaires sera traité dans le chapitre IV lors de la comparaison des procédés SISO et MIMO.

3.1 Rappel de la configuration d'expérimentation

Nous rappelons dans ce paragraphe la configuration d'expérimentation de notre réseau test. La topologie du réseau est composée d'une ligne à trois conducteurs de longueur 22.7 m, disposant de sept prises électriques et d'une dérivation connectée ou non à la prise P4.

L'émetteur et le récepteur sont connectés au réseau entre la phase et le neutre. La longueur des différentes lignes constituant le réseau est rappelée sur la figure III.1 représentant le réseau d'expérimentation.

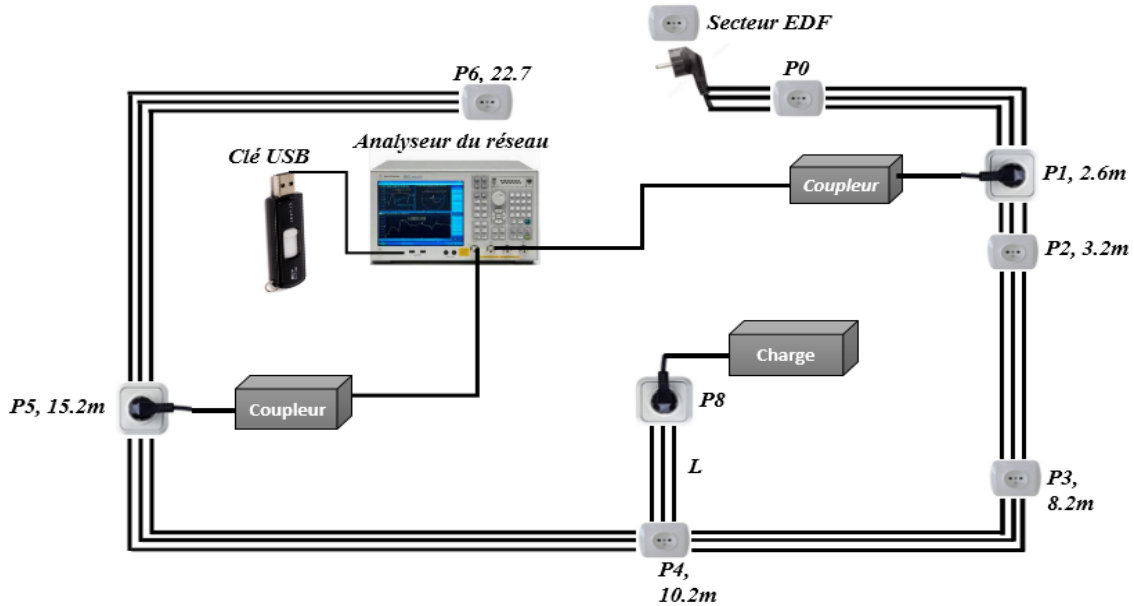


Figure III.1 Configuration expérimentale du réseau.

3.2 Caractéristiques des câbles

Dans cette étude nous allons comparer les gains d'insertion des deux types de câbles notés vrac et gainé et définis dans le chapitre précédent. Une dérivation de 1.5 m ou de 3.2 m a été ajoutée à la prise $P4$. Les mesures des paramètres L et C de ces câbles ont été réalisées par L. Diquelou dans le cadre de sa thèse [98]. Les matrices L et C obtenues pour le câble vrac et le câble gainé sont données respectivement par les expressions III.10 et III.11.

$$[L]_{nH/m} = \begin{pmatrix} 695 & 341.6 \\ 341.6 & 665.8 \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$[C]_{pF/m} = \begin{pmatrix} 43.8 & -22.3 \\ -22.3 & 48.2 \end{pmatrix}$$

$$[L]_{nH/m} = \begin{pmatrix} 506.5 & 256.5 \\ 256.5 & 502.6 \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$$[C]_{pF/m} = \begin{pmatrix} 75 & -38 \\ -38 & 75.7 \end{pmatrix}$$

Les paramètres L et C mesurés dans [98], permettent de calculer l'inductance et la capacité de mode différentiel pour le câble trifilaire, ce mode différentiel correspondant au mode propre associé à la ligne phase-neutre sur laquelle sont connectés les modems. Les valeurs de ces paramètres sont données dans le tableau III.2.

Tableau III.2. La capacité et l'inductance de mode différentiel dans les deux types de câbles.

| | L_{MD} (nH/m) | C_{MD} (pF/m) |
|--------------------|-----------------|-----------------|
| Câble vrac | 677.6 | 34.15 |
| Câble gainé | 496.1 | 56.67 |

L'impédance caractéristique Z_c et la vitesse de propagation v de ce mode différentiel pour les deux câbles sont données dans le tableau suivant :

Tableau III.3. L'impédance caractéristique et la vitesse de propagation de mode différentiel dans les deux types de câbles.

| | Z_C (Ω) | v (m/s) |
|--------------------|--------------------|-------------------|
| Câble vrac | 140.8 | $2.08 \cdot 10^8$ |
| Câble gainé | 93.5 | $1.88 \cdot 10^8$ |

La figure III.2 présente les résultats de mesure du gain d'insertion entre la prise P1 et P6 pour les trois configurations suivantes :

- avec une dérivation POP1 de 2,6 m située à l'extérieur du trajet direct P1P6 ;
- avec deux dérivation : POP1 de 2,6 m et P4P8 de 1.5 m ;
- avec deux dérivation : POP1 de 2,6 m et P4P8 de 3.2 m.

On peut observer sur la figure que le comportement fréquentiel est à peu près semblable entre les deux câbles. Notons ici, que même en l'absence de dérivation au point P4, le tronçon en circuit ouvert noté POP1 engendre des phénomènes de résonance

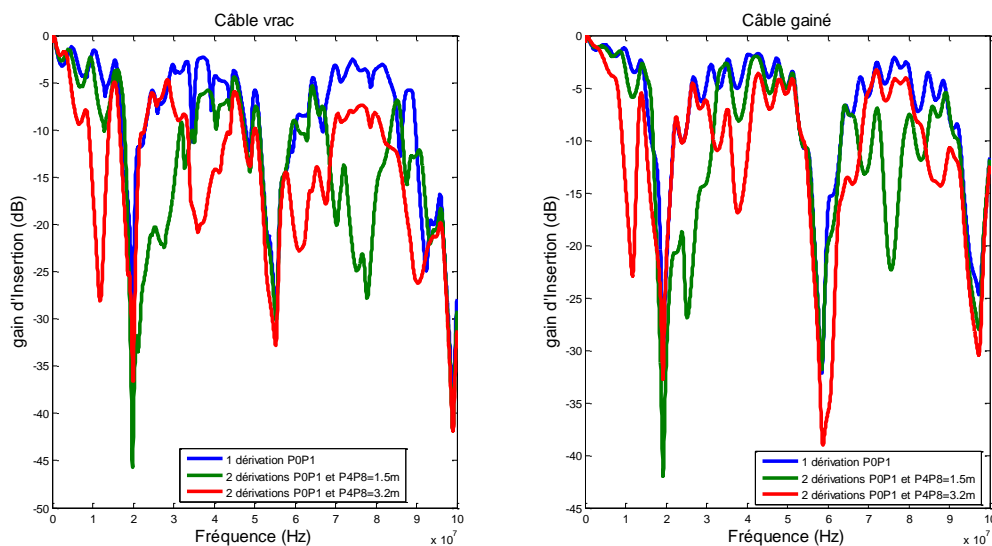


Figure III.2 Gain d'insertion entre P1 et P6 pour les deux câbles.

Les premières fréquences d'évanouissement induites par les dérivation POP1 = 2.6 m, P4P8 = 1.5 m et P4P8 = 3.2 m peuvent être estimées en utilisant l'équation (II.55) au mode

différentiel. Le tableau III.4 présente une comparaison entre les premières fréquences d'évanouissement théoriques et celles mesurées pour les deux types câbles.

Tableau III.4. Comparaison des premières fréquences d'évanouissements Théorie/Mesure.

| | Fréquences d'évanouissement (MHz) | | | |
|---------------------|--|--------|-------------|--------|
| | Câble vrac | | Câble gainé | |
| | Théorique | Mesure | Théorique | Mesure |
| P0P1 | 20 | 20.1 | 18 | 19.2 |
| P4P8 = 1.5 m | 34.6 | 27.8 | 31.3 | 25.2 |
| P4P8 = 3.2 m | 16.2 | 12.1 | 14.6 | 11.6 |

On remarque que les fréquences d'évanouissement théoriques et mesurées sont pratiquement les mêmes pour la branche *P0P1*. Par contre, on constate une différence pour les fréquences d'évanouissement issues de la dérivation *P4P8*. Cette différence s'explique, entre autres, par le fait que la dérivation en *P4* est réalisée au moyen d'un câble bifilaire (une simple rallonge domestique) dont la structure n'a pas été prise en compte lors du calcul théorique. En effet, on a supposé dans le calcul théorique que le câble du réseau est un câble trifilaire "vrac" (ou gainé) quel que soit le tronçon.

3.3 Impact de la position d'un des deux modems

Dans cette section, nous étudierons l'influence de la position du récepteur sur les performances de la liaison en termes de gain d'insertion et de capacité. Dans ce paragraphe, la dérivation *P4P8* a été retirée. Toutes les prises de courant sont en circuit ouvert à l'exception des deux prises choisies pour l'implantation des modems et qui sont simulés par une impédance de 50 Ω . L'émetteur est systématiquement positionné en *P1*, le récepteur étant positionné successivement en *P2*, *P3*, *P4*, *P5* et *P6*.

La figure III.3 présente le gain d'insertion entre la prise *P1* et les autres prises *Pi* du réseau. Nous constatons que les gains d'insertion présentent des évanouissements successifs, trois d'entre eux se situant aux fréquences 20 MHz, 55 MHz et 98 MHz, l'atténuation maximale variant de 30 à 40 dB. Ces évanouissements sont causés par la dérivation *P0P1*, comme nous l'avons vu au paragraphe précédent.

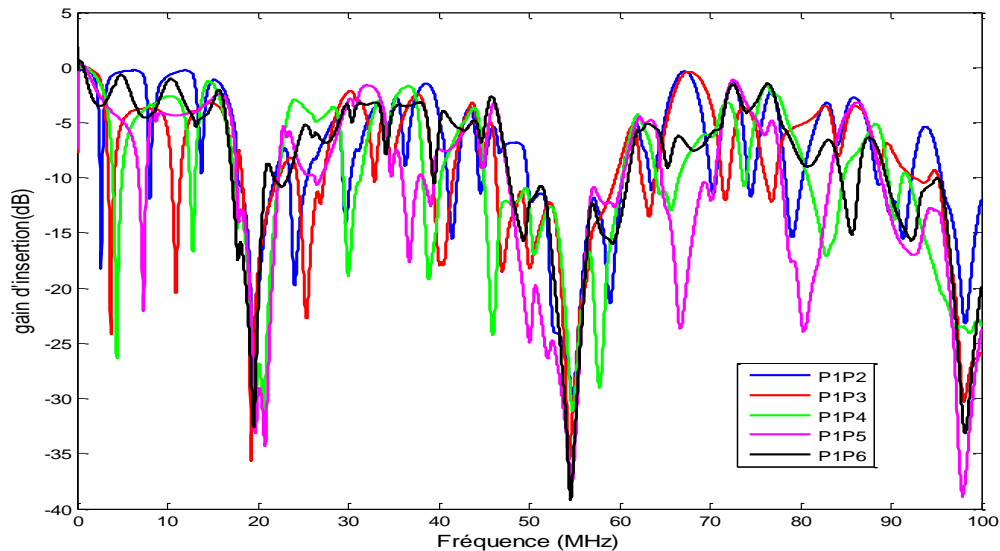


Figure III.3 Mesure du gain d'insertion entre les différentes prises

La fonction cumulative des différents gains dans la bande de fréquence [1.8-86] MHz est donnée par la figure III.4. On peut constater que l'atténuation augmente très légèrement (environ 2 dB pour une probabilité de 0.5) en fonction de la position du récepteur pour les liaisons P1P2 à P1P5. Par contre, pour la liaison P1P6 qui correspond à la plus longue distance entre l'émission et la réception, on observe une diminution du nombre d'évanouissements fréquentiels et donc une diminution de l'atténuation. En effet la liaison P1P6 représente un cas particulier, puisque dans cette configuration la transmission CPL ne voit que la dérivation P1P0. Dans les autres cas, le signal subit deux dérivations, une en parallèle de l'émission (P0P1) et une en parallèle de la réception, et qui provoquent une succession d'évanouissements fréquentiels du signal.

Le tableau III.5 présente le gain d'insertion mesuré pour une probabilité de 0.2, 0.5 et 0.8.

Tableau III.5. Gain d'insertion entre les différentes prises pour une probabilité de 0.2, 0.5 et 0.8.

| Probabilité | Gain d'insertion (dB) | | | | |
|-------------|-----------------------|-------|-------|-------|-------|
| | P1P2 | P1P3 | P1P4 | P1P5 | P1P6 |
| 0.2 | -12.6 | -13.3 | -15.4 | -17.1 | -11.4 |
| 0.5 | -6.6 | -7.3 | -8.2 | -8.9 | -5.7 |
| 0.8 | -2.32 | -3.6 | -3.6 | -4.1 | -3.1 |

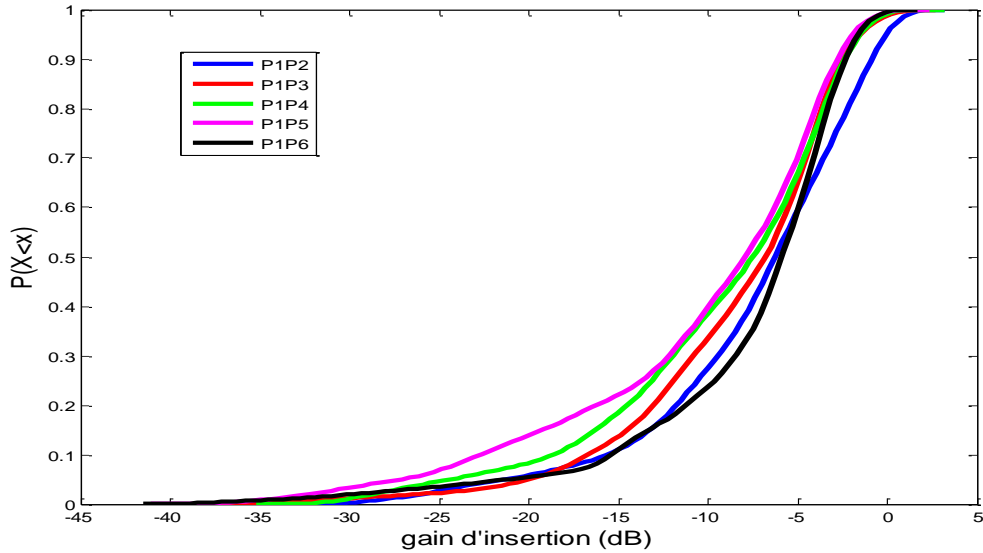


Figure III.4 Fonction cumulative des différents gains mesurés.

La capacité des différentes liaisons est donnée dans la figure III.5 en fonction de la sous-bande de fréquence. On rappelle que dans notre étude, nous avons choisi une DSP à l'émission de -50 dBm/Hz dans la bande 1-30MHz et de -80 dBm/Hz dans la bande 30-86 MHz. La puissance du bruit est choisie égale à -120 dBm/Hz. Ainsi, les capacités sont calculées pour un SNR à l'émission de 70 dB dans la bande [1-30] MHz et de 40 dB dans la bande [30-86] MHz. On observe que la capacité dans chaque sous-bande varie en fonction de la fréquence de 0.43 Mbit/s à 0.75 Mbit/s, et suit le comportement du gain d'insertion. La capacité totale du canal CPL est calculée en faisant la somme des capacités sur les bandes de fréquence de 24 kHz.

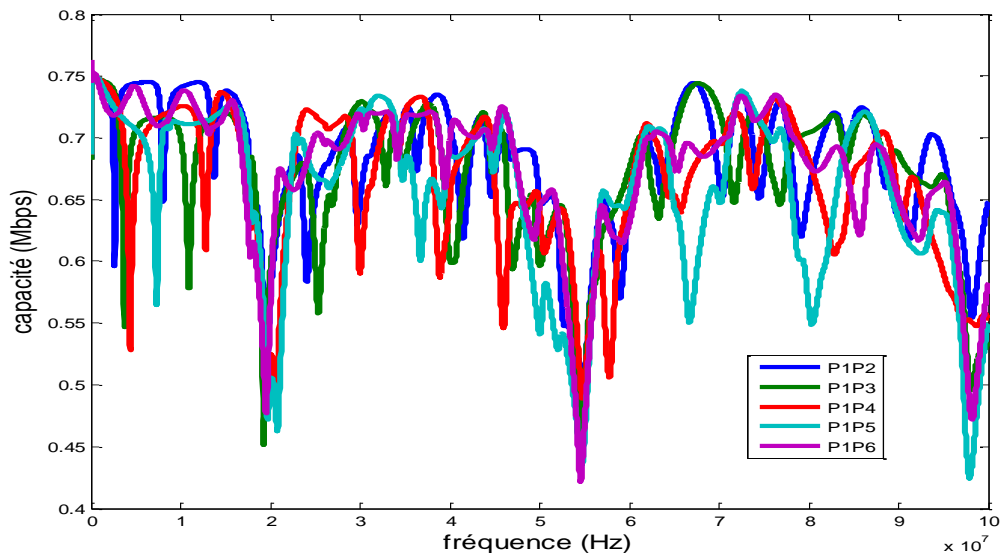


Figure III.5 Capacité du canal entre des prises successives, toutes les autres prises étant en circuit ouvert

La capacité totale calculée pour les différentes liaisons dans la bande de fréquence 1.8-86 MHz est donnée par le tableau III.6. On peut constater que la capacité ne dépend pratiquement pas de la position des modems dans notre réseau. En effet, même si nous avons constaté une faible augmentation du gain d'insertion avec la position du récepteur, comme la capacité est calculée pour un SNR élevé (>40 dB), la position du récepteur n'engendre pas de variation notable de la capacité. Rappelons ici que toutes les prises, à l'exception des prises où sont placés les modems, sont en circuit ouvert. Nous allons donc étudier dans le paragraphe suivant l'influence des charges en tout point du réseau.

Tableau III.6. Capacité entre les différentes prises

| | P1P2 | P1P3 | P1P4 | P1P5 | P1P6 |
|--------------------------|------|------|------|------|------|
| Capacité (Gbit/s) | 1.18 | 1.16 | 1.13 | 1.11 | 1.18 |

3.4 Impact des impédances de charges

Le branchement d'appareils électriques sur le réseau produit des modifications de ses caractéristiques. Dans cette section, nous étudions l'effet des impédances de charges (appareils électriques) sur les performances de la liaison CPL de notre réseau de mesure.

La fonction de transfert est mesurée entre la prise P1 et P6 en l'absence de la dérivation P4P8 et en connectant successivement différentes charges sur les prises P2, P3, P4 puis P5. Les charges utilisées pour cette étude sont branchées au réseau ainsi : une alimentation de laboratoire 30 V branchée en P2, une unité centrale d'un ordinateur branchée en P3, un écran

d'ordinateur fixe en P4 et un ordinateur portable branché en P5. La figure III.6 donne le gain d'insertion mesuré pour les différentes configurations de charge du réseau.

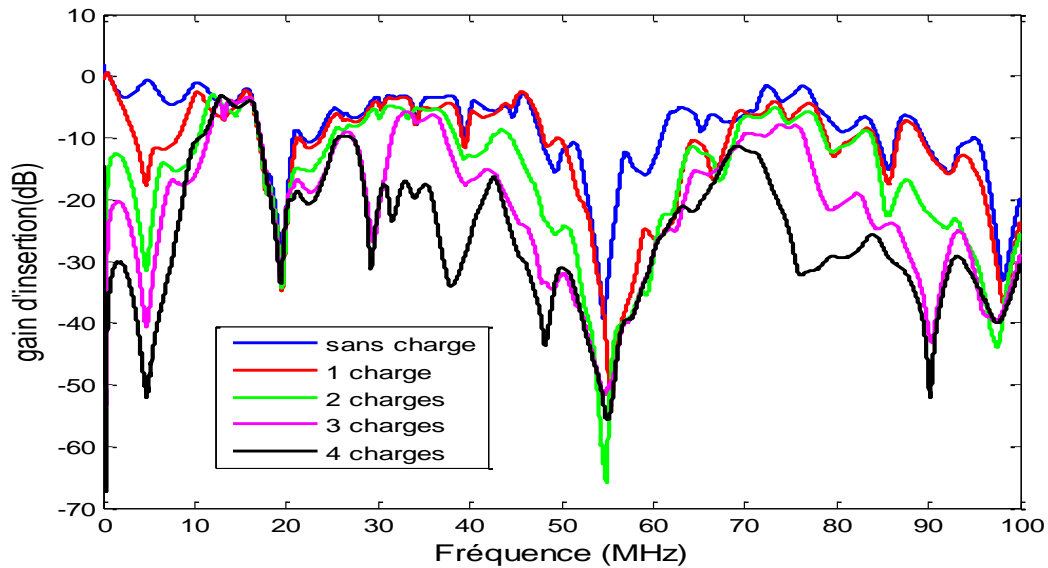


Figure III.6 Mesure du gain d'insertion pour les différentes configurations de charge du réseau.

La connexion des appareils électriques au réseau entraîne de fortes perturbations de la fonction de transfert. On remarque des évanouissements très importants à certaines fréquences. Leurs localisations dépendent de la longueur des cordons d'alimentation des appareils, de leurs positions et de leurs impédances de charge.

La figure III.6 montre que l'atténuation de la fonction de transfert du canal augmente avec le nombre de charges connectées au réseau. La fonction cumulative des différents gains d'insertion entre 1.8 MHz et 86 MHz est donnée par la figure III.7 et souligne encore plus la conclusion précédente.

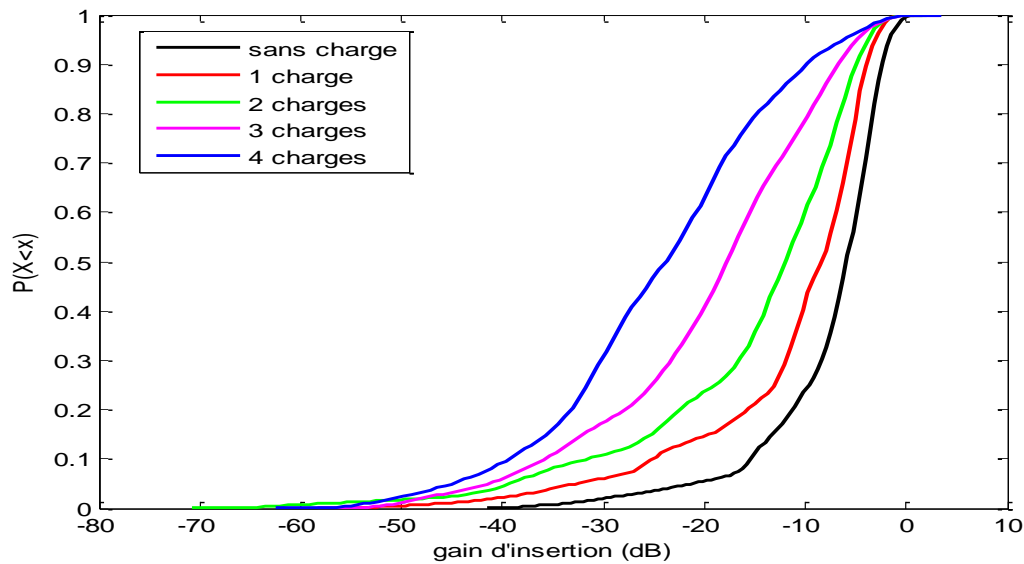


Figure III.7 Cdf des différents gains d'insertion.

Le tableau III.7 présente le gain d'insertion mesuré pour une probabilité de 0.2, 0.5 et 0.8.

Tableau III.7. Gain d'insertion pour une probabilité de 0.2, 0.5 et 0.8.

| Probabilité | Gain d'insertion (dB) | | | | |
|-------------|-----------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | Sans charge | 1 charges | 2 charges | 3 charges | 4 charges |
| 0.2 | -12.7 | -16.9 | -24.9 | -31.8 | -35 |
| 0.5 | -6.5 | -9.4 | -13.6 | -20.1 | -27 |
| 0.8 | -3.3 | -5 | -6.9 | -10.5 | -16 |

La capacité du canal a été calculée dans la bande de fréquence [1.8– 86 MHz] en fonction des différentes charges connectées au réseau et pour un SNR à l'émission de 70 dB et 40 dB respectivement dans la bande [1-30] MHz et [30-86] MHz. Les capacités sont présentées dans le tableau III.8. Comme on pouvait s'y attendre la capacité décroît avec le nombre des appareils connectés, ce qui correspond à une perte de débit d'environ 38 % lorsque le réseau est intégralement chargé comparée au sans charge.

Tableau III.8. Capacité en fonction des charges connectées au réseau.

| | Sans charge | 1 charge | 2 charges | 3 charges | 4 charges |
|--------------------------|-------------|----------|-----------|-----------|-----------|
| Capacité (Gbit/s) | 1.18 | 1.08 | 0.99 | 0.869 | 0.735 |

3.5 Impact du réseau de distribution

Dans cette section, nous présentons les mesures du gain d'insertion entre différentes prises du réseau en soulignant l'impact de la connexion au réseau de distribution du bâtiment complet. Dans cette étude, le réseau de distribution EDF du bâtiment est connecté à notre réseau de mesure par la prise P0 et les résultats de mesure sont comparés à ceux obtenus

lorsque notre réseau est isolé du secteur EDF. Dans cette étude, on a supposé que toutes les prises de courant, hormis celles où sont connectés les modems, sont en circuit ouvert. La comparaison a été faite en termes du gain d'insertion pour les liaisons P1P2 et P1P6 du réseau type. On constate naturellement la disparition des évanouissements dus à la dérivation POP1 lorsque le secteur est branché, puisque P0 n'est plus en circuit ouvert.

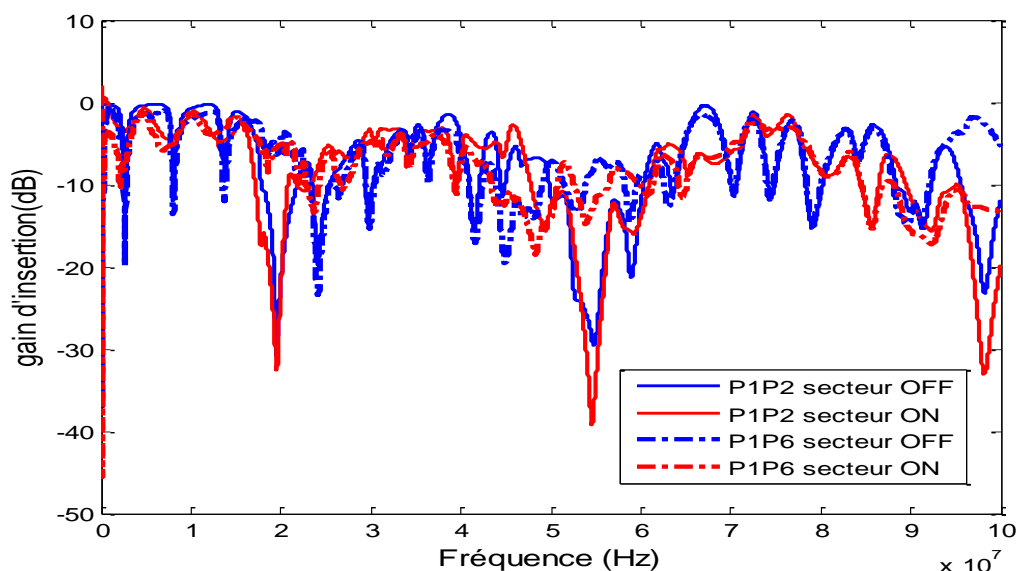


Figure III.8 Effet du secteur EDF sur la fonction de transfert de la liaison CPL.

Les fonctions cumulatives des gains d'insertion avec et sans connexion au secteur EDF dans la bande de fréquence [1.8-86MHz] sont présentées dans la figure III.9. La capacité totale du canal dans la bande de fréquences [1.8– 86] MHz est de 1.18 Gbit/s et 1.20 Gbit/s respectivement dans les cas non raccordé et raccordé au réseau du bâtiment. On constate ainsi une très légère augmentation du débit maximum dans le cas raccordé qui s'explique par la suppression des évanouissements causés par la longueur de la dérivation POP1 en circuit ouvert dans le cas non raccordé. La connexion EDF revient à charger la prise P0 non par un circuit ouvert mais par l'impédance du réseau ce qui, dans l'étude statistique, qui suivra dans les paragraphes suivants, revient à introduire une charge arbitraire en P0.

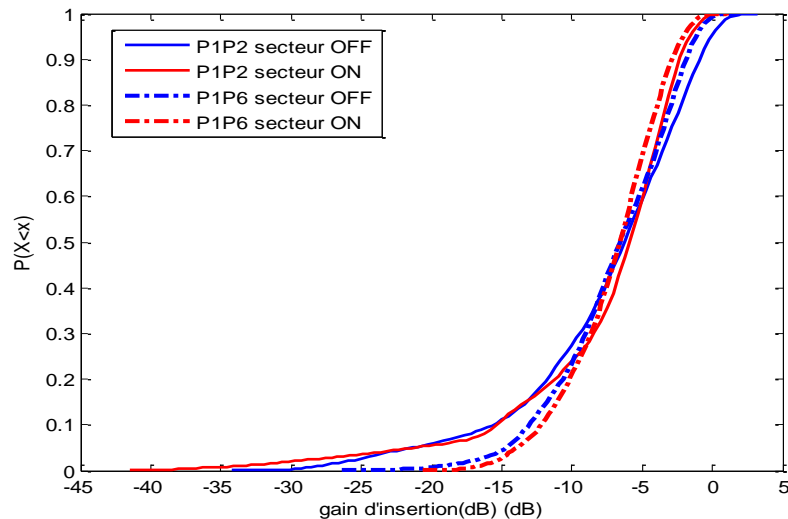


Figure III.9 CDF des gains d'insertion entre 1 et 86 MHz.

3.6 Conclusion sur les résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous avons étudié l'effet des impédances de charges, de la position relative de l'émetteur et du récepteur, de la longueur de la dérivation d'un réseau type sur les performances de la liaison, et de l'impact de la connexion du réseau test au réseau du bâtiment. Il en ressort que l'impact des charges et de la dérivation est important sur le gain d'insertion, et donc sur le débit du lien CPL. Il a été constaté que le débit de la liaison est relativement constant en fonction de la position relative Emetteur-Récepteur dans notre réseau et que le débit subit une forte diminution lorsque toutes les prises entre l'émetteur et le récepteur sont chargées par rapport au cas sans charge. La mesure avec un analyseur de réseau est relativement consommatrice de temps, et ne permet pas de tester un grand nombre de configurations topologiques et de charges possibles. C'est pourquoi dans un deuxième temps, l'effet des impédances de charge et de la topologie du réseau est étudié grâce au modèle du réseau réalisé sous CRIPTE.

4 Modélisation de l'effet des impédances de charges domestiques

Dans cette étude nous allons évaluer l'impact de la topologie et des impédances de charges domestiques sur les performances du canal de propagation CPL en termes de gain d'insertion et de la capacité de Shannon.

Nous étudierons tout d'abord les cas successifs d'un réseau sans dérivation, puis avec une dérivation de longueur L variable. Ensuite, une étude statistique en distribuant aléatoirement

les impédances de charge et la longueur de la dérivation sera menée pour déduire les caractéristiques large bande du réseau et les performances d'une liaison CPL.

4.1 Rappel de la configuration du réseau modélisé

Pour faciliter la lecture de ce document, nous rappelons également dans ce paragraphe la configuration de la géométrie de notre réseau modélisé. La topologie du réseau est composée d'une ligne à trois conducteurs de longueur 22.7 m, disposant de sept jonctions ou prises. La longueur des différents tronçons constituant le réseau est rappelée sur la figure III.10. Les paramètres primaires du câble trifilaire donnés en II.50 ont été introduits dans notre modèle.

L'émetteur et le récepteur sont connectés au réseau entre la phase et le neutre respectivement aux prises P1 et P6. Une impédance de 50Ω simulant le modem a été insérée à l'émission et à la réception entre la phase et le neutre. Ce réseau possède deux dérivation amovibles vues de la transmission directe P1P6 : une dérivation fixe en parallèle de l'émission en P1, notée P0P1, et une dérivation de longueur L variable en P4, notée P4P8.

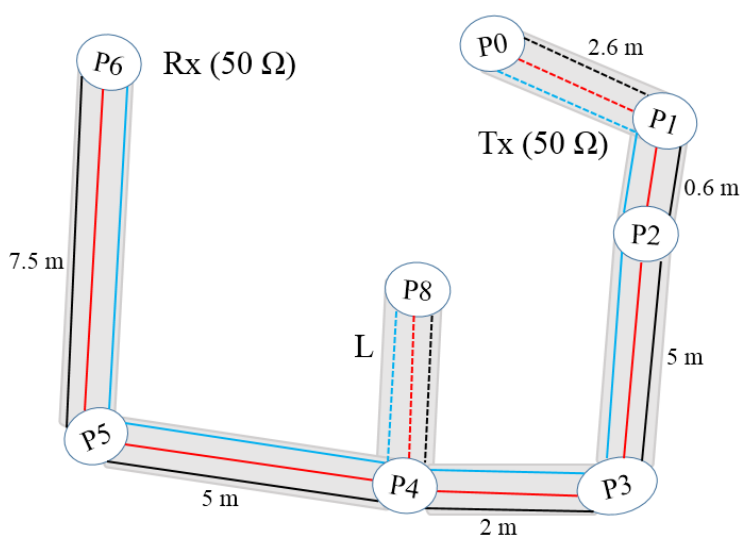


Figure III.10 Rappel de la topologie du réseau modélisé.

Les différentes impédances de charges domestiques issues de [6] et classées en 5 classes seront modélisées par leurs modèles RLC présentés précédemment au paragraphe 4.4 du chapitre II et insérées dans notre outil de simulation.

4.2 Etude d'un réseau en l'absence de dérivation

Dans cette section, nous considérons la liaison en l'absence de toute dérivation, c'est-à-dire P0P1 et P4P8 ont été retirées. Nous étudierons dans une première étape, l'effet d'une impédance de charge connectée à la liaison sur le gain d'insertion et la capacité du canal, puis nous étudierons le réseau quand l'ensemble des prises de courant sont chargées.

4.2.1 Influence d'une impédance de charge connectée en P4

La figure III.11 représente la variation du gain d'insertion en fonction de la fréquence pour trois classes d'impédance : Classe 2 état 1, Classe 3 et Classe 4, branchées en P4. Le cas d'un circuit ouvert, c'est-à-dire quand aucune charge n'est connectée au réseau a été également considéré, ce dernier cas constitue dans la suite de notre étude un cas de référence (cas idéal).

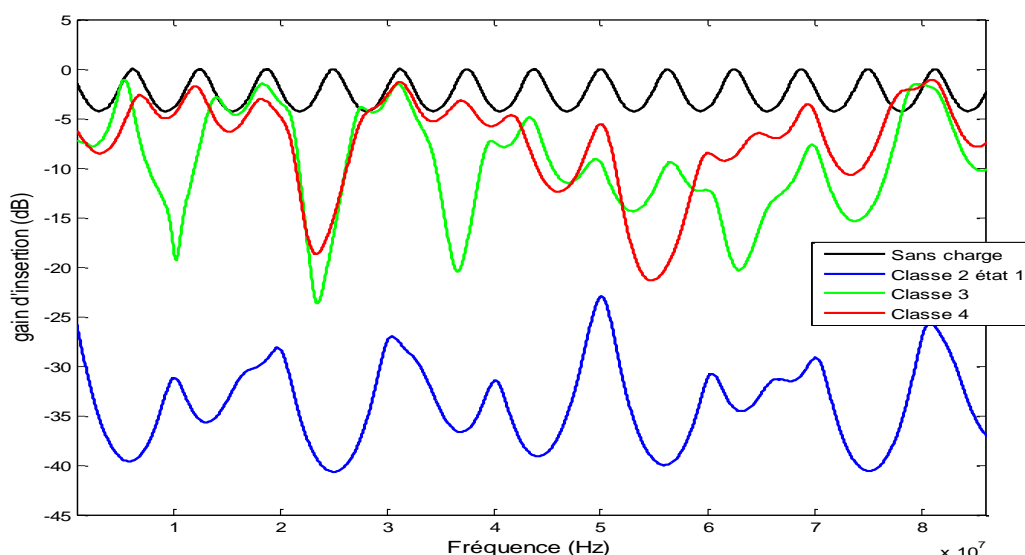


Figure III.11 Gain d'insertion en fonction des différentes charges connectées en P4, les autres prises de courant sont en circuit ouvert.

Les gains d'insertion pour la classe 3 et la classe 4 présentent une atténuation moyenne respectivement de l'ordre de 9.6 et 7.5 dB par rapport au cas de référence où aucune charge n'est connectée au réseau.

On peut constater que la charge de la classe 2 état 1, produit une forte atténuation du gain d'insertion. En effet, celle-ci représente une impédance de 2Ω qui court-circuite presque la ligne. L'insertion de cette impédance directement sur la ligne cause une chute très importante de la capacité du canal comme le montre le tableau III.9, la valeur médiane de la capacité étant égale à 352 Mbit/s. Pour les autres classes, ce tableau montre que la capacité ne varie

pas beaucoup et reste de l'ordre de 1000 Mbit/s ; cette valeur est comparable à 1180 Mbit/s obtenue dans le cas sans charge ou lorsque la classe 2 état 2 est connectée au réseau.

Tableau III.9. Capacité du canal lorsqu'une charge est connectée à la prise P4.

| Capacité (Mbit/s) dans [1.8-86] MHz | | | | | | |
|--|----------|-----------------|-----------------|----------|----------|----------|
| Sans charge | Classe 1 | Classe 2 état 1 | Classe 2 état 2 | Classe 3 | Classe 4 | Classe 5 |
| 1180 | 1030 | 352 | 1170 | 977 | 1039 | 1013 |

Des résultats similaires ont été obtenus en changeant la position de la charge sur le réseau entre P1 et P6. Dans la pratique, les appareils de la classe 2 ne doivent pas être branchés directement à une prise, mais doivent être branchés par l'intermédiaire d'un câble ayant une longueur minimale de 50 cm comme nous le verrons au paragraphe 4.3.2 afin de limiter, en dehors des phénomènes de résonance, la valeur de l'impédance ramenée sur la ligne CPL.

4.2.2 Influence des charges connectées aux différentes prises

Dans cette étude, les 4 prises P2, P3 et P4 et P5 situées entre la prise d'émission P1 et celle de réception P6 sont chargées par les différentes classes d'impédance à l'exception de la classe 2 (état 1 et état 2). Dans cette étude, pour chaque configuration testée, les 4 prises sont chargées par des impédances différentes. L'analyse porte donc sur 24 configurations possibles. La figure III.12 représente la capacité de la liaison pour les différentes configurations. L'analyse statistique des résultats obtenus montre que la valeur médiane de la capacité du canal, quand toutes les prises sont chargées, est égale à 555 Mbits/s au lieu de 1000 Mbit/s lorsqu'une seule prise est chargée. L'écart-type de la capacité est de l'ordre de 4 Mbit/s, ce qui signifie que la capacité du canal est indépendante de la distribution des impédances sur les prises.

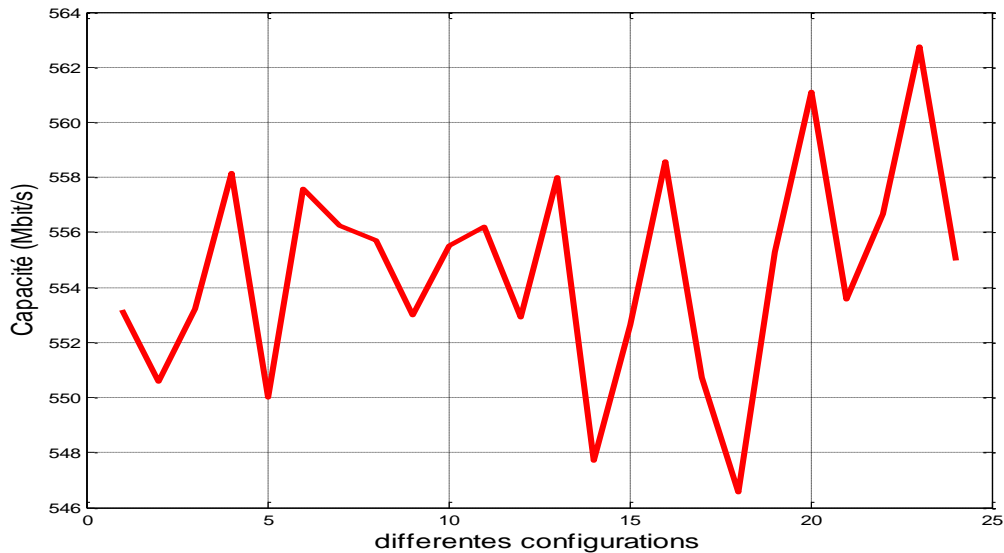


Figure III.12 Capacité du canal pour les différentes configurations de charges.

4.3 Etude d'un réseau en présence d'une dérivation située entre les modems

Dans cette étude, la dérivation P4P8 de longueur variable L est ajoutée à notre réseau modélisé. Cette dérivation est branchée sur la prise P4 positionnée entre l'émetteur branché en P1 et le récepteur branché en P6.

4.3.1 Cas d'une dérivation en circuit ouvert

Dans ce paragraphe, nous étudions l'impact de la longueur d'une dérivation sur la réponse fréquentielle du réseau, quand la dérivation est terminée par un circuit-ouvert et quand aucune charge n'est branchée sur les prises du réseau. Pour cela, nous avons fait varier la longueur de la dérivation P4P8 de 0 à 9.5 m par pas de 0.5 m et calculé la fonction de transfert entre P1 et P6. La figure III.13 donne le gain d'insertion de la liaison P1P6 pour quelques longueurs de la dérivation P4P8. Les fréquences auxquelles se produisent les évanouissements dépendent évidemment de la longueur de la dérivation, et peuvent être estimées en appliquant l'expression II.55 au mode différentiel.

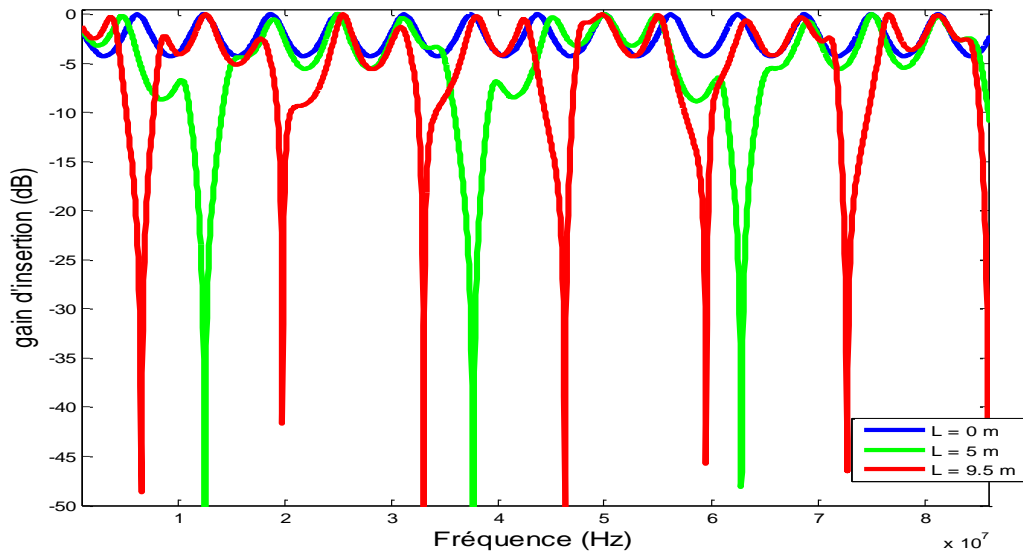


Figure III.13 Impact de la longueur de la dérivation, P4P8 en circuit ouvert.

La capacité du canal a été calculée dans la bande de fréquence [1.8– 86] MHz en fonction des différentes longueurs de la dérivation et est présentée sur la figure III.14. On remarque une perte de la capacité d'environ 7% (de 1180 Mbit/s à 1100 Mbit/s) lorsque la longueur de la dérivation passe de 0 à 1 m. La capacité est quasiment identique pour les longueurs supérieures à 1 m.

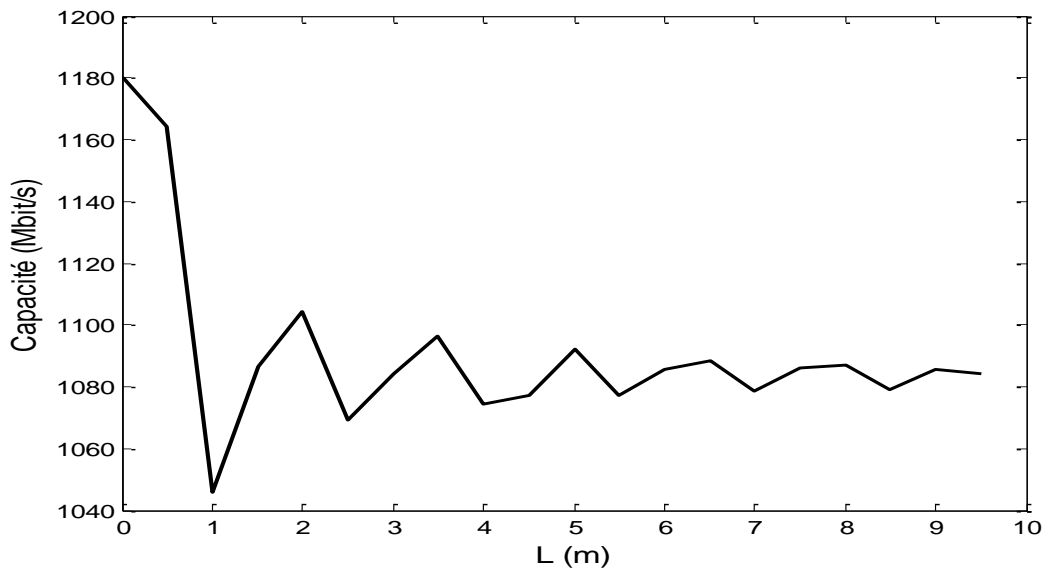


Figure III.14 Capacité du canal en fonction de la longueur L de la dérivation P4P8.

4.3.2 Cas d'une dérivation chargée par différentes classes d'impédance

Dans ce paragraphe, nous allons évaluer l'impact d'une dérivation terminée non par un circuit ouvert comme dans le paragraphe précédent, mais par différentes classes d'impédances domestiques.

Pour chaque classe d'impédance nous avons fait varier la longueur L de la dérivation entre 0 et 9.5 m. Les résultats de simulation de la liaison P1P6 sont comparés avec ceux obtenus pour une dérivation terminée par un circuit ouvert. Les résultats de simulation avec une dérivation de 1.5 m pour les différentes classes sont représentés sur la figure III.15.

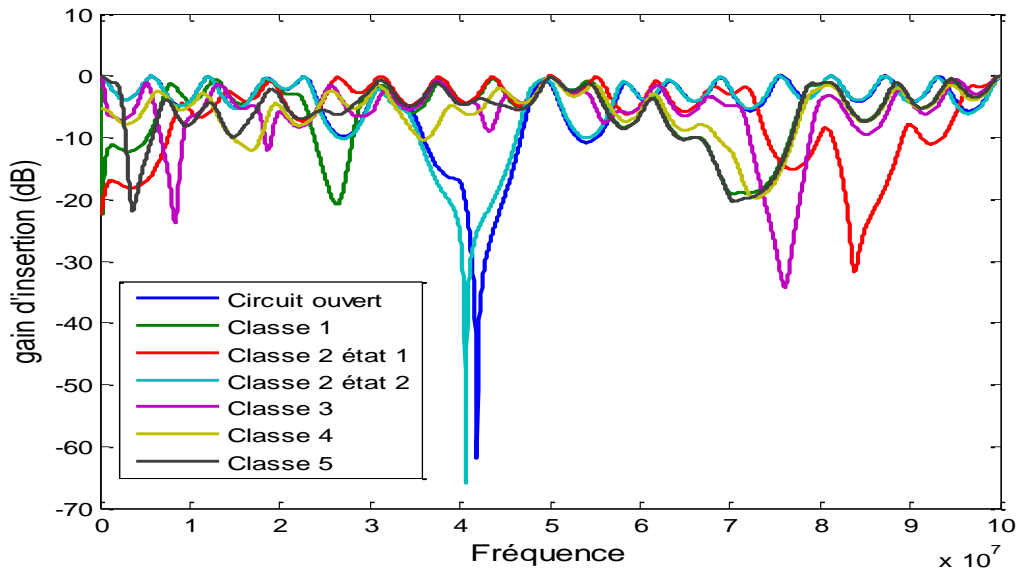


Figure III.15 Impact de la variation de l'impédance de charge à l'extrémité de la dérivation sur la réponse du canal, L=1.5 m.

On peut constater que la classe 2 (état2) présente le même comportement que le circuit ouvert. La fréquence d'évanouissement causée par la dérivation P4P8 pour cette classe est 41 MHz, cette fréquence est presque égale à la fréquence estimée en utilisant l'équation II.55 au mode différentiel pour un circuit ouvert. Pour la classe 2 (état1), classe d'impédance proche du court-circuit, la première fréquence d'évanouissement observée est 83 MHz, qui correspond bien à la première fréquence d'évanouissement en fonction de la longueur l_i de la dérivation en court-circuit, comme suit :

$$f_{0,l_i} = \frac{v}{2l_i} \quad (\text{III.12})$$

Les fréquences d'évanouissements supérieures sont les multiples pairs de la première fréquence :

$$f_{n,l_i} = 2n * f_{0,l_i} \quad (\text{III.13})$$

La figure III.16 présente la fonction cumulative du gain d'insertion calculée dans la bande de fréquence [1.8-86] MHz pour les différentes classes d'impédance avec une dérivation de

longueur $L = 5$ m. On peut constater que les différentes courbes sont presque superposées. La valeur médiane du gain d'insertion est d'environ -4 dB quelle que soit la charge ; la probabilité d'obtenir un gain d'insertion supérieur à -10 dB étant de 90%. Pour une longueur de 5 m, on peut ainsi s'attendre à ce que la capacité du canal ne soit pas très sensible à la charge connectée à la branche. Cependant, comme le nombre d'évanouissements augmente avec la longueur de la branche, l'impact de la longueur de la dérivation sur la capacité du canal sera traité dans le paragraphe suivant.

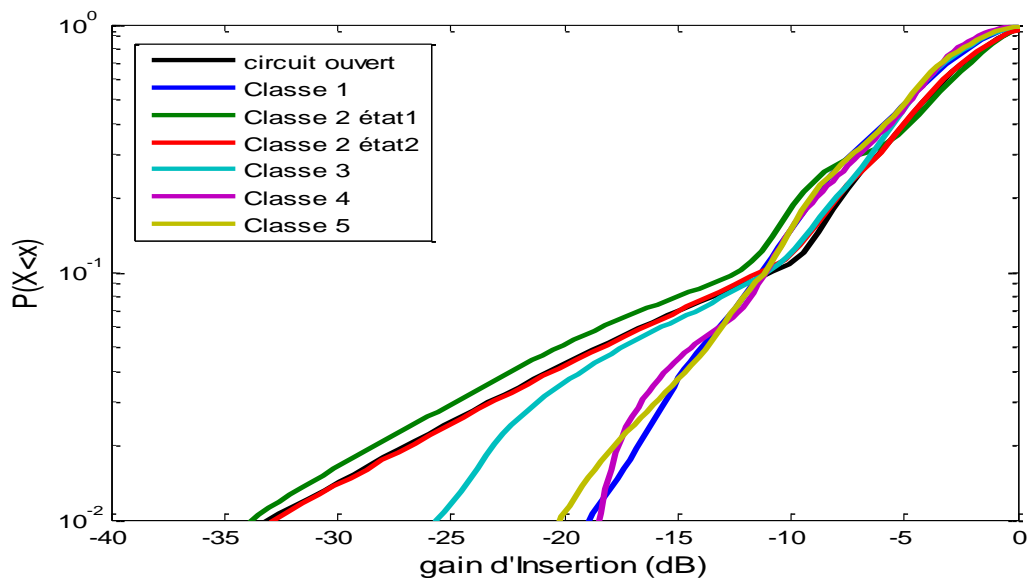


Figure III.16 CDF des différents gains en fonction de la charge située en P8 pour $L = 5$ m.

La capacité du canal a été calculée dans la bande de fréquence $[1.8-86]$ MHz en fonction des impédances des différentes classes et en fonction des différentes longueurs de la dérivation et est présentée figure III.17.

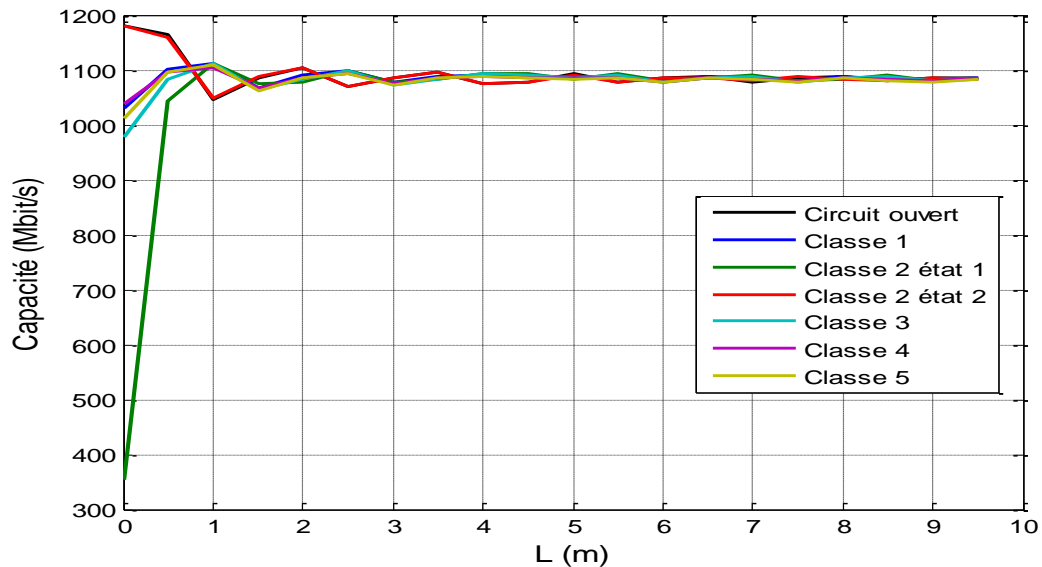


Figure III.17 Capacité du canal en fonction de la longueur de la dérivation pour les différentes classes d'impédance.

On peut constater que la valeur moyenne de la capacité varie aux alentours de 1100 Mbit/s pour une longueur de la dérivation supérieure à 1 m. Cette valeur est comparable avec 1180 Mbits/s obtenue dans le cas idéal où aucune charge n'est connectée à la liaison directe de transmission.

Afin d'expliquer pourquoi la capacité du canal ne varie pas en fonction de la longueur de la dérivation, nous considérons le pire cas de charge de la liaison, c'est-à-dire quand la dérivation est chargée par une impédance de classe 2 état 1, correspondant à une faible valeur d'impédance. Le tableau III.10 présente le pourcentage de sous porteuses subissant une atténuation entre 0 et 5 dB, entre 5 et 10 dB et supérieure à 10 dB par rapport au cas de référence sans branche ni charge connectée entre l'émetteur et le récepteur. Le tableau montre que le pourcentage des sous-porteuses atténuées d'un facteur supérieur à 10 dB est de 100% pour $L = 0$; ce pourcentage diminuant rapidement avec L et devenant presque constant pour des longueurs supérieures à 1 m. Ainsi, on peut conclure que les impédances de classe 2 doivent être branchées à une prise par l'intermédiaire d'un câble d'alimentation de longueur minimal de 1 m afin de limiter la valeur de leur impédance ramenée sur la ligne CPL, et donc de réduire leur impact néfaste sur la transmission.

Tableau III.10. Pourcentage des sous-porteuses atténuées par un facteur donné pour différentes longueurs de la dérivation, la dérivation étant terminée par une impédance de 2Ω .

| Pourcentage des sous-porteuses atténuées | | | |
|---|-------------------------|--------------------------|-----------------------------------|
| | Atténuation 0 - 5 dB | Atténuation 5 - 10 dB | Atténuation supérieure à 10 dB |
| L = 0 | 0 % | 0 % | 100 % |
| L = 0.5 m | 45 % | 32 % | 22 % |
| L = 1 m | 70 % | 21 % | 9 % |
| L = 3 m | 61 % | 17 % | 21 % |

Pour les classes d'impédance en dehors de la classe 2 et du circuit ouvert, nous constatons sur la figure III.17 que les capacités calculées quand $L=0$, c'est-à-dire quand les charges sont directement branchées sur les prises du réseau, sont plus faibles que si $L > 1$ m. Cela signifie que pour ces classes d'impédance, la dérivation (quand $L > 1$ m) ramène une impédance plus grande au niveau de la prise. Cette constatation est confirmée par l'étude des gains d'insertion. En effet la figure suivante présente les gains d'insertion et la CDF des gains obtenus avec une impédance de charge de classe 3 connectée en P8 avec $L=0$ m et $L=1.5$ m respectivement dans le cadran de gauche et de droite. On constate ainsi une différence de gain médian de 4 dB en faveur d'une connexion avec une dérivation supérieure à 1 m.

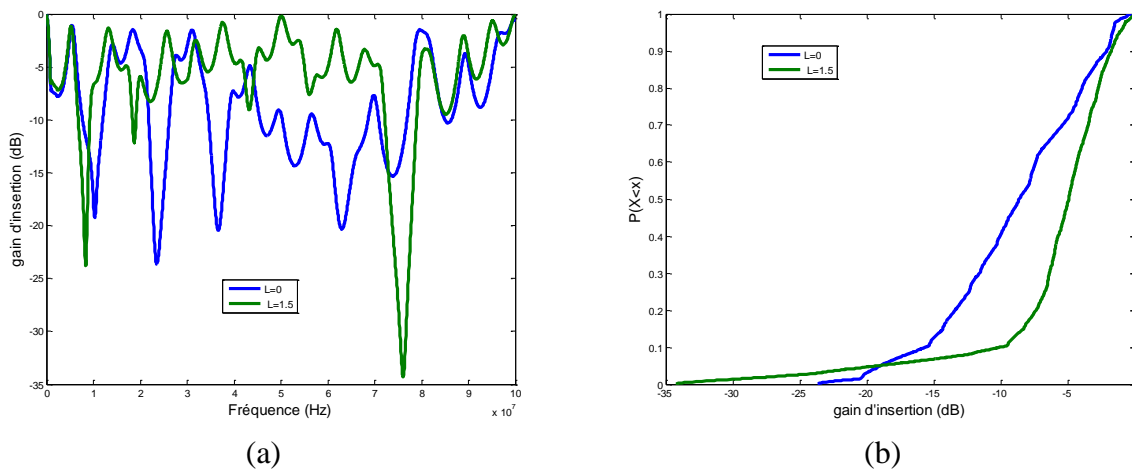


Figure III.18 (a) Gain d'insertion et (b) CDF du gain d'une liaison P1P6 avec impédance de classe 3 en P8 pour $L=0$ et $L=1.5$ m.

4.4 Etude d'un réseau en présence d'une dérivation en parallèle sur le modem d'émission

Dans cette étude, l'objectif est d'étudier l'impact d'une dérivation située en parallèle de l'émetteur. Pour se faire, la dérivation P4P8 a été retirée du réseau et une dérivation POP1 de 2.6 m a été ajoutée afin de bénéficier d'une prise P0 située à l'extérieure du trajet direct.

Dans la figure suivante, à l’instar de la figure III.16, nous présentons la fonction cumulative du gain d’insertion calculée dans la bande de fréquence [1.8-86] MHz pour les différentes classes d’impédance successivement chargé en P0 avec une dérivation POP1 de longueur 2,6 m. Les autres prises sont en circuit ouvert. On peut constater que les différentes courbes sont presque superposées. La valeur médiane du gain d’insertion est d’environ -4 dB quelle que soit la charge. Cependant, on observe que pour une probabilité à 90 %, le gain d’insertion est supérieur à -10 dB pour un circuit ouvert (courbe noire), et le gain est supérieur à -9 dB jusque -6 dB pour les autres charges.

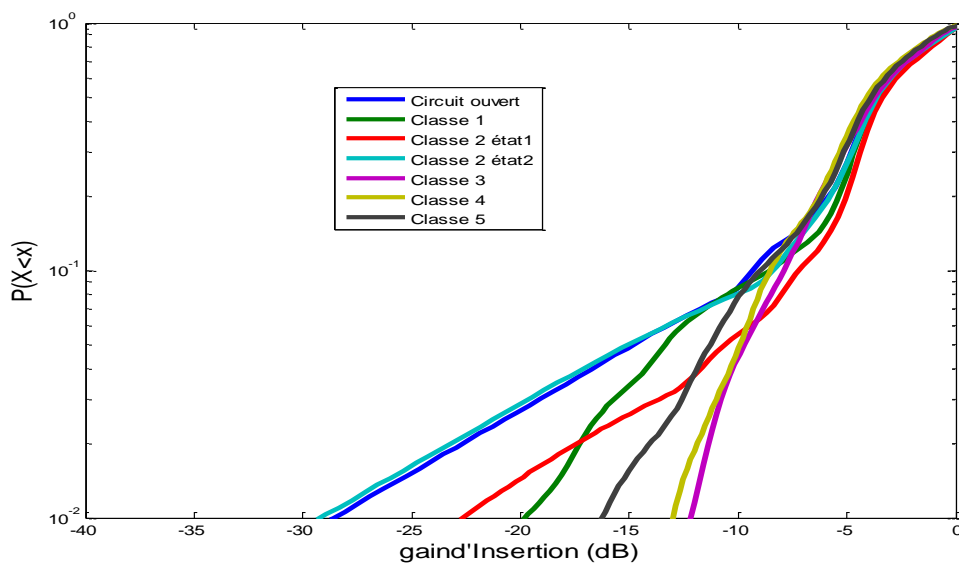


Figure III.19 CDF des différents gains en fonction de la charge située en P0 pour POP1 = 2,6 m.

Pour illustrer ce comportement, nous avons calculé les capacités pour les différentes classes d’impédances dans la bande de fréquence 1.8-86 MHz. Les résultats sont présentés sur le tableau III.11.

Tableau III.11. Capacité du canal lorsqu’une charge est connectée à la prise P0

| | Capacité (Mbit/s) dans [1.8-86] MHz | | | | | | |
|---------------------------|--|----------|-----------------|-----------------|----------|----------|----------|
| | Circuit ouvert | Classe 1 | Classe 2 état 1 | Classe 2 état 2 | Classe 3 | Classe 4 | Classe 5 |
| Charge en P0 (POP1=2,6 m) | 1102 | 1114 | 1124 | 1103 | 1119 | 1111 | 1110 |

On peut observer que les capacités calculées sont relativement identiques et varient autour de la valeur 1.1 Gbit/s. Les capacités sont en outre légèrement plus élevées quand la dérivation située en parallèle sur l’émetteur est chargée par une impédance de charge domestique, que lorsqu’elle est terminée par un circuit-ouvert. De même qu’au paragraphe

précédent, la charge n'a pas d'influence sur les performances de la liaison si celle-ci se trouve sur une dérivation de longueur supérieure à 1 m, et située en parallèle sur l'émetteur.

4.5 Etude statistique des paramètres caractéristiques du canal de transmission

Dans cette étude, trois types de configuration sont considérées :

- une configuration sans dérivation ;
- une configuration avec une seule dérivation P4P8 entre modems, de longueur variable L et connectée en P4 ;
- une configuration avec deux dérivations, une dérivation P4P8 entre modems (de longueur L) et une dérivation P1P0 en parallèle sur le modem d'émission (de longueur 2.6 m).

Dans les trois cas, nous avons effectué une centaine de simulations. Pour chaque simulation, toutes les prises sont chargées par une impédance tirée aléatoirement parmi les classes 1, 3 4 et 5. De même, la longueur L de la dérivation est tirée aléatoirement entre 0.5 m et 9.5 m. Dans cette étude, nous avons exclu le cas où un appareil de classe 2 était directement branché sur une prise, c'est-à-dire en P2, P3, et P5. Cette classe d'appareil, par contre, est autorisée pour les prises P0 et P8 (si $L > 0.5$ m).

Pour l'ensemble de ces configurations, nous avons étudié le gain d'insertion, les caractéristiques large bande (étalement des retard et bande de cohérence) ainsi que la capacité de la liaison P1P6.

4.5.1 Statistique du gain d'insertion

Pour chacune des configurations de dérivation, nous avons calculé les gains d'insertion dans la bande [1.8-86] MHz, et nous avons ensuite tracé la CDF de ces gains à la figure III.20. On constate que les résultats obtenus avec 1 ou 2 dérivations sont sensiblement identiques, comme nous l'avions déjà observé au paragraphe 4.4, où nous avons indiqué qu'une dérivation externe chargée n'influe pas sur les performances de la liaison. Cependant on observe aussi une perte de gain d'environ 5 dB pour une probabilité à 0.5 lorsqu'aucune dérivation n'est connectée au réseau, comparée au cas d'un réseau avec une ou deux dérivations. Cette constatation avait déjà été relevée au paragraphe 4.3.

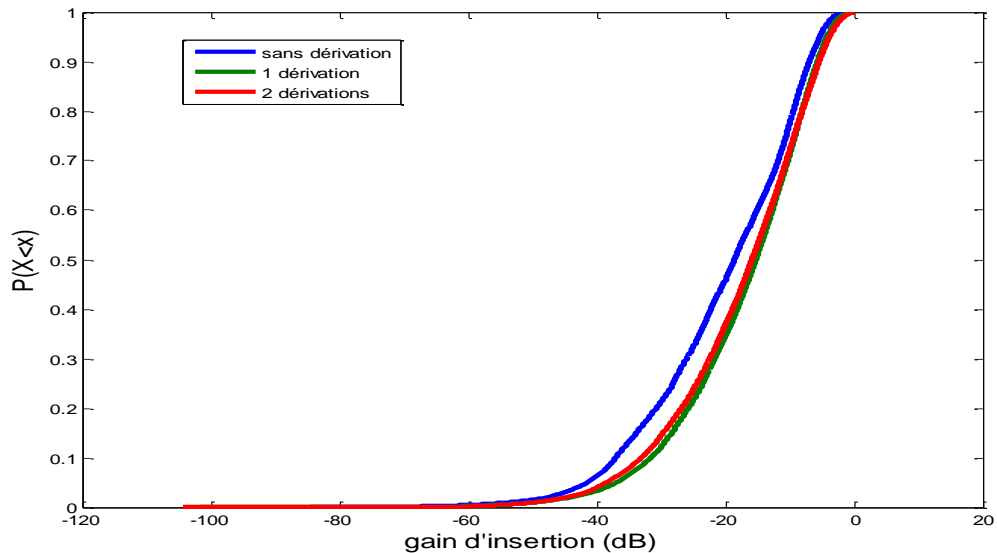


Figure III.20 CDF des gains d'insertion calculés pour les 3 configurations de dérivation.

4.5.2 Statistique des caractéristiques large bande

Etude de la bande de cohérence

La statistique des résultats de la bande de cohérence obtenue pour toutes les simulations effectuées est présentée dans le tableau III.12. Nous observons que la bande de cohérence a une valeur moyenne égale à 918 kHz, 876 kHz et 919 kHz, un minimum égal à 98 kHz, 195 kHz et 244 kHz, et un maximum de l'ordre de 2.24 MHz, 2.24 MHz et 2 MHz respectivement dans le cas sans dérivation, une seule dérivation et deux dérivations. Les dérivations n'ont pas d'effet majeur sur la statistique des bandes de cohérence.

Les cdf des différentes bandes de cohérence calculées sont présentées sur la figure III.21. On observe ainsi que les 3 courbes sont pratiquement identiques. On retiendra que la valeur moyenne de la bande de cohérence est d'environ 900 kHz et que la valeur minimale est d'environ 200 kHz. L'espacement interporteuses de 24.4 kHz pour la transmission CPL est donc une valeur correcte au regard des valeurs statistiques de la bande de cohérence.

Tableau III.12. Statistique de la bande de cohérence des différentes simulations

| Nombre de dérivations | $B_{0,9}$ (kHz) | | | | |
|-----------------------|-----------------|---------|-------------------|-------------------|-----|
| | Minimum | Moyenne | Maximum | 90% | 10% |
| 0 | 98 | 918 | $2.24 \cdot 10^3$ | $1.58 \cdot 10^3$ | 342 |
| 1 | 195 | 876 | $2.24 \cdot 10^3$ | $1.34 \cdot 10^3$ | 439 |
| 2 | 244 | 919 | $2 \cdot 10^3$ | $1.31 \cdot 10^3$ | 561 |

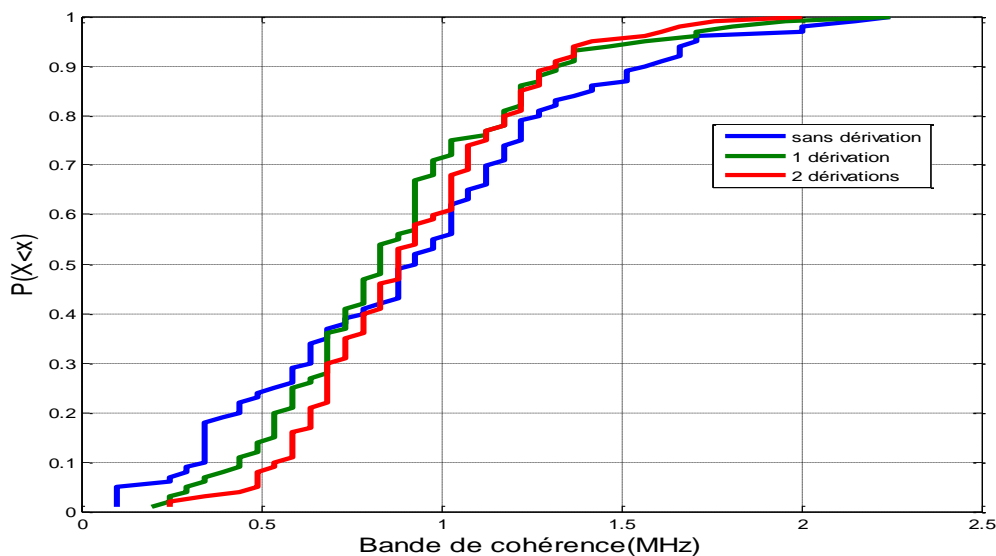


Figure III.21 Cdf de la bande $B_{c0.9}$ calculée pour toutes les configurations de dérivation.

Etude de l'étalement des retards

L'étalement des retards est calculé à partir de la réponse impulsionnelle du canal. Cette dernière est déduite de la fonction de transfert simulée dans le domaine fréquentiel pour toutes les configurations considérées. Nous avons effectué une étude statistique en calculant la valeur moyenne, minimale et maximale du τ_{RMS} pour une atténuation maximale du profil de puissance de 30 dB. Les résultats sont résumés dans le tableau III.13. La cdf des résultats de la statistique est représentée sur la figure III.22.

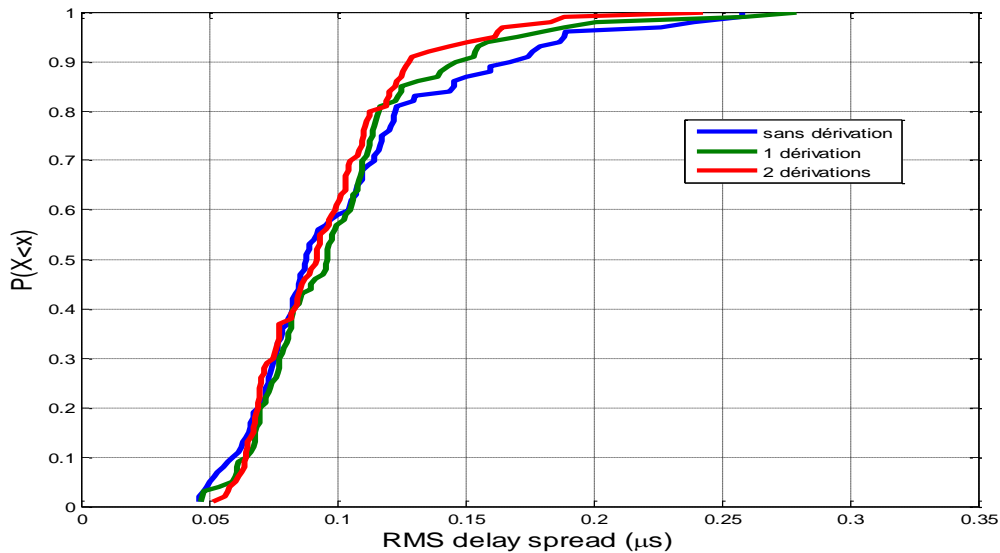


Figure III.22 Cdf de l'étalement τ_{RMS} calculé pour toutes les configurations de dérivation.

La statistique du RMS delay spread a montré que 90% des simulations effectuées avec deux branches présentent un τ_{RMS} entre 64 ns et 128 ns. La valeur moyenne du τ_{RMS} observé est environ égale à 100 ns. Les valeurs moyennes du $B_{0,9}$ et τ_{RMS} sont en accord avec celles rapportées dans [96] et variant respectivement entre 200 et 1200 kHz et entre 40 et 500 ns.

Tableau III.13. Statistique du RMS delay spread des différentes configurations

| Nombre de dérivation | RMS delay spread (ns) | | | | |
|----------------------|-----------------------|---------|---------|-----|-----|
| | Minimum | Moyenne | Maximum | 90% | 10% |
| 0 | 46 | 103 | 258 | 170 | 60 |
| 1 | 47 | 101 | 279 | 149 | 65 |
| 2 | 51 | 96 | 242 | 128 | 64 |

La durée du préfixe cyclique dans le standard HomePlugAV2 est de 5,56 μ s, valeur largement supérieure à la moyenne statistique des étalements des retards qui est d'environ 100 ns. De même, cette durée est aussi bien supérieure à la moyenne statistique des retards maximums égale à environ 900 ns et dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau III.14.

Tableau III.14. Statistique du retard maximum

| Nombre de dérivation | Retard maximum (ns) | | | | |
|----------------------|---------------------|---------|-------------------|-------------------|-----|
| | Minimum | Moyenne | Maximum | 90% | 10% |
| 0 | 406 | 923 | $2.49 \cdot 10^3$ | $1.33 \cdot 10^3$ | 528 |
| 1 | 395 | 910 | $2.49 \cdot 10^3$ | $1.34 \cdot 10^3$ | 575 |
| 2 | 441 | 858 | $1.99 \cdot 10^3$ | $1.16 \cdot 10^3$ | 546 |

Relation entre la bande de cohérence et l'étalement des retards

En général, la bande de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement des retards. Si α un coefficient de proportionnalité, on peut alors exprimer τ_{RMS} :

$$\tau_{RMS} \approx \frac{\alpha}{B_C} \quad (\text{III.14})$$

La figure III.23 présente un diagramme de dispersion de l'étalement des retards en fonction de la bande de cohérence pour une dérivation. Seule la configuration 'une dérivation' est présentée ici, puisque nous venons de montrer que les 3 configurations ont des caractéristiques large bande équivalentes. Le diagramme montre une forte concentration des points possédant un étalement entre 0.06 μs et 0.13 μs et une bande de cohérence entre 500 kHz et 1.5 MHz.

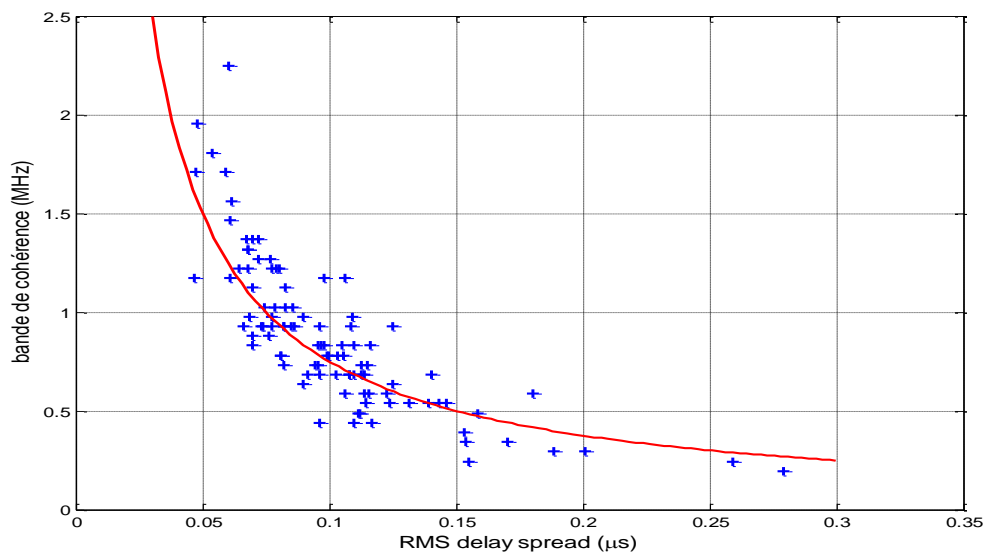


Figure III.23 Diagramme de dispersion de la bande de cohérence et RMS delay spread.

En utilisant l'approximation des moindres carrés sur les résultats de simulation, une relation entre $B_{0.9}$ et τ_{RMS} peut être donnée par la relation suivante :

$$B_{0.9}(\text{Hz}) = \frac{0.075}{\tau_{rms}(s)} \quad (\text{III.15})$$

La relation III.16 est présentée en rouge dans la figure III.23. Dans [65], un modèle de canal électrique CPL a été décrit. Le modèle prend en compte un certain nombre de charges domestiques telles que les lampes, transformateurs informatiques et d'autres appareils

électriques. Les impédances de ces charges sont obtenues à partir des mesures expérimentales. Il a été montré dans [65] que α est de l'ordre de 0.115. D'autres analyses statistiques basées sur des mesures effectuées à l'intérieur de petits appartements et de grandes maisons conduisent à $B_{0,9} = 0.055/\tau_{\text{rms}}$ [96] ou $B_{0,9} = 0.057/\tau_{\text{rms}}$ [35]. Le coefficient reliant $B_{0,9}$ et τ_{rms} est donc très comparable à celui obtenu pour notre simulation.

4.5.3 Statistique de la capacité

La CDF de la capacité calculée dans la bande de fréquence 1.8-86 MHz pour les différentes configurations est présentée figure III.24. On remarque que les deux courbes avec 1 ou 2 dérivation sont presque superposées. Cependant, comme pour l'analyse du gain d'insertion, on constate une diminution de la capacité dans le cas sans dérivation. Cette diminution est due au branchement direct des impédances de charge sur la ligne principale. Les capacités médianes sont d'environ 650 Mbit/s et 725 Mbit/s respectivement pour les cas sans et avec dérivation. La présence d'une deuxième dérivation externe POP1 de 2.6 m n'a pas un grand impact sur la capacité du canal. On peut constater aussi que la capacité reste supérieure à 600 Mbits/s pour une probabilité supérieure à 90% pour les configurations avec une ou deux dérivation.

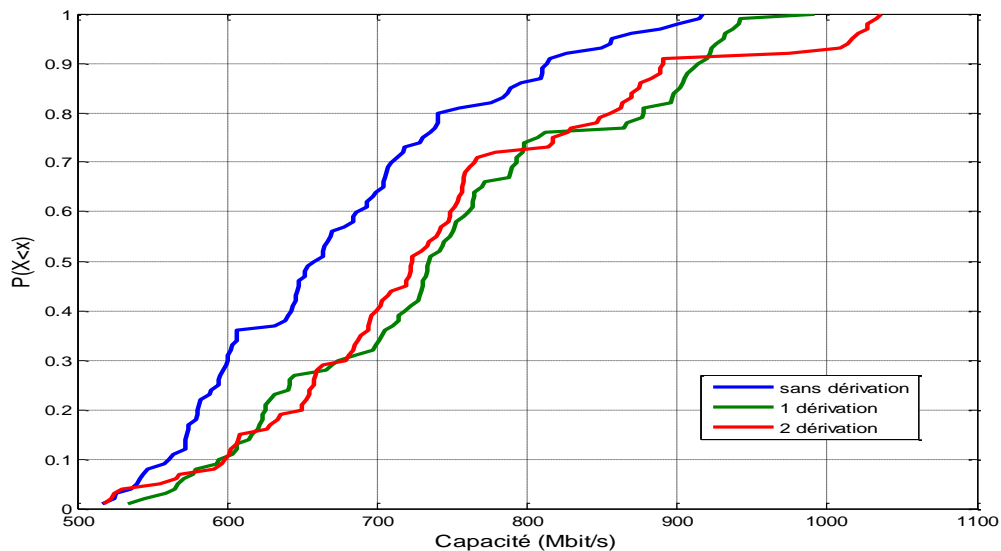


Figure III.24 CDF de la capacité du canal en fonction du nombre de dérivation

La statistique de la capacité est donnée dans le tableau III.15 pour les trois configurations.

Tableau III.15. Statistique de la capacité

| Nombre de dérivations | Capacité (Mbit/s) | | | | |
|-----------------------|-------------------|------|---------|-----|-----|
| | Min | Max | Moyenne | 10% | 90% |
| 0 | 516 | 916 | 673 | 561 | 813 |
| 1 | 533 | 992 | 745 | 594 | 913 |
| 2 | 517 | 1030 | 744 | 598 | 890 |

La statistique de la capacité a montré que 90% des configurations simulées génèrent une capacité variant entre 598 Mbit/s et 890 Mbit/s dans le cas où deux dérivations sont branchées sur le réseau. La valeur moyenne observée pour les configurations avec une ou deux branches est d'environ 744 Mbit/s et celle observée pour la configuration sans branche est d'environ 670 MHz. On rappelle ici que la capacité maximale pour ce réseau est de 1180 Mbit/s (toutes les prises en circuit ouvert) avec une DSP à l'émission de -50 dBm/Hz dans la bande 1-30MHz et de -80 dBm/Hz dans la bande 30-86 MHz et une DSP de bruit de -120 dBm/Hz.

5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps, la caractérisation de l'effet des impédances de charge sur les performances de la liaison CPL par la mesure de gain d'insertion sur un réseau électrique domestique test. Il a été observé que le débit de la liaison CPL est relativement constant en fonction de la position relative de l'émetteur et du récepteur dans notre réseau et que le débit subit une forte diminution lorsque toutes les prises entre l'émetteur et le récepteur sont chargées par rapport au cas sans charge. Il a été constaté que le branchement du secteur à la liaison n'a pas beaucoup d'influence sur le débit maximal du canal CPL.

Dans la deuxième partie, nous avons modélisé le canal CPL domestique en utilisant notre outil de simulation sous CRIPTE, l'objectif étant de faire varier la topologie, en modifiant la longueur et le nombre de dérivations, et de faire varier les impédances de charges connectées aux différentes prises du réseau. L'étude de l'impact des charges domestiques fait ressortir le comportement de la classe 2 dont l'impédance oscille entre un circuit ouvert et un court circuit. Il est montré que les appareils de la classe 2 ne doivent pas être branchés directement à une prise, mais doivent être branchés par l'intermédiaire d'un câble d'1 m minimum. Pour les autres classes, une charge positionnée en dehors du trajet direct émission/réception perturbera moins la qualité de la transmission que si elle est située sur le trajet direct. Il a été observé que le débit est quasiment constant quelle que soit la position de la charge situées sur le trajet direct et quelle que soit la classe d'impédance connectée. Le débit maximal est

d'environ 1.1 Gbit/s pour un SNR à l'émission de 70 dB dans la bande 1-30MHz et de 40 dB dans la bande 30-86 MHz.

Enfin, nous avons effectué une étude statistique pour 3 configurations de réseau : sans dérivation, avec une dérivation et avec deux dérivations. Pour chacune des configurations, une centaine de simulations ont été réalisées en faisant varier aléatoirement la longueur d'une dérivation et les impédances de charge branchées sur les prises. Il a été trouvé que 90% des simulations effectuées ont une bande de cohérence comprise entre 342 kHz et à 1.58 MHz. La statistique portant sur l'étalement des retards a montré que 90% des simulations effectuées présentent un τ_{RMS} entre 64 ns et 170 ns. De même, 90% des simulations effectuées présentent une capacité comprise entre 500 Mbit/s et 900 Mbit/s dans la bande de fréquences 1.8-86 MHz.

Nous aborderons dans le chapitre suivant la technique MIMO-CPL en considérant que les signaux ne sont plus simplement émis/reçus entre deux fils, donc entre une paire, mais simultanément sur deux paires. Nous allons ainsi envisager une émission entre phase et neutre et une émission simultanée entre terre et neutre.

Chapitre IV. Effet des impédances de charge sur les performances de la liaison MIMO-CPL

1 Introduction

Dans ce quatrième chapitre l'intérêt du procédé MIMO-CPL est discuté sur la base de mesures réalisées sur notre réseau test et de simulations effectuées sur notre réseau à la topologie variable réalisé sous CRIPTÉ. Le procédé MIMO permet soit d'augmenter la fiabilité au moyen de codages spatio-temporels soit d'augmenter le débit de la transmission. Ces deux intérêts seront discutés dans ce mémoire, le premier à l'aide d'une étude expérimentale, et le second lors d'une étude théorique.

Nous résumerons dans un premier temps l'état de l'art des communications MIMO-CPL. Dans une deuxième partie, nous présenterons les mesures de gain d'insertion et de bruit effectués en mode MIMO dans le laboratoire sur notre réseau trifilaire test. L'impact de la charge du réseau sur la fiabilité de la liaison sera étudié en termes de taux d'erreurs binaires (TEB) en nous limitant à la bande [1.8-30] MHz.

Dans un troisième temps, nous procéderons à une étude plus exhaustive pour mettre en évidence le gain en termes de capacité de Shannon que peut apporter le procédé MIMO par rapport à SISO. Nous effectuerons pour cela une approche statistique sur la bande totale [1.8-86] MHz. La modélisation du canal sera effectuée sous CRIPTÉ permettant ainsi de changer la topologie du réseau et de modifier aléatoirement les charges connectées aux diverses prises.

2 Etat de l'art des communications MIMO-CPL

La technologie MIMO a été introduite avec succès dans les standards sans fil comme IEEE 802.11n ou WIMAX. Cette technique est aussi déployée dans les réseaux de quatrième génération de communications mobiles (4G, LTE) afin d'augmenter le débit de transmission ou la fiabilité de communication. De même, la dernière génération de communications mobiles, la 5G, sera basée sur une nouvelle technique de transmission MIMO appelée Massive MIMO, prévoyant des débits importants jusque 10 Gbit/s.

Les MIMO-CPL ont fait aussi l'objet de plusieurs publications. [99] a décrit l'utilisation potentielle des câbles électriques à phases multiples pour les communications MIMO et a étudié la faisabilité de canaux MIMO 2x4 et 3x4 avec le recours au courant de mode commun à la réception. [100] présente une étude des canaux MIMO-CPL en se basant sur des mesures effectuées lors d'une campagne de mesure dans six pays européens. Cette étude compare les différentes configurations du canal MIMO et analyse l'atténuation, la corrélation et la capacité du canal pour des fréquences allant jusqu'à 100 MHz. Il est constaté que la valeur médiane de la capacité est d'environ 1,3 Gbit/s pour une configuration MIMO 2x2 et que la capacité augmente d'un facteur de 2 par rapport aux transmissions SISO. [101] propose un codage spatio-fréquentiel en utilisant une modulation OFDM pour la transmission des données à haut débit sur le canal multifilaire CPL. Il est observé que le codage d'Alamouti augmente considérablement le débit de la liaison CPL avec un facteur de 2.5 par rapport aux transmissions SISO.

Les études menées dans la littérature concernant la caractérisation et la modélisation des canaux MIMO-CPL en termes de bruit ou de matrice de transfert ont été résumées dans le chapitre II.

Dans le cas général, la matrice de transfert H d'un système MIMO comprenant M émetteurs et N récepteurs, peut être écrite ainsi :

$$H(f) = \begin{pmatrix} h_{1,1}(f) & \dots & h_{1,M}(f) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1}(f) & \dots & h_{N,M}(f) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

Avec $h_{n,m}(f)$ représentant la fonction de transfert complexe du canal entre le $m^{\text{ème}}$ émetteur et le $n^{\text{ème}}$ récepteur.

Le signal reçu dans le domaine fréquentiel, par le $n^{\text{ème}}$ récepteur est donné par :

$$y_n = \sum_{m=1}^M h_{n,m} x_m + w_n \quad (\text{IV.2})$$

Avec x_m représentant le signal émis par le $m^{\text{ème}}$ port de transmission et w_n , le bruit reçu par le $n^{\text{ème}}$ récepteur. Dans une représentation matricielle, la relation entrée-sortie du canal peut alors s'écrire :

$$[y] = H[x] + [w] \quad (IV.3)$$

Dans le cas du réseau électrique à trois conducteurs, Phase (P), Neutre (N) et Terre (T), le canal MIMO peut être visualisé comme un système comprenant trois émetteurs et trois récepteurs comme le montre la figure IV.1.

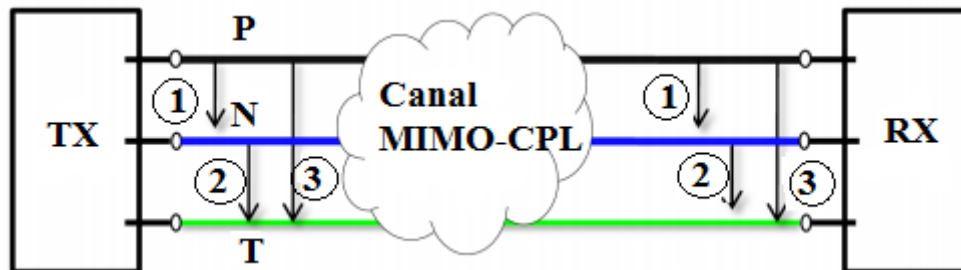


Figure IV.1 Canal MIMO CPL.

Les configurations 2x2 ou 2x3 ont été largement étudiées [100-103]. Les configurations 2x4 et 3x4 sont également envisagées avec le recours au courant de mode commun [99]. Dans la suite de ce mémoire, seule la configuration 2x2 sera étudiée.

3 Mesure du canal MIMO sur le réseau test

Nous présenterons dans cette section la configuration du réseau sur lequel nous avons effectué nos mesures du canal MIMO. Ensuite nous présenterons une caractérisation des coupleurs MIMO utilisés pour nos mesures en se basant sur les travaux effectués dans [104]. Nous terminerons cette section par une analyse des résultats de mesure de la matrice de transfert et du bruit.

3.1 Configuration expérimentale

Les mesures MIMO ont été effectuées sur le même réseau test utilisé pour les mesures SISO et rappelé dans la figure IV.2. Dans le cadre de cette étude, la longueur L de la dérivation P4P8 a été choisie égale à 1.4m.

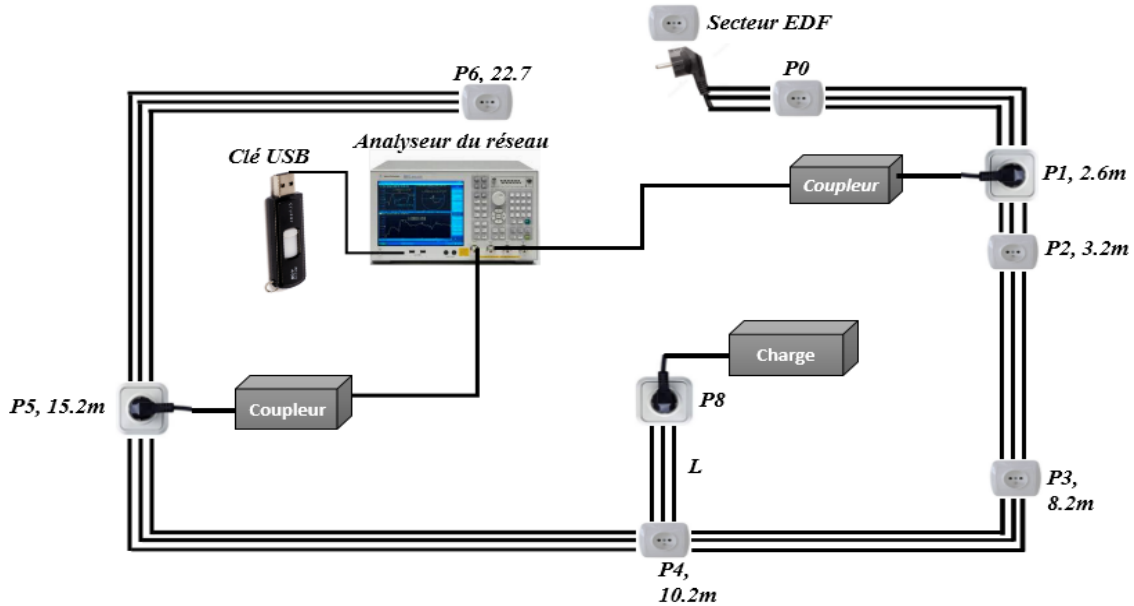


Figure IV.2 Rappel de la configuration expérimentale du réseau.

Deux coupleurs MIMO 2x2 réalisés par P. Laly, ingénieur au laboratoire, ont été insérés entre le dispositif d'analyse et la ligne CPL. Les mesures ont été effectuées avec un analyseur de réseau sur 2048 points dans la bande de fréquence [100 kHz – 100 MHz]. Dans notre étude, le port 1 correspond à une mesure entre la phase et le neutre (PN) et le port 2 entre la terre et le neutre (TN). La matrice H possède donc quatre éléments notés H11, H12, H21, H22 comme le montre la figure IV.3.

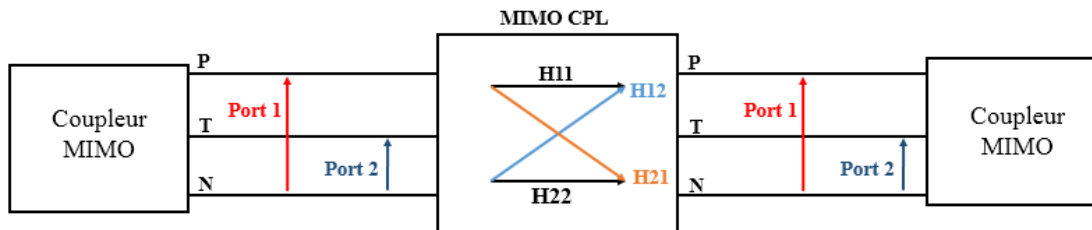


Figure IV.3 Structure MIMO CPL.

Les coupleurs MIMO sont des coupleurs capacitifs et permettent de transmettre en mode différentiel sur deux voies. L'architecture de ces coupleurs est représentée par la figure IV.4.

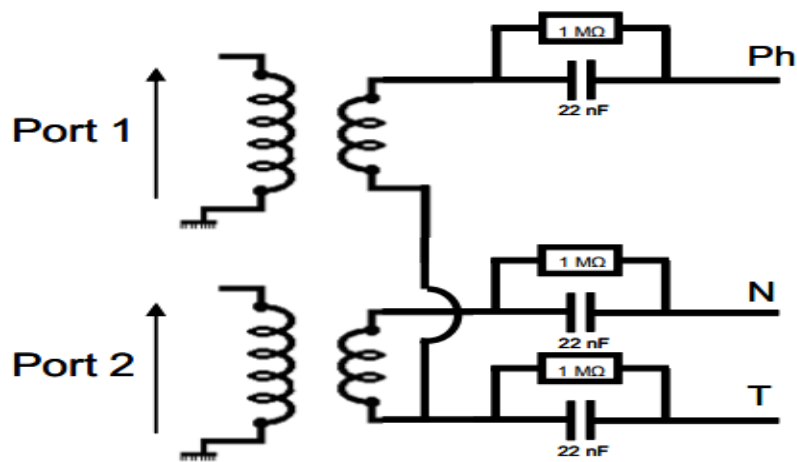


Figure IV.4 Architecture des coupleurs MIMO [104].

La caractérisation d'une première version de ces coupleurs dans le domaine fréquentiel a été effectuée dans [104] pour une liaison directe entre le coupleur d'émission et le coupleur de réception comme le montre la figure IV.5 jusque 50 MHz.

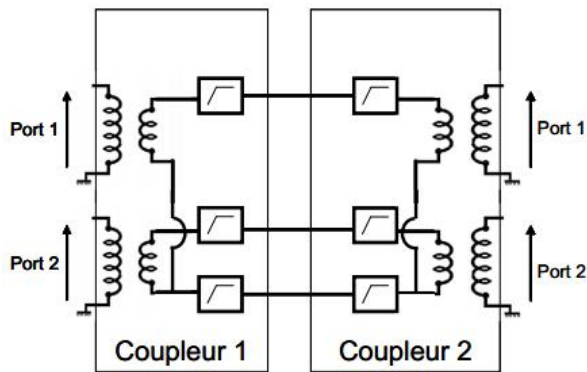


Figure IV.5 Mesure des performances du coupleur [104].

Les coupleurs ayant été légèrement modifiés depuis pour nos mesures, nous avons donc réalisé cette même caractérisation de la matrice H mesurée dans le domaine fréquentiel entre les ports d'entrée et de sortie mais jusque 100 MHz. Les résultats sont représentés sur la figure IV.6. Pour les gains directs H_{11} et H_{22} , nous observons une lente décroissance du gain en fonction de la fréquence pour atteindre une atténuation supplémentaire de 7 à 8 dB à 100 MHz. Pour les gains de couplages H_{12} et H_{21} , on relève une bonne rejection entre les voies supérieur à 20 dB jusque 50 MHz, mais qui diminue progressivement avec la fréquence pour atteindre 15 dB à 100 MHz.

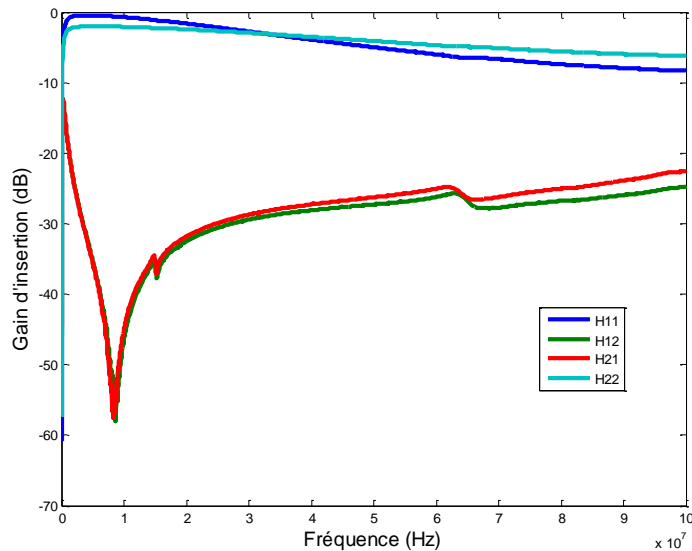


Figure IV.6 Paramètres H du coupleur MIMO.

Nous avons aussi mesuré à l'analyseur de réseau les paramètres S des coupleurs MIMO afin de déterminer l'impédance d'entrée présentée par le coupleur et déduite de la mesure du coefficient de réflexion S11. On constate ainsi à la figure IV.7 que le coupleur MIMO présente une impédance de 50Ω jusque 20 MHz, puis elle augmente en fonction de la fréquence jusque 120Ω à 86 MHz.

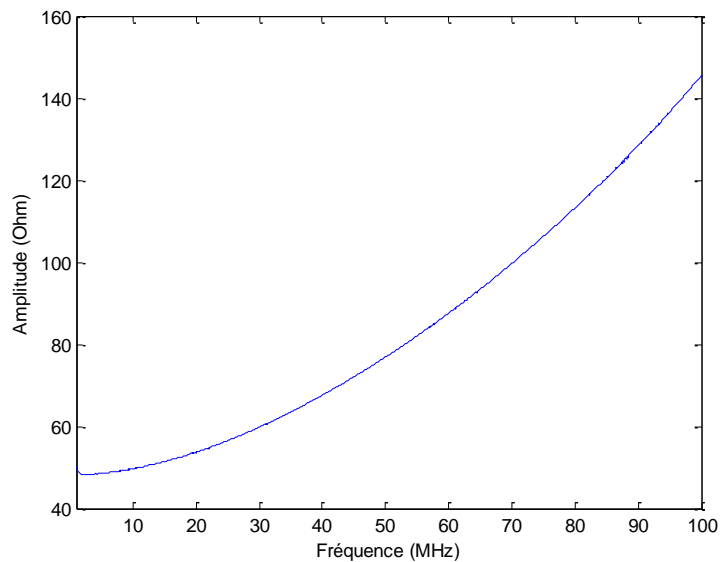


Figure IV.7 Impédance d'entrée du coupleur MIMO

Dans la figure suivante, une comparaison est réalisée entre deux mesures du gain d'insertion d'une liaison P1P6, entre la phase et le neutre, sur le réseau test, toutes les prises étant en circuit ouvert. La première mesure est réalisée avec les coupleurs SISO utilisés dans le chapitre III, et la seconde avec les coupleurs MIMO, les 2 mesures étant réalisées entre la

phase et le neutre. On constate une différence médiane de 4,5 dB dans la bande [1.8-86] MHz entre les 2 mesures de gain. Cette différence est due aux conditions de calibrage du gain ; en effet les coupleurs SISO sont pris en compte dans la phase de calibrage de l'analyseur de réseau à l'inverse des coupleurs MIMO, qui ne sont justement pas pris en compte dans le calibrage pour que l'effet de couplage entre les voies ne soit pas compensé.

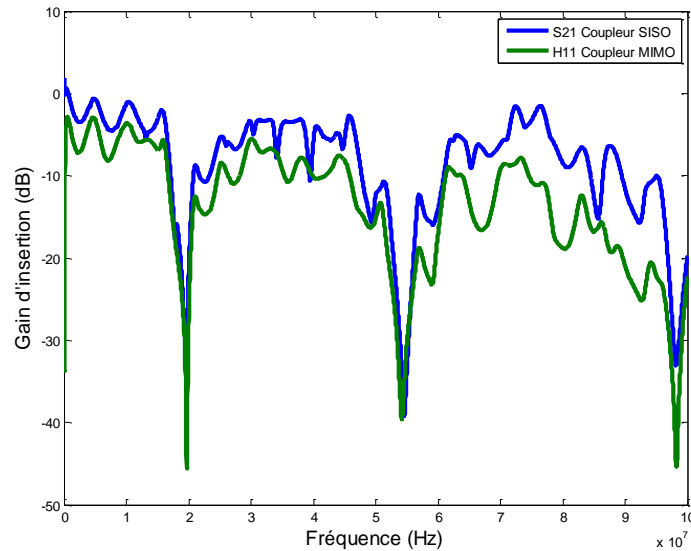


Figure IV.8 Comparaison des mesures de gain d'insertion entre la phase et le neutre pour les 2 types de coupleur.

3.2 Mesure du bruit MIMO

Le système de mesure de bruit dans le domaine temporel, schématisé figure IV.9, est composé d'un coupleur MIMO et de deux cartes d'acquisition commandées par un ordinateur. Le coupleur permet de connecter le système de mesure au réseau ainsi que de protéger le système d'acquisition.

L'acquisition des données est réalisée à l'aide de deux cartes d'acquisition synchronisées fonctionnant à la fréquence d'échantillonnage de 200 MHz sur 12 bits. La plage d'entrée est réglable de ± 100 mV à ± 5 V. Ces cartes enregistrent le bruit par segment de durée de 250 ms, correspondant à 50 millions échantillons de mesure.

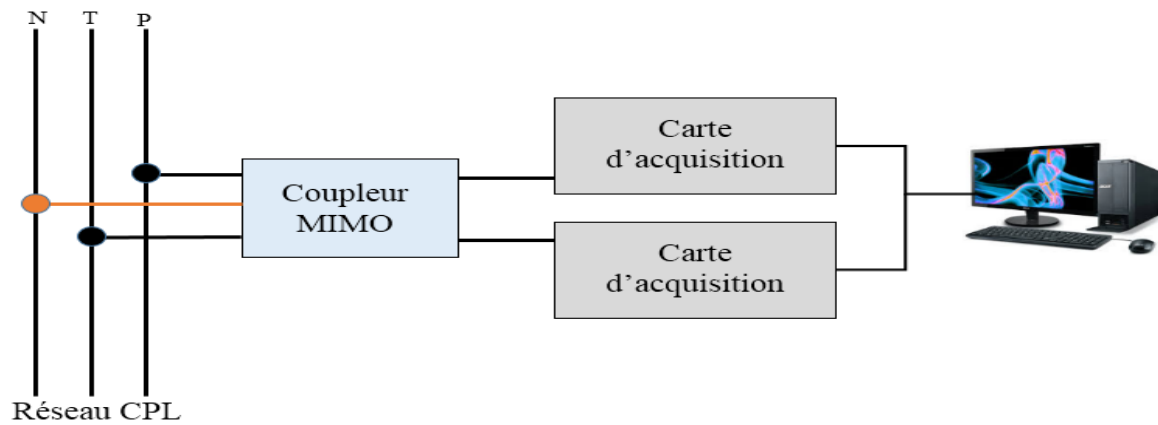


Figure IV.9 Configuration de mesure du bruit.

Dans cette section, nous présentons une étude des bruits MIMO mesurés sur notre réseau test, quand celui est connecté au réseau du bâtiment par la prise P0. Les mesures ont été réalisées en tension sur la prise P1 dans différentes configurations de ports. Nous avons donc effectué les mesures de tension dans la configuration neutre commun (c'est-à-dire entre la phase et le neutre et entre la terre et le neutre) comme le présente la figure IV.9, dans la configuration phase commune (c'est-à-dire entre le neutre et la phase et entre la terre et la phase), et dans la configuration terre commune (c'est-à-dire entre le neutre et la terre et entre la phase et la terre).

Nous avons mesuré les tensions de bruit dans deux configurations de charge, une première configuration (notée 'sans charge') sans aucune charge branchée sur le réseau test, et une seconde configuration (notée 'avec charge') avec un chauffage électrique branchée en P4 sur le réseau test.

La figure IV.10 représente une séquence du bruit mesurée dans la configuration neutre commun sans charge sur un intervalle de temps de 100 ms.

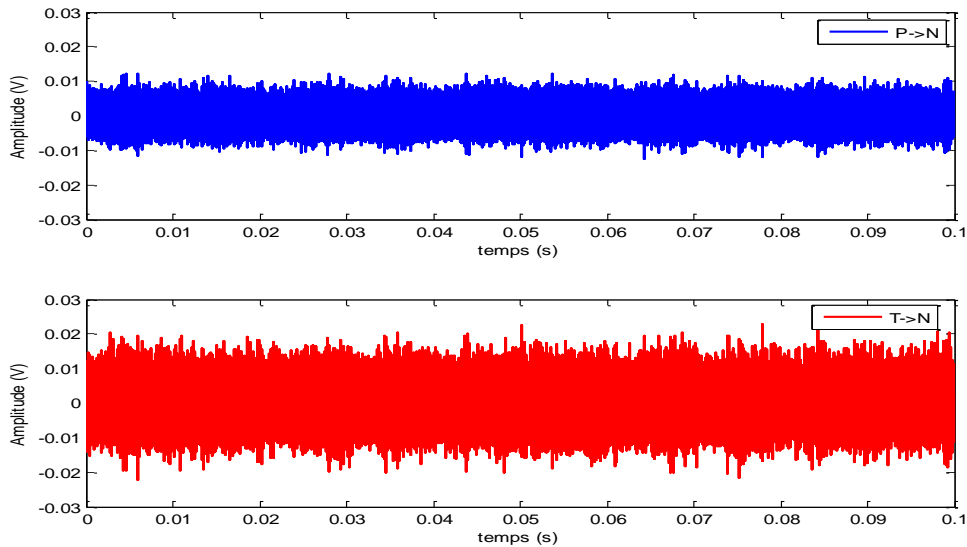


Figure IV.10 Bruit mesuré sur les deux voies, Phase-Neutre (P->N) et Terre-Neutre (T->N) du canal MIMO.

On peut observer sur la figure IV.10 que les amplitudes du bruit mesurées sur la voie TN semblent sensiblement plus élevées que celles mesurées entre la voie PN. Les écarts types mesurés sur les 100 ms des voies PN et TN sont respectivement 0.002 V et 0.004 V.

Un zoom temporel sur 1 ms et 100 μ s est présenté figure IV-11.

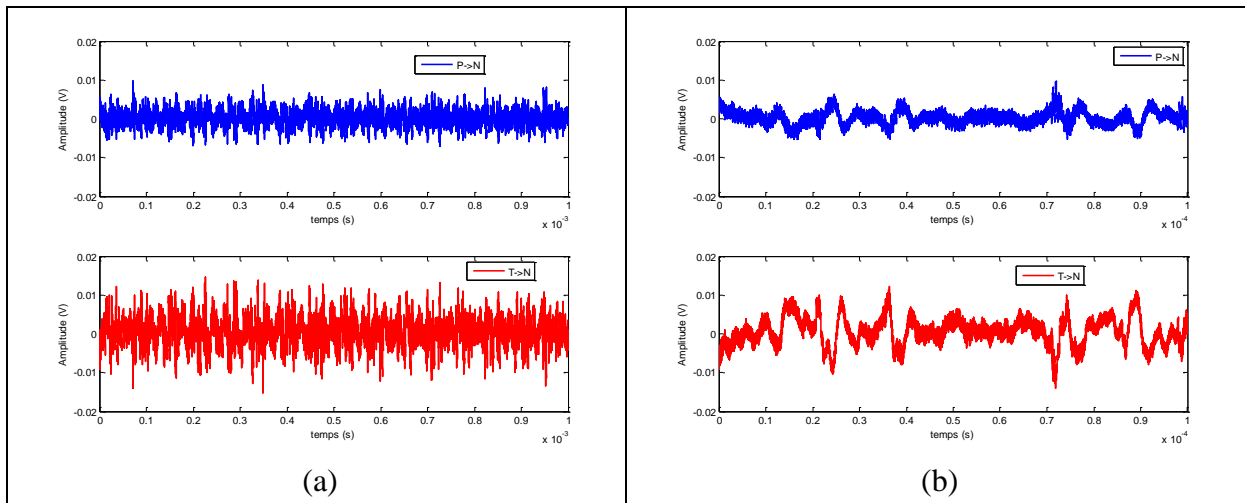


Figure IV.11 Bruit mesuré sur les deux voies (PN et TN) du canal MIMO.
(a) zoom sur 1 ms (b) zoom sur 100 μ s

La densité de probabilité des amplitudes des échantillons de bruit de la voie PN, présentée figure IV.12 cadran de gauche, a été calculée sur un intervalle de temps de 1 ms et à trois instants différents, $t_1 = 1$ ms, $t_2 = 100$ ms et $t_3 = 200$ ms. On constate que, pour les trois instants, nous avons bien une allure de gaussienne, dont les caractéristiques sont pratiquement identiques. Dans le cadran de droite, on observe la cdf des valeurs absolues des amplitudes de bruit, dont la valeur médiane est 0.001 V.

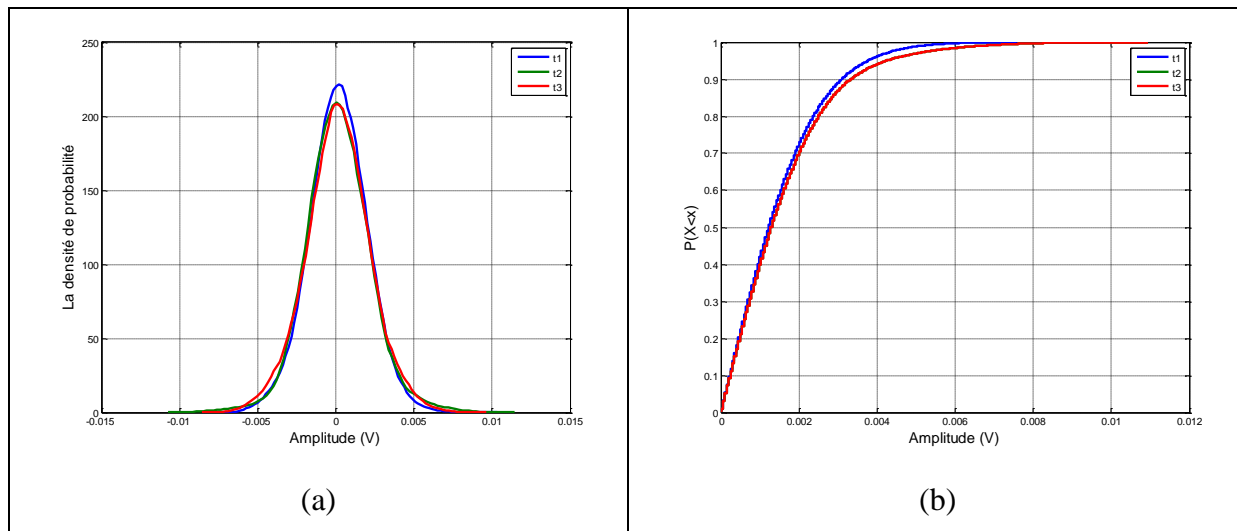


Figure IV.12 (a) Densité de probabilité sur 1 ms du bruit mesuré sur la voie (PN)
 (b) CDF sur 1 ms du module du bruit mesuré sur la voie (PN)
 calcul à 3 instants différents.

Afin de vérifier la stationnarité du bruit au cours du temps, l'écart type des échantillons de bruit mesurés entre la phase et le neutre ont été calculés sur des intervalles de temps de $40 \mu\text{s}$ (durée approximative d'un symbole OFDM) et de 1 ms pour les deux configurations de charge du réseau sur 100 ms. Les résultats sont présentés figure IV.13. On peut observer que, le bruit est quasiment stationnaire en fonction du temps pour les deux configurations.

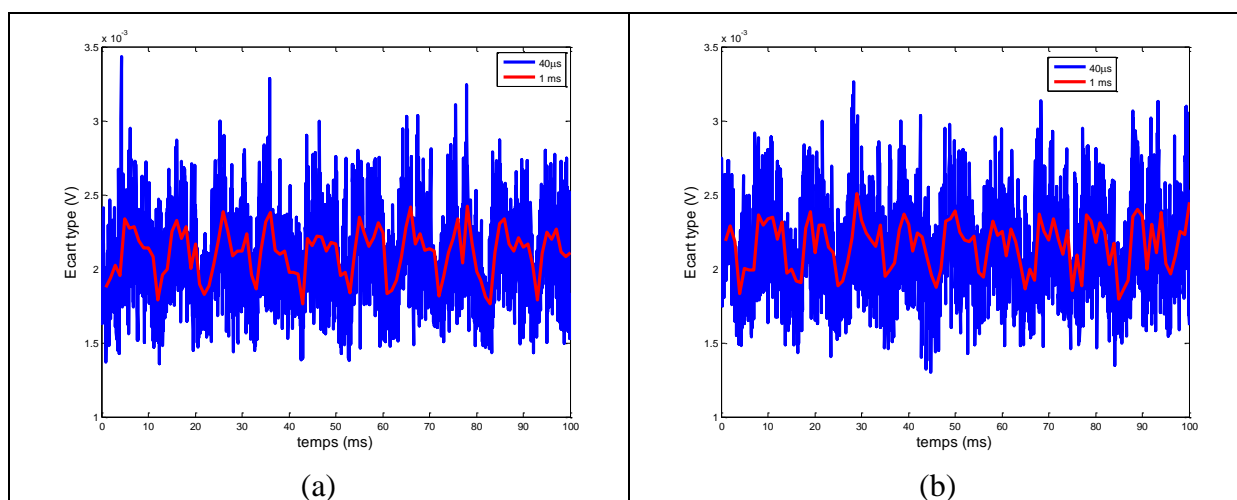


Figure IV.13 L'écart type de la voie PN pour les deux configurations du réseau calculé sur $40 \mu\text{s}$ et 1 ms
 (a) sans charge (b) avec charge

La DSP du bruit mesuré entre phase et neutre et entre terre et neutre a été calculée pour les deux configurations du réseau en utilisant le périodogramme modifié de Welch pour l'estimation du spectre sur 1Ω . La fenêtre du périodogramme est de 8192 points, correspondant à une période de $40 \mu\text{s}$, durée approximative d'un symbole OFDM. Les résultats sont présentés sur la figure IV.14. On peut constater que la DSP décroît

exponentiellement jusque quelques MHz, puis tend vers une valeur à peu près constante dans la bande utile des CPL. La DSP du bruit varie entre -150 dBm/Hz et -100 dBm/Hz.

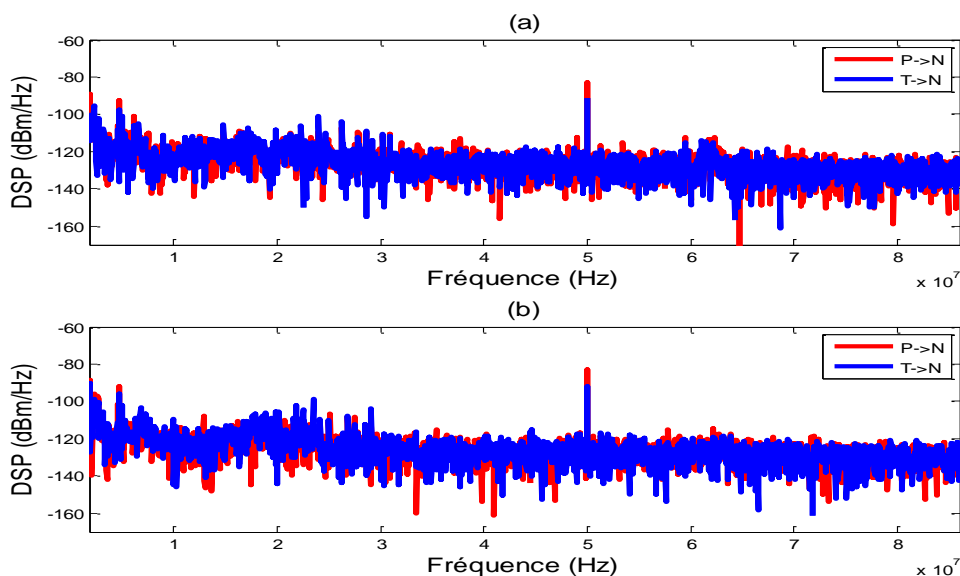


Figure IV.14 DSP du bruit pour les deux configurations de charge du réseau
(a) sans charge (b) avec charge

La même étude de bruit a été menée sur différentes configurations de ports. Le tableau IV.1 résume la valeur médiane de la DSP pour les 2 configurations du réseau dans la bande [1.8-86] MHz. On peut observer que la DSP du bruit est pratiquement identique de l'ordre de -122 dBm/Hz quelle que soit la configuration de ports MIMO et de charge. Rappelons ici que la charge (un radiateur électrique) est purement passive dans notre expérimentation. On remarque aussi que dans la configuration Neutre commun et sans charge, les DSP des 2 voies sont sensiblement identiques, alors que nous avons constaté à la figure IV.10, que l'écart type des amplitudes mesurées sur la voie TN était double de celui mesuré pour la voie PN. Cette différence d'écart type peut être attribuée aux fréquences supérieures à 86 MHz, pour lesquelles nous avons constaté des pics importants dans la DSP uniquement pour la voie TN, vraisemblablement dus au couplage avec les ondes issues des émetteurs FM.

Tableau IV.1. Valeur médiane de la DSP.

| | | DSP Médiane (dBm/Hz) | |
|----------------------|------|---------------------------|---------------------------|
| | | Configuration sans charge | Configuration avec charge |
| Neutre commun | P->N | -122.4 | -122.6 |
| | T->N | -123.3 | -122.8 |
| Phase commune | N->P | -122.3 | -118.4 |
| | T->P | -123.5 | -119.2 |
| Terre commune | P->T | -122.2 | -122.3 |
| | N->T | -122.9 | -122.5 |

On se propose dans la suite d'analyser la corrélation entre les différentes voies mesurées. Dans le domaine discret, le coefficient de corrélation $R_{x,y}$ entre deux vecteurs $X(n)$ et $Y(n)$ peut être exprimé par l'équation IV.4.

$$R_{x,y} = \frac{Cov(X, Y)}{\sigma_x \sigma_y} \quad (IV.4)$$

Où $Cov(X, Y)$ désigne la covariance des variables X et Y et σ_x et σ_y désignent leurs écarts types. De manière équivalente, le coefficient peut s'écrire :

$$R_{x,y} = \frac{E[(X - \mu_x)(Y - \mu_y)]}{\sigma_x \sigma_y} \quad (IV.5)$$

Où $E[.]$, μ et σ représentent respectivement l'espérance mathématique, la valeur moyenne et l'écart type de la variable aléatoire X ou Y .

Afin d'étudier la variation du coefficient de corrélation en fonction du temps, nous avons calculé le coefficient entre la voie PN (Phase-Neutre) et la voie TN (Terre-Neutre) dans des intervalles de temps de 1 ms et de 10 ms pour les deux configurations de charge du réseau. Les résultats sont présentés figure IV.15. On remarque que le coefficient de corrélation varie légèrement en fonction du temps pour les deux configurations du réseau en fonction de la fréquence de 50 Hz.

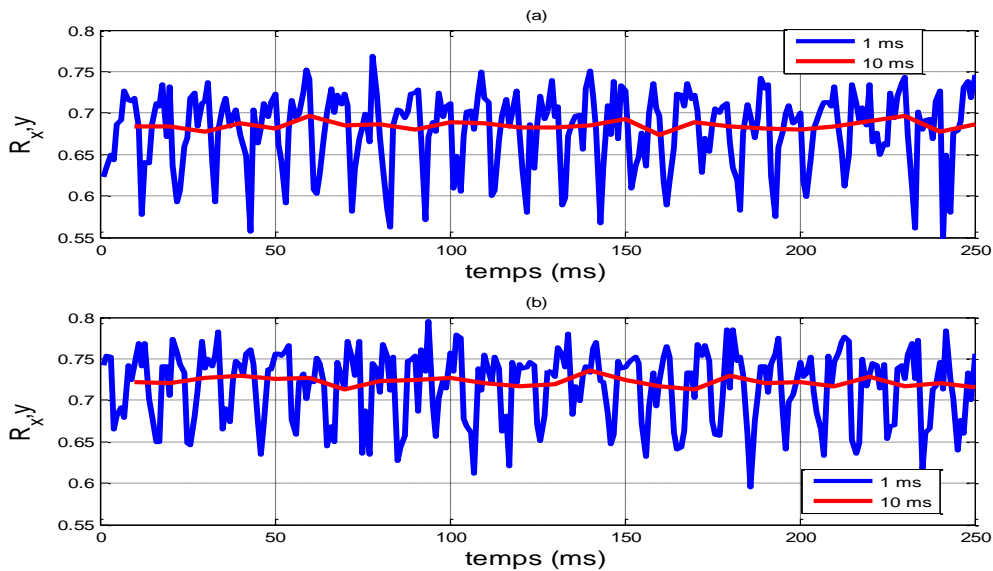


Figure IV.15 coefficient de corrélation pour les deux configurations du réseau
(a) sans charge (b) avec une charge

Le tableau IV.2 présente la valeur médiane et l'écart type du coefficient de corrélation entre deux voies pour les trois configurations de ports différentes (Neutre, Phase et Terre commune) dans un intervalle de 1 ms.

Tableau IV.2. Valeur médiane et écart type du coefficient de corrélation pour les 3 configurations de port

| | | Corrélation entre les voies | |
|----------------------|------------|------------------------------------|---------------------------|
| | | Configuration sans charge | Configuration avec charge |
| Neutre commun | Médiane | 0.6901 | 0.7311 |
| | Ecart type | 0.0457 | 0.0426 |
| Phase commune | Médiane | 0.7321 | 0.7763 |
| | Ecart type | 0.0376 | 0.0370 |
| Terre commune | Médiane | 0.7404 | 0.8028 |
| | Ecart type | 0.0313 | 0.0268 |

On constate une forte corrélation de l'ordre de 0.7 entre les voies quelle que soit la configuration de port MIMO. On peut constater aussi que la corrélation augmente légèrement avec la charge connectée au réseau. Il serait donc intéressant de tenir compte de cette corrélation pour le calcul du taux d'erreurs binaires (TEB) et pour l'optimisation d'algorithmes de traitement du signal dans le cadre du procédé MIMO. Cependant cette étude n'a pas été approfondie dans la suite de ce mémoire.

3.3 Mesure de la matrice de transfert entre P1 et P6

Les coupleurs MIMO ont été installés sur les prises P1 et P6, les autres prises du réseau étant en circuit ouvert. Les résultats de mesure de la matrice H pour le canal MIMO 2x2 dans la bande de fréquences 100 kHz- 100 MHz sont présentés sur la figure IV.16.

Comme nous l'avions constaté en mode SISO, les fonctions de transfert du canal MIMO varient en fonction de la fréquence et présentent trois évanouissements inférieurs à -40 dB. On constate que les gains d'insertion des liaisons directes (H11 et H22) sont légèrement plus élevés que le gain d'insertion des liaisons couplées (H12 et H21), appelés aussi « gains de couplage ». On rappelle que H_{ij} désigne la fonction de transfert entre les ports i et j , tels que définis à la figure IV.3.

La figure IV.17 présente la fonction cumulative des 4 gains d'insertion mesurés entre $P1$ et $P6$ dans la bande de fréquence 1.8- 86 MHz. Si on envisage une probabilité de 0.5, les gains d'insertion directs H11 et H22 valent environ -11 dB, quand les gains de couplage H12 et H21 valent environ -16 dB. Les mêmes mesures ont été faites avec la configuration terre commune et phase commune. Nous avons constaté que la différence entre gains directs et les gains de couplage est d'environ 8.9 dB et 6 dB pour une probabilité de 0.5 respectivement dans le cas terre commune et phase commune. Ces résultats sont comparables avec ceux obtenus par [104]. Les figures de gains et de CDF obtenues pour les configurations de port en terre commune et phase commune sont données en Annexe 2.

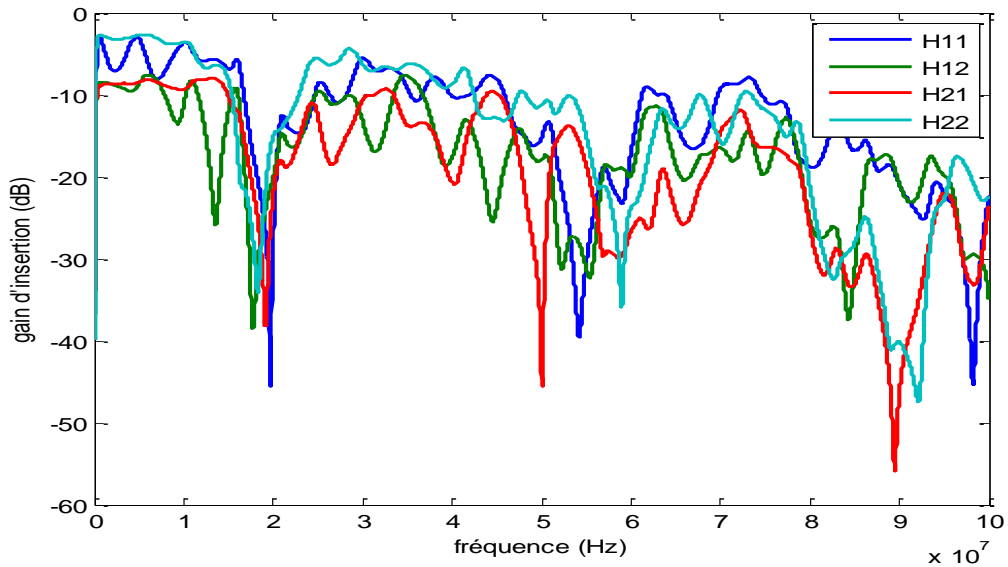


Figure IV.16 Gain d'insertion des différents canaux MIMO, le port 1 (PN) et le port 2 (TN)

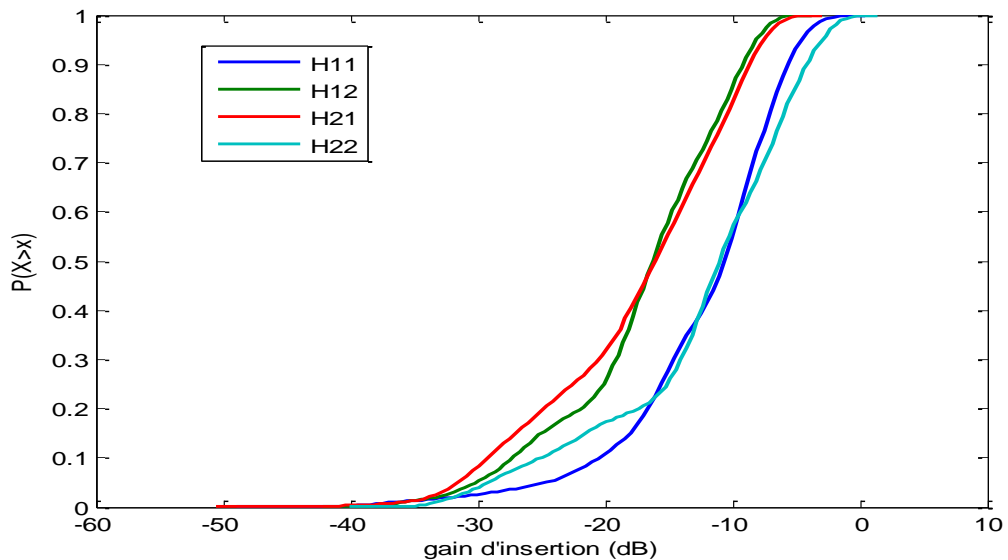


Figure IV.17 Cdf des différents canaux MIMO. le port 1 (PN) et le port 2 (TN)

4 Etude expérimentale de l'effet de la topologie du réseau

Dans cette section, nous présentons l'influence des impédances de charge sur les performances de liaison MIMO en termes de TEB. Dans cette étude, la dérivation P4P8 a été retirée. Nous avons repris l'étude débutée par Kilani [104] dans laquelle l'influence de la charge du réseau sur les performances d'une liaison SISO et MIMO est calculée en termes de taux d'erreurs binaires pour la configuration terre commune et dans la bande [1.8-30] MHz. Nous avons étendu cette étude au cas d'une configuration neutre commun dans la bande de fréquence [1.8-30] MHz.

Les CDF des gains d'insertion sans charge et avec toutes les prises chargées (une alimentation de laboratoire 30 V branchée en P2, une unité centrale d'un ordinateur branchée en P3, un écran d'ordinateur fixe en P4 et un ordinateur portable branché en P5) sur la bande 1.8– 30 MHz sont présentées sur la figure IV.18. Pour une probabilité à 0.5, on peut constater une légère augmentation de la différence entre les gains d'insertion des liaisons directes (H11 et H22) et les gains d'insertion des liaisons couplées (H12 et H21) entre les cas sans charge et avec charge. En effet, une différence moyenne de 5 dB et 6 dB est calculée respectivement dans le cas sans charge et dans le cas chargé. De plus la charge du réseau provoque une forte atténuation des gains d'en moyenne 15 dB.

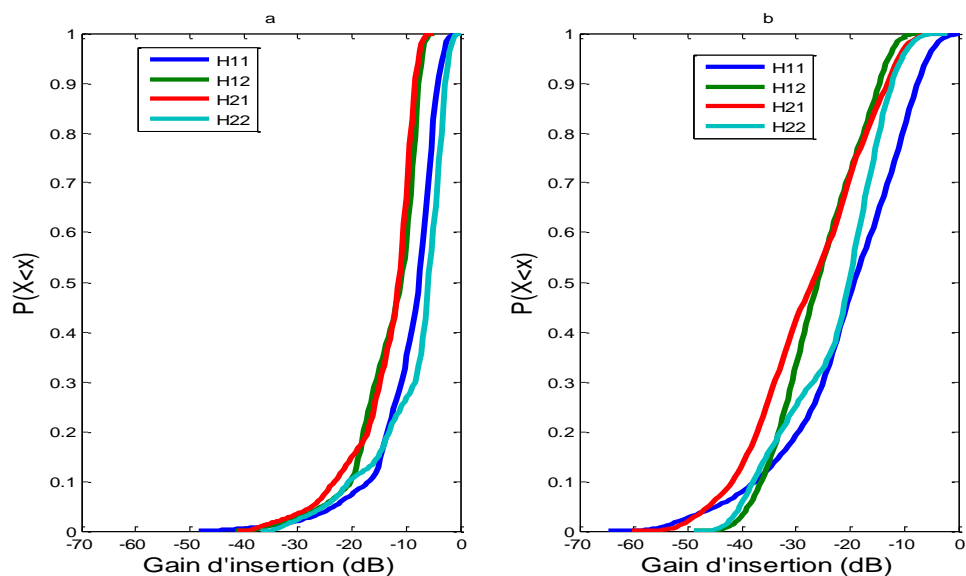


Figure IV.18 CDF des gains d'insertion (a) 0 charge et (b) 4 charges

Le tableau IV.3 présente les gains d'insertion mesurés pour une probabilité de 0.5. Pour comparaison, en mode SISO, nous obtenons un gain médian de -4.5 dB et -16.8 dB respectivement pour aucune charge et 4 charges dans la bande [1.8-30] MHz.

Tableau IV.3. Gains d'insertion médians dans la bande [1.8-30] MHz.

| H11 (dB) | | H22 (dB) | | H12 (dB) | | H21 (dB) | |
|-----------------|-----------|-----------------|-----------|-----------------|-----------|-----------------|-----------|
| 0 charge | 4 charges | 0 charge | 4 charges | 0 charge | 4 charges | 0 charge | 4 charges |
| -7.5 | -19.2 | -5.6 | -20.2 | -11 | -26 | -11.3 | -26.8 |

Les techniques MIMO sont actuellement proposées pour les nouvelles générations de modem Homeplug AV2 [19]. Les codages spatio-temporels sont utilisés pour améliorer la fiabilité des liaisons en introduisant une diversité spatiale. Les codes spatio-temporels se divisent en deux familles : les codes spatio-temporels en treillis (STT) et les codes spatio-

temporels en bloc (STB). Les codes STT [105] sont une généralisation des modulations codées en treillis aux canaux MIMO. Bien que les performances obtenues par ces derniers soient intéressantes, la procédure de décodage nécessite une recherche en treillis et sa complexité croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées et la longueur du treillis. Les codes STB [106] permettent quant à eux de coder et de transmettre sur chaque antenne la même séquence d'information codée différemment et espacée dans le temps suivant une matrice X . Ces codes en bloc sont plus faciles à décoder que les codes en treillis.

Dans notre étude, le codage spatio-temporel en bloc d'Alamouti [107] a été utilisé, et a été défini pour deux ports d'émission et deux ports de réception. Il utilise une matrice X orthogonale 2×2 .

$$X = \begin{pmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{pmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

Où $*$ désigne l'opération conjuguée complexe. Les lignes de la matrice désignent les ports (ou voies de transmission/réception) et les colonnes désignent le temps. A l'instant 1, les symboles S_1 et S_2 sont transmis respectivement sur les ports 1 et 2 puis à l'instant 2, les symboles $-S_2^*$ et S_1^* sont transmis sur les ports 1 et 2. La figure IV.19 représente le synoptique de la transmission MIMO OFDM. Les données binaires sont séparées en deux flux de données pour chacune des voies MIMO. Un codage 4-QAM convertit les données binaires $\{e\}$ en deux symboles $\{S_1\}$ et $\{S_2\}$, respectivement pour la voie 1 et la voie 2. Le codage d'Alamouti est appliqué sur les symboles QAM grâce à la matrice X , permettant ainsi de constituer 2 symboles successifs pour chaque voie de transmission. Ensuite, le procédé OFDM est appliqué avec 1155 sous-porteuses utiles sur 1536 sous-porteuses totales sur les deux voies, permettant ainsi de constituer 2 symboles OFDM successifs pour chaque voie de transmission. Un préfixe cyclique de 384 échantillons est ajouté. Un symbole OFDM complexe est ainsi constitué de 1920 échantillons, échantillonnés à 37.5 MHz, soit une longueur totale de 51.2 μ s. Les symboles OFDM sont ensuite envoyés dans notre canal de transmission caractérisé par la réponse impulsionnelle déduite de la matrice de transfert H mesurée par Transformée de Fourier inverse de la matrice et décrite dans le paragraphe précédent. Une convolution des symboles OFDM avec la réponse impulsionnelle du canal est effectuée, et un bruit blanc gaussien est ajouté aux symboles convolués. L'outil de simulation de la chaîne de transmission est réalisé sous Matlab et dans le domaine complexe, c'est pourquoi la période d'échantillonnage des symboles est de 37.5 MHz, et la bande passante transposée est 1.8-30 MHz.

A la réception, les opérations inverses sont réalisées. L'égalisation se base sur le critère naturel de forçage à zéro décrit dans le paragraphe 5.1 du chapitre I. La fonction de transfert ou la matrice de transfert a été directement introduite dans l'outil pour le calcul des coefficients de l'égaliseur. On peut ainsi considérer que l'égalisation est idéale.

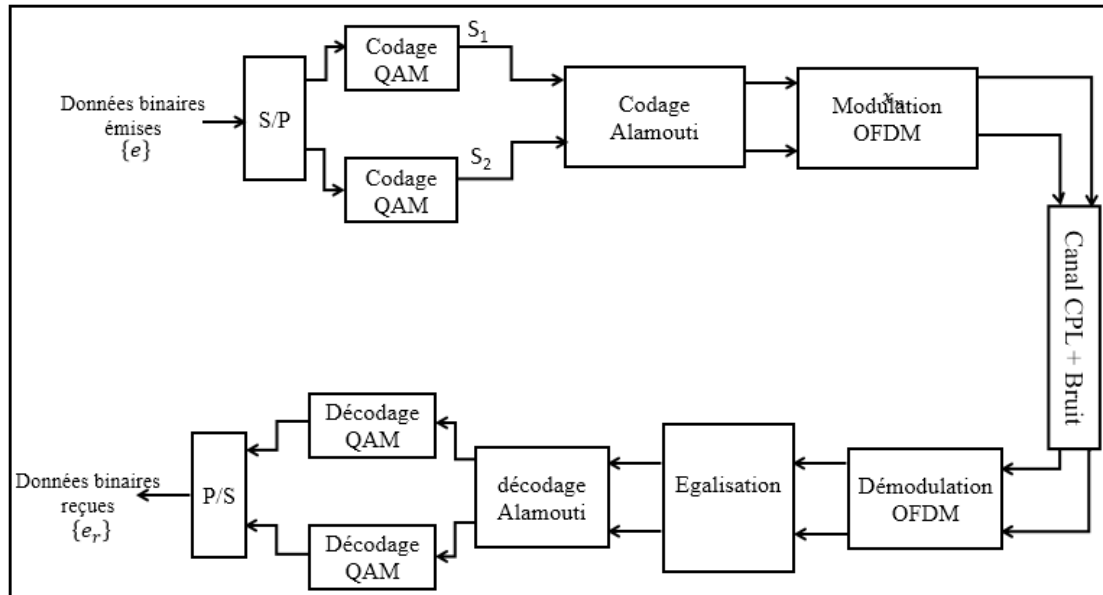


Figure IV.19 Synoptique de la transmission MIMO-OFDM.

Afin de caractériser l'effet des impédances des charges sur le TEB, nous avons inséré les matrices de transfert mesurées dans notre chaîne de transmission Homeplug AV dont les paramètres sont rappelés dans le tableau suivant. Nous rappelons que la bande utile est [1.8-30] MHz. Un train binaire de 231000 bits (soit 100 symboles OFDM) a été transmis pour le calcul du TEB, et aucun codage de canal n'a été réalisé.

Précisons ici que nous n'avons pas tenu compte dans ces simulations de l'étude réalisée au paragraphe 3.2 de ce chapitre sur la corrélation des bruits entre les différentes voies, et que les bruits gaussiens ajoutés sur les 2 voies en mode MIMO ne sont pas corrélés.

Tableau IV.4. Paramètres du système OFDM.

| Paramètres PHY de la liaison simulée | |
|---|---------------|
| Bande passante | [1.8-30] MHz |
| Fréquence d'échantillonnage | 37.5 MHz |
| Période d'échantillonnage | 26.6 ns |
| Nombre de sous-porteuses utiles | 1155 |
| Espacement entre sous-porteuses | 24.414 kHz |
| Taille de la IFFT | 1536 |
| Durée du symbole OFDM sans préfixe cyclique | 40.96 μ s |
| Durée du préfixe cyclique | 10.24 μ s |
| Mapping | QPSK |

La figure IV.20 présente le TEB en fonction du rapport entre la puissance d'émission et la puissance de bruit (noté P_e/P_b) pour les deux modes de transmission SISO et MIMO et pour différentes configurations du réseau. Trois configurations du réseau sont étudiées, une configuration sans aucune charge branchée au réseau, une configuration avec deux charges branchées (une alimentation de laboratoire 30 V branchée en P2 et une unité centrale d'un ordinateur branchée en P3) et une configuration avec 4 charges branchées au réseau sur notre liaison P1P6 (une alimentation de laboratoire 30 V branchée en P2, une unité centrale d'un ordinateur branchée en P3, un écran d'ordinateur fixe en P4 et un ordinateur portable branché en P5). On constate une forte dégradation des performances avec la charge du réseau. En effet, dans le mode MIMO, pour un TEB de 10^{-3} le rapport de puissance P_e/P_b requis est de 26 dB et 45 dB respectivement dans les cas 0 et 4 charges. Cette dégradation s'explique par la forte atténuation du gain dans le cas 4 charges. On constate aussi que la technique MIMO apporte une amélioration par rapport à SISO quel que soit le nombre de charges sur le réseau. En effet, pour un TEB de 10^{-3} , le mode MIMO permet un gain par rapport au mode SISO de 8 à 10 dB sur la puissance d'émission.

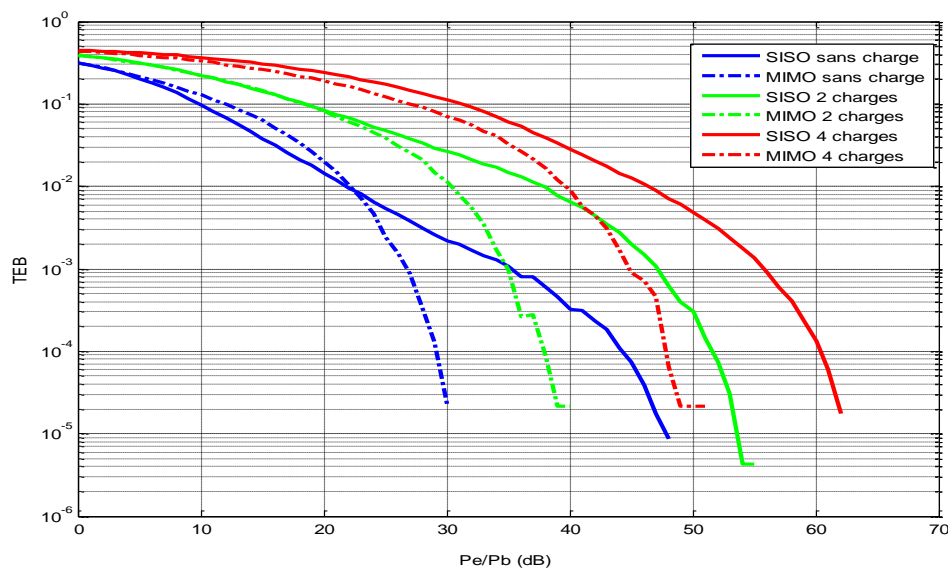


Figure IV.20 Comparaison des performances des modes MIMO et SISO pour différentes configurations de charge.

5 Etude théorique de l'effet des impédances de charge sur la capacité d'une liaison MIMO

Dans cette section, nous présentons l'impact de la topologie et des impédances de charges domestiques présentées et modélisées dans le chapitre II sur les performances d'une liaison MIMO en termes de la capacité de Shannon. Nous envisagerons dans ce paragraphe une bande plus étendue que précédemment puisque dans la bande [1.8-86] MHz. Notre réseau

modélisé sera simulé entre les prises P1 et P6 sans aucune dérivation afin d'étudier la distribution aléatoire des différentes charges sur le débit maximal de la liaison. Ensuite une à deux dérivation sont ajoutées à notre réseau.

Les 2 voies de l'émetteur et du récepteur sont connectées au réseau entre la phase et le neutre (Voie 1) et entre la terre et le neutre (Voie 2). Une impédance de 50Ω modélise à l'émission et à la réception les 2 voies du modem.

5.1 Calcul de la capacité

La capacité d'un canal MIMO 2x2 est calculée en utilisant l'équation IV.7 [100] :

$$C_{MIMO} = W \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^2 \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_{i,j} \right) \text{ bit / s}, \quad (\text{IV.7})$$

Où $\lambda_{i,j}$ représente les valeurs propres de la matrice HH^* , pour le canal virtuel j et la fréquence i . H représente la matrice de transfert du canal. W est la sous-bande de fréquence. ρ représente le rapport de la puissance transmise sur la puissance du bruit. Dans notre cas ρ a été choisi égale à 70 dB dans la bande de fréquence 1.8-30 MHz et 40 dB pour des fréquences supérieures à 30 MHz. Ces valeurs correspondent à une puissance d'émission égale à -50 dBm/Hz et à -80 dBm/Hz dans les bandes de fréquences 1-30MHz et 30- 86 MHz respectivement. La puissance du bruit est choisie égale à -120 dBm/Hz comme nous l'avions indiqué dans le chapitre précédent. Le rapport $1/N_T$ divise la puissance d'émission totale entre les ports d'émission disponibles. Il est important de noter dans l'équation IV.5 que la puissance du bruit est la même pour tous les récepteurs.

5.2 Réseau sans dérivation

Dans une première étude, la prise P4 est chargée successivement par les différentes classes d'impédances à l'exception de la classe 2. Le tableau IV.5 donne la capacité du canal MIMO dans la bande [1.8-86] MHz pour les différentes classes d'impédance. On peut constater que la capacité du canal varie aux alentours de 2 Gbit/s pour les différentes classes, et que le procédé MIMO permet presque de doubler la capacité obtenue en SISO.

Tableau IV.5. Capacité du canal MIMO lorsque la prise P4 est chargée ou non.

| Capacité (Gbit/s) dans la bande [1.8-86] MHz | | | | | |
|---|-------------|----------|----------|----------|----------|
| | Sans charge | Classe 1 | Classe 3 | Classe 4 | Classe 5 |
| MIMO | 2.16 | 2.01 | 1.96 | 2.02 | 1.99 |
| SISO | 1.18 | 1.03 | 0.97 | 1.04 | 1.01 |

Dans une seconde étude, les 4 prises entre l'émission et la réception sont chargées simultanément par les différentes classes d'impédance à l'exception de la classe 2. Le tableau IV.6 représente la valeur médiane et l'écart type de la capacité lorsque toutes les prises sont chargées. On observe une diminution de la capacité, qui passe de 2 Gbit/s lorsqu'une seule prise est chargée à 1.58 Gbit/s quand toutes les prises sont chargées. En comparant ces statistiques à celles obtenues dans le mode SISO au chapitre III- paragraphe 4.2, on observe une augmentation d'un facteur 2,65 du débit.

Tableau IV.6. Capacité du canal MIMO lorsque toutes les prises sont chargées.

| | La valeur médiane | Ecart type |
|-------------------------------|--------------------------|--------------------|
| Capacité MIMO (Gbit/s) | 1.58 | 4×10^{-3} |
| Capacité SISO (Gbit/s) | 0.555 | 4×10^{-3} |

5.3 Analyse statistiques des performances MIMO

Nous présentons dans cette section une analyse statistique du gain d'insertion et de la capacité des canaux MIMO simulés. Le réseau est simulé entre P1 et P6 pour trois configurations différentes, sans dérivation, puis avec une dérivation P4P8 de longueur L variable et enfin avec deux dérivations POP1 de longueur 2.6 m et P4P8 de longueur L . Une centaine de simulations ont été réalisées en faisant varier aléatoirement la position et la classe d'impédance ainsi que la longueur L .

Pour chacune des trois configurations, nous avons calculé les gains d'insertion H_{ij} dans la bande de fréquence [1.8-86] MHz. La CDF des différents gains calculés est présentée figure IV.21. On constate que les résultats obtenus sans et avec 1 dérivation sont presque identiques pour le gain direct H_{11} . Pour les autres types de liaison, on constate une diminution des gains avec le nombre de dérivations connectées au réseau.

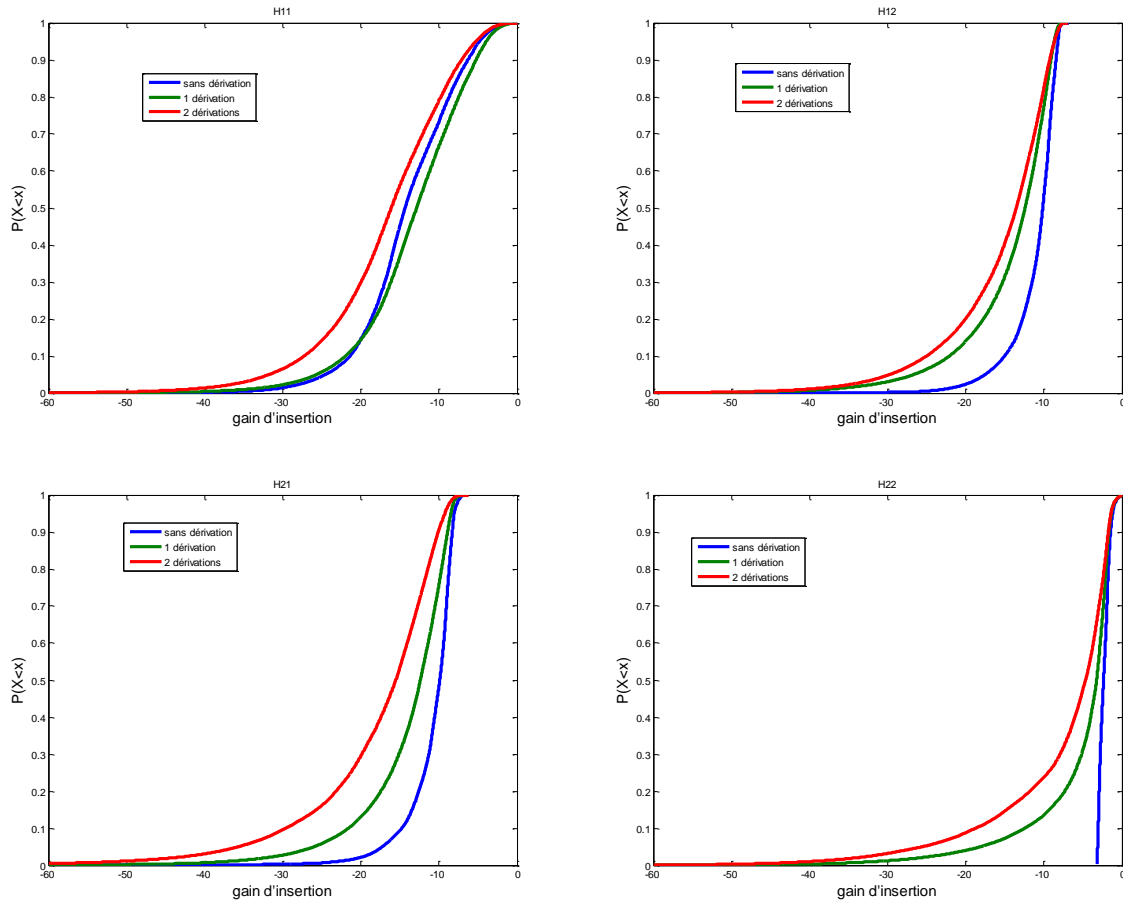


Figure IV.21 CDF des gains d'insertion H_{ij} calculés pour les 3 configurations du réseau

Afin d'étudier le conditionnement des canaux MIMO pour les différentes configurations du réseau, une décomposition en valeurs singulières λ_1 et λ_2 de la matrice H a été réalisée. La matrice H a été normalisée [104] pour que la somme des carrés des modules des 4 gains H_{ij} soit égale à la dimension de la matrice, soit 4 dans notre cas. Ensuite, nous avons utilisé la métrique de conditionnement décrite dans [108] et rappelée dans l'équation suivante :

$$C(f) = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{\max(\lambda_1, \lambda_2)} \quad (\text{IV.8})$$

Les valeurs de conditionnement sont toujours comprises entre 1 et 2. Les valeurs proches de 1 sont obtenues quand le canal MIMO est équivalent à un seul canal ($\lambda_1 \gg \lambda_2$), synonyme de dégénérescence de la matrice H . Les valeurs proches de 2 sont obtenues quand le canal MIMO est équivalent à deux canaux ($\lambda_1 \approx \lambda_2$).

Nous avons calculé le conditionnement $C(f)$ des cent matrices H_{ij} simulées pour les 3 configurations de réseau dans la bande [1.8-86] MHz, et tracé les fonctions cumulatives complémentaires (CCDF) présentées figure IV.22. Le tableau IV.7 présente les valeurs

médianes de conditionnement des canaux MIMO. On constate que les valeurs médianes de $C(f)$ sont très proches de 1 quelle que soit la configuration chargée du réseau. Cependant, pour référence, nous avons calculé le conditionnement dans le cas sans charge ni dérivation, et une valeur médiane de 1.34 a été obtenue.

On peut constater aussi que la présence de dérivation semble améliorer très légèrement le conditionnement de la matrice de transfert, puisque dans 10% des cas, le conditionnement est de 1.2 et 1.35 respectivement dans les configurations sans et avec dérivation.

Tableau IV.7. Conditionnement des canaux MIMO pour une probabilité de 0.5

| Configurations | $C(f)$ (dB) |
|--------------------------------|-------------|
| Sans charge et sans dérivation | 1.34 |
| Avec charge et sans dérivation | 1.042 |
| Avec charge et 1 dérivation | 1.053 |
| Avec charge et 2 dérivations | 1.016 |

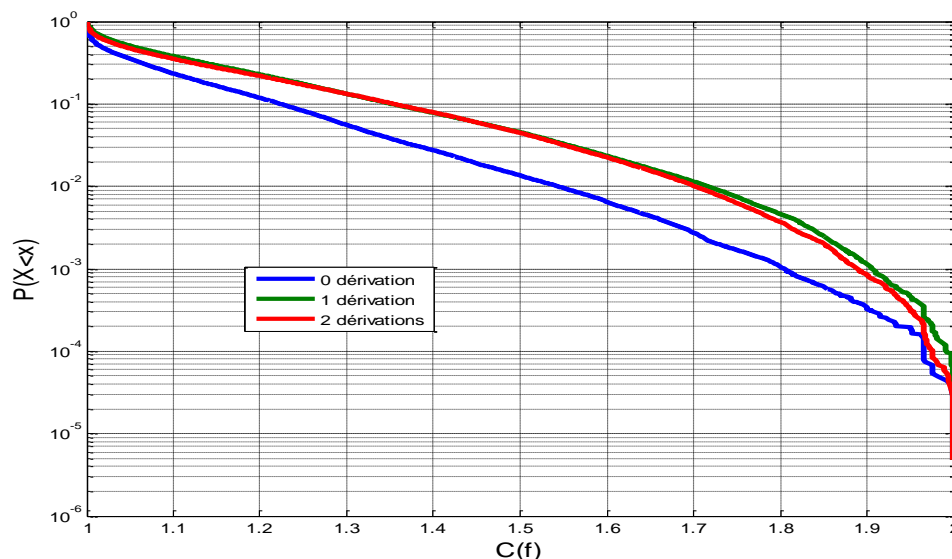


Figure IV.22 Conditionnement des canaux MIMO pour les différentes configurations du réseau

La capacité du canal MIMO a été calculée sur la bande de fréquences 1.8- 86 MHz et est présentée figure IV.23 sur laquelle la capacité obtenue en SISO a été ajoutée pour les différentes configurations du réseau. Le résumé de la statistique est présenté dans le tableau IV.8. On constate une augmentation de débit grâce au procédé MIMO ; le débit évolue d'une capacité de l'ordre de 700-750 Mbits/s en mode SISO à 1500-1700 Mbit/s en mode MIMO.

Tableau IV.8. Statistique de la capacité en MIMO dans la bande [1.8-86MHz]

| Nombre de dérivation | Capacité (Mbit/s) | | | | |
|----------------------|-------------------|------|---------|------|------|
| | MIMO | | | | |
| | Min | Max | Moyenne | 10% | 90% |
| 0 | 1534 | 2018 | 1697 | 1556 | 1860 |
| 1 | 1500 | 1960 | 1690 | 1550 | 1834 |
| 2 | 1350 | 1850 | 1550 | 1390 | 1700 |
| | SISO | | | | |
| 0 | 516 | 916 | 673 | 561 | 813 |
| 1 | 533 | 992 | 745 | 594 | 913 |
| 2 | 517 | 1030 | 744 | 598 | 890 |

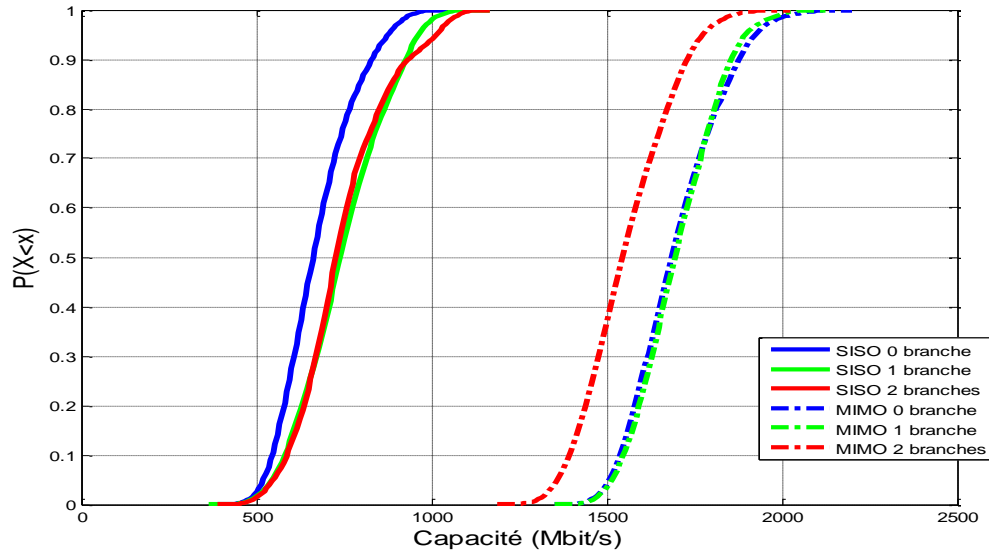


Figure IV.23 Comparaison de la capacité MIMO et SISO.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté l'état de l'art des techniques MIMO-CPL. Nous nous sommes orientés vers un procédé MIMO 2x2 avec une étude principale pour laquelle les 2 ports correspondent respectivement à phase-neutre et à terre-neutre, que nous avons appelé neutre commun.

Nous avons présenté les résultats d'une campagne de mesure de la matrice de transfert et du bruit MIMO réalisée sur notre réseau test trifilaire, et une étude sur la corrélation du bruit entre les différentes voies. La densité spectrale de puissance de bruit mesurée pour les différentes configurations de ports MIMO (neutre commun, phase commune et terre commune) est pratiquement identique et est d'environ -122 dBm/Hz. Nous avons constaté une forte corrélation du bruit de l'ordre de 0.7 entre les voies quelle que soit la configuration de port MIMO.

Le procédé MIMO permettant soit d'augmenter la fiabilité, soit d'augmenter la capacité de la liaison, une première partie a porté sur les performances d'une liaison MIMO en termes de taux d'erreurs binaires, quand l'approche théorique développée ensuite a permis de déterminer la capacité.

Dans la première partie, nous avons calculé l'effet de la charge du réseau et du procédé MIMO sur les performances d'une liaison en termes de fiabilité de la liaison exprimée grâce au taux d'erreurs binaires. Le codage spatio-temporel d'Alamouti a été choisi. Les matrices de transfert étudiées ont été mesurées sur notre réseau test. Il a été observé que la technique MIMO permet une augmentation des performances de la liaison par rapport à la technique SISO, puisque, quel que soit le nombre de charges sur le réseau, pour un TEB de 10^{-3} , le mode MIMO permet un gain par rapport au mode SISO de 8 à 10 dB sur la puissance d'émission. Cependant, pour les 2 modes de transmission, la charge du réseau dégrade ces performances. Ainsi il a été observé que dans le mode MIMO, pour un TEB de 10^{-3} le rapport de puissance P_e/P_b requis est de 26 dB et 45 dB respectivement dans les cas 0 et 4 charges.

Dans la seconde partie, le canal MIMO-CPL a été modélisé afin d'étudier l'impact des impédances de charges domestiques et de la topologie sur la capacité de Shannon. Il a été remarqué que l'effet des différentes classes d'impédance est le même pour les deux modes de transmission SISO et MIMO. Enfin nous avons présenté une étude statistique du gain d'insertion, du conditionnement et de la capacité du canal MIMO pour trois configurations topologiques du réseau. L'analyse des résultats a montré que le gain d'insertion diminue avec le nombre de dérivations connectées au réseau. Les résultats de calcul de la capacité sont comparés à celles obtenues en mode SISO. Il a été observé que la capacité du canal MIMO varie entre 1.3 et 2 Gbit/s, quand celle du canal SISO varie entre 0.5 et 1 Gbit/s. Les valeurs moyennes des canaux SISO et MIMO simulés sont respectivement de l'ordre de 0.7 Gbit/s et 1.6 Gbit/s. il été constaté aussi que la technique MIMO permet une augmentation de la capacité d'un facteur variant entre 2 et 2.5 selon la configuration du réseau.

Conclusion générale

L'infrastructure électrique couvrant l'ensemble du territoire jusqu'aux zones rurales les moins facilement accessibles, le transport des données via le réseau électrique pourrait faciliter un accès généralisé à Internet. La technologie CPL semble donc un moyen simple et peu coûteux pour transmettre les flux de données d'un terminal à un autre dans un habitat ou une résidence. Cette technologie offre aujourd'hui des débits théoriques jusqu'à 1 Gbit/s qui ne sont pas toujours atteints dans les cas réels. Cette chute du débit est due en partie à la complexité de la topologie du réseau et aux charges des appareils électriques qui y sont connectés.

Les impédances des appareils domestiques connectés au réseau provoquent des effets de sélectivité du canal qui entraînent des évanouissements du gain importants à certaines fréquences. De même, ces appareils engendrent des bruits électromagnétiques perturbant le signal. Ces effets limitent ainsi considérablement les performances de la liaison.

Le travail mené durant cette thèse a permis d'évaluer l'impact de la topologie de réseau et des charges connectées sur un réseau trifilaire desservant une pièce d'une habitation. Les charges sont représentées par les impédances des appareils domestiques qui ont été mesurées et dont les valeurs sont disponibles dans la littérature. La démarche suivie a été tout d'abord de mettre en œuvre une modélisation du réseau permettant de faire varier la topologie du réseau et les charges connectées dans le but de collecter un grand nombre de fonctions de transfert représentatives des canaux existants, et d'en déduire les performances d'une liaison CPL. Des mesures sur un réseau test ont aussi été effectuées pour validation. Dans un second temps, l'effet de chaque élément topologique du réseau électrique (dérivation, charge, longueur de la ligne) est traité séparément afin de déterminer les configurations favorables ou hostiles aux transmissions CPL. Ensuite, dans un troisième temps, une étude statistique avec variation aléatoire des éléments topologiques a été menée sur un grand nombre d'essais pour déterminer les performances de la liaison CPL dans deux modes de transmission SISO et MIMO.

Afin de modéliser le canal de transmission CPL, nous nous sommes intéressés à une approche déterministe basée sur le formalisme de la théorie des lignes de transmission multifilaires et le concept de la topologie électromagnétique mis en œuvre grâce au code CRIPTE développé par l'ONERA. Le réseau est composé d'une ligne trifilaire de longueur 22.7 m disposant de sept prises. Trois configurations du réseau ont été étudiées, une

configuration sans dérivation, une configuration avec une dérivation branchée entre l'émission et la réception de longueur L variable et une configuration avec 2 dérivation : une dérivation de longueur L entre le modem d'émission et le modem de réception et une dérivation placée en parallèle sur le modem d'émission et qui a une longueur fixe de 2,6 m. Pour la modélisation des impédances de charges domestiques, nous nous sommes appuyés sur une étude décrite dans la littérature et qui repose sur la mesure intensive de nombreuses charges. Elles sont classées en 5 classes en fonction de la dépendance fréquentielle de leurs impédances. Pour chacune de ces classes, un circuit RLC équivalent a été introduit dans notre modèle de réseau.

L'effet des impédances de charges domestiques sur les performances de la liaison a tout d'abord été étudié en mode SISO. Tout d'abord, l'étude du canal CPL s'est basée sur les mesures des gains d'insertion sur notre réseau test et a été décomposée en trois grand axes : l'impact de la position relative de l'émetteur et du récepteur, l'impact d'une connexion du réseau test au réseau électrique du bâtiment sur la réponse fréquentielle du canal CPL, et l'effet des impédances de charge sur la capacité de Shannon. Il été observé que la capacité du canal décroît avec le nombre de charges connectées, ce qui correspond à une perte du débit d'environ 38% lorsque notre réseau est intégralement chargé. En second lieu, nous avons étudié l'effet des impédances de charges domestiques à l'aide de notre outil de simulation. Le comportement de la classe 2 dont l'impédance oscille entre un circuit ouvert et un court circuit a été souligné. Il est montré que les appareils de la classe 2 ne doivent pas être branchés directement à une prise, mais doivent être branchés par l'intermédiaire d'un câble d'1 m minimum. Pour les autres classes, une charge positionnée en dehors du trajet direct émission/réception perturbera moins la qualité de la transmission que si elle est située sur le trajet direct. Il a été observé que le débit est quasiment constant quelle que soit la position de la charge situées sur le trajet direct et quelle que soit la classe d'impédance connectée. En présence d'une dérivation, on constate que la longueur de la déviation (pour $L > 1$ m) et l'impédance de charges ont peu d'influence sur la capacité de la liaison. Le débit maximal est d'environ 1.1 Gbit/s pour un SNR à l'émission de 70 dB dans la bande 1-30MHz et de 40 dB dans la bande 30-86 MHz.

Une analyse statistique basée sur 300 configurations de réseau en faisant varier aléatoirement la position et la classe d'impédance ainsi que la longueur de la dérivation a été présentée. Il a été observé que les valeurs moyennes de la bande de cohérence et de l'étalement des retards sont respectivement d'environ 900 kHz et 100 ns. Pour la capacité, la

valeur moyenne observée pour les configurations avec une ou deux branches est d'environ 744 Mbit/s et celle observée pour la configuration sans branche est d'environ 670 Mbit/s.

Enfin, l'effet des impédances de charges domestiques sur les performances du canal a été souligné dans le mode MIMO-CPL. Nous avons présenté les mesures de la matrice de transfert du canal et les mesures du bruit effectuées sur le réseau test du laboratoire. Nous avons ensuite étudié la corrélation entre les bruits mesurés sur les différents canaux MIMO. Il a été observé que le bruit est quasiment stationnaire en fonction du temps quelle que soit la configuration du réseau et que la densité spectrale de puissance mesurée pour les différentes configurations de ports MIMO est pratiquement identique et est d'environ -122 dBm/Hz. Nous avons observé une forte corrélation de l'ordre de 0.7 entre les voies quelle que soit la configuration de port MIMO et une légère augmentation de la corrélation avec la charge connectée au réseau. Enfin, une étude expérimentale et théorique de l'effet des impédances de charges domestiques sur les performances de la liaison MIMO-CPL en termes de débit et TEB a été menée. Il a été observé que la technique MIMO améliore les performances de la liaison CPL en termes de TEB quelle que soit la configuration de charge du réseau, puisque, pour un TEB de 10^{-3} , le mode MIMO permet un gain par rapport au mode SISO de 8 à 10 dB sur la puissance d'émission. Une comparaison de la capacité MIMO et SISO a été réalisée. Il a été observé que la capacité du canal MIMO varie entre 1.3 et 2 Gbit/s, quand celle du canal SISO varie entre 0.5 et 1 Gbit/s. Les valeurs moyennes des canaux SISO et MIMO simulés sont respectivement de l'ordre de 0.7 Gbit/s et 1.6 Gbit/s.

Dans le cadre d'études ultérieures, il serait intéressant d'augmenter la taille de réseau en termes de distance, et de nombre de dérivation entre modems, à condition d'introduire les pertes linéiques dans la modélisation. Dans le cadre du procédé MIMO, nous avons principalement étudié la configuration neutre commun, il serait intéressant d'étudier et de comparer les deux autres configurations phase commune et terre commune, et d'augmenter aussi le nombre de voies MIMO. De plus, nous avons démarré une étude préliminaire sur la corrélation des bruits et montré une forte corrélation entre les voies. Cette étude devrait être approfondie en multipliant le nombre de mesures et en évaluant l'impact de cette corrélation sur les performances de la liaison pour différents codages spatio-temporels.

Annexe 1: Modèle des différentes classes d'impédance

Les figures A1.1 à A1.4 présentent les modèles RLCG des impédances de charges domestiques respectivement des classes 2 à 5.

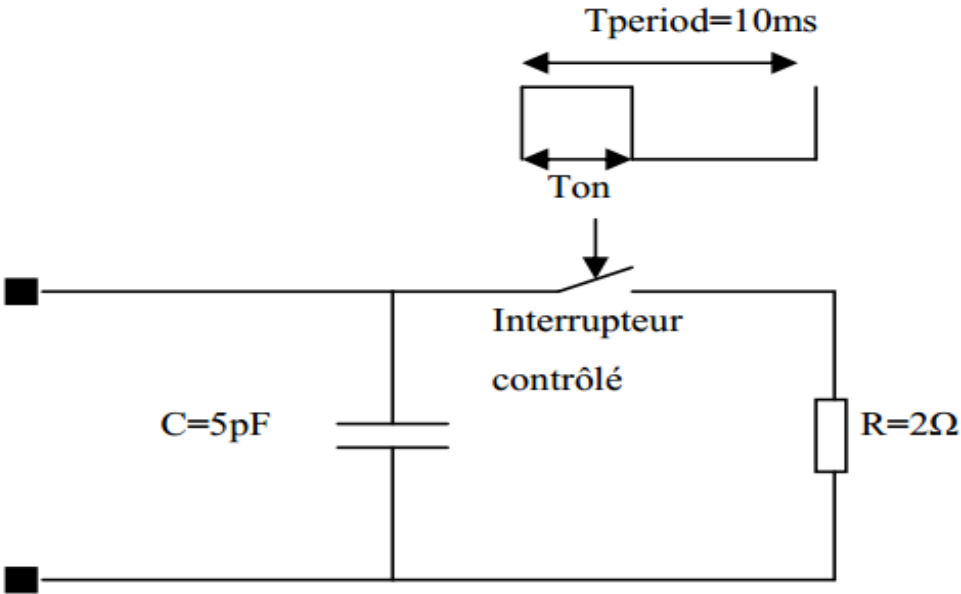


Figure A1.1 Circuit représentant l'impédance moyenne des appareils de la classe 2.

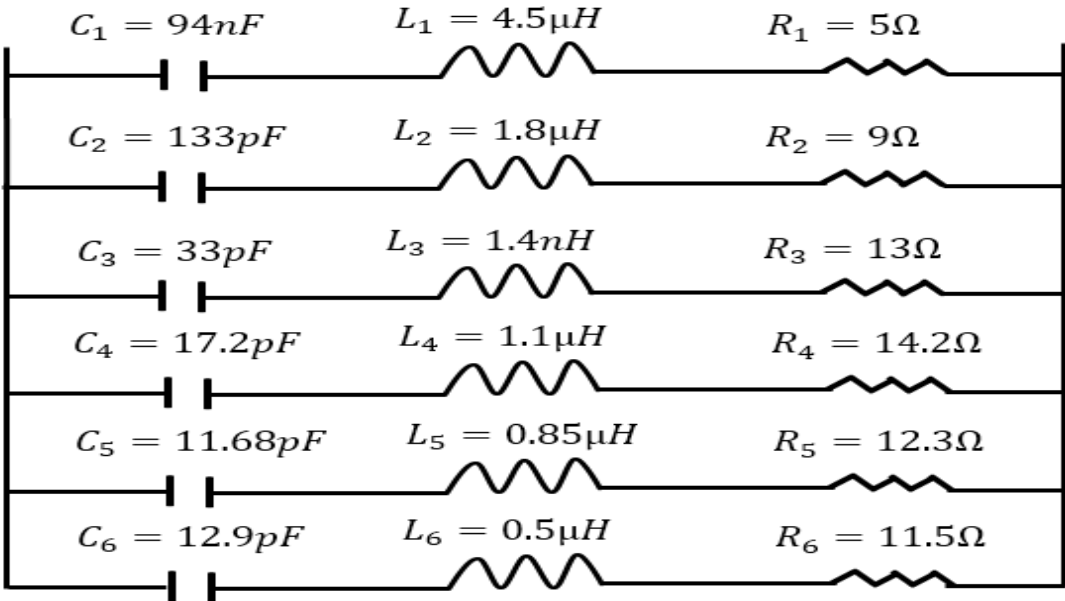


Figure A1.2 Circuit représentant l'impédance moyenne des appareils de la classe 3.

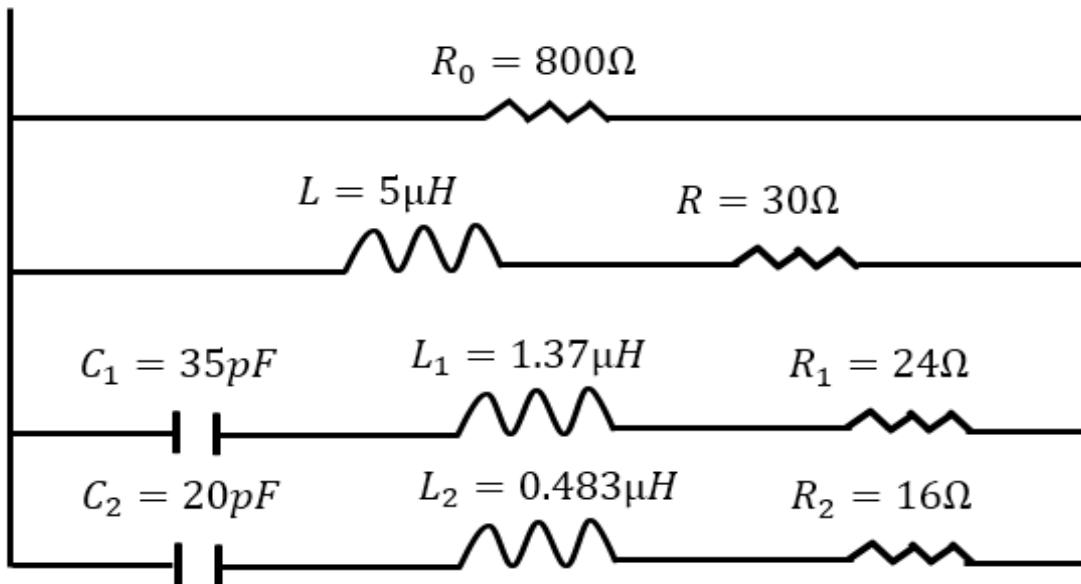


Figure A1.3 Circuit représentant l'impédance moyenne des appareils de la classe 4.

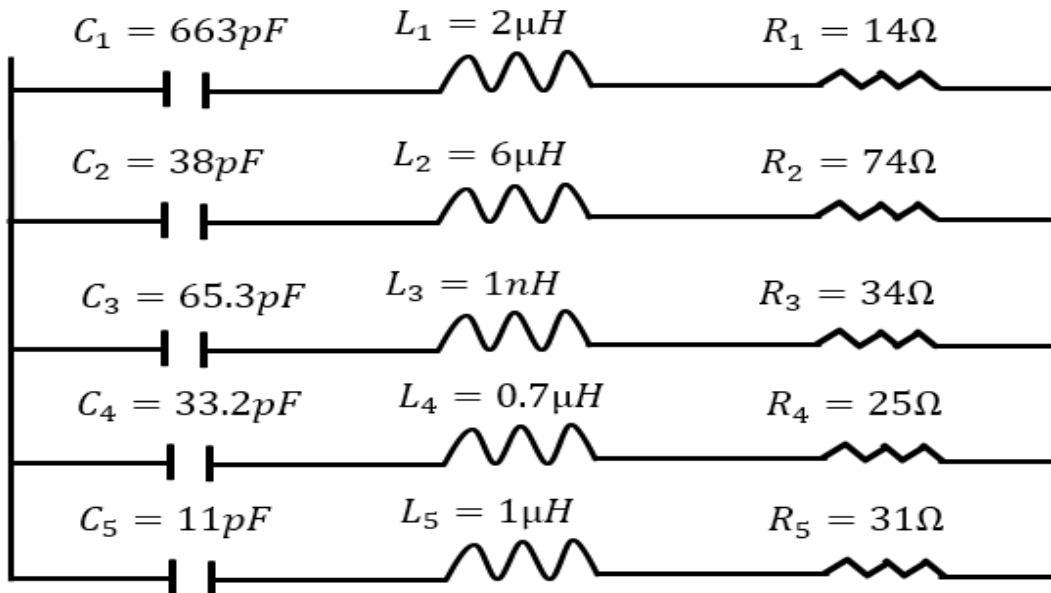


Figure A1.4 Circuit représentant l'impédance moyenne des appareils de la classe 5.

Annexe 2: Gains d'insertion mesurés et CDF pour les configurations de ports terre commune et phase commune

Les figures A2.1 et A2.2 présentent respectivement les gains d'insertion et CDF de la liaison P1P6 sans charge dans la configuration terre commune, c'est-à-dire une injection/réception simultanée entre la phase et la terre et le neutre et la terre.

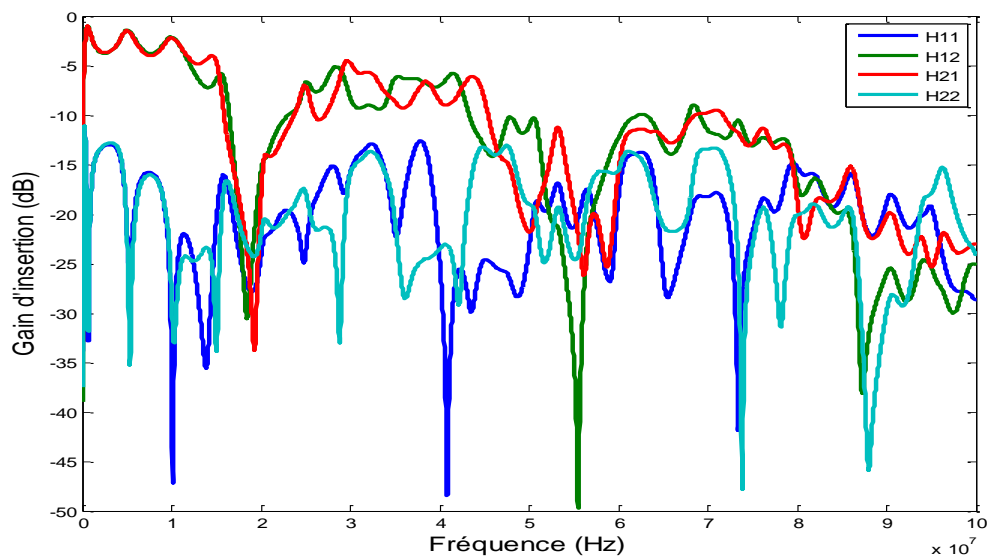


Figure A2.1 Gain d'insertion pour les différents canaux MIMO, le port 1 (PT) et le port 2 (NT)

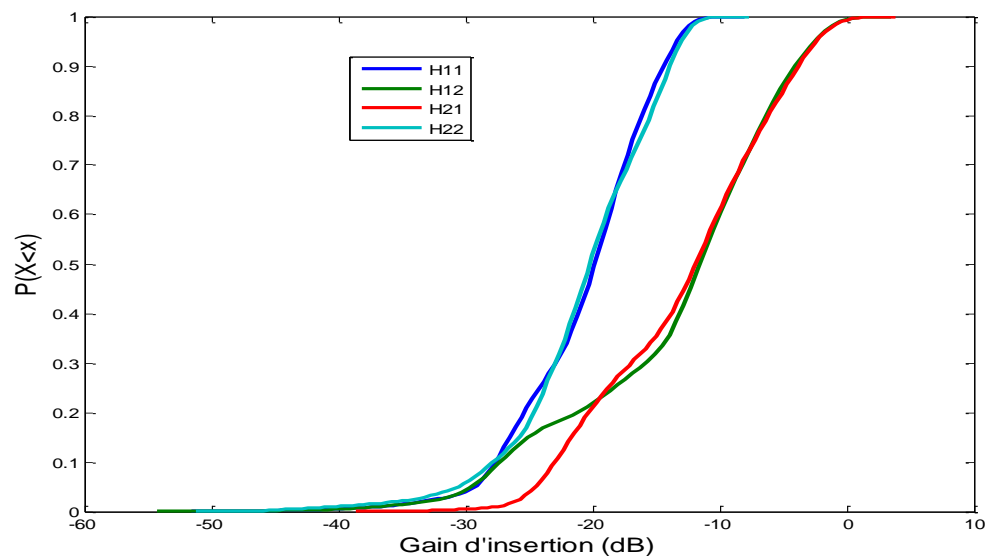


Figure A2.1 CDF des les différents canaux MIMO, le port 1 (PT) et le port 2 (NT)

Les figures A2.3 et A2.4 présentent respectivement les gains d'insertion et CDF de la liaison P1P6 sans charge dans la configuration phase commune, c'est-à-dire une injection/réception simultanée entre le neutre et la phase et entre la terre et la phase.

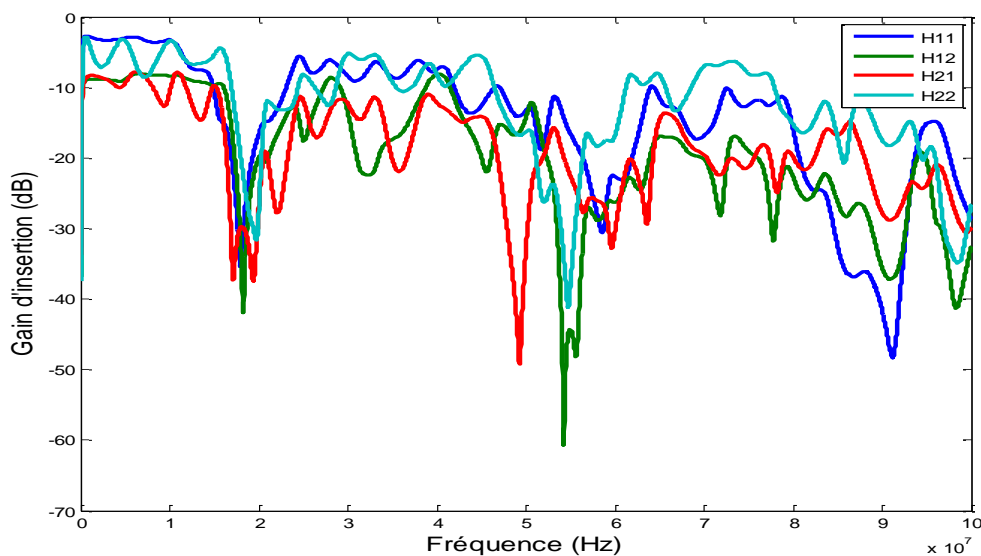


Figure A2.2 Gain d'insertion pour les différents canaux MIMO, le port 1 (NP) et le port 2 (TP)

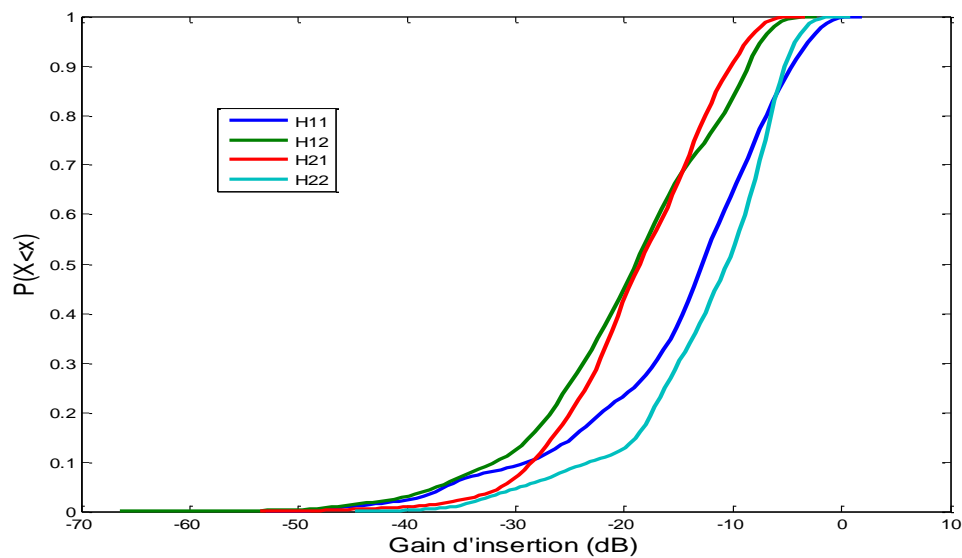


Figure A2.1 CDF des différents canaux MIMO, le port 1 (NP) et le port 2 (TP)

Annexe 3 : Outil de simulation CRIPTE

L'outil de simulation CRIPTE (Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique) est un logiciel de l'ONERA qui est basé sur le formalisme de la théorie des lignes associée à la topologie électromagnétique.

Pour notre modélisation, notre réseau électrique est donc décomposé en une succession de portions uniformes qui sont identiques géométriquement, appelées 'Tubes' et interconnectées par le biais d'une 'Jonction'.

Selon la topologie électromagnétique une ligne de transmission multifilaire homogène peut être représentée par un tube unique [94]. Ce tube est terminé par des jonctions permettant de connecter des charges ou bien d'interconnecter les tubes entre eux (figure A3.1) pour réaliser un réseau. En effet, une ligne multifilaire est modélisée par un tube sur lequel se propagent l'onde progressive $W1$ et l'onde régressive $W2$. Ces ondes W peuvent être définies en utilisant l'équation suivante

$$W(z) = V(z) + Z_c I(z)$$

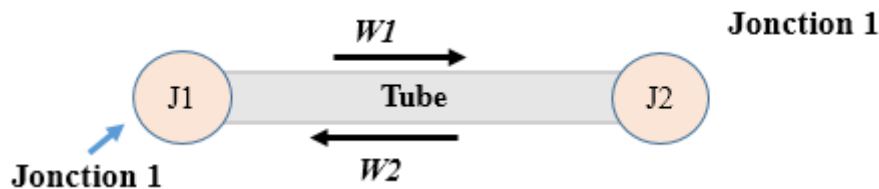


Figure A3.1 Représentation topologique d'une ligne multifilaire

Dans le cas d'un réseau électrique ayant une topologie quelconque (M tube interconnectés entre eux), la solution générale donnant tous les courants et tensions X aux extrémités de chaque tube est donnée par un système matriciel de la forme :

$$[A][X] = [B]$$

Où A est une Matrice qui représente toutes les données relatives aux tubes multifilaires et aux jonctions et B une Matrice qui représente toutes les informations sur les générateurs et les perturbations extérieures.

Au niveau de chaque jonction, une matrice de répartition permet de caractériser les jonctions reliant les tubes aux charges ou à d'autres tubes.

Détermination des paramètres d'entrées

○ Détermination des paramètres L et C d'un tube

Les paramètres L et C sont calculés par une méthode numérique, les données d'entrée du logiciel étant les caractéristiques géométriques du câble (rayon du conducteur, rayon de l'isolant, espacement entre conducteur) et les caractéristiques des matériaux (conductivité, permittivité). Dans notre réseau, les tubes sont définis par 3 fils (Phase, Neutre et Terre), dont un des fils est la référence. Les matrices L et C sont calculées en utilisant le code électrostatique LAPLACE, développé à l'ONERA [94]. Ce code s'appuie sur la méthode des moments.

○ Détermination de la géométrie du réseau

Les paramètres d'entrées du logiciel sont aussi les dimensions du réseau électrique (longueurs des tubes, connexions, charges terminales), et les impédances de charges domestiques (sous forme de combinaison de résistances, inductances et capacités) qui y sont connectées, comme le montre la figure A3.2. Les jonctions permettent de caractériser les conditions aux limites sur un tube donné et les caractéristiques de raccordement entre les tubes. Ces jonctions sont déterminées par leur matrice de répartition S sur 50Ω .

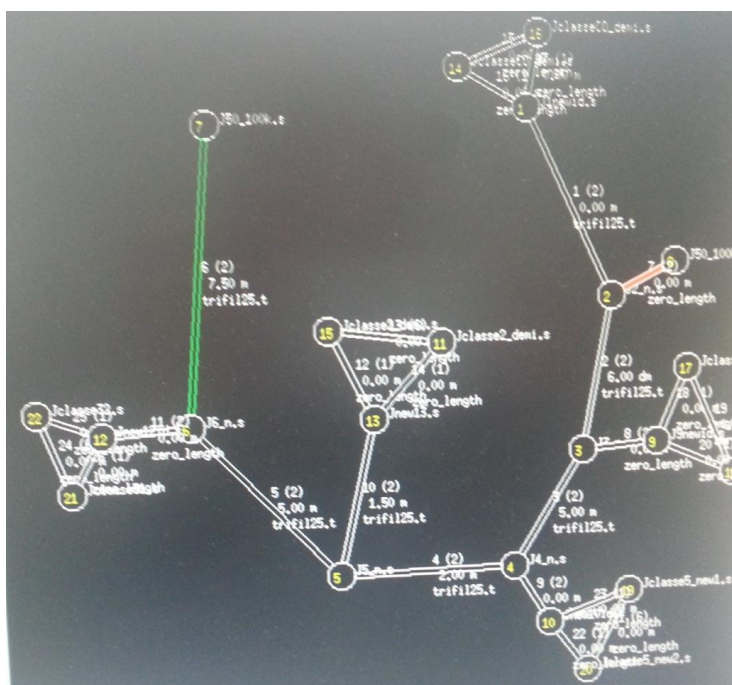


Figure A3.2 Réseau électrique modélisé sous CRIPTE

- **La matrice de répartition des jonctions S**

Au niveau de chaque jonction, CRIPE permet d'établir et de résoudre l'équation BLT qui décrit les phénomènes de propagation sur les lignes et de dispersion au niveau des jonctions.

- **Les sources d'excitation du réseau**

Calcul des paramètres de sorties

Le logiciel délivre les tensions par rapport à la référence désignée et les courants aux extrémités de chaque fil demandé.

Liste des publications

1) Publications dans une revue internationale avec comité de lecture

H. BOUASSAM, V. DEGARDIN, M. RIFI, “Effects of Load Distribution on Indoor Power Line Communication”, *International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP)*, Vol. 7, No. 3, 2017.

M. HANAOUI, M. RIFI, H. BOUASSAM, H. TERCHOUNE, “Improvement of energy efficiency by using smart antenna system of BTS Application”, *IJCSIS*, Vol. 13, No. 11, 2015, pp. 47-52

2) Publications dans une revue internationale avec comité de lecture suite à une conférence

M. HANAOUI, H. BOUASSAM, M. RIFI, H. TERCHOUNE “Improvement of energy efficiency of GSM BTS by using smart antenna system”, *Mediterranean Telecommunication Journal*, Vol. 5, N° 2, June 2015.

H. BOUASSAM, M. RIFI, V. DEGARDIN, “The effect of loads on insertion gain and capacity of SISO Power Line Communication”, *Mediterranean Telecommunication Journal*, Vol. 4, N° 2, 58-61, 2014.

3) Publications dans une conférence internationale avec comité de lecture

H. BOUASSAM, V. DEGARDIN, M. RIFI, “Analysis and modeling of impact of household loads on Broadband PLC performance”, *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, ISPLC 2016*, Bottrop, Germany, 20-23 March 2016, pp. 98-102

H. BOUASSAM, M. RIFI, V. DEGARDIN, “Impact of loads on insertion gain and capacity for MIMO PLC channels”, *IEEE International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, Marrakech, Morocco. March 2015 pp. 150-153.

H. BOUASSAM, V. DEGARDIN, M. RIFI, “Influence of load impedance on the quality of power Line communication”, *Conférence Internationale en Sciences et technologies Electrique au Maghreb (CISTEM)*, Tunis, Tunisia, November 2014.

H. BOUASSAM, M. Rifi, V. DEGARDIN, “Characterization of the effect of load impedance of indoor power line communication”, *Congrès Méditerranéen des Télécommunications (CMT)*, May 2014, Mohammedia, Morocco.

Références

- [1] P. Degauque, I.S. Stievano, S.A. Pignari, V. Degardin, F.G. Canavero, F. Grassi, F.J. Canete, “Power-line communication - Channel characterization and modeling for transportation systems”, IEEE Vehicle Technology. Magazine. Vol. 10, no. 2, pp. 28-37, 2015.
- [2] V. Degardin, P. Laly, M. Lienard, P. Degauque, “Investigation on power line communication in aircrafts” IET Communication. Vol. 8, no. 10, pp. 1868-1874, 2014.
- [3] V. Degardin, I. Junqua, M. Lienard, P. Degauque, S. Bertuol, “Theoretical approach to the feasibility of power-line communication in aircrafts”, IEEE Transaction on vehicle Technology. Vol. 62, no. 3, pp. 1362-1366, 2013.
- [4] V. Degardin, M. Lienard, P. Degardin, E. Simon, P. Laly, “Impulsive noise characterization of in-vehicle power line”, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, vol. 50, no. 4, pp. 861-868, 2008.
- [5] M. Elghzaoui, J. Belkadid, A. Benbassou, S. D. Bennani, “Influence de la topologie du réseau électrique sur le débit de transmission des modems PLC”. Congrès Méditerranéen des Télécommunications et Exposition, Fes, Maroc, 2012.
- [6] D.E, Chariag, " Elaboration d'un outil d'analyse du réseau électrique domestique dans la bande CPL", thèse de doctorat, Université François – Rabelais de Tours, 2013.
- [7] “IEEE standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical layer specifications,” IEEE Std 1901-2010, pp. 1– 1586, Dec. 2010.
- [8] Xavier Carcelle – Réseau CPL par la pratique – EDITIONS EYROLLE-Paris : EYROLLE, N° d’éditeur 7373, 2006.
- [9] J. Routin, C.E.I Brown, “Power line signaling electricity meters”, UK patent Office, British Patent No. 24833, 1897.
- [10] P.A. Brown, “Power line communications – Past Present and Future”, IEEE ISPLC, Lancaster, UK, pp. 1-8, 1999.
- [11] Ministère de l’Economie, des Finances et de l’industrie, guide de bonnes pratiques pour le recours aux CPL sur les réseaux publics de distribution d’électricité. <http://archives.entreprises.gouv.fr/2012/www.industrie.gouv.fr/pdf/cpl.pdf>
- [12] S. Galli, A. Scaglione, Z. Wang, “For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid,” Proceedings of the IEEE, vol. 99, no. 6, pp. 998-1027, 2011.
- [13] V. Oksman, J. Zhang, “G. Hnem, “The New ITU-T Standard on Narrowband PLC Technology,” IEEE Communications Magazine, vol. 49, no. 12, pp. 36-44, 2011.
- [14] Prime Alliance, www.prime-alliance.org
- [15] TRIALOG, www.trialog.com
- [16] M. Antoniali, A. M. Tonello, M. Lenardon, A. Qualizza, “Measurements and Analysis of PLC Channels in a Cruise Ship”, IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, pp. 102-107, Udine, Italie, 2011.
- [17] Universal Powerline Association : www.ipcf.org/company/upa
- [18] CEPCA alliance, www.ipcf.org/company/CEPCA
- [19] Homplug, www.homeplug.org

- [20] D. Guezgouz. 'Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL', thèse de doctorat, Université François Rabelais- Tours, France, 2010.
- [21] V. Degardin, "Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension", thèse de doctorat, Université des Science et technologie de Lille, 2002.
- [22] M. Zimmerman, K. Dostert, "An analysis of the broadband noise scenario in power line networks", IEEE ISPLC, pp 131-138, Limerick, Ireland, 2000
- [23] M. Zimmerman, K. Dostert, "Analysis and modeling of impulsive noise in broadband power line communications", IEEE transaction On Electromagnetic Compatibility, Vol.44, N°.1 pp 249-258, 2002.
- [24] T. Esmailian, F. R. Kschischang, P. G. Gulak, "In-building power lines as highspeed communication channels: Channel characterization and a test channel ensemble", International Journal on Communications and Systems., Vol.16, no. 5, pp. 381–400, 2003.
- [25] H. Meng, Y. L. Guan, S. Chen, "Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 20, no. 2, pp. 630– 637, 2005.
- [26] V. Guillet, G. Lamarque, "Unified background noise model for Power Line Communication", IEEE ISPLC, pp. 131-136, 2010
- [27] V. Guillet, "Contribution à la connaissance et à la caractérisation du canal courant porteur en ligne". Thèse de l'université d'Orléans, 2010.
- [28] S. Framework Programme: Thème 3 ICT-213311 OMEGA Deliverable D3.2, PLC Channel Characterization and Modelling, Dec. 2008.
- [29] Y. Hirayama, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, "Noise analysis on wide-band PLC with high sampling rate and long observation time", IEEE ISPLC, pp. 142–147, 2003.
- [30] E. Liu, Y. Gao, G. Samdani, O. Mukhtar, T. Korhonen, "Broadband characterization of indoor powerline channel and its capacity consideration", IEEE ICC, vol. 2, pp 901–905, 2005.
- [31] R. Hashmat, P. Pagani, T. Chinavel. A. Zeddami, "Analysis and Modeling of Background noise for Inhome MIMO PLC channels", IEEE ISPLC, pp. 316-321, 2012.
- [32] H. Chaouche, "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'université de Nantes, 2011.
- [33] F. Rouissi, "Optimisation de la couche PHY des systèmes de communication sur le réseau d'énergie en présence de bruit impulsif", Thèse de l'université des sciences et technologies de Lille en Co-tutelle SUP'COM de Tunis, 2008.
- [34] V. Degardin, P. Laly, M. Lienard, P. Degauque, "Impulsive noise on in-vehicle power lines: characterization and impact on communication performance», IEEE ISPLC, pp. 222-226, 2006.
- [35] A. M. Tonello, F. V. Tonel, A. Pettolo, "In-home power line communication channel: Statistical characterization", IEEE Transaction on Communication, Vol. 62, no. 6, pp. 2096-2106, 2014.
- [36] H. Gassara, F. Rouissi, A. Ghazel, "Narrowband Stationary Noise Characterization and Modelling for Power Line Communication," International Symposium on Communications and Information Technologies, pp. 148-153, Thailand, 2013
- [37] H. Chaouche, F. Gauthier, A. Zeddami, M. Tlich and M. Machmoum, "Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source," Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, Vol. 3, no. 9, pp. 359-367, 2011.

- [38] M. Nassar, K. Gulati, Y. Mortazavi, B. L. Evans, "Statistical Modeling of Asynchronous Impulsive Noise in Powerline Communication Networks", IEEE Globecom, pp. 1-6, 2011
- [39] J. Lin, M. Nassar, B. L. Evans, "Impulsive Noise Mitigation in Powerline Communications Using Sparse Bayesian Learning", IEEE Journal on Selected Areas of Communications, pp. 1171-1183, 2013
- [40] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddami, F. Gauthier, P. Degauque, "Classification and characterization of impulsive noise on indoor power lines used for data communications", IEEE Transaction on Consumer. Electronics., vol. 48, no. 4, pp. 913-918, 2002
- [41] D. Middleton, "Statistical-physical model of electromagnetic interference", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. 19, no. 3, pp. 106-126, 1977.
- [42] R. Pighi, M. Franceschini, G. Ferrari, and R. Raheli, "Fundamental performance limits of communications systems impaired by impulse noise", IEEE Transaction on Communication, Vol. 57, no.1, pp. 171- 182, 2009.
- [43] X. Wang, H. V. Poor, "Robust multiuser detection in non-Gaussian channels", IEEE Transaction. Signal Processing, Vol.47, no. 2, pp. 289-305, 1999.
- [44] Y. H. Ma, P. L. So, and E. Gunawan, "Performance analysis of OFDM systems for broadband power line communications under impulsive noise and multipath effects", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 20, no, 2, pp. 674- 682, 2005.
- [45] G. Ndo, P. Siohan, and M. H. Hamon, "Adaptive noise mitigation in impulse environment: Application to power-line communications", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 25, no. 2, pp. 647-656, 2010.
- [46] C63.4-2014- American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the range of 9 kHz to 40 GHz, 2014.
- [47] HomePlug Powerline Alliance, HomePlug AV Specification, 2007.
- [48] Federal Communications Commission, Title 47 of the code of Federal Regulations part 15. 2007.
- [49] B. Praho, M. Tlich, P. Pagani, A. Zeddami, and F. Nouvel, "Cognitive Detection Method of Radio Frequencies on Power Line Networks," IEEE ISPLC, pp. 225-230, 2010.
- [50] M. Zimmerman, K. Dostert, "A Multi-Path Model for the Power Line Channel", IEEE Transactions on communications, Vol. 50, no. 4, pp. 553-559, 2002.
- [51] V. K. Chandna, M. Zahida , " Effect of Varying Topologies on the Performance of Broadband Over Power Line" IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 25, no. 4, pp. 2371 - 2375, 2010.
- [52] J. Anatory, N. Theethyi, R. Thottappillil, M. M. Kissaka, N. H. Mvungi, "The effect of Load impedance, Line Length, and Branches in the BPLC—Transmission-Line Analysis for Indoor Voltage Channel", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, no. 4, pp. 2150-2155, 2007.
- [53] J. Anatory, M. M. Kissaka, N. H. Mvungi, "Power Line Communications: The Effects of Branches on network Performance", IEEE ISPLC, pp. 70-75, 2006.
- [54] J. Anatory, N. Theethyi, R. Thottappillil, "Effects of Multipath on OFDM Systems for Indoor Broadband Power-Line Communication Networks", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24, no. 3, pp. 1190-1197, 2009.
- [55] K. Mondal, P. K. Ray, "The Effect of Branch Network in Broadband Power Line Communication", International Conference on Devices and Communications, 2011.
- [56] A. H. Najarkolaei, J. Lota, W. Hosny, "Data transfer Over Low-Voltage European Power Distribution Networks", International Universities Power Engineering Conference, 2012.

- [57] T. P. Surekha, T. Ananthapadmanabha, C. Puttamadappa, "Analysis of Effect of Power Line Channel Characteristic Parameters in Broadband Power Line Communication (BPLC) Systems", Power Systems Conference and Exposition, pp. 1-6, 2009.
- [58] D. Chariag, J-C. Le Bunetel, Y. Raingeaud, "A Method to Construct Equivalent Circuit from Input Impedance of Household Appliances", International Journal on Communications Antenna and Propagation, vol. 2 no. 4, pp. 226-235, 2012.
- [59] Fern W. (Devolvo AG), "PLC (Keynote presentation)". International Home Networking Conference (IHN). 2007.
- [60] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin, F. Gauthierand, G. Avril, "A broadband Powerline Channel Generator", IEEE ISPLC, pp. 505-510, 2007.
- [61] A. M. Tonello, F. Versolatto, B. Béjar, "A Top-Down Random Generator for the In-Home PLC Channel", IEEE Globecom, pp. 1-5, 2011.
- [62] P. Pagani, A. Ismail, A. Zeddami, "Path Identification in a Power-Line Network Based on Channel Transfer Function Measurements" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, no. 3, 2012.
- [63] D. Shao, Q. Wang, Y. Lu, Y. Shu, C. Lai, K. Zhang, "Analysis and Modeling of Power Line Channel Attenuation Characteristics for Low Voltage Access Network in China", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), pp. 1-5, 2014.
- [64] N. Bahrani, V. Gaudet, "Measurements and Channel Characterization for In-Vehicle Power Line Communications," IEEE ISPLC, pp. 64-69, galasgow, Scotland, 2014.
- [65] A. M. Tonello, F. Versolatto, "Bottom-up statistical PLC channel modeling—Part II: Inferring the statistics," IEEE Transaction Power Delivery, vol. 25, no. 4, pp. 2356–2363, 2010.
- [66] L. Tang, P. So, E. Gunawan, Y. L. Guan, S. Chen, T. T. Lie "Characterization and modeling of in building power lines for high speed data transmission", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, no. 1, pp. 69-77, 2003.
- [67] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddami T. Chonavel, "A channel Model for Multiple Input Multiple Output in-home Power Line Networks", IEEE ISPLC, pp.35-41, 2011.
- [68] A. Schwager, W. Baschlin, H. Hirsch, P. Pagani, N. Weling, J. L. G. Moreno, H. Milleret, "European MIMO PLT field measurements: Overview of the ETSI STF410 campaign & EMI analysis", IEEE ISPLC, pp. 298–303, 2012.
- [69] A. Canova, N. Benvenuto, P. Bisaglia, "Receivers for MIMO-PLC channels: Throughput comparison", IEEE ISPLC, pp. 114-119, 2010.
- [70] M. Babic, M. Hagenau, K. Dostert, J. Bausch, "OPERA deliverable D4, Theoretical postulation of PLC channel model", OPERA-IST, Projet no. 507667, 2005.
- [71] D. Veronesi, R. Riva, P. Bisaglia, F. Osnato, K. Afkhamie, A. Nayagam, D. Rende, L. Yonge, "Characterization of in-home mimo power line channels", IEEE ISPLC, pp. 42–47, 2011.
- [72] A. M. Tonello, "Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications", EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, no. Article ID 96747, 2007.
- [73] F. Gianaroli, A. Barbieri, F. Pancaldi, A. Mazzanti, G.M. Vitetta, "A novel approach to power line channel modeling," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 25, no.1, pp.132-140, 2010.
- [74] R. Aquilue, M. Ribo, J. R. Regue, J. L. Pijoan, G. Sanchez, "Scattering parameters-based channel characterization and modeling for underground medium-voltage power-line communications," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 24, no.3, pp.1122-1131, 2009.

- [75] L. T. Berger, G. Moreno-Rodriguez, “Power line communication channel modeling through concatenated IIR-filters elements”, *Journal of Communication*, Vol. 4, no. 1, 2009
- [76] D.E. Chariag, D. Guezgouz, Y. Raingeaud, J-C. Le Bunetel, “Channel Modeling and Periodic Impulsive Noise Analysis in Indoor Power Line”, *IEEE IS CPL*, 2011.
- [77] J.P. Parmantier, “Numerical Coupling Models for Complex Systems and Results”, *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, pp. 359-367, 2004.
- [78] M. Zimmermann, K. Doestert, “A multi-path signal propagation model for the powerline channel in the high frequency range” *ISPLC*, pp. 45-51, 1999.
- [79] S. Sancha, F.J. Cañete, L. Diez, J.T. Entrambasaguas, “A Channel Simulator for Indoor Power Line Communications”, *IEEE ISPLC*, pp. 104-109, 2007.
- [80] A. M. Tonello and F. Versolatto, “Bottom-up statistical PLC channel modeling—Part I: Random topology model and efficient transfer function computation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 891–898, 2011.
- [81] M. Tlich, A. Zeddani, F. Moulin, and F. Gauthier, “Indoor power-line communications channel characterization up to 100 Mhz - Part I: One parameter deterministic model,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1392–1401, 2008.
- [82] T. Banwell, S. Galli. “A novel approach to the modeling of the indoor power line channel part I: circuit analysis and companion model”, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 20, no. 2, pp. 655–663, 2005.
- [83] S. Galli, T. Banwell, “A novel approach to the modeling of the indoor power line Channel-Part II: transfer function and its properties”, *IEEE Transaction on Power Delivery*., Vol. 20, no. 3, pp. 1869–1878, 2005.
- [84] L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, D. M. Schneider, “MIMO power line communications”, *CRC Press*, 2014.
- [85] F. Versolatto, A. M. Tonello, “An MTL Theory Approach for the Simulation of MIMO Power-Line Communication Channels”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1710-1717, 2011.
- [86] F. Gruber, L. Lampe, “On PLC channel emulation via transmission line theory”, *IEEE ISPLC*, pp. 178-183, 2015.
- [87] R. Bonnefille, “Réseaux électriques linéaires à constantes réparties”, *Techniques de l'ingénieur*, article D-69, 1978.
- [88] O. M. O. Gatous, J. P. Filho, “Frequency-dependent skin-effect formulation for resistance and internal inductance of a solid cylindrical conductor,” *IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 151, no. 3, pp. 212–216, 2004.
- [89] G. Metzger, J.P. Vabre, “Electronique des impulsions, Circuit à constantes réparties”, Edition : *MASSON & Cie*, 1966.
- [90] Y. Weens, “Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance”, *Thèse de doctorat, Université Lille1*, 2006.
- [91] H. Meng, S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. So, E. Gunawan, T. T. Lie, “Modeling of Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel” *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 19, no.3, 2004.
- [92] R. Nizigiyimana, “Diagnostic de réseaux électriques et communication par CPL”, *Thèse de l'université François – Rabelais de Tours*, 2014.

- [93] J.P. Parmantier, “Development of CRIPTE Code for Electromagnetic Coupling”, ONERA, 2005.
- [94] M. O. Carrion, “Communications sur le réseau d’énergie électrique d’un véhicule : modélisation et analyse du canal de propagation”, thèse de l’université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.
- [95] L. Yonge, J. Abad, K. Afkhamie, L. Guerrieri, S. Katar, H. Lioe, P. Pagani, R. Riva, D. M. Schneider, A. Schwager, “An Overview of the HomePlug AV2 Technology,” *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2013, pp. 1–20, 2013
- [96] M. Tlich, A. Zeddou, F. Moulin, F. Gauthier, “Indoor Power-Line Communications Channel Characterization up to 100 MHz—Part II: Time-Frequency Analysis,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no 3, pp. 1402-1409, July 2008.
- [97] J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil, “Channel Characterization for Indoor Power-Line Networks”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no 4, pp. 1883-1888, 2009.
- [98] L. Diquelou, “Propagation des signaux sur les lignes d’énergie électrique : étude des risques de compromission par rayonnement”, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2010.
- [99] A. Schwager, D. Schneider, W. Bäschlin; A. Dilly; J. Speidel “MIMO PLC: theory, measurements and system setup”, *IEEE ISPLC*, pp. 48-53, 2011.
- [100] D. Schneider, A. Schwager, W. Bäschlin† and P. Pagani “European MIMO PLC Field Measurements: Channel Analysis”, *IEEE ISPLC* pp.304-309, 2012.
- [101] L. Stadelmeier, D. Schill, A. Schwager, D. Schneider, J. Speidel. “MIMO for Inhome Powerline Communication”, *International ITG Conference on Source and Channel Coding*, pp. 1-6, 2008.
- [102] D. Rende, A. Nayagam, K. Afkhamie, L. Yonge, R. Riva, D. Veronesi, F. Osnato, and P. Bisaglia, “Noise correlation and its effects on capacity of inhome mimo power line channels,” *IEEE ISPLC*, pp. 60–65, 2011.
- [103] A. Pittolo, A. M. Tonello, F. Versolatto, “Performance of MIMO PLC in measured channels affected by correlated noise,” *IEEE ISPLC*, pp. 261–265, 2014.
- [104] K. Kilani, “Faisabilité des courants porteurs en ligne sur un câble triphasé entre un onduleur MLI et un Moteur pour des applications avioniques”, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Mars 2013.
- [105] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", *IEEE Transaction on Information Theory*, Vol. 44, no. 2, pp. 744–765, 1998.
- [106] V. Tarokh ; H. Jafarkhani ; A.R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs”, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol: 45, no: 5, pp. 1456 – 1467, 1999.
- [107] S. M. Alamouti, “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, *IEEE journal on selected areas in communications*, Vol. 16, no. 8, 1998
- [108] J.W. Wallace, M.A. Jenson, “MIMO Capacity variation with SNR and multipath richness from full-wave indoor FDTD simulations”, *IEEE International symposium on Antennas and Propagation Society*, pp. 523-526, 2003.