

# UNIVERSITÉ FRANÇOIS – RABELAIS DE TOURS

*ÉCOLE DOCTORALE EMSTU*  
GREMAN

**THÈSE** présentée par :

**Anouar ACHOURI**

soutenue le : 14 Janvier 2015

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université François – Rabelais de Tours**

Discipline/ Spécialité : **Électronique**

**Contribution à l'évaluation des technologies  
CPL bas débit dans l'environnement  
domestique**

**THÈSE dirigée par :**

**M. LE BUNETEL Jean-Charles** Maître de conférences HDR, Université François Rabelais, Tours

**RAPPORTEURS :**

**M. EL KHAMLICHI DRISSI Khalil,** Professeur, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand  
**M. HELIER Marc** Professeur, Université Pierre et Marie Curie, Paris 6

**JURY :**

**M. EL KHAMLICHI DRISSI Khalil,** Professeur, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand  
**M. HELIER Marc** Professeur, Université Pierre et Marie Curie, Paris 6  
**M. LE BUNETEL Jean-Charles** Maître de Conférences HDR, Université de Tours  
**M. MACHMOUM Mohamed** Professeur, Ecole Polytechnique de Nantes  
**M. RAINGEAUD Yves** Maître de Conférences, Université de Tours  
**M.DOLIGEZ T/ M.BUCHOUX V** Directeur du LAN/ Directeur technique du LAN  
**M. ZEDDAM Ahmed** Docteur d'Etat, France Télécom, Orange Labs, LANNION



## Remerciements

Ce travail a été effectué dans le cadre d'une collaboration CIFRE entre le Laboratoire des Applications Numériques et le GREMAN (Groupe de Recherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies) de l'université François Rabelais de Tours. Je remercie Monsieur Thierry DOLIGEZ, directeur du LAN pour ses conseils techniques et pour son aide dans le traitement des données de mesure et Monsieur Marc LETHIECQ directeur du GREMAN de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance aux Professeurs Marc HELIER et Khalil KHAMLICHI DRISSI, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. J'adresse également de sincères remerciements au Professeur Mohamed MACHMOUM et au Docteur Ahmed ZEDDAM qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de cette thèse.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Jean-Charles LE BUNETEL, maître de conférences HDR pour avoir dirigé cette thèse avec des qualités techniques et humaines excellentes. Mes remerciements vont également à Messieurs Yves RAINGEAUD maître de conférences et Vincent BUCHOUX directeur technique du LAN pour leur encadrement dévoué.

Mes vifs remerciements s'adressent aux collègues du GREMAN et du LAN pour leur gentillesse d'avoir accepté de réaliser deux campagnes de mesures chez eux.

Un grand merci également à l'ensemble des sympathiques personnes avec lesquelles j'ai pu travailler et partager ces années de recherche, ainsi qu'à tous mes amis qui m'ont toujours soutenu tout au long de cette thèse.

Je garde enfin des remerciements très chaleureux pour mes parents qui ont été en permanence présents dans mon esprit et mon cœur, pour leurs encouragements continus. Mes remerciements vont aussi à mes frères, mes sœurs et ma femme pour leur soutien.



## Résumé

Le Smart Grid a révolutionné la politique énergétique et a permis de redistribuer les rôles des différentes entités dans le marché de l'électricité. Le client résidentiel est au cœur de cette révolution. Il est désormais capable de gérer sa consommation à travers le contrôle et la commande des appareils électriques domestiques à distance, de produire de l'électricité, de la stocker et de la vendre. Le CPL bas débit est adopté par plusieurs acteurs de distribution d'électricité à l'échelle mondiale. Ce travail a comme objectif d'évaluer la possibilité de l'utilisation des protocoles CPL bas débit dans des applications de gestion de consommation électrique et de contrôle et de commande des appareils électriques domestiques à distance. Pour ce faire, nous avons réalisé une campagne de mesure de réponse du canal CPL dans 12 maisons pour caractériser et modéliser les fonctions de transfert dans la bande de fréquence [9kHz-500kHz]. A l'issue de cette campagne de mesure, nous avons distingué 5 classes de canaux selon leurs capacités de transmission et nous avons modélisé les fonctions de transfert à l'aide des filtres numériques à réponse impulsionnelle finie RIF. En plus des réponses du canal, nous nous sommes intéressés aux perturbations électromagnétiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous avons réalisé 376 enregistrements de bruits CPL dans différentes maisons. Les mesures de bruits ont été par la suite caractérisées et classifiées en bruits stationnaires, bruits périodiques et bruits apériodiques. Pour chaque type de bruit, nous avons proposé des exemples de régénération.

Mots clés : Smart Grid, CPL bas débit, réseau électrique domestique, Canal CPL, Bruits CPL

# Table des matières

<b>Remerciements</b> .....	3
<b>Résumé</b> .....	5
<b>Table des matières</b> .....	6
<b>Liste des tableaux</b> .....	11
<b>Liste des figures</b> .....	13
<b>Publications</b> .....	17
<b>Introduction</b> .....	19
<b>Chapitre 1 Le CPL bas débit dans le réseau électrique intelligent et la maison communicante</b> .....	23
1 Introduction .....	25
2 Etat de l'art sur le Smart Grid .....	25
2.1 Avantages attendus du Smart Grid .....	26
2.2 Modèle de référence .....	27
2.3 Description du modèle conceptuel .....	29
3 Le CPL .....	31
3.1 Principe du CPL .....	31
3.2 Aperçu historique du CPL .....	31
3.3 Cadre normatif des systèmes CPL bas débit dans le Smart Grid .....	32
3.4 La spécification PRIME ITU G9904 [G9904] .....	33
3.5 La spécification G3 ITU G9903 .....	34
3.6 IEEE 1901.2 [IEEE 1901.2] .....	36
4 Contexte de l'étude .....	39
5 Conclusion .....	41
<b>Chapitre 2 : Etude du canal CPL indoor dans la bande [9kHz-500kHz]</b> .....	45
1 Introduction .....	45
2 Etat de l'art sur la caractérisation et la modélisation du canal CPL .....	45
2.1 Modélisation du canal CPL par des approches déterministes .....	45
2.1.1 Caractérisation d'un câble électrique à l'aide de la théorie des lignes de transmission .....	45
2.1.2 Modélisation du canal CPL à l'aide des matrices chaîne .....	49
2.1.3 Modélisation du canal CPL à l'aide des matrices S .....	50
2.2 Modélisation du canal CPL par l'approche multi-trajets .....	52

2.3	Approche empirique .....	53
3	Etude prospective de la réponse du canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz] .....	54
3.1	Etude de la réponse du canal en présence de charges connues [Achouri1] .....	55
3.1.1	Dispositif de mesure .....	55
3.1.2	Caractéristiques des charges utilisées .....	56
3.1.3	Etude de la réponse du canal CPL dans le cas d'une liaison directe entre TX-RX .....	57
3.1.3.1	Etude de l'influence de l'impédance des charges sur la réponse du canal .....	57
3.1.3.2	Etude de l'effet de la position de la charge sur l'atténuation du canal .....	59
3.1.3.3	Etude de l'atténuation du canal en présence de plusieurs charges .....	59
3.1.4	Etude de l'atténuation du canal en présence d'une dérivation dans le réseau électrique .....	61
3.2	Etude de l'atténuation du canal en présence des charges domestiques [Achouri2] .....	64
4	Conclusion .....	65
<b>Chapitre 3 Modélisation empirique des canaux CPL dans la bande [9kHz-500kHz] .....</b>		<b>67</b>
1	Introduction .....	69
2	Présentation de la campagne de mesure du canal CPL domestique dans la bande [9kHz-500kHz] [Achouri3] .....	69
2.1	Observations .....	70
2.2	Critère de classification des canaux mesurés .....	71
2.3	Etude statistique sur la distribution des canaux mesurés [Achouri1] .....	72
2.3.1	Distribution des canaux selon les classes .....	72
2.4	Etude statistique sur l'atténuation des canaux mesurés .....	73
2.4.1	Distribution des classes selon le moment de la mesure .....	75
2.4.2	Distribution des classes selon le type de la pièce de mesure .....	76
2.5	Etude de la bande de cohérence des canaux mesurés .....	77
2.5.1	Aperçu théorique sur la bande de cohérence .....	77
2.5.2	Etude statistique sur la bande de cohérence des canaux mesurés .....	78
3	Modélisation des canaux CPL mesurés dans la bande [9KHZ-500kHz] [Achouri3] ..	80
3.1	Algorithme de modélisation d'une fonction complexe [Levy] .....	81
3.2	Exemples de modèles des canaux mesurés .....	83
4	Conclusion .....	89

<b>Chapitre 4 Caractérisation et modélisation des bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]</b> .....	91
1 Introduction .....	92
2 Etat de l'art sur la caractérisation et la modélisation des perturbations CPL.....	92
2.1 Phénomènes de perturbations .....	92
2.1.1 Perturbations permanentes .....	93
2.1.2 Perturbations apériodiques .....	93
2.1.3 Perturbations périodiques synchrones.....	94
2.2 Bruits de transmission CPL.....	95
2.2.1 Bruit stationnaire .....	95
2.2.1.1 Bruit de fond coloré.....	95
2.2.1.2 Bruit à bande étroite .....	95
2.2.1.3 Bruit impulsif périodique asynchrone .....	95
2.2.2 Bruit impulsif .....	96
2.2.2.1 Bruit impulsif périodique synchrone.....	96
2.2.2.2 Bruit impulsif asynchrone .....	97
2.2.2.2.1 Modélisation statistique du bruit impulsif.....	97
2.2.2.2.2 Modèle de Middleton.....	97
2.2.2.2.3 Modèle de Markov.....	98
2.3 Le bruit cyclo-stationnaire .....	99
2.3.1 Etat de l'art .....	99
2.3.2 Modélisation proposée dans le standard IEEE 1901.2 du bruit cyclo-stationnaire .....	100
3 Etude prospective sur les bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz] ...	101
3.1 Etude du comportement spectral du bruit .....	101
3.1.1 Configuration du système de mesure .....	101
3.1.2 Présentation des résultats de mesure .....	101
3.2 Etude des bruits générés par les appareils domestiques.....	103
4 Campagne de mesure du bruit CPL domestique dans le domaine temporel : présentation, caractérisation et classification des bruits mesurés .....	105
4.1 Présentation de la campagne de mesure.....	105
4.2 Observations et analyses des mesures .....	106
4.3 Classification des bruits mesurés .....	109
4.3.1 Bruit stationnaire .....	109



4.3.2	Bruit périodique.....	110
4.3.3	Bruit apériodique.....	114
5	Modélisation des bruits mesurés .....	118
5.1	Modélisation du bruit stationnaire.....	118
5.2	Modélisation du bruit périodique .....	119
5.3	Modélisation d'un bruit impulsif apériodique.....	121
5.4	Principe de régénération d'une séquence de bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz].....	123
6	Conclusion.....	124
	<b>Conclusion générale</b> .....	126
	<b>Annexes</b> .....	130
	Génération d'un bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz] sous Matlab .....	130
	<b>Bibliographie</b> .....	132
	Résumé.....	141
	Résumé en anglais.....	141



## Liste des tableaux

Tableau 1 : Comparaison entre le réseau électrique traditionnel et le Smart Grid [Fang].....	25
Tableau 2 : Domaines et acteurs dans le Smart Grid [Nist1].....	28
Tableau 3 : Paramètres PHY pour chaque bande de fréquence .....	38
Tableau 4 Paramètres de mesure .....	71



## Liste des figures

Figure 1 : Interaction entre les acteurs des différents domaines du Smart Grid [Nist1] .....	28
Figure 2 : Diagramme conceptuel de référence pour le réseau d'information du Smart Grid [Nist1].....	29
Figure 3 : Principe du CPL.....	31
Figure 4 : Modèle de référence de la communication dans la spécification PRIME [G9904]	33
Figure 5: Emetteur PRIME [G9904].....	34
Figure 6 : Les différents blocs de la couche PHY dans la spécification G3 [G9903].....	35
Figure 7 : Modèle de référence des sous-couches MAC [ERDF].....	35
Figure 8 : Bandes de fréquence selon chaque régulation [IEEE 1901.2].....	36
Figure 9 : Modèle de référence dans le standard IEEE 1901.2 [IEEE1901.2].....	37
Figure 10 : Les différents blocs de la couche PHY du standard IEEE 1901.2 [IEEE1901.2].	37
Figure 11 : Communication CPL entre le compteur intelligent et les différents appareils domestiques.....	40
Figure 12 : Exemple d'une communication CPL bas débit entre une console intelligente et les différents appareils domestiques communicants.....	40
Figure 13 : Cellule élémentaire d'une ligne de transmission bifilaire .....	47
Figure 14 : Ligne bifilaire .....	48
Figure 15 : Quadripôle modèle d'une ligne de transmission [Chariag] .....	50
Figure 16 : Modèle quadripôle [Guezgouz1] .....	51
Figure 17 : Modèle quadripôle en T [Guezgouz].....	51
Figure 18 : Structure générale d'une transmission multitrajet [Omri].....	53
Figure 19 : Dispositif de mesure de la réponse du canal CPL dans une architecture simple...	55
Figure 20 : Impédance des charges résistives utilisées dans cette expérience .....	56
Figure 21 : Module des impédances des charges inductive L2 et capacitive C2.....	56
Figure 22 : Modules des impédances des charges inductive L1 et capacitive C1 .....	57
Figure 23 : La réponse du canal CPL en présence d'une charge résistive .....	57
Figure 24 : Réponse du canal CPL en présence d'une charge à haute impédance .....	58
Figure 25 : Réponse du canal CPL en présence d'une charge à faible impédance .....	58
Figure 26 : Variations de l'atténuation du canal CPL selon la position de la charge L1 .....	59
Figure 27 : Réponse du canal CPL en présence des charges L1 et C1 .....	59
Figure 28 : Réponse du canal CPL en présence des charges R et L1 .....	60
Figure 29 : Réponse du canal CPL en présence des charges R et C .....	60

Figure 30 : Topologie du réseau étudié.....	62
Figure 31 : Impédance calculée de la charge capacitive ramenée au plan BB' .....	62
Figure 32 : Variations de l'atténuation du canal selon la longueur de dérivation du câble en présence de la charge résistive à l'extrémité.....	63
Figure 33 : Variations de l'atténuation du canal selon la longueur de dérivation du câble en présence de la charge inductive à l'extrémité .....	63
Figure 34 : Variations de l'atténuation du canal selon la longueur de dérivation du câble en présence de la charge capacitive à l'extrémité.....	63
Figure 35 : Dispositif de mesure .....	64
Figure 36 : Impédance des appareils domestiques.....	64
Figure 37 : Réponse du canal CPL en présence des charges domestiques .....	65
Figure 38 : Dispositif de mesure .....	70
Figure 39 : Exemples de mesures d'atténuation du canal .....	71
Figure 40 : Variations des paramètres PE et PN .....	72
Figure 41 : Distribution des canaux mesurés sur les classes.....	72
Figure 42 : Exemples d'atténuations des canaux des cinq classes.....	73
Figure 45 : Fonction de répartition de $ S_{21} $ des canaux de classe1 .....	74
Figure 46 : Fonction de répartition de $ S_{21} $ des canaux de classe2 .....	74
Figure 47 : Fonction de répartition de $ S_{21} $ des canaux classe3 .....	74
Figure 48 : Fonction de répartition de $ S_{21} $ des canaux de classe 4 .....	75
Figure 49 : Fonction de répartition de $ S_{21} $ des canaux de classe 5 .....	75
Figure 43 : Distribution des classes selon le moment de la mesure.....	76
Figure 44: Distribution des classes selon les pièces de mesure .....	76
Figure 50 : Allure de la fonction d'auto corrélation d'un canal [Picol].....	78
Figure 51 : Exemple de fonctions d'auto-corrélation de chaque classe.....	78
Figure 52 : Valeur minimale des bandes de cohérence selon la classe .....	79
Figure 53 : Valeur moyenne des bandes de cohérence selon la classe .....	79
Figure 54 : Valeur maximale des bandes de cohérence selon la classe .....	80
Figure 55 : Modélisation d'un canal de classe1 .....	84
Figure 56 : Modélisation d'un canal classe 2.....	85
Figure 57 : Modélisation d'un canal de classe 3 .....	86
Figure 58 : Modélisation d'un canal de classe 4 .....	87
Figure 59 : Modélisation d'un canal de classe 5 .....	88
Figure 60 : Bruit enregistré dans une prise électrique.....	93

Figure 61 : Bruit généré par réfrigérateur .....	94
Figure 62 Bruit généré par un téléviseur LCD .....	94
Figure 63 : Exemple d'un bruit impulsif synchrone .....	96
Figure 64 : Chaîne de Markov partitionnée pour la modélisation du bruit impulsif [Rouissi] .....	98
Figure 65 : Exemple de mesure d'un bruit dans une sous-station HTA [IEEE 1901.2] .....	99
Figure 66 : Décomposition du bruit d'une sous-station BT [IEEE1901.2].....	100
Figure 67 : Génération du modèle de bruit [IEEE 1901.2] .....	101
Figure 68 : DSP des bruits CPL domestiques dans une maison urbaine.....	102
Figure 69 : DSP des bruits CPL capturés dans deux pièces différentes.....	102
Figure 70 : Bruit généré par un bloc d'alimentation .....	103
Figure 71 : Bruit généré par un Home Cinéma .....	103
Figure 72 : Bruit généré par un ordinateur portable en recharge .....	104
Figure 73 : Dispositif de mesure de bruit .....	105
Figure 74 : Capture d'un bruit dans une chambre d'une maison rurale.....	106
Figure 75 : Capture d'un bruit au niveau du compteur d'électricité d'une maison urbaine ..	107
Figure 76 : Capture d'un bruit d'une cuisine d'un appartement en zone urbaine.....	107
Figure 77 : Capture d'un bruit dans un salon dans une zone rurale.....	108
Figure 78 : Capture d'un bruit dans une chambre dans une zone rurale.....	108
Figure 79 : Capture d'une mesure de bruit stationnaire .....	110
Figure 80 : Capture d'un exemple de mesure d'un bruit impulsif périodique synchrone au secteur.....	111
Figure 81 : Exemple d'un bruit périodique en rafale .....	111
Figure 82 : Exemple d'un bruit périodique composé de rafales et d'impulsions.....	112
Figure 83 : Exemple d'un bruit impulsif changeant de signe chaque 10ms .....	112
Figure 84 : Plusieurs impulsions périodiques .....	113
Figure 85 : Exemple d'une rafale aperiodique .....	114
Figure 86 : Exemple d'une rafale d'impulsions aperiodiques.....	115
Figure 87 : Exemple d'un bruit composé de plusieurs sinusoïdes .....	115
Figure 88 : Exemple d'une impulsion isolée.....	116
Figure 89 : Exemple d'un bruit aperiodique formé de plusieurs rafales .....	116
Figure 90 : Exemple de génération d'un bruit stationnaire sous Matlab .....	118
Figure 91 : Exemple d'une génération d'un bruit impulsif périodique.....	119
Figure 92 : Exemple de régénération d'un bruit périodique en rafale .....	120
Figure 93 : Réponse du filtre utilisé pour générer le bruit périodique en rafale .....	121

Figure 94 : Exemple d'une génération d'un bruit impulsif aperiodique .....	122
Figure 95 : Exemple de régénération d'un bruit en rafale.....	122
Figure 96 : Régénération d'un bruit en rafale large bande.....	123



## **Publications**

A. ACHOURI, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, R. NIZIGIYIMANA « Etude et Modélisation du canal CPL indoor dans la bande 9kHz-500kHz », *17<sup>ème</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique*, Clermont Ferrand, 1-3 Juillet 2014.

A. ACHOURI, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, R. NIZIGIYIMANA, « Impedance Impact on Indoor Narrowband Power Line Channel » *EMC Europe*, Gothenburg, Sweden, 1-4 september 2014

A. ACHOURI, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, R. NIZIGIYIMANA, « Indoor Power Lines Channel Characterization », *Journal of Control Science and Engineering*, Accepted.

R. NIZIGIYIMANA, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, P. RAVIER, G. LAMARQUE, A. ACHOURI, « Characterization and Modeling Breakers Effect on PLC Communications », *18<sup>th</sup> IEEE International Symposium of Power Line Communication and its Application (ISPLC)*, Glasgow, Scotland, 30 March – 2 April 2014.

R. NIZIGIYIMANA, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, P. RAVIER, G. LAMARQUE, A. ACHOURI, « Characterization and Modeling Indoor Power Grid Topologies », *Journal of Control Science and Engineering*, Accepted.



# **Introduction**

Le développement technologique et social a fait de l'énergie électrique un besoin vital de nos jours. La demande de l'électricité ne cesse d'augmenter ce qui remet en cause la politique actuelle de la gestion du réseau électrique fondée sur l'adaptation de la production électrique à la demande. Les problèmes économiques et les problèmes environnementaux ne permettent pas la construction massive des nouvelles centrales électriques utilisant les énergies fossiles et l'énergie nucléaire pour pouvoir répondre aux besoins des consommateurs. Le changement du concept de l'adaptation de la production de l'électricité en fonction de la demande est devenu primordial. En 2007, un nouveau concept du réseau électrique est apparu. L'un des piliers de la troisième révolution industrielle, le Smart Grid a donné d'autres dimensions au réseau électrique et aux relations entre les différentes entités impliquées dans l'offre et la demande de l'énergie électrique (du producteur de l'énergie jusqu'au client final). Le réseau électrique intelligent doit permettre l'optimisation de la gestion de la demande de l'énergie. Il permettra de dupliquer le sens de la transition du flux énergétique par l'implication du client dans la production et le stockage de l'énergie. Il aura pour effet d'augmenter la part des énergies renouvelables dans le marché de l'électricité et de diminuer l'émission des gaz à effet de serre.

Le client final est au cœur de cette révolution technologique. Il sort de son rôle de consommateur classique et il contribue activement dans la chaîne de la gestion du réseau électrique. Il devient capable de gérer efficacement sa consommation en supprimant des appareils électriques pendant les heures de pointe. Il a la possibilité aussi de produire de l'énergie électrique à travers l'exploitation de sources des énergies renouvelables ou à partir de la réinjection de l'énergie électrique dans le réseau électrique, soit depuis les véhicules électriques ou soit depuis d'autres sources de stockage de l'énergie.

L'implantation de cette nouvelle optique requiert une connaissance détaillée et instantanée sur l'état du réseau électrique. Pour ce faire, il faut avoir une plateforme logicielle et matérielle capable de gérer une grande quantité de données en temps réel, d'établir une communication bidirectionnelle entre le gestionnaire du réseau et le client final, d'automatiser les différents éléments du réseau électrique, d'assurer la sécurité, l'intégrité et la confidentialité des données, et de garantir une interopérabilité entre les différentes applications logicielles et entre les différents réseaux de communication filaires ou non filaires déployés pour assurer la commandabilité et l'observabilité du réseau électrique.

Actuellement, plusieurs projets de test et de démonstration sont lancés pour évaluer les performances des technologies de communication dans le Smart Grid. En Chine, la fibre optique semble plus proche pour le déploiement dans le Smart Grid, aux USA plusieurs technologies sont testées. En Europe, le courant porteur en ligne ‘CPL’ est la technologie favorite pour le Smart Grid. Plusieurs protocoles ont été développés pour assurer l’automatisation du réseau électrique et la télémessure, comme CPL G1, PRIME, CPL G3. Ces protocoles ont été adoptés par plusieurs opérateurs d’énergie électrique à savoir IBERDROLA pour PRIME et ERDF pour G1 et G3. Ils offrent l’avantage de pouvoir utiliser l’installation existante, d’assurer la transmission sur des grandes distances sans besoin de répéteur, d’être implémentables facilement et d’être interopérables (G3 et PRIME). Ces protocoles sont utilisés par les distributeurs de l’énergie électrique dans les opérations de comptage à distance et dans le contrôle et la commande du réseau électrique.

Dans l’habitat, le CPL bas débit peut être utilisé dans l’amélioration de l’efficacité énergétique de la maison à travers l’effacement des charges en période de pointe, l’affichage de la consommation des appareils électriques en temps réel, la production de l’électricité via les sources d’énergies renouvelables, l’utilisation du véhicule électrique pour le stockage de l’énergie, le contrôle des appareils électriques domestiques à distance... L’utilisation du réseau électrique comme infrastructure pour ces applications va permettre de diminuer leur coût d’installation et d’unifier le lien télécommunication et énergie entre l’habitat et le poste source du distributeur d’électricité.

Certes, l’utilisation du réseau électrique dans la transmission des données dans des applications orientées vers le Smart Grid possède de nombreux avantages techniques et économiques et rend la technologie CPL favorite dans la gestion de l’énergie électrique. Mais, le réseau électrique n’est pas conçu pour véhiculer des signaux à des fréquences élevées. Son comportement en tant que support de transmission peut impacter la qualité de la communication. Il est donc indispensable d’étudier le comportement du réseau électrique domestique dans la bande de fonctionnement du CPL bas débit pour pouvoir évaluer l’efficacité des technologies CPL bas débit dans l’habitat. Dans ce travail, nous nous proposons d’étudier le comportement du canal de propagation et les différentes perturbations générées sur le réseau électrique domestique. Nous nous proposons aussi de développer des modèles de canaux et de perturbations, capables de reproduire le comportement du réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz].

Le premier volet de ce manuscrit donne un aperçu sur les objectifs, l'organisation et le principe du Smart Grid en se basant sur le travail de l'institut national de standardisation technologique américain NIST. Ensuite, nous présentons la technologie CPL bas débit dans son cadre historique, normatif et technique. La dernière partie de ce chapitre présente le contexte du travail.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude, la caractérisation et la modélisation du réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous commençons par exposer un état de l'art sur la caractérisation et la modélisation du canal CPL. Ensuite, nous présentons une étude préliminaire sur la réponse du canal en fonction de la topologie du réseau électrique et en fonction de la charge connectée.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la campagne de mesure des fonctions de transfert des canaux CPL domestiques. Les canaux mesurés sont classés selon leurs capacités de transmission. Une étude statistique est menée sur la distribution des classes. Enfin, nous présentons l'algorithme adopté pour la modélisation des canaux et nous montrons des exemples de modélisation.

Dans le dernier chapitre, nous nous intéressons aux perturbations générées dans le réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous commençons par présenter l'état de l'art sur les différents types de perturbations générés sur le réseau électrique et sur quelques approches de modélisation décrites dans la littérature. Nous étudions ensuite les bruits générés par différents appareils électriques domestiques. Puis, nous présentons la campagne de mesure de bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Partant de la caractérisation de ces bruits mesurés, nous espérons leur classification et leur modélisation.

# **Chapitre 1**

## **Le CPL bas débit dans le réseau électrique intelligent et la maison communicante**





# Chapitre 1 : Le CPL bas débit dans le réseau électrique intelligent et la maison communicante

## 1 Introduction

Les protocoles de communication par courant porteur en ligne CPL bas débit sont adoptés par la plupart des gestionnaires de réseau électrique en Europe pour assurer le contrôle et la commande de leur réseau de distribution de l'énergie. Dans l'habitat, le CPL bas débit offre des solutions adéquates pour assurer le contrôle et la gestion de la consommation des appareils électriques domestiques, la communication entre le véhicule électrique et la borne de recharge, ...

Le premier volet de ce chapitre est consacré à un état de l'art sur le Smart Grid. Nous enchaînons par une présentation de la technologie CPL bas débit dans son cadre historique, technique et normatif. Nous terminons cette partie avec la présentation du contexte et l'objectif de notre travail de recherche.

## 2 Etat de l'art sur le Smart Grid

Le réseau électrique dans son concept traditionnel est géré par quatre opérations : la génération, la transmission, la distribution et le contrôle. Selon ce schéma, le flux de l'électricité était monodirectionnel : des centrales pour la génération vers des clients pour la consommation. Le Smart Grid consiste à établir un flux de données et d'énergie bidirectionnel entre le client et l'opérateur d'électricité. Dans le Tableau 1, nous trouvons une comparaison entre le réseau électrique traditionnel et le Smart Grid.

Tableau 1 : Comparaison entre le réseau électrique traditionnel et le Smart Grid [Fang]

<b>Le réseau électrique classique</b>	<b>Le Smart Grid</b>
Electromécanique	Numérique
Communication monodirectionnelle	Communication bidirectionnelle
Génération centralisée	Génération distribuée
Nombre limité de capteurs	Beaucoup de capteurs
Surveillance et restauration manuelle	Surveillance et réparation automatisée
Des pannes et des problèmes	Adaptatif
Contrôle limité	Contrôle total
Clients ayant des choix limités	Clients ayant une multitude de choix

Le concept du Smart Grid est passé au départ par le stade du AMI (infrastructure de métrage développée) ayant comme orientation l'amélioration de la gestion de la demande et de l'efficacité énergétique et la construction d'un réseau assuré efficace, durable, fiable et moins néfaste à l'environnement. Cependant, les différents défis relevés ont poussé les industries de l'électricité, les chercheurs et les gouvernements à étendre le périmètre du projet. Plusieurs organismes dans le monde ont travaillé sur les problématiques du Smart Grid. Dans notre travail nous nous basons sur le travail effectué par l'Institut National des Standards et de Technologie (NIST) sur le Smart Grid. Le NIST a été mandaté depuis 2007 pour le développement d'une feuille de route pour assurer l'interopérabilité des systèmes et des plateformes Smart Grid. Aucune définition détaillée et précise du Smart Grid n'a été proposée jusqu'à aujourd'hui. Mais d'après le rapport du NIST [Nist1] les attendus du Smart Grid sont les suivants :

- ✓ Améliorer la fiabilité et la qualité de l'énergie électrique
- ✓ Optimiser l'utilisation du réseau électrique existant afin d'éviter la construction de nouvelles centrales
- ✓ Augmenter la capacité et l'efficacité du réseau existant
- ✓ Améliorer la résilience du réseau aux perturbations
- ✓ Permettre la maintenance prédictive et l'auto-traitement des problèmes survenus
- ✓ Augmenter la part des sources d'énergie renouvelable dans la production de l'électricité
- ✓ Assurer la maintenance et les opérations d'une façon automatisée
- ✓ Réduire l'émission des gaz à effet de serre grâce au recours aux véhicules électriques et aux énergies renouvelables
- ✓ Diminuer la part des énergies fossiles dans la production de l'électricité
- ✓ Faciliter l'utilisation des véhicules électriques dans le stockage de l'énergie
- ✓ Elargir la gamme de choix de consommateurs
- ✓ Créer des nouveaux produits, services et marchés

## 2.1 Avantages attendus du Smart Grid

Pour pouvoir réaliser les objectifs tracés, le Smart Grid doit répondre à un certain nombre de critères. Nous présentons ci-dessous un certain nombre de caractéristiques et de critères à satisfaire [Nist2]:

- **Options** : l'architecture doit supporter une large gamme de technologies. Elle doit être flexible pour pouvoir supporter l'incorporation des nouvelles technologies en évitant dans la mesure du possible tout investissement additionnel.
- **Interopérabilité** : les architectures doivent supporter l'interfaçage avec d'autres systèmes. Ceci requiert l'intégration d'un module d'interopérabilité dans les infrastructures.
- **Maintenance** : les architectures doivent permettre aux systèmes d'être maintenus durant leur cycle de vie.
- **Evolutivité** : les systèmes peuvent être améliorés sans difficultés et sans interrompre le fonctionnement.
- **Innovation** : les architectures doivent favoriser les innovations. Ceci inclut l'innovation dans la stratégie de régulation, dans la politique de développement, dans les procédures et les affaires, dans le processus d'information, dans les techniques de communication et l'intégration des systèmes énergétiques.
- **Flexibilité** : les architectures permettent l'utilisation de différentes implémentations sans subir des pénalités.
- **Gouvernance** : l'architecture doit promouvoir un système bien géré qui fonctionne selon des politiques bien déterminées.

## 2.2 Modèle de référence

Le NIST a adopté une approche consistant à subdiviser le Smart Grid en sept domaines. Chaque domaine comporte des acteurs et des applications. Dans les acteurs, on trouve des périphériques, des systèmes, des programmes et des intervenants qui prennent des décisions et qui échangent des informations pour améliorer le rendement des applications : appareils de mesures intelligents, générateurs solaires et systèmes de contrôle. Les applications sont les tâches assurées par un ou plusieurs acteurs au sein d'un domaine comme l'automatisation de l'habitat, le stockage de l'énergie...

Les acteurs d'un domaine peuvent interagir avec les acteurs des autres domaines. En outre, ces domaines peuvent avoir des éléments en commun. La transition au Smart Grid requiert des nouvelles mesures juridiques pour avoir plus de coordination entre les différents intervenants. Le modèle conceptuel sera un outil pour les intervenants de tous les niveaux pour déterminer la manière la plus efficace avec laquelle les objectifs tracés (bénéfices commerciaux, modernisation de l'infrastructure de réseau électrique et la maximisation de la part d'énergie propre dans la production de l'électricité) seront réalisés. De ce fait, le modèle conceptuel doit être compatible avec le cadre légal et réglementaire et doit être apte à évoluer

au cours du temps. Le Tableau 2 présente un aperçu des domaines et des acteurs travaillant dans chaque domaine dans le Smart Grid.

Tableau 2 : Domaines et acteurs dans le Smart Grid [Nist1]

	Domaine	Acteurs dans le domaine
1	Client	C'est le dernier utilisateur de l'électricité. Il peut aussi générer, stocker et gérer l'utilisation de l'énergie. Généralement, on trouve trois types de clients, chacun distingué par son domaine : résidentiel, commercial et industriel.
2	Marché	Les opérateurs participant aux marchés de l'électricité
3	Prestataires de service	Les organisations fournissant des services au public et aux consommateurs de l'électricité.
4	Opérations	Les managers du mouvement de l'électricité
5	Centres de production de l'électricité	Les producteurs de l'énergie en masse. Ils peuvent également stocker de l'énergie.
6	Transmission	Les transporteurs de grandes quantités de l'électricité sur de longues distances. Ils peuvent également stocker et générer de l'électricité
7	Distribution	Les distributeurs de l'électricité pour des clients. Ils peuvent aussi stocker et générer de l'énergie.

La Figure 1 montre les interactions entre les différents domaines du Smart Grid selon le NIST.

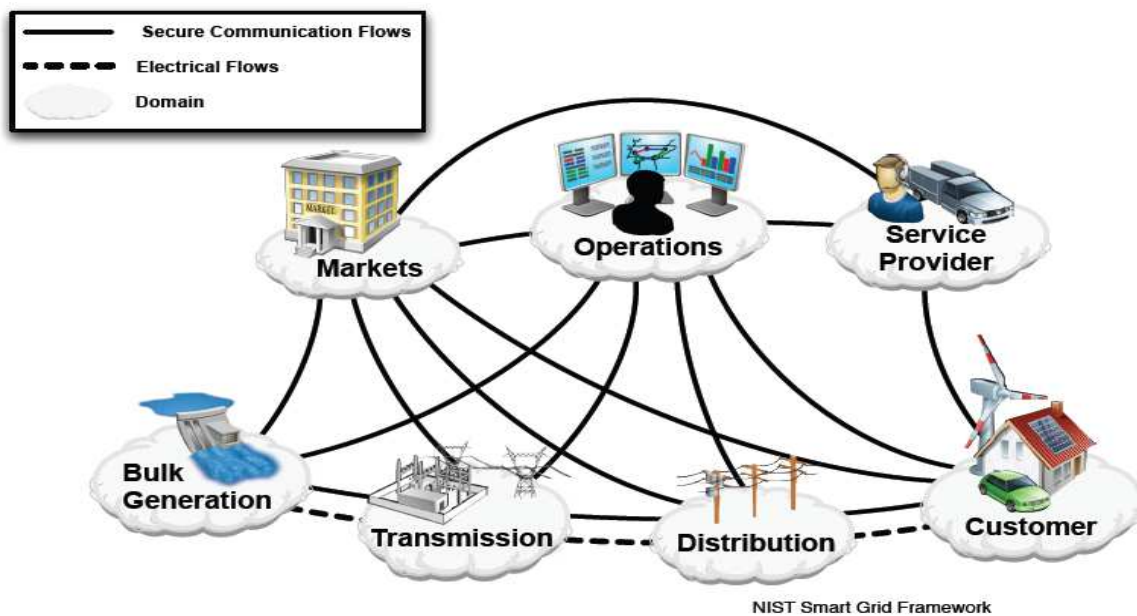


Figure 1 : Interaction entre les acteurs des différents domaines du Smart Grid [Nist1]

## 2.3 Description du modèle conceptuel

Le modèle conceptuel présenté dans la Figure 2 donne une perspective sur les relations développées au sein des différents domaines du Smart Grid. En plus de l'identification des acteurs et des différentes communications (technologies et medium) dans le Smart Grid, ce modèle présente les interactions intra et inter-domaines et les applications ciblées par ces interactions.

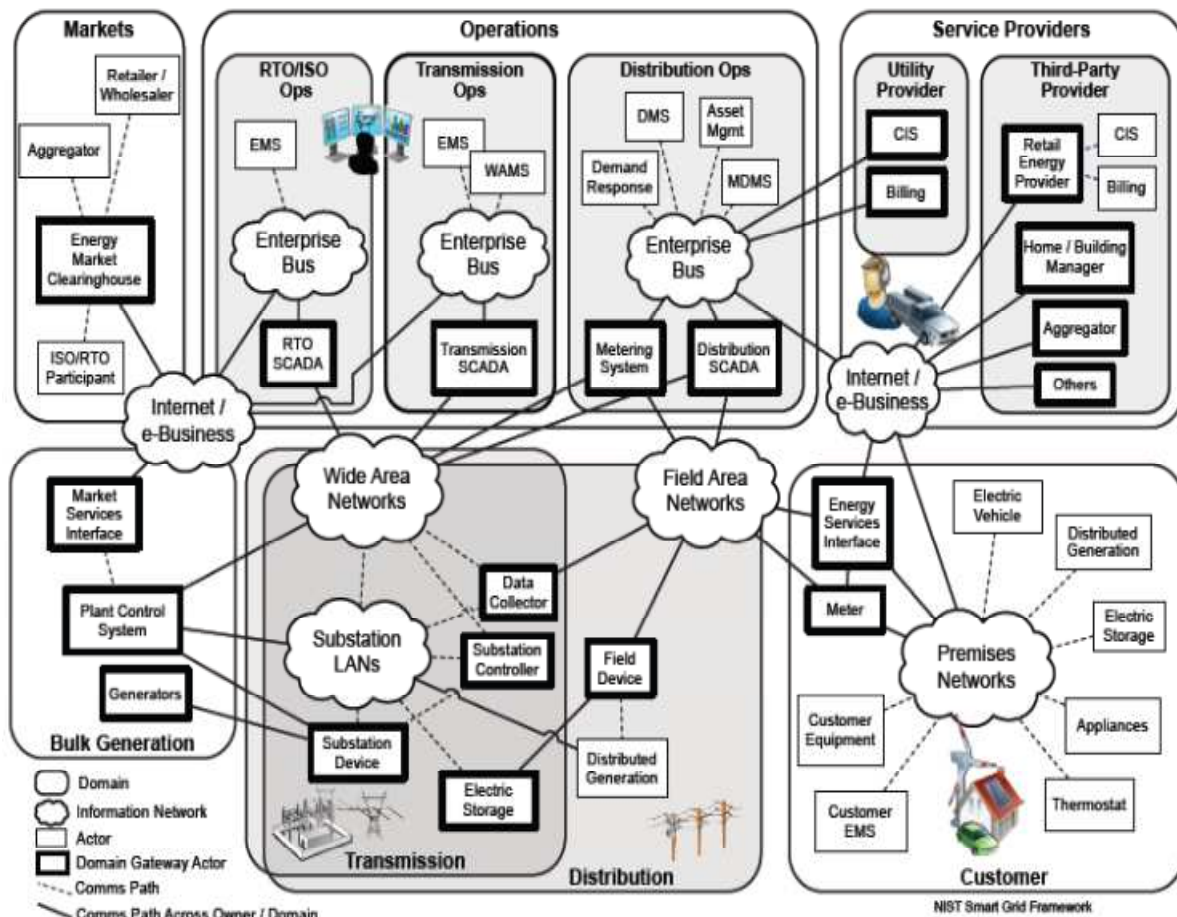


Figure 2 : Diagramme conceptuel de référence pour le réseau d'information du Smart Grid

[Nist1]

Les différents éléments constituant le diagramme conceptuel tel qu'ils sont présentés dans [Nist1] sont au nombre de cinq. Décrivons-les.

### ➤ Les domaines

Chaque domaine est constitué d'un groupement d'organisations, de bâtiments, d'individus, de systèmes, de périphériques ou bien d'autres acteurs ayant des objectifs similaires et des relations avec les mêmes types d'applications. Les communications entre les acteurs d'un même domaine peuvent avoir des caractéristiques et des exigences similaires.

Les domaines peuvent avoir des fonctionnalités au-delà de leur cadre d'action comme c'est le cas pour le domaine de « distribution » et le domaine de « transmission ».

➤ **Les acteurs**

Un acteur est un périphérique, un système informatique, un logiciel ou bien l'organisation qui participe au Smart Grid. Les acteurs sont capables de prendre des décisions et d'échanger des données avec d'autres acteurs. Les organisations peuvent avoir des acteurs dans plusieurs domaines.

➤ **La passerelle**

C'est un acteur communiquant avec des acteurs des autres domaines ou bien des autres réseaux. Elle est capable d'utiliser plusieurs types de protocoles de communication même de manière simultanée.

➤ **Le réseau de données**

Un réseau de données est un ensemble d'ordinateurs interconnectés, de périphériques de communication, et d'autres technologies de communications. Dans un réseau, les systèmes échangent les données et partagent les ressources. Les réseaux comportent : les bus des entreprises connectant les applications du centre de contrôle aux marchés et aux générateurs ; les réseaux étendus WAN qui connectent géographiquement des sites distants ; un réseau connectant les différentes périphériques comme l'IED (Intelligent Electronic Device) qui contrôle les disjoncteurs et les transformateurs ; et les réseaux locaux qui comportent les réseaux clients.

➤ **Les voies de communication**

Les voies de communication montrent un échange logique de données entre les acteurs et entre les réseaux et les acteurs.

Dans cette vision conceptuelle du Smart Grid, les technologies de communication jouent un rôle très important. Une longue liste de technologies filaires et sans fil peut être utilisée dans le Smart Grid [Berger]. La communication par courant porteur en ligne s'avère bien placée pour jouer un rôle non négligeable dans le Smart Grid grâce aux différents avantages qu'elle offre comme la présence d'une infrastructure. Dans la prochaine partie, nous allons donner un aperçu historique, normatif et technique sur les technologies CPL bas débit.

## 3 Le CPL

### 3.1 Principe du CPL

Le réseau électrique peut être utilisé dans des applications autres que la distribution de l'énergie. Il peut être utilisé comme un support de transmission des commandes ou des données numériques. C'est le principe des Courants Porteurs en Ligne (CPL). Cette technique permet de transmettre des signaux à des fréquences élevées sur les câbles d'énergie électrique. L'intérêt de cette technologie vient surtout du fait qu'elle ne requiert aucun support supplémentaire pour transmettre les données. Elle consiste à superposer au courant électrique alternatif de 50 ou 60 Hz un signal de faible énergie et de fréquence plus haute. Ce deuxième signal se propage dans l'installation électrique et peut être reçu et décodé à distance. Ainsi le signal CPL est reçu par tout récepteur CPL se trouvant sur le même réseau électrique.

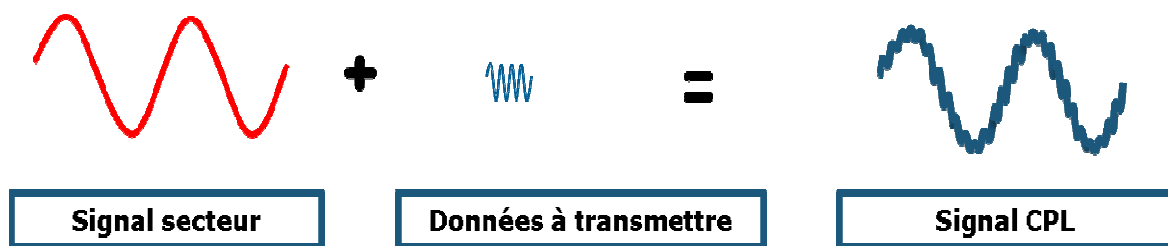


Figure 3 : Principe du CPL

### 3.2 Aperçu historique du CPL

L'histoire de la technologie de communication par courant porteur en ligne remonte aux années 1830. En 1838, une solution de mesure des niveaux de tension des batteries du système télégraphique entre Londres et Liverpool a été proposée par Edward Davy [Jero], [Brown] et [Schwager]. En 1897, Joseph Routin et Cel Brown ont présenté le premier brevet d'une technique de mesure à distance des compteurs du réseau électrique en utilisant les câbles électriques comme support de communication (British Patent N° 24833). La transmission par CPL a été utilisée pour la première fois en 1950 aux USA sur des lignes électriques MT/BT de longue distance, afin de commander et de contrôler le réseau électrique public en utilisant des fréquences porteuses allant de 100Hz à 1kHz [Carcelle]. En 1960, le gestionnaire de transport d'électricité français RTE opte pour le CPL bas débit pour la gestion du réseau à distance. Cinq ans après, EDF utilise le CPL bas débit pour son système

PULSADIS permettant le déclenchement du changement de tarif à distance (heures creuses et heures pleines).

Les premiers systèmes CPL de la bande CENELEC (9kHz-148,5kHz) sont apparus vers 1980. Ils assurent une communication bidirectionnelle et permettant la télé-relève des compteurs ainsi que d'autres applications orientées vers la domotique comme l'alarme, la détection des fuites de gaz, ... D'autres technologies plus sophistiquées offrant des débits beaucoup plus élevés sont apparues comme LonWorks en 1995, CEBus vers 2000 et HomePlug CC (HomePlug Command and Control) en 2006. Cette dernière spécification opère dans les basses fréquences (dans la bande [9kHz-500kHz]). Elle est dédiée pour assurer le contrôle et la commande des applications domestiques à savoir l'allumage, l'extinction de la lumière, le réglage d'un système de chauffage et la sécurité.

Depuis, les technologies CPL ne cessent d'évoluer en termes d'applicabilité de bande passante et de performances. Deux familles de technologies CPL peuvent être distinguées. Les technologies CPL haut débit (HomePlug AV1, HomePlug AV2 ...) utilisent les fréquences supérieures à 1MHz et sont orientées vers les applications Internet vidéo, multi-room IPTéléviseur, jeux en ligne, HD audio qui nécessitent généralement des hauts débits de données (1 Gbps de débit binaire physique annoncé pour l'AV2) [HomePlug]. Le CPL bas débit (CPL G3, PRIME, IEEE 1901.2) est développé pour le Smart Grid. Il est utilisé par les gestionnaires d'énergie, est opérationnel dans les bandes FCC, l'ARIB et CENELEC [Galli] et il est orienté vers les applications de contrôle et de commande du réseau électrique de distribution.

### **3.3 Cadre normatif des systèmes CPL bas débit dans le Smart Grid**

Les lignes électriques ne sont pas conçues pour transmettre des signaux à des fréquences élevées. Ceci met la communication par courant porteur en ligne face à plusieurs types de perturbations à savoir les émissions conduites, les émissions rayonnées, des interférences avec d'autres technologies comme celles des radioamateurs... Le CPL bas débit a été historiquement utilisé dans des applications de contrôle et commande du réseau électrique. Avec l'avènement du concept Smart Grid, de nouvelles spécifications ont été développées [Galli]. Les normes CEM régissant les systèmes CPL sont définies séparément pour le CPL bas débit et pour le CPL haut débit. Nous ne nous intéressons qu'au CPL bas débit.



Le CPL bas débit opère dans la bande [3kHz-500kHz]. En Europe, les systèmes CPL bas débit utilisent les bandes CENELEC. Le comité européen de standardisation électrotechnique a défini 4 bandes : la bande CENELEC A [3kHz-95kHz], la bande CENELEC B [95kHz-125kHz], la bande CENELEC C [125kHz-140kHz] et la bande CENELEC D [140kHz-148.5kHz] [Berger]. Il spécifie la limite de transmission dans ces bandes et la nature de l'application dans chaque bande. La bande CENELEC A est réservée aux fournisseurs d'énergie alors que les autres bandes pourront être utilisées par les consommateurs. Dans la bande C les appareils ne peuvent avoir l'accès au canal que par le biais d'un mécanisme d'ordonnancement permettant d'éviter les collisions.

En 2013, le standard IEEE 1901.2 a été finalisé [IEEE 1901.2]. Le standard est destiné aux communications par courant porteur en ligne pour les fréquences inférieures à 500kHz. Il supporte les communications sur les lignes basse tension BT, les lignes HTA et au travers des transformateurs associés à ces lignes dans les milieux urbains et ruraux. Les débits de transmission peuvent atteindre 500 kbps. L'IEEE 1901.2 s'adresse à la communication entre le compteur et le distributeur d'électricité, à l'automatisation et au contrôle du réseau électrique, à la communication entre le véhicule électrique et la borne de recharge et aux communications dans l'habitat. Il s'appuie à son tour sur plusieurs standards dont les deux standards adoptés par l'ITU pour les communications CPL bas débit G9903 et G9904 [G9903, G9904].

### 3.4 La spécification PRIME ITU G9904 [G9904]

Le standard ITU G9904 propose une chaîne de communication robuste orientée vers des applications comme la gestion des compteurs intelligents (Advanced Meter Management) AMM. Dans la Figure 4, nous présentons le modèle de référence de la communication utilisée dans la spécification PRIME.

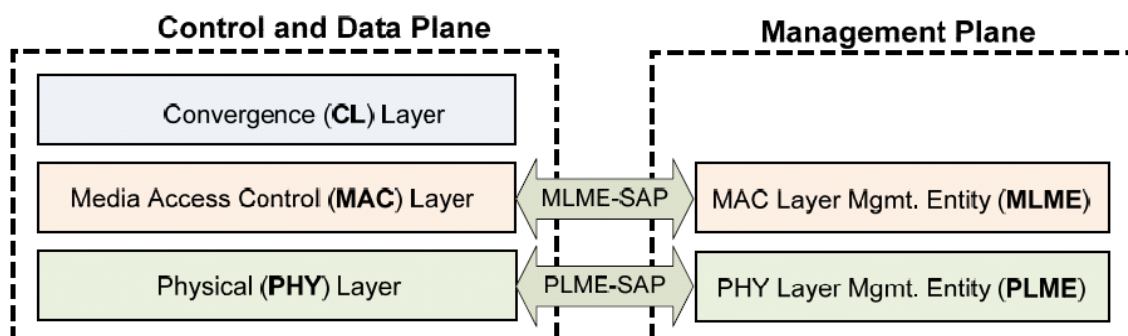


Figure 4 : Modèle de référence de la communication dans la spécification PRIME [G9904]

La couche de convergence (CL) classe les trafics et les associe avec leur propre connexion MAC. Cette couche assure le mappage de n'importe quel type de trafic sous forme d'une MSDU ('MAC Service Data Unit'). La couche MAC assure les fonctionnalités de gestion d'accès au canal, l'allocation fréquentielle, l'établissement et la maintenance de la connexion et la résolution de la topologie.

La couche physique est basée sur la technique OFDM. Elle utilise 97 sous-porteuses pour la transmission des données. Le signal PRIME est situé dans la bande CENELEC A dans l'intervalle [42kHz-89kHz] et utilise une fréquence d'échantillonnage  $F_e=250$  kHz ce qui donne un espacement entre les porteuses de  $\Delta f = 488$  Hz

Le signal est modulé selon l'un des trois types de constellations suivantes : DBPSK, DQPSK ou bien D8PSK. Ainsi, les trois débits théoriques obtenus (sans compter le préfixe cyclique) sont respectivement 47 kbps, 94 kbps et 141 kbps. Le PRIME utilise un brouilleur pour éviter l'occurrence de longues séquences de bits identiques.

Pour la correction des erreurs, le bloc FEC (Forward Error Correction) de la spécification PRIME utilise un codage convolutionnel avec un taux  $\frac{1}{2}$  et un entrelaceur. Le codage peut être désactivé selon les conditions du canal et les besoins en débit. Les différents blocs de l'émetteur PRIME sont présentés dans la Figure 5.

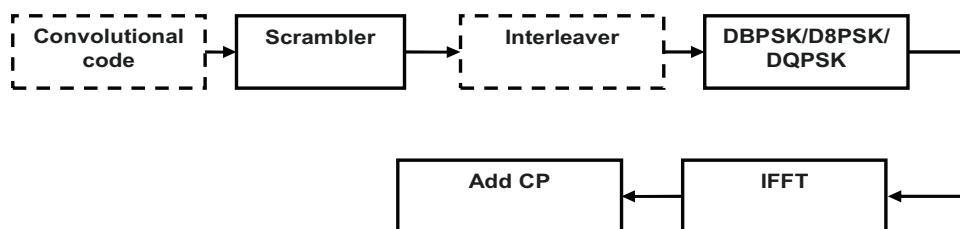


Figure 5: Emetteur PRIME [G9904]

### 3.5 La spécification G3 ITU G9903

Le Standard ITU G9903 spécifie les paramètres de la communication par CPL dans les bandes CENELEC et FCC. La couche physique (PHY) est basée sur les modulations multi-porteuses OFDM. L'utilisation des modulations numériques différentielles (DBPSK, DQPSK, et D8PSK) pour chaque sous-porteuse simplifie la tâche de la démodulation au niveau du récepteur. Le nombre de sous-porteuses maximal qui pourrait être utilisé est fixé à 128 résultant d'une IFFT de taille  $N=256$ . L'espacement entre les sous-porteuses OFDM est de 1.5625 kHz ( $F_s/N$ ) pour les bandes CENELEC et de 4.6875 kHz ( $F_s/N$ ) pour les bandes FCC,  $F_s$  et  $N$  respectivement la fréquence d'échantillonnage et la taille de IFFT. Le nombre de

sous-porteuses est de 36 pour la bande CENELEC A, 16 pour la bande CENELEC B et 72 pour la bande FCC. Le système supporte deux modes de correction d'erreur. Dans le mode normal, le bloc FEC est composé d'un codeur Reed Solomon RS et d'un codeur convolutif. Dans le mode robuste, le bloc FEC comporte un codeur RS et un codeur convolutif suivi par un code de répétition RC. Le code RC répète chaque bit 4 fois ce qui rend le système plus robuste face aux perturbations dans le canal. Dans la Figure 6, nous présentons les différents éléments de la couche PHY du protocole G3.

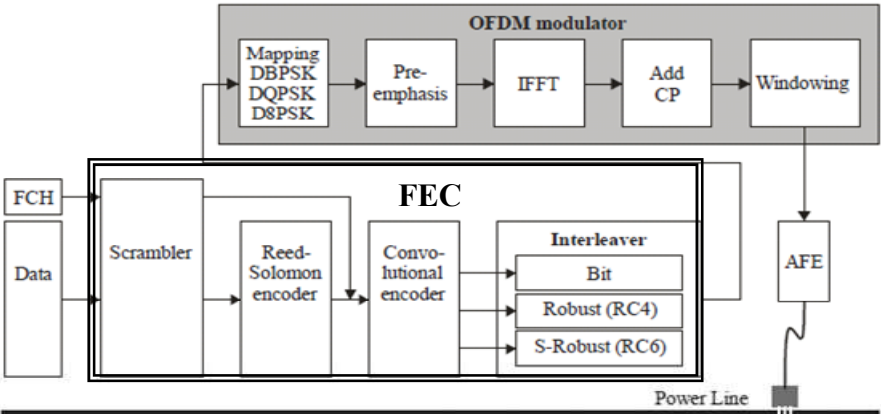


Figure 6 : Les différents blocs de la couche PHY dans la spécification G3 [G9903]  
 Le modèle de référence des sous-couches de MAC est présenté dans la Figure 7.

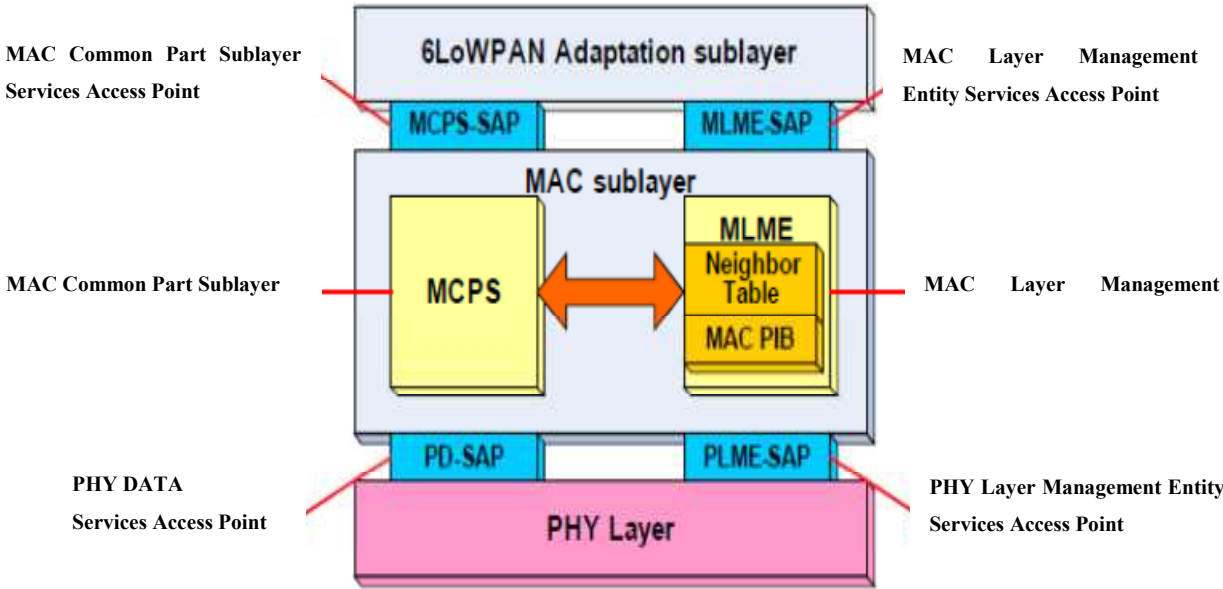


Figure 7 : Modèle de référence des sous-couches MAC [ERDF]

Ce modèle de référence présente deux blocs fonctionnels :

- ❖ Le MCPS (MAC Common Part Sublayer) est responsable de la communication avec les nœuds voisins.
- ❖ Le MLME (MAC Layer Management Entity) est responsable de la gestion des sous-couches MAC. Il est basé essentiellement sur la base d'information du MAC PAN (MAC PIB) dont l'élément principal est le tableau des voisins qui contient toutes les informations que la couche MAC et la couche PHY auront besoin pour établir une communication bidirectionnelle avec les voisins.

### 3.6 IEEE 1901.2 [IEEE 1901.2]

Ce standard définit une technologie de communication par CPL bas débit qui répond aux exigences Smart Grid et aux applications dans les basses fréquences (fréquences <500kHz). Il s'adresse à des applications comme la télérelève du compteur, la communication entre la borne de recharge et le véhicule électrique, la gestion de l'éclairage publique... Dans la Figure 8, nous allons présenter les différentes réglementations qui rentrent dans le cadre de ce standard.

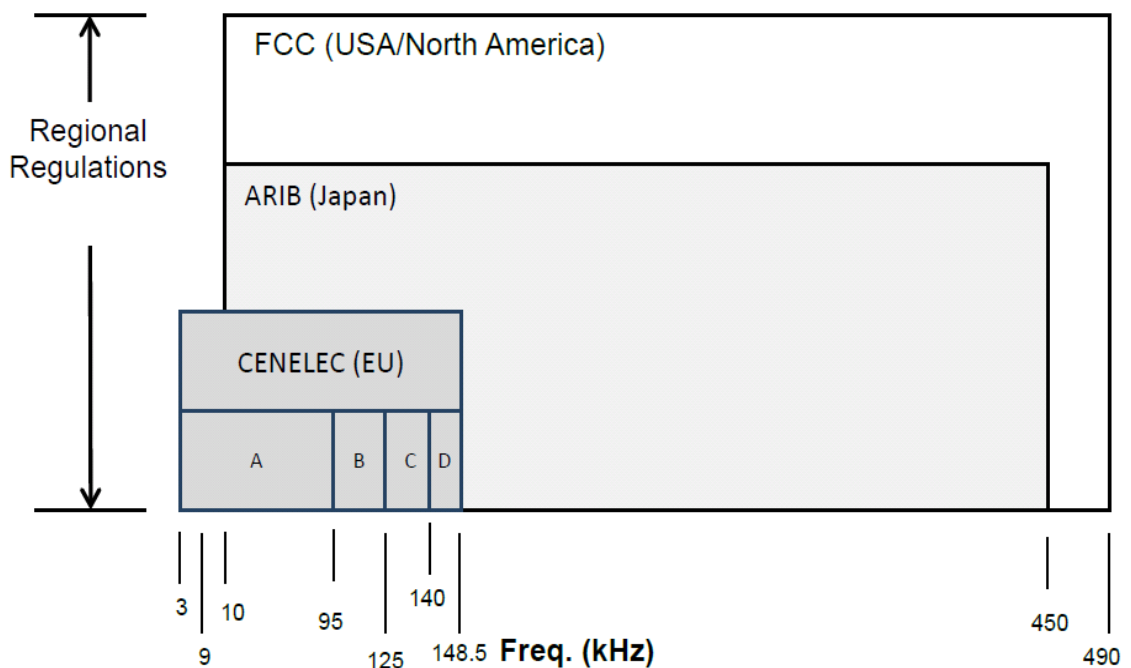


Figure 8 : Bandes de fréquence selon chaque réglementation [IEEE 1901.2]

Le standard spécifie les modes d'opération des couche PHY et MAC pour les bandes FCC, CENELEC et ARIB. Il est interopérable avec les standards ITU-T-G9903 et ITU-T G.9904 dans la bande CENELEC A.

Le modèle de référence du Standard IEEE 1901.2 présenté dans la Figure 9 comprend une partie réservée aux données et une autre partie réservée à la gestion. Le modèle présente les couches PHY, MAC et une sous-couche d'adaptation ADP.

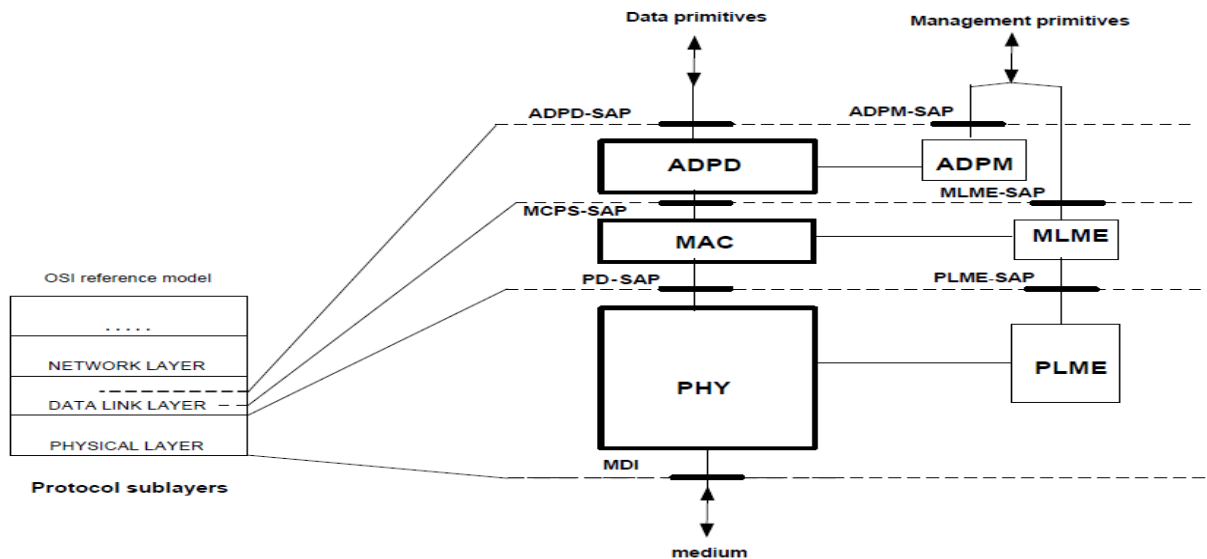


Figure 9 : Modèle de référence dans le standard IEEE 1901.2 [IEEE1901.2]

La couche PHY du standard IEEE 1901.2 est basée sur la technique des modulations multi-porteuses OFDM pour ajouter plus de robustesse à la communication par CPL. L'utilisation de la combinaison code Convolutif et code RS permet la correction des erreurs binaires causées par les différentes perturbations sur le canal. L'utilisation d'un entrelacement temps-fréquence permet de réduire l'impact des rafales d'erreurs. Dans la Figure 10, nous présentons le diagramme de blocs de la couche PHY.

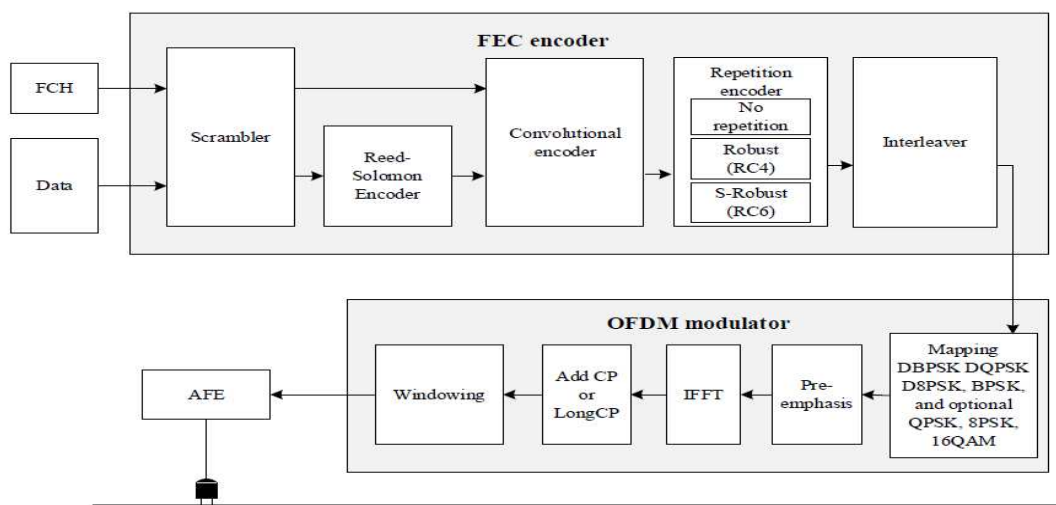


Figure 10 : Les différents blocs de la couche PHY du standard IEEE 1901.2 [IEEE1901.2]

Le signal OFDM est généré suite à l'application de l'IFFT sur le signal complexe modulé et alloué sur les différentes porteuses. Un symbole OFDM est construit en ajoutant des préfixes cycliques au début de chaque bloc issu du bloc IFFT. La taille du préfixe cyclique (CP) est choisie pour éviter les interférences intersymboles. Le fenêtrage permet de filtrer les signaux émis en dehors de la bande utile. L'estimation du canal est un paramètre utilisé par la couche MAC. Le récepteur suggère les types de modulation à utiliser par le transmetteur en se basant sur la qualité du signal reçu. Le récepteur peut déterminer les porteuses ayant un mauvais rapport signal/bruit RSB et demande au transmetteur de ne pas émettre à ces fréquences.

Un système IEEE 1901.2 est capable de communiquer sur les lignes BT et HTA. La transmission de signal doit être assurée depuis un nœud HTA vers un nœud BT et vice-versa malgré l'atténuation subie par le signal au niveau des transformateurs.

Le Tableau 3 résume les différents paramètres de la couche PHY dans chacune des bandes couvertes par le standard.

Tableau 3 : Paramètres PHY pour chaque bande de fréquence

Bande de fréquence	CENELEC A	CENELEC B	FCC above CENELE B	ARIB1/ FCCLOW	ARIB2
Bande de fréquence (kHz)	35.9375 to 90.625	98.4375 to 121.875	154.6875 to 487.5	37.5 to 117.1875	154.6875 to 403.125
Nombre IFFT	256	256	256	256	256
No	8	8	8	8	8
Nombre d'échantillons d'un CP standard	30	30	30	30	30
Nombre d'échantillons d'un CP long	NC	NC	NC	52	52
Espace interporteuse	1.5625 kHz	1.5625 kHz	4.6875 kHz	4.6875 kHz	4.6875 kHz
Nombre de symboles dans un préambule	9.5	9.5	9.5 ou 13.5	9.5 ou 13.5	9.5 ou 13.5

## 4 Contexte de l'étude

La nouvelle politique énergétique basée sur l'adaptation de la demande en fonction de la production a redistribué les rôles dans le marché de l'électricité. Le client final peut désormais agir d'une façon efficace sur sa consommation, stocker de l'énergie électrique et même la vendre. Ces nouveaux rôles nécessitent une plateforme technologique capable d'assurer la transition de données de contrôle et de commande en toute sécurité et à moindre coût.

Plusieurs solutions technologiques dédiées à l'habitat existent sur le marché pour assurer le contrôle et la commande des appareils électriques domestiques en vue de réduire la consommation électrique, de réaliser la communication entre le véhicule électrique et les bornes de recharges ou d'afficher la consommation électrique en temps réel (pour inciter à économiser de l'énergie). Les technologies CPL bas débit offrent une facilité d'implémentation aux développeurs et un bas coût aux fabricants. Ces caractéristiques ont fait de cette technologie un candidat potentiel pour le Smart Grid. Plusieurs distributeurs d'énergie dans le monde ont adopté des protocoles CPL bas débit à savoir le G3 par ERDF et le PRIME par IBERDROLA. Ces protocoles permettent d'assurer le contrôle et la commande de leurs réseaux de distribution électriques et de communiquer avec les compteurs intelligents installés chez les clients. Dans l'habitat, le CPL est aussi un prétendant pour assurer la gestion de la consommation électrique, pour assurer la communication entre la borne de recharge et le véhicule électrique ou pour assurer le contrôle et la commande de certaines fonctionnalités dans l'habitat à distance.

Plusieurs scénarii de l'utilisation de la communication par CPL bas débit dans l'habitat pourraient exister. L'architecture des technologies CPL bas débit est basée sur une communication centralisée autour d'un coordinateur comme le PAN Coordinateur dans le G3 [G3 Profile]. Il a comme rôle la gestion des communications au sein d'un réseau CPL (association, authentification, déclinaison de l'accès au réseau...). Dans l'habitat, l'utilisation de ces technologies CPL bas débit peut se faire en s'appuyant, soit sur le compteur intelligent, soit sur une autre console pour jouer le rôle de coordinateur du réseau du réseau CPL domestique. Dans le premier cas, les différents services orientés Smart Grid et Smart Home seront offerts par le distributeur de l'énergie directement. Le contrôle et la commande des appareils domestiques pourraient se réaliser depuis le poste source via une communication en mode « full PLC » (le signal envoyé depuis le poste source est transmis via un lien CPL).

Dans la Figure 11, nous présentons un exemple d'utilisation de la communication par CPL entre le compteur intelligent et les différents appareils électriques domestiques.



Figure 11 : Communication CPL entre le compteur intelligent et les différents appareils domestiques

Dans le deuxième cas, lorsque le rôle de coordinateur est confié à une console indépendante du compteur électrique, plusieurs acteurs pourraient offrir leurs services au client résidentiel. La Figure 12 présente un exemple de communication dans l'habitat basé sur l'utilisation d'une console comme coordinateur du réseau CPL domestique.



Figure 12 : Exemple d'une communication CPL bas débit entre une console intelligente et les différents appareils domestiques communicants



Certes, l'utilisation du réseau électrique comme support de transmission baisse considérablement les coûts de la communication par CPL. Mais il n'est pas conçu pour transmettre des signaux à des fréquences élevées. Plusieurs phénomènes peuvent perturber la transmission des données via le réseau électrique [Philips]. La présence de nombreux appareils électriques connectés modifie son comportement. Dans la littérature plusieurs travaux ont été réalisés sur les systèmes CPL. La plupart des études s'intéressent aux systèmes CPL à haute fréquence (fréquences supérieures à 1MHz) [Rennane, Kasmi, Gianaroli, Aquilue, Cahouche, Tlich1, Tlich2, Wei, Zimmerman2, Zimmerman1]. Dans la bande de fréquence [9kHz-500kHz], le nombre de travaux sur les systèmes CPL est nettement inférieur. Dans [Gassara], nous trouvons une étude statistique sur le canal CPL en présence de plusieurs types de charges dans la bande [9kHz-500kHz], dans [Doric], la théorie des antennes est utilisée pour la caractérisation des systèmes CPL bas débit et dans [Najmeddine], la méthode 'Matrix Pencil' est utilisée pour identifier les charges électriques et leur consommation.

Dans ce travail, nous nous proposons d'étudier le réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz] et d'évaluer les performances des technologies CPL bas débit dans l'habitat. Pour ce faire, nous nous proposons de caractériser et modéliser le canal CPL domestique et les différentes perturbations générées dans les habitats. Les modèles seront utilisés dans des scénarii de tests d'évaluation des équipements CPL bas débit.

## **5 Conclusion**

La révolution technologique continue et la prise de conscience des risques accrus de pollution de l'environnement font du changement de la politique énergétique actuelle une nécessité et non un choix. Au cœur de ces changements, le particulier joue un rôle très important que ce soit dans la réduction de la consommation électrique ou à travers l'exploitation des sources d'énergies renouvelables dans la production de l'électricité. Dans son architecture traditionnelle, le réseau électrique ne peut pas supporter les différents prérequis de ce changement. Grâce à sa plateforme technologique développée, le Smart Grid peut y répondre. Le courant porteur en ligne bas débit est devenu l'épine dorsale de la communication dans le réseau électrique de distribution dans de nombreux pays. Cette technologie ne cesse de faire ses preuves dans le contrôle et la commande du réseau électrique de distribution que ce soit au niveau des lignes BT ou au niveau des lignes HTA. Le faible coût et l'interopérabilité des protocoles CPL bas débit l'ont rendu séduisant pour les

applications liées à l'amélioration de l'efficacité énergétique dans l'habitat et pour assurer le contrôle et la commande des appareils électriques domestiques.

Dans cette partie, nous avons présenté un état de l'art sur le Smart Grid dans sa vision conceptuelle. Ensuite nous avons présenté un aperçu historique, normatif et technique sur le CPL bas débit. Enfin, nous avons exposé l'objectif de ce travail.

Le réseau électrique possède l'atout de réduire le coût des nouvelles installations pour assurer la communication. Néanmoins, il reste un support de transmission de données vulnérable pour les fréquences élevées puisqu'il n'est pas conçu pour ce genre d'application. Pour pouvoir évaluer la communication par CPL dans l'habitat, l'étude du comportement du réseau électrique dans la bande de fréquence de communication est indispensable. Le deuxième chapitre de ce travail, traite de la réponse du canal CPL dans un environnement domestique dans la bande [9kHz-500kHz].

# **Chapitre 2**

## **Etude du canal CPL indoor dans la bande [9kHz-500kHz]**



# **Chapitre 2 : Etude du canal CPL indoor dans la bande [9kHz-500kHz]**

## **1 Introduction**

Pour améliorer l'efficacité énergétique dans l'habitat et pour donner un rôle plus important au consommateur dans la production de l'électricité à partir des énergies renouvelables, l'utilisation des technologies de communication par courant porteur en ligne bas débit dans l'habitat constitue un choix stratégique grâce à leur faible coût et à leurs caractéristiques techniques. L'évaluation des performances de ces technologies nécessite forcément l'étude du comportement du réseau électrique dans leur bande de fréquence de fonctionnement. Le réseau électrique domestique est un support de transmission vulnérable. Il n'est pas conçu pour véhiculer des signaux à des fréquences élevées. Dans la bande de fréquence [9kHz-500kHz], nous ne trouvons pas beaucoup de travaux sur la caractérisation et la modélisation du canal CPL domestique.

Dans cette partie, nous allons travailler sur la caractérisation et la modélisation du réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous commençons ce chapitre par en exposant quelques approches de modélisation des canaux CPL couramment rencontrés dans la littérature. Ensuite, nous présentons une étude préliminaire sur l'influence de la topologie du réseau, de l'impédance des charges présentes sur le réseau électrique et de la distance de ces charges par rapport au transmetteur et au récepteur CPL.

## **2 Etat de l'art sur la caractérisation et la modélisation du canal CPL**

### **2.1 Modélisation du canal CPL par des approches déterministes**

#### **2.1.1 Caractérisation d'un câble électrique à l'aide de la théorie des lignes de transmission**

La transmission par CPL peut se faire en deux modes. Elle peut être réalisée en mode SISO (Single Input Single Output) basé sur l'utilisation du neutre et d'une phase pour assurer

la transmission du signal CPL. Le deuxième mode de transmission est en MIMO (Multi Input Multi Output). Il consiste à transmettre le signal CPL sur la phase et le neutre, la phase et la terre ou le neutre et la terre [Shwager]. Dans ce paragraphe nous allons rappeler les notions de la caractérisation d'une ligne de transmission bifilaire à partir de la théorie des lignes de transmission.

Dans une transmission CPL bas débit le câble électrique peut être considéré comme une ligne bifilaire homogène puisque le signal d'information se propage en mode différentiel. Son comportement peut être décrit par la théorie des lignes de transmission basée sur les équations des télégraphistes [Sartner]. Le câble électrique peut être caractérisé soit par ses paramètres primaires  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  qui sont linéiques ou par ses paramètres secondaires  $Z_c$  (impédance caractéristique) et  $\gamma$  (coefficient de propagation) qui sont fonction des éléments  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$ .

Les éléments linéiques dépendent de la géométrie et de la nature des matériaux des conducteurs. La résistance linéique  $R$  des fils conducteurs constituant la ligne de transmission s'exprime en  $(\Omega / m)$ . Elle est principalement engendrée par l'effet de peau et de proximité des fils conducteurs. La résistance linéique dépend de l'épaisseur de peau :

$$e = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad \text{Équation 1}$$

où  $\mu$  et  $\sigma$  sont respectivement la perméabilité magnétique et la conductivité du matériau conducteur. L'expression de  $R$  s'écrit souvent comme suit :

$$R = \rho \frac{1}{\pi [r^2 - (r - e)^2]} \quad \text{Équation 2}$$

$r$  étant le rayon du conducteur et  $\rho$  sa résistivité.

L'inductance linéique  $L$  s'exprime en H/m, elle est donnée par l'équation suivante :

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \operatorname{arcosh}\left(\frac{D}{2r}\right) \quad \text{Équation 3}$$

La capacité linéique  $C$  est exprimée en F/m. Elle dépend de la permittivité diélectrique de l'isolant utilisé.

$$C = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left[\frac{D - r}{r}\right]} \quad \text{Équation 4}$$

La conductance linéique s'exprime en S/m. Elle représente les pertes dans l'isolant dues à son imperfection. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$G = 2\pi f . C . \tan(\delta) \quad \text{Équation 5}$$

avec  $\delta$  l'angle de perte du diélectrique.

Le câble électrique peut être aussi caractérisé par ses paramètres secondaires  $Z_c$  et  $\gamma$  qui dépendent aussi des paramètres primaires  $R, L, C$  et  $G$ . Leurs expressions sont données par :

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\frac{(R + jL\omega)}{(G + jC\omega)}} \quad \text{Équation 6}$$

$$\bar{\gamma} = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad \text{Équation 7}$$

À partir de ces définitions et des hypothèses d'homogénéité et de conservation des courants, nous pouvons établir les relations entre courants et tensions dans une cellule élémentaire de la ligne de transmission. Afin d'établir ces relations, nous considérons une cellule élémentaire de longueur  $dx$ , comprise entre  $x$  et  $x+dx$ , composée d'éléments longitudinaux  $R \cdot dx$  et  $L \cdot dx$ , et d'éléments transversaux  $C \cdot dx$  et  $G \cdot dx$  (Figure 13). Les tensions et les courants sont respectivement  $U(x)$  et  $I(x)$  à l'entrée et  $U(x+dx)$  et  $I(x+dx)$  en sortie de la cellule élémentaire.

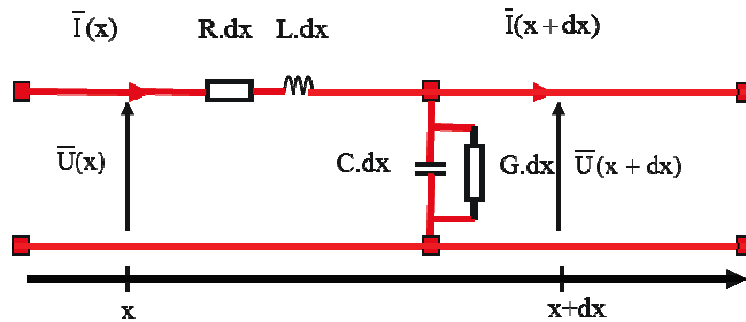


Figure 13 : Cellule élémentaire d'une ligne de transmission bifilaire

Les équations suivantes sont appliquées sur la cellule élémentaire présente dans la figure 13. :

$$\bar{I}(x) = \bar{I}(x + dx) + (G + jCw) dx \bar{U}(x + dx) \quad \text{Équation 8}$$

$$\frac{\bar{I}(x + dx) - \bar{I}(x)}{dx} = -(G + jCw) \bar{U}(x + dx) \quad \text{Équation 9}$$

Dans une cellule infiniment petite,  $\Delta x \rightarrow 0$ , l'équation 9 s'écrit:

$$\frac{d\bar{I}(x)}{dx} = -(G + jCw) \bar{U}(x) \quad \text{Équation 10}$$

L'application de la loi des mailles, peut nous donner les équations 11 et 12

$$\bar{U}(x) = \bar{U}(x + dx) + (R + jLw) dx \bar{I}(x) \quad \text{Équation 11}$$

$$\frac{\bar{U}(x + dx) - \bar{U}(x)}{dx} = -(R + jLw) \bar{I}(x) \quad \text{Équation 12}$$

On travaille toujours dans une cellule infiniment petite, l'équation 12 s'écrit :

$$\frac{d\bar{U}(x)}{dx} = -(R + jLw) \bar{I}(x) \quad \text{Équation 13}$$

En dérivant l'équation 13 et en remplaçant  $\frac{d\bar{I}(x)}{dx}$  à partir de (10), on obtient :

$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} = (R + jLw) (G + jCw) \bar{U}(x) = \gamma^2 \bar{U}(x) \quad \text{Équation 14}$$

De même pour le courant :

$$\frac{d^2\bar{I}(x)}{dx^2} = (R + jLw) (G + jCw) \bar{I}(x) = \gamma^2 \bar{I}(x) \quad \text{Équation 15}$$

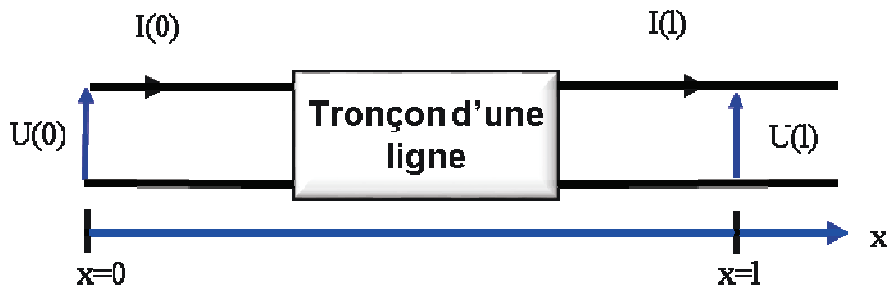


Figure 14 : Ligne bifilaire

À partir des équations (14) et (15), nous pouvons exprimer les grandeurs à la sortie d'une ligne de transmission (tension et courant) en fonction des grandeurs d'entrée. Les solutions des équations (14) et (15), en posant  $U^+$ ,  $U^-$ ,  $I^+$  et  $I^-$  solutions particulières, sont :

$$U(x) = U^+ e^{-\gamma x} + U^- e^{\gamma x} \quad \text{Équation 16}$$



$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \quad \text{Équation 17}$$

Les grandeurs ( $U^+$ ,  $I^+$ ) caractérisent l'onde qui se déplace dans la direction '+x' et les grandeurs ( $U^-$ ,  $I^-$ ) décrivent l'onde qui se déplace dans la direction '-x' [Papazyan]. Pour les points d'abscisse 0 et  $l$ , on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} \\ \frac{1}{Z_c} e^{-\gamma l} & -\frac{1}{Z_c} e^{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad \text{Équation 18}$$

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -\frac{1}{Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad \text{Équation 19}$$

Remplaçons  $U^+$  et  $U^-$  par leur valeur de l'équation 19 dans l'équation 18, nous obtenons la matrice de l'équation 20. Cette matrice est appelée la matrice chaîne de la ligne de transmission.

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & -Z_c \sinh(\gamma l) \\ -\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad \text{Équation 20}$$

Après avoir présenté l'utilisation de la théorie des lignes de transmission, dans la modélisation des câbles électriques, nous allons détailler deux approches de modélisation déterministes.

### 2.1.2 Modélisation du canal CPL à l'aide des matrices chaîne

La ligne de transmission bifilaire peut être modélisée par un quadripôle (

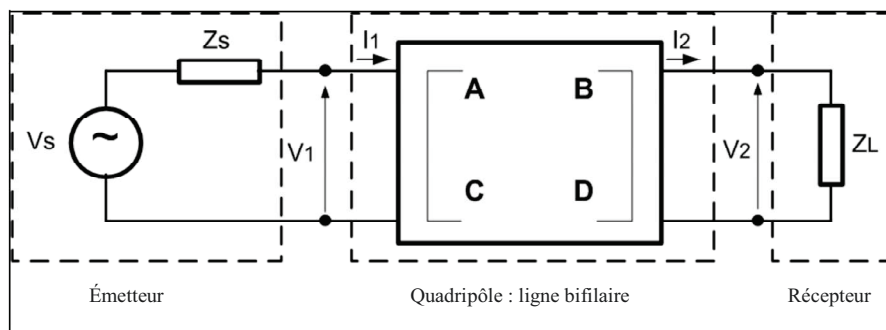


Figure 15) caractérisé par sa matrice chaîne ou matrice de transmission (ou encore matrice ABCD). Dans ce cas, un réseau électrique est représenté par une succession de quadripôles. Les éléments A, B, C et D de la matrice chaîne sont utilisés pour exprimer le

signal de l'entrée (tension et courant) en fonction de celui de la sortie. Cette relation est exprimée par l'équation 21. Ces coefficients sont généralement fonction de la fréquence [Rennane1, Chariag].

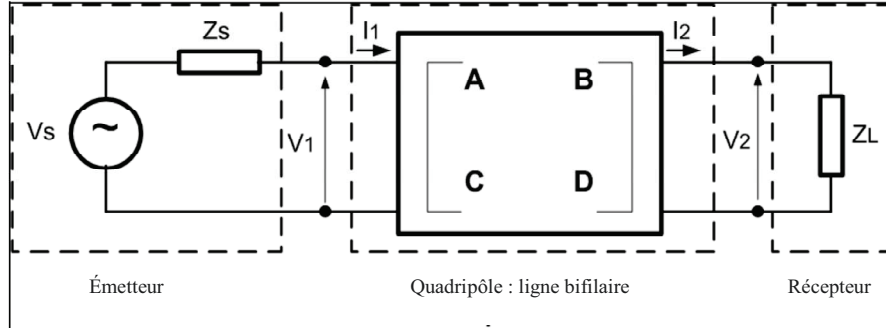


Figure 15 : Quadripôle modèle d'une ligne de transmission [Chariag]

$$\begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} = [T_f] \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 21}$$

La fonction de transfert qui lie la tension de sortie  $V_2$  à la tension d'entrée  $V_1$  peut être déterminée à partir des paramètres  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$ , l'impédance d'entrée du quadripôle  $Z_s$ , l'impédance du récepteur  $Z_L$  ainsi que les paramètres secondaires de la ligne de transmission ( $\bar{Z}_c$  et  $\bar{\gamma}$  sont respectivement l'impédance caractéristique et le coefficient de propagation).

$$\begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma}l) & \bar{Z}_c \sinh(\bar{\gamma}l) \\ \bar{Z}_c^{-1} \sinh(\bar{\gamma}l) & \cosh(\bar{\gamma}l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 22}$$

$$\bar{H}(f) = \frac{V_2}{V_s} = \frac{V_2}{V_1} \frac{V_1}{V_s} = \frac{\bar{Z}_L}{\bar{A}\bar{Z}_L + \bar{B} + \bar{C}\bar{Z}_L\bar{Z}_s + \bar{D}\bar{Z}_s} \quad \text{Équation 23}$$

$$\bar{Z}_s = \frac{\bar{A}\bar{Z}_L + \bar{B}}{\bar{C}\bar{Z}_L + \bar{D}} \quad \text{Équation 24}$$

### 2.1.3 Modélisation du canal CPL à l'aide des matrices S

La deuxième approche de modélisation du canal CPL basée sur la théorie de la ligne de transmission consiste en l'utilisation des matrices S 'Scattering matrix' pour caractériser et modéliser les lignes de transmission. Cette technique permet d'extraire les propriétés de propagation de l'onde dans un câble électrique à partir des paramètres S. Le câble électrique à deux conducteurs peut être vu comme un quadripôle. La matrice S relie des variables indépendantes ( $a_1$ ,  $a_2$ ) représentant les ondes incidentes à des valeurs dépendantes ( $b_1$ ,  $b_2$ )

représentant les ondes émergentes. La Figure 16 montre un modèle quadripôle utilisant les paramètres S.

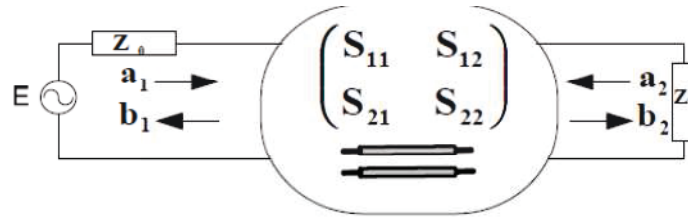


Figure 16 : Modèle quadripôle [Guezgouz1]

L'équation 25 traduisant les relations entre les matrices S et les paramètres du câble électrique est appliquée dans le cas d'un quadripôle en T (Figure 17). Les paramètres primaires R, L, G et C se décomposent en deux résistances  $R1=R2=R/2$ , deux inductances  $L1=L2=L/2$  et une capacité C en parallèle avec G.

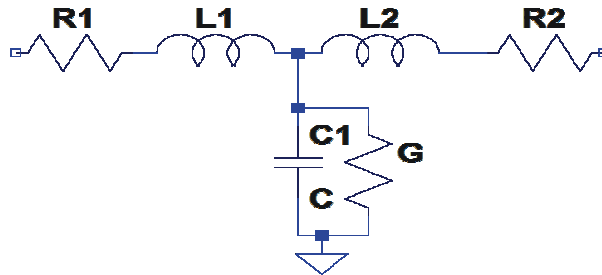


Figure 17 : Modèle quadripôle en T [Guezgouz]

Les paramètres primaires sont extraits en convertissant la matrice S en matrice impédance Z en utilisant l'équation 25 [Guezgouz].

$$\bar{Z} = \begin{pmatrix} Z_0 \frac{(1 + \bar{S}_{11}).(1 - \bar{S}_{22}) + \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}}{(1 - \bar{S}_{11}).(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} & \frac{2.Z_0.\bar{S}_{12}}{(1 - \bar{S}_{11}).(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} \\ \frac{2.Z_0.\bar{S}_{21}}{(1 - \bar{S}_{11}).(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} & Z_0 \frac{(1 + \bar{S}_{11}).(1 - \bar{S}_{22}) + \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}}{(1 - \bar{S}_{11}).(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} \end{pmatrix} \quad \text{Équation 25}$$

Avec  $S_{11}$  et  $S_{22}$  représentant les coefficients de réflexion respectivement sur l'accès 1 et l'accès 2,  $S_{21}$  et  $S_{12}$  représentant respectivement le coefficient de transmission de l'accès 1 vers l'accès 2 et vice-versa et  $Z_0$  représente l'impédance de référence de l'analyseur de réseau.

La matrice impédance du modèle en T peut être exprimée en fonction des paramètres primaires comme suit :

$$[\bar{Z}] = \begin{pmatrix} \bar{Z}_{11} & \bar{Z}_{12} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{Z}_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + jL_1\omega + \frac{1}{G + jC\omega} & \frac{1}{G + jC\omega} \\ \frac{1}{G + jC\omega} & R_2 + jL_2\omega + \frac{1}{G + jC\omega} \end{pmatrix} \quad \text{Équation 26}$$

Les paramètres primaires du quadripôle peuvent être déterminés à partir des équations (27, 28, 29 et 30).

$$R_1 = R_2 = \text{réel}(\bar{Z}_{11} - \bar{Z}_{12}) \quad \text{Équation 27}$$

$$C = \text{imag}\left(\frac{\omega}{\bar{Z}_{12}}\right) \quad \text{Équation 28}$$

$$G = \text{réel}\left(\frac{1}{\bar{Z}_{12}}\right) \quad \text{Équation 29}$$

$$L_1 = L_2 = \frac{\text{imag}(\bar{Z}_{11} - \bar{Z}_{12})}{\omega} \quad \text{Équation 30}$$

Après avoir rappelé les méthodes de modélisation analytique du canal CPL, nous présentons l'approche multi-trajets et l'approche empirique largement utilisées dans la littérature.

## 2.2 Modélisation du canal CPL par l'approche multi-trajets

La propagation du signal dans une ligne électrique ne se fait pas seulement à travers un seul trajet entre l'émetteur et le récepteur, mais aussi via des trajets additionnels provenant des échos du signal. Le résultat est un canal multi-trajet engendrant des évanouissements sélectifs en fréquence [Manfred]. De nombreux travaux et recherches ont été menés pour la modélisation du réseau électrique comme étant un canal multi-trajet. Dans [Zimmerman1] et [Zimmerman2] la fonction de transfert du réseau électrique est exprimée par :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{-j 2 \pi f \left(\frac{d_i}{v_p}\right)} \quad \text{Équation 31}$$

$N$  est le nombre de trajets considérés,  $g_i$  est le coefficient de pondération de trajet  $i$  ( $|g_i| \leq 1$ ),  $f$  est la fréquence,  $d_i$  est la distance du trajet  $i$  calculée à partir du temps de propagation du signal et de la vitesse de propagation  $v_p$  en (m/s) et  $A(f, d)$  décrit le profil d'atténuation sur un câble. Cette atténuation est exprimée dans [Manfred] comme suit :

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f).d} \quad \text{Équation 32}$$

le facteur  $\alpha(f)$  dépend des paramètres physiques du câble (résistance par mètre, conductivité latérale par mètre, inductance par mètre, capacité par mètre), il peut être approximé par

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \quad \text{Équation 33}$$

Il est à noter que pour un même type de câble  $a_0$ ,  $a_1$  et  $k$  sont constants. En tenant compte de l'expression de  $A(f,d)$ , la fonction de transfert de réseau électrique peut être exprimée selon l'équation 34.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \cdot e^{-j 2 \pi f \left(\frac{d_i}{v_p}\right)} \quad \text{Équation 34}$$

Dans la Figure 18, nous présentons un synoptique sur le comportement du réseau électrique vis-à-vis du signal CPL.

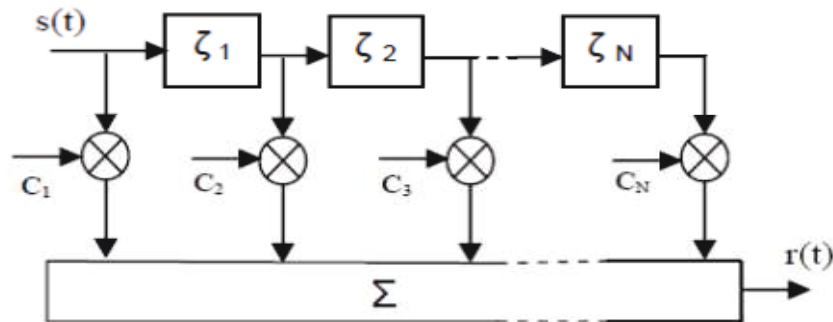


Figure 18 : Structure générale d'une transmission multitrajet [Omri]

De nombreuses recherches ont été menées pour la détermination des paramètres de la fonction de transfert du réseau électrique. Une approche empirique proposée dans [Zimmerman1] et [Zimmerman2] consiste à caractériser le signal de sortie par son atténuation et son retard par rapport au signal incident dans le domaine temporel. Ces paramètres peuvent être estimés avec précision par l'algorithme FDML (Frequency Domain Maximum Likelihood) ou par la méthode MMP (Method Matrix Pencil) présentées dans [Pagani].

### 2.3 Approche empirique

L'approche empirique consiste à modéliser le canal CPL à partir d'une base de données de mesures effectuées dans des sites réels, à savoir des lignes de distribution électrique dans le cas du canal CPL 'outdoor' ou bien dans les habitats dans le cas du canal CPL 'indoor'. Dans cette approche, la connaissance de la topologie des sites mesurés n'est pas indispensable. L'avantage de cette approche est la richesse en information sur le comportement du canal CPL réaliste et la facilité de la reproduction de ces mesures. Dans la

littérature, nous pouvons trouver plusieurs travaux sur la modélisation des canaux CPL à partir d'une base de mesure. M.Tlich [Tlich1] propose un modèle d'atténuation et de déphasage moyen des canaux mesurés. Les canaux CPL mesurés sont classés en 9 catégories par ordre croissant de capacité de transmission. Il a proposé ensuite un modèle de fonction de transfert complexe pour chaque classe.

Il est à noter que la plupart des travaux de caractérisation et de modélisation des canaux CPL ont été réalisés pour des fréquences supérieures à 1 MHz. Quant au canal CPL dans les basses fréquences, il reste non suffisamment exploré. Dans [Hooigen-Petr] l'amplitude de la fonction de transfert des canaux dans les basses fréquences est approximée selon l'équation (35).

$$|H(f, d)| = \sqrt{10^{-\alpha(f).d}} \quad \text{Équation 35}$$

$$0.004 \text{ m}^{-1} < \alpha(f) < 0.01 \text{ m}^{-1} \quad \text{Équation 36}$$

Notre contribution consiste à explorer le comportement du réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz]. L'objectif est de pouvoir évaluer la possibilité de l'utilisation des technologies CPL bas débit dans l'environnement domestique. Cela consiste à les tester et à les évaluer à l'aide d'un outil capable de reproduire le comportement du canal CPL et les perturbations générées sur le réseau électrique dans la bande [9kHz-500kHz]. Pour ce faire, nous avons opté pour l'approche empirique dans notre travail. Nous commençons notre travail sur le canal CPL domestique par une étude préliminaire sur un réseau électrique simple sur lequel des charges électriques sont connectées.

### **3 Etude prospective de la réponse du canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz]**

Le réseau électrique est un support de transmission hostile. Plusieurs phénomènes de perturbation peuvent impacter les performances de la communication par CPL. Dans le réseau électrique de distribution, la longueur d'onde  $\lambda$  du signal CPL bas débit se propageant sur les lignes HTA ou bien BT est comparable à la longueur de ces lignes. A titre d'exemple, pour une fréquence de 500 kHz, elle est supérieure ou égale à  $\lambda/4 \approx 100$  m. Le signal se propageant sur une ligne de longueur  $l \geq \lambda/4$  subit un déphasage de  $180^\circ$  et peut donner naissance à des ondes se propageant dans le sens inverse induisant des phénomènes d'ondes stationnaires. Par conséquent, dans les hautes fréquences, le signal CPL est toujours dominé par les effets des

lignes [Nassar]. En général, dans l'habitat, les longueurs des lignes sont inférieures à 100m. Les impédances d'entrée des charges connectées au niveau de l'entrée des modems CPL dominant l'impédance caractéristique de la ligne. Ces facteurs rendent les canaux sélectifs en fréquence ce qui affecte les performances des systèmes. Il est indispensable de caractériser la réponse du canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz] pour pouvoir évaluer la communication CPL bas débit indoor. Nous allons commencer notre exploration du canal CPL par une étude préliminaire qui consiste à mesurer la réponse du canal CPL dans une architecture simple et en présence des charges connues (des capacités, des inductances et des résistances) pour pouvoir connaître l'influence des impédances des appareils connectés sur la communication CPL.

### **3.1 Etude de la réponse du canal en présence de charges connues [Achouri1]**

#### **3.1.1 Dispositif de mesure**

Dans les technologies CPL bas débit, la transmission se fait en mode différentiel entre la phase et le neutre. Dans notre travail, la mesure de la réponse du canal est faite à l'aide des mesures du coefficient de transmission  $S_{21}$  à l'aide de l'analyseur de réseau. Le réseau mesuré (hors tension) est composé d'un câble à deux conducteurs de 12 mètres contenant cinq prises électriques (P1, P2, P3, P4 et P5) espacées de 2 mètres l'une de l'autre. Deux connecteurs BNC aux deux extrémités du câble servent pour l'injection du signal depuis l'analyseur de réseau au niveau du point TX (correspondant au plan de référence du port 1 de l'analyseur) et pour le renvoi du signal vers l'analyseur de réseau à partir du point RX (correspondant au plan de référence du port 2). Ainsi les connecteurs BNC d'accès au réseau correspondent aux plans de référence de la calibration. Dans la troisième prise (P3), une dérivation peut être connectée. L'étape de calibrage a été effectuée avec un kit de calibration électronique. Nous présentons le dispositif de mesure utilisé pour cette étude dans Figure 19.

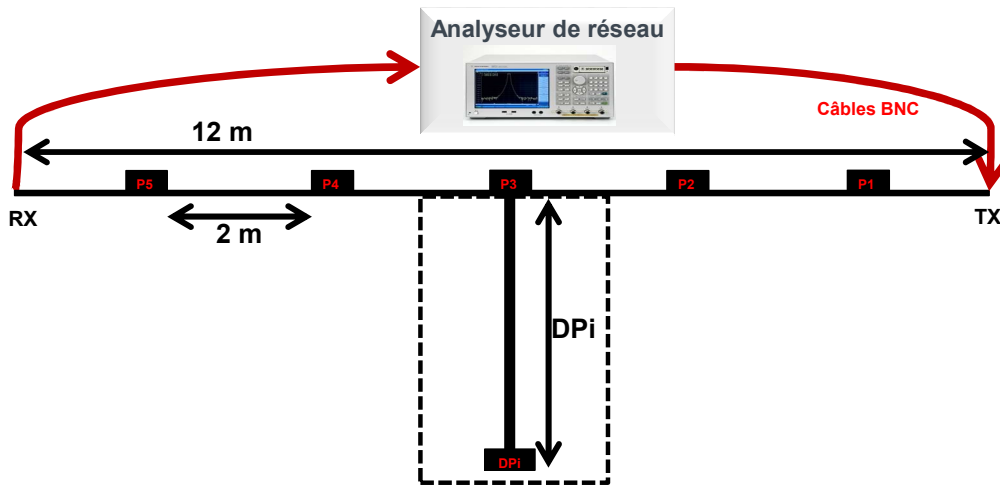


Figure 19 : Dispositif de mesure de la réponse du canal CPL dans une architecture simple

### 3.1.2 Caractéristiques des charges utilisées

Pour évaluer les paramètres susceptibles d'influencer le canal de propagation CPL, il nous faut maîtriser les éléments constituant le système étudié. Dans cette partie, nous présentons les caractéristiques des charges utilisées. La Figure 20 présente les caractéristiques fréquentielles des trois charges résistives utilisées, la Figure 21 présente les caractéristiques fréquentielle d'une charge inductive (L2) et d'une charge capacitive (C2) ayant une haute impédance et la Figure 22 présente les caractéristiques d'une charge capacitive (C1) et d'une charge inductive (L1) ayant une faible impédance. Les variations de l'impédance des charges capacitatives sont représentées par une ligne pointillée et celles des charges inductives sont représentées par une ligne continue.

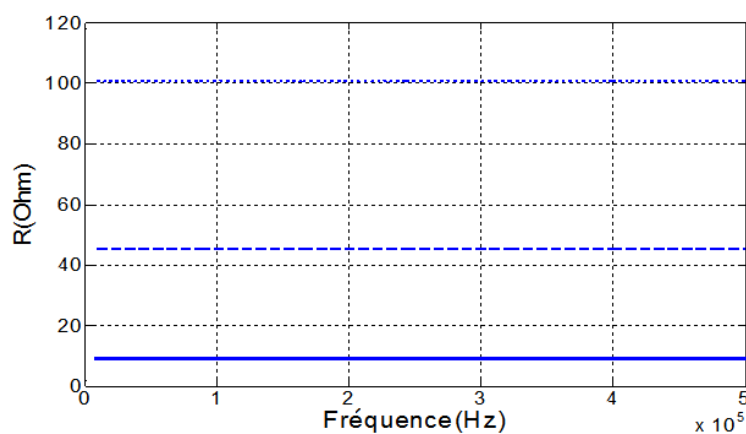


Figure 20 : Impédance des charges résistives utilisées dans cette expérience



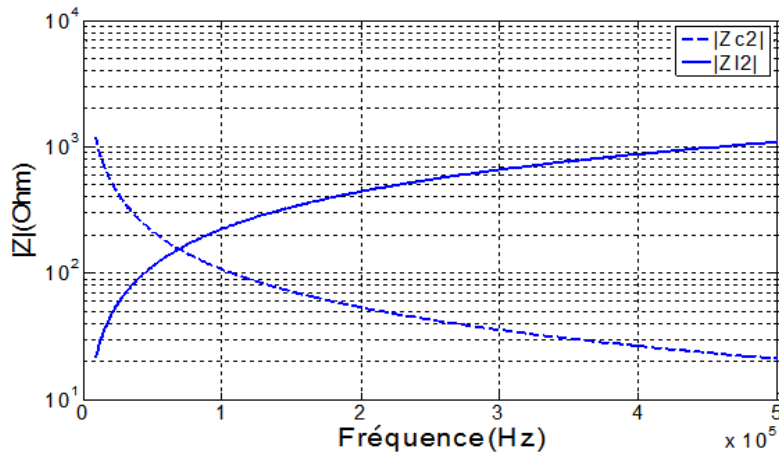


Figure 21 : Module des impédances des charges inductive L2 et capacitive C2

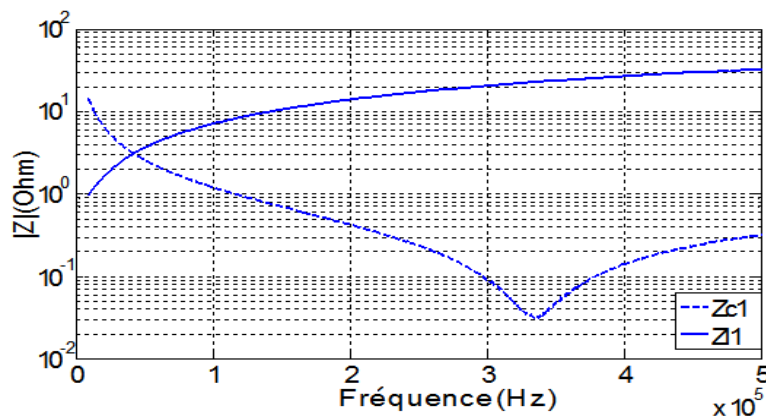


Figure 22 : Modules des impédances des charges inductive L1 et capacitive C1

Les charges résistives utilisées dans cette partie ont les valeurs respectives de 10  $\Omega$ , de 50  $\Omega$  et de 100  $\Omega$ . Les valeurs des charges inductives utilisées L1 et L2 sont respectivement de 11  $\mu\text{H}$  et de 356  $\mu\text{H}$ . les valeurs des charges capacitives utilisées C1 et C2 sont respectivement de 1.85  $\mu\text{F}$  et de 14 nF. La capacité à faible impédance (C1) (Figure 22) présente un caractère inductif pour les fréquences supérieures à 320 kHz.

### 3.1.3 Etude de la réponse du canal CPL dans le cas d'une liaison directe entre TX-RX

Dans cette expérience, nous allons étudier la réponse du canal CPL entre TX et RX (Figure 19) en fonction de la présence de charges pouvant être connectées en différents points. La dérivation est considérée débranchée.

#### 3.1.3.1 Etude de l'influence de l'impédance des charges sur la réponse du canal

Dans cette partie, la mesure de S21 a été assurée entre le TX et RX en présence d'une charge dans la prise P3 et en l'absence du câble de dérivation. Les mesures sont présentées dans les Figure 23, Figure 24 et Figure 25.

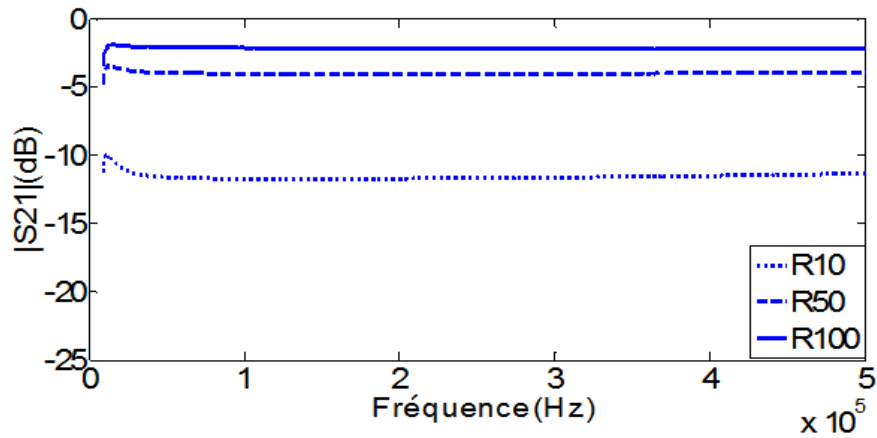


Figure 23 : La réponse du canal CPL en présence d'une charge résistive

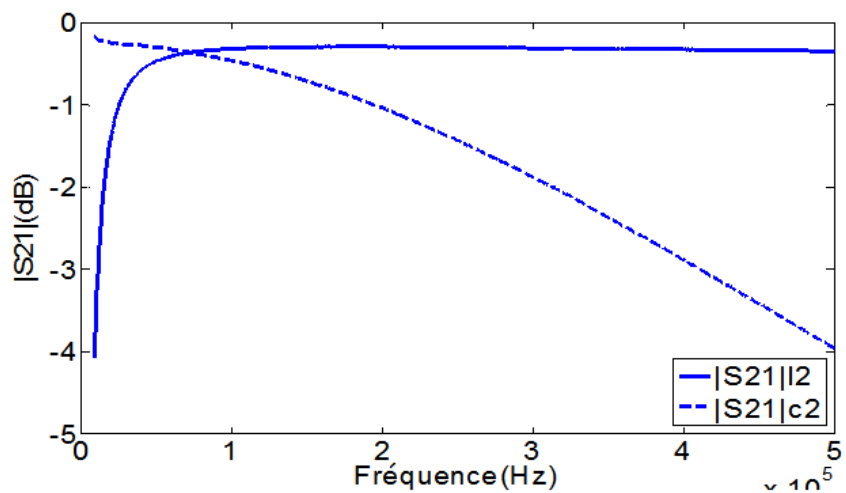


Figure 24 : Réponse du canal CPL en présence d'une charge à haute impédance

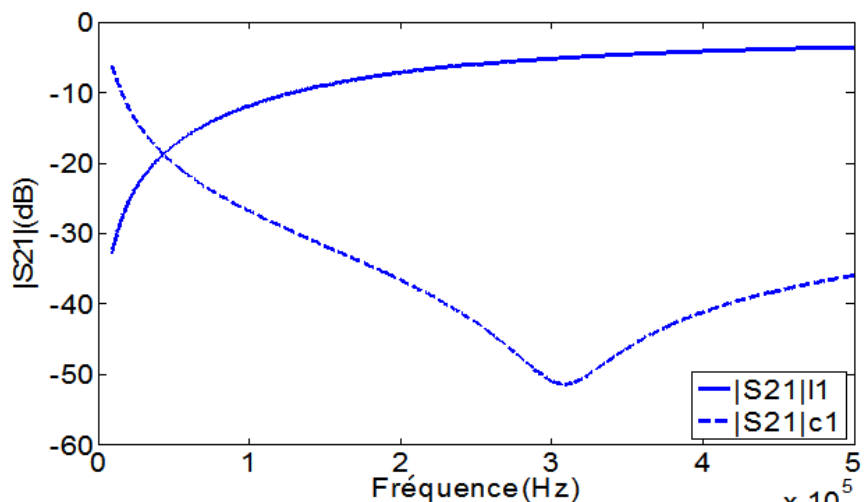


Figure 25 : Réponse du canal CPL en présence d'une charge à faible impédance

Deux comportements d'atténuation de canal peuvent être distingués : réseau en présence de charges ayant une haute impédance et réseau en présence de charges ayant une

faible impédance. Dans le premier cas, les coefficients de transmission  $|S_{21}|$  mesurés ont des faibles atténuations (inférieures à 1dB pour  $|Z| = 200\Omega$  et inférieures à 2dB pour  $|Z| = 100\Omega$  (Figure 23 et Figure 24). Dans le deuxième cas, ils présentent de forts évanouissements pour les fréquences ayant une faible impédance ( $|S_{21}| < -50$  dB pour la  $f=320$  kHz dans en présence de C1). Le paramètre  $|S_{21}|$  est croissant en fonction de la fréquence en présence d'une charge inductive sur le câble, décroissant en cas de présence d'une charge capacitive et constant en cas de présence d'une charge résistive. Dans le reste de cette étude, nous ne garderons que les charges à faible impédance ( $R=10 \Omega$  dans la Figure 20, L1 et C1 dans la Figure 22). Les autres charges n'ont pas beaucoup d'effet sur l'atténuation du canal.

### 3.1.3.2 Etude de l'effet de la position de la charge sur l'atténuation du canal

Evaluons l'atténuation du canal entre le TX et le RX en fonction de la position de la charge le long du câble. Quelle que soit la prise de connexion, la différence n'excède pas 1 dB. Dans la Figure 26, nous présentons les atténuations du canal CPL en présence de la charge inductive L1 sur les différentes prises du câble électrique. Ce résultat a été constaté pour les trois types de charge.

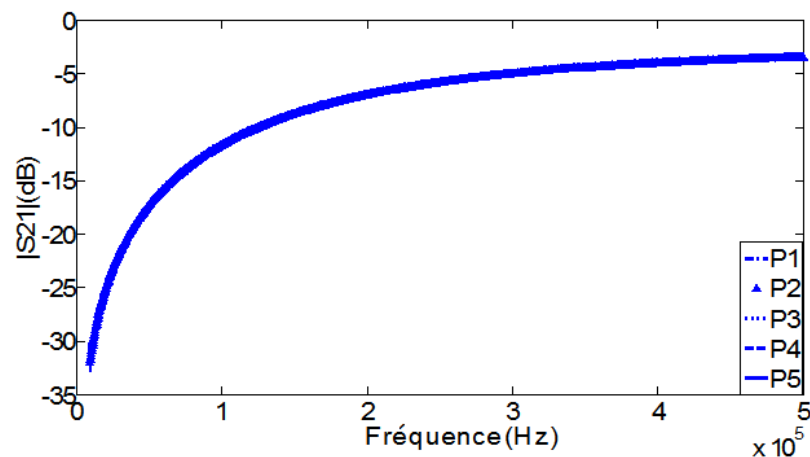


Figure 26 : Variations de l'atténuation du canal CPL selon la position de la charge L1

### 3.1.3.3 Etude de l'atténuation du canal en présence de plusieurs charges

La deuxième expérience consiste à brancher simultanément deux charges sur le câble et observer l'atténuation du canal. Les Figures 27, 28 et 29 reportent respectivement la mesure des canaux dans le cas du branchement simultané de charges L1 et C1, L1 et R puis R et C1.

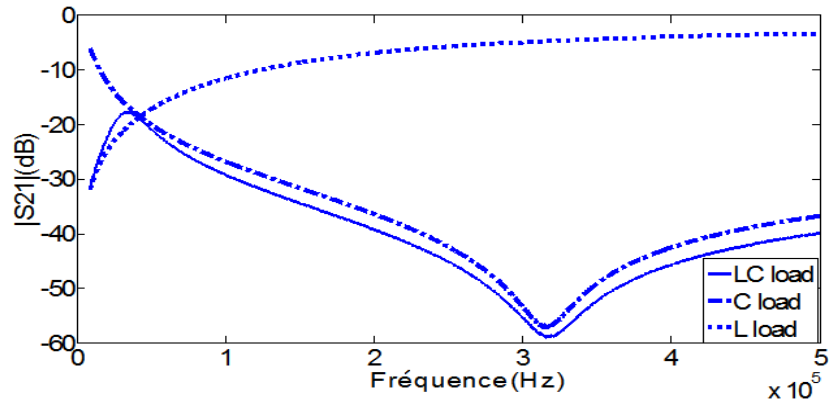


Figure 27 : Réponse du canal CPL en présence des charges L1 et C1

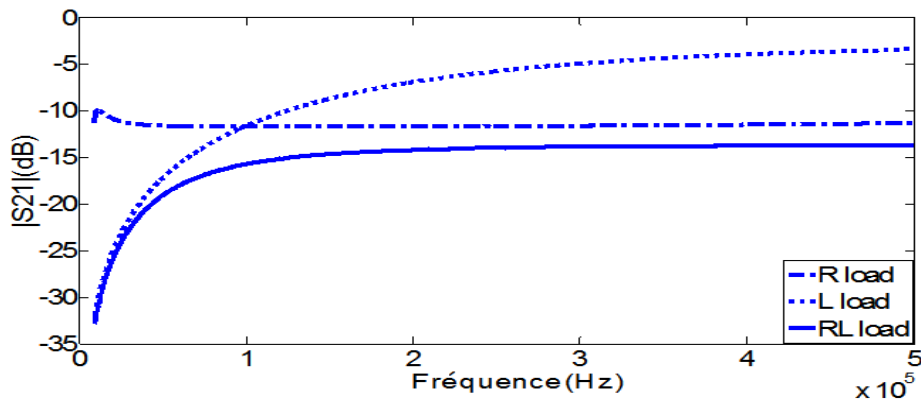


Figure 28 : Réponse du canal CPL en présence des charges R et L1

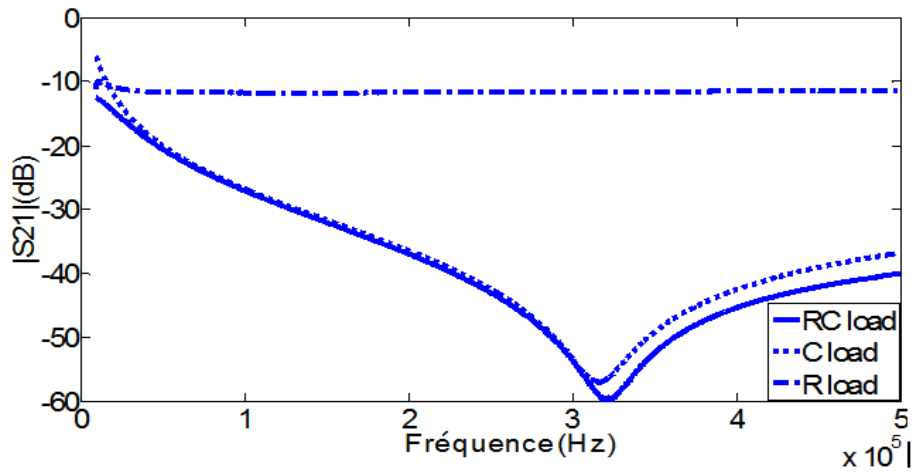


Figure 29 : Réponse du canal CPL en présence des charges R et C

Dans la Figure 27, la réponse du canal est dominée par la présence de l'inductance dans la bande [9kHz-70kHz] et par la présence de la charge capacitive dans la bande [70kHz-500kHz]. Dans la Figure 28, les variations de S21 sont dominées par les effets de la charge inductive pour les fréquences inférieures à 100kHz et de la charge résistive pour les

fréquences supérieures à 100 kHz. Dans la Figure 29, en présence des charges R et C1, l'atténuation du canal mesurée varie asymptotiquement avec celle mesurée en présence de la charge ayant la plus faible impédance. Elle est dominée par l'effet de la charge résistive dans la bande [9kHz-20kHz] et elle suit ensuite l'atténuation du canal en présence de la charge capacitive. En présence de plusieurs charges, la réponse du canal est dominée par l'effet de la charge ayant la plus basse impédance.

### 3.1.4 Etude de l'atténuation du canal en présence d'une dérivation dans le réseau électrique

Dans cette partie, nous allons investiguer le comportement du canal CPL en présence d'une dérivation sur le câble. En l'absence de charges sur la dérivation, nous ne constatons pas d'atténuation sur le canal pour les longueurs de dérivation testées (D1 = 1m, D2 = 4m, D3=7m et D4 = 9m). Nous avons connecté ensuite chacune des charges sur l'extrémité de la dérivation branchée à la prise P3 conformément à la Figure 19 (page 55) (l'extrémité DP1 est situé à 1m de la prise P3, DP2 est situé à 4m de P3, DP3 est située à 7m de P3 et DP4 est située à 9m de P3). Pour analyser l'effet du rajout d'une dérivation chargée sur le canal, nous avons calculé l'impédance ramenée de la charge capacitive connectée DPi d'un câble de longueur Di.

$$Z_{eq} = Z_c \frac{Z_l + Z_c \tanh(\overline{\gamma}l)}{Z_c + Z_l \tanh(\overline{\gamma}l)} \quad \text{Équation 37}$$

$Z_{eq}$  : L'impédance de la charge calculée dans le plan BB'

$Z_c$  : L'impédance caractéristique du câble

$\gamma$  : le coefficient de la propagation

$l$  : la longueur de la dérivation

$$\overline{Z}_c = \sqrt{\overline{Z}_{cc} \cdot \overline{Z}_{co}} \quad \text{Équation 38}$$

$$\overline{\gamma} = \sqrt{\frac{\overline{Z}_{cc}}{\overline{Z}_{co}}} \quad \text{Équation 39}$$

L'impédance calculée de la charge capacitive ramenée dans le plan BB' (Figure 30) est présentée dans la Figure 31. Le module de l'impédance de la charge capacitive croît avec la longueur de la dérivation. Il présente un comportement inductif pour des fréquences inférieures à 320 kHz (170kHz quand la charge était située sur une dérivation de 1m et 70kHz quand la charge était située à 9m de la prise P3).

Dans les Figures 32, 33 et 34 nous présentons les variations de  $|S_{21}|$  en présence de chacune des charges à l'extrémité de la dérivation. Les variations de la réponse du canal dépendent de la longueur de la dérivation. Dans le cas des charges inductive et résistive, la différence entre la  $|S_{21}|$  mesurée pour une charge connectée sur P3 sans dérivation et une charge connectée à l'extrémité d'une dérivation de 9m est de 5dB pour une fréquence de 500kHz. Dans le cas de la charge capacitive (Figure 34), la mesure de  $|S_{21}|$  à la fréquence 320kHz est passée de -58dB quand la charge est connectée à la prise P3 à -10 dB quand elle est connectée à l'extrémité d'une dérivation de 9m. Ces variations de  $|S_{21}|$  dans la présence de la charge capacitive ont été homogènes avec les variations de l'impédance ramenée. L'effet de la longueur des dérivation sur la réponse du canal CPL est plus important dans le cas de la charge capacitive. L'impédance ramenée de la charge capacitive croît considérablement avec la longueur de la dérivation ce qui diminue l'atténuation du canal CPL quand la longueur de la dérivation augmente.

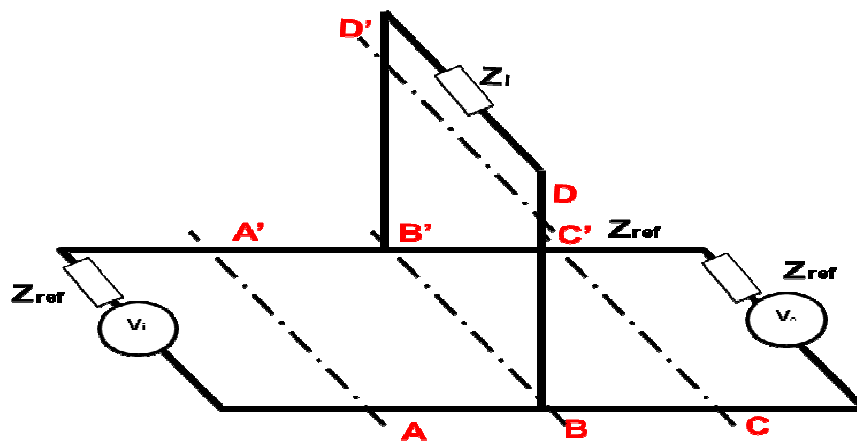


Figure 30 : Topologie du réseau étudié

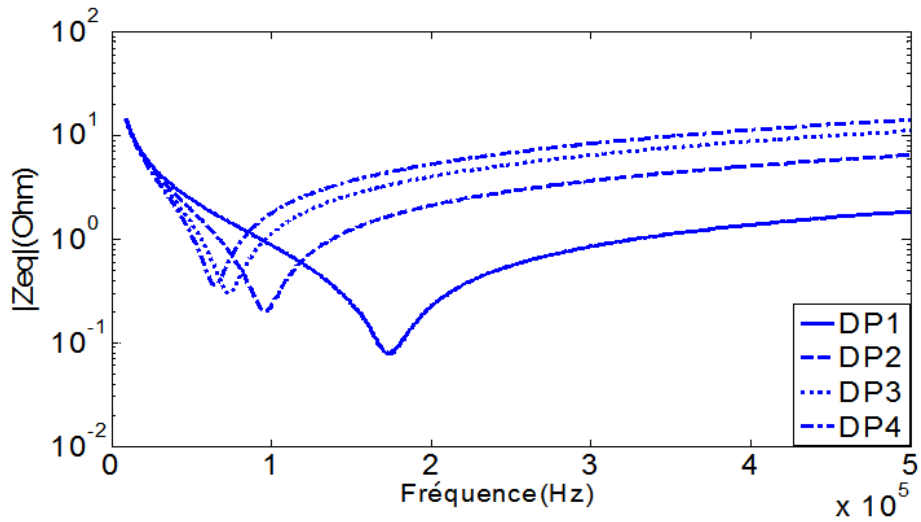


Figure 31 : Impédance calculée de la charge capacitive ramenée au plan BB'

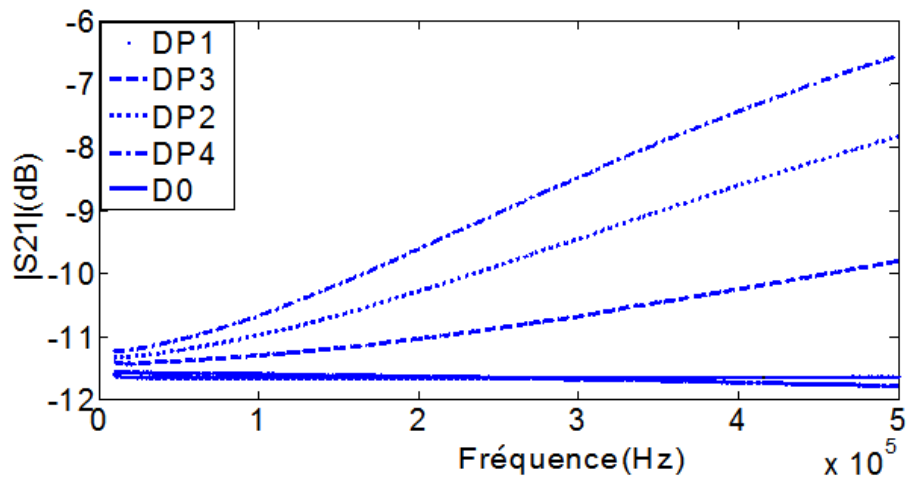


Figure 32 : Variations de l'atténuation du canal selon la longueur de dérivation du câble en présence de la charge résistive à l'extrémité

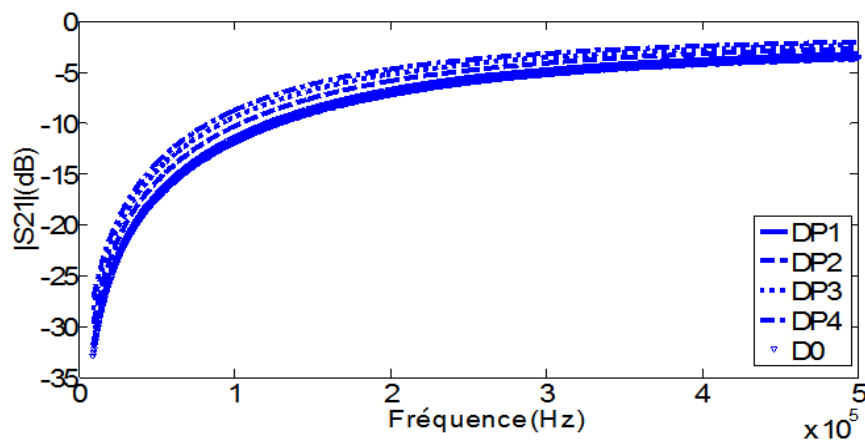


Figure 33 : Variations de l'atténuation du canal selon la longueur de dérivation du câble en présence de la charge inductive à l'extrémité

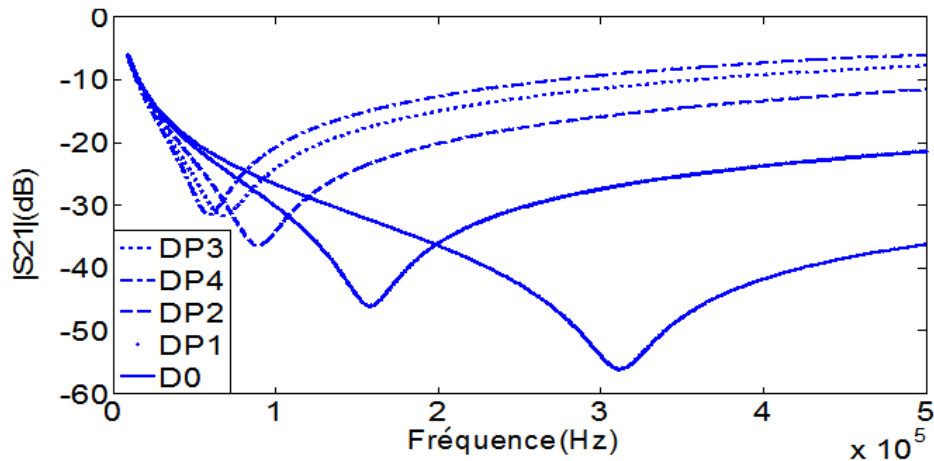


Figure 34 : Variations de l'atténuation du canal selon la longueur de dérivation du câble en présence de la charge capacitive à l'extrémité

Dans la dernière partie de cette étude, nous présentons les caractéristiques fréquentielles de certaines charges domestiques ainsi que l'impact de leurs présences sur la réponse du canal CPL.

### 3.2 Etude de l'atténuation du canal en présence des charges domestiques [Achouri2]

Les impédances des appareils domestiques ont été étudiées hors tension à l'aide d'un analyseur de réseau. L'impédance de référence (impédance des deux ports de mesure) est fixée à  $50\Omega$ . La distance entre les positions TX et RX est de 2m. La charge est connectée au centre du câble. Le dispositif de la mesure est présenté dans Figure 35.

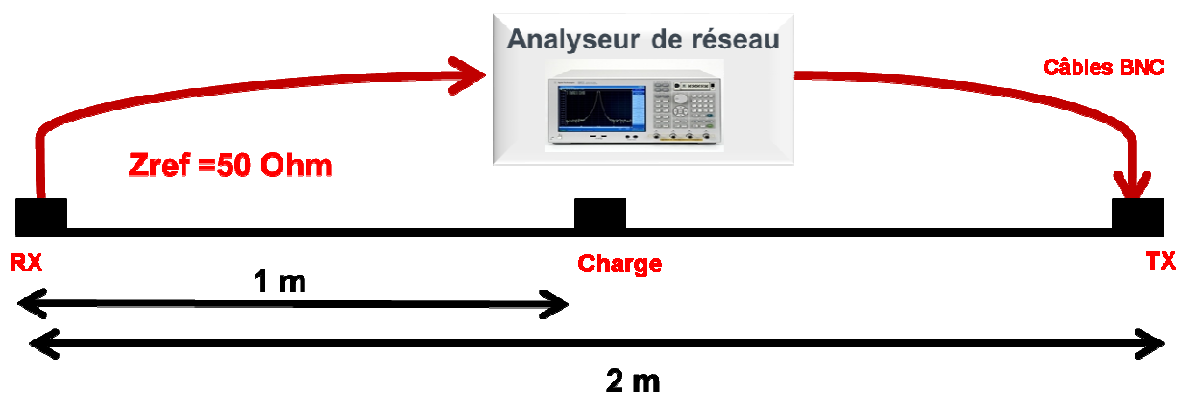


Figure 35 : Dispositif de mesure

L'impédance d'une box internet, d'un téléviseur, d'un modem CPL à haut débit (plug), d'un home cinéma (HC), d'un réfrigérateur, d'un four, d'un téléphone portable et d'un ordinateur portable sont reportées dans la Figure 36.



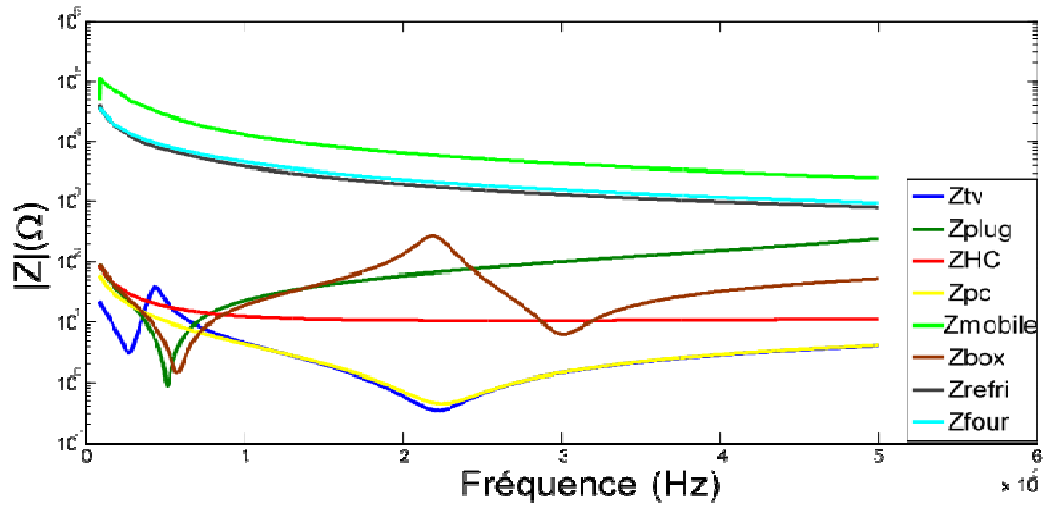


Figure 36 : Impédance des appareils domestiques

L'impédance des appareils domestiques dépend de la fréquence. Elle peut avoir des comportements différents (inductif, capacitif ou bien résistif) selon la bande de fréquence et l'appareil.

L'atténuation du canal en présence de chacun des appareils domestiques est représentée dans la Figure 37.

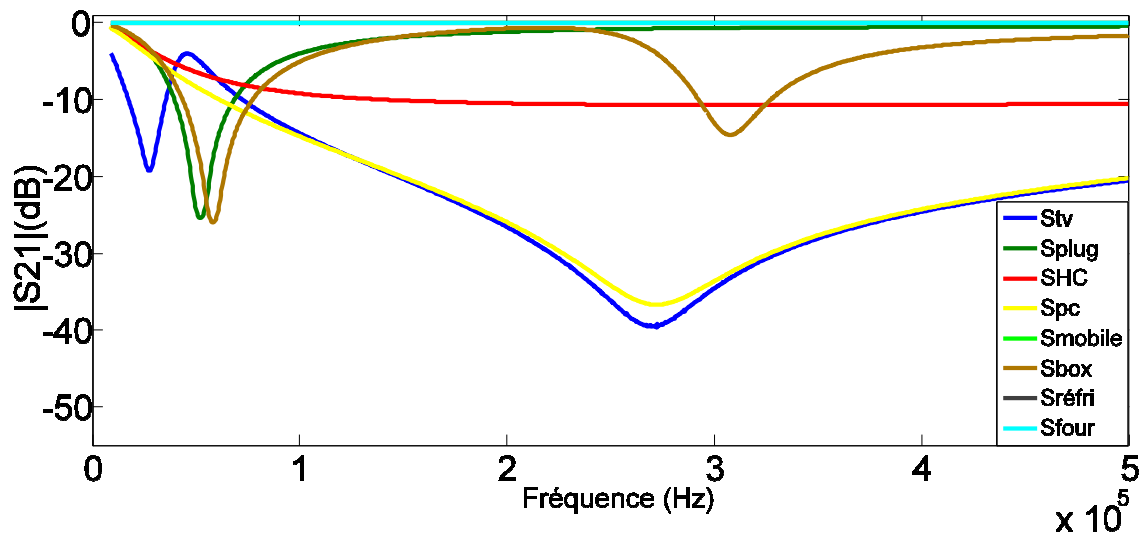


Figure 37 : Réponse du canal CPL en présence des charges domestiques

Le paramètre  $|S_{21}|$  croît avec la fréquence dans le cas où la charge présente un comportement inductif. C'est le cas du téléviseur dans la bande [30kHz-70kHz], de l'ordinateur portable et du téléviseur pour des fréquences supérieures à 270 kHz, du modem CPL dans la bande [70kHz-200kHz] et de la Box Internet dans la bande [70kHz-210kHz] et pour les fréquences supérieures à 290kHz. Le paramètre  $|S_{21}|$  décroît quand la charge

connectée au câble présente un comportement capacitif. C'est le cas de l'ordinateur portable pour des fréquences inférieures à 220kHz et de la Box Internet dans la bande [220kHz-300kHz]. La courbe de  $|S_{21}|$  peut rester constante dans le cas où la charge connectée au câble a un comportement résistif. C'est le cas du Home Cinéma pour des fréquences supérieures à 200kHz. Ces mesures confirment encore l'impact des impédances des charges connectées au réseau électrique sur le comportement du canal CPL. Les charges ayant les impédances les plus faibles ont engendré les atténuations les plus importantes sur le canal CPL.

## 4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons étudié le canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous avons commencé par faire un état de l'art sur la caractérisation et la modélisation du canal CPL en général. Ensuite, nous avons présenté une étude préliminaire réalisée sur un réseau électrique à topologie connue avec des charges maîtrisées. Cette étude nous a permis de voir l'impact des impédances des charges connectées sur le réseau électrique sur l'atténuation du canal de transmission.

Dans cette étude préliminaire, nous avons exploré l'influence des facteurs distance, topologie et impédance sur l'atténuation du canal CPL dans un environnement domestique. Dans les bandes [9kHz-500kHz] et dans un environnement domestique, les longueurs des câbles sont petites par rapport à la longueur d'onde des signaux CPL. La réponse du canal est dominée par l'impédance des charges connectées. La présence des charges à faible impédance provoque des atténuations du canal. La position des charges le long du circuit filaire peut influencer la réponse du canal ; le branchement d'une charge sur une dérivation modifie son impédance vue par le transmetteur et le récepteur et modifie donc son influence sur la réponse du canal. En présence de plusieurs charges sur le canal, sa réponse est dominée par la charge ayant l'impédance la plus faible. L'étude des impédances des charges domestiques a montré la grande variabilité de leur comportement. L'impédance de certaines charges comme le réfrigérateur et le smart phone dépassent  $10k\Omega$ . Pour d'autres charges comme le téléviseur et l'ordinateur portable, elle est de  $0.1\Omega$  à certaines fréquences. La complexité des variations des impédances des appareils domestiques rend difficile la caractérisation du canal CPL sans avoir recours à des mesures dans des conditions réelles.

Dans cette étude préliminaire, toutes les mesures ont été réalisées hors tension. Pour pouvoir caractériser la réponse du canal CPL domestique dans des scénarii réels, nous nous proposons de réaliser une campagne de mesures dans des habitations.

**Chapitre 3**  
**Modélisation empirique des canaux CPL**  
**dans la bande [9kHz-500kHz]**



# **Chapitre 3 : Modélisation empirique des canaux CPL dans la bande [9kHz-500kHz]**

## **1 Introduction**

Pour bien connaître le comportement du canal de transmission CPL dans la bande [9kHz-500kHz], une campagne de mesure dans de vrais habitats est nécessaire. Elle permettra de disposer d'une base de connaissance réelle. Cette base de données va nous servir pour une meilleure évaluation de la technologie CPL. Notre travail sur le canal CPL se concentre essentiellement sur ces deux derniers points (constitution d'une base de données de fonctions de transfert du réseau électrique domestique et reproduction des comportements des canaux mesurés) pour donner la possibilité aux systèmes CPL bas débit d'être évalués et testés dans des conditions réelles et de manière flexible.

Nous commençons ce chapitre en présentant la campagne de mesure des canaux CPL domestiques que nous avons réalisée dans 13 habitats. Nous montrons la classification des mesures et les études statistiques sur les classes des canaux mesurés. La dernière partie de ce chapitre porte sur la modélisation des canaux mesurés. Nous présentons l'algorithme de modélisation choisi et nous exposons des modèles des canaux mesurés.

## **2 Présentation de la campagne de mesure du canal CPL domestique dans la bande [9kHz-500kHz] [Achouri3]**

Toutes les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau contrôlé par un ordinateur via une connexion GPIB-USB. Ce dispositif est alimenté par une prise électrique choisie éloignée des prises de courant servant de ports d'accès pour les mesures et est isolée du réseau électrique par un dispositif de filtrage. Le signal est injecté et reçu du réseau électrique par le biais d'une paire de coupleurs capacitifs atténuant le signal utile d'environ 1 dB et le signal provenant du secteur (50Hz) de 90 dB. Le dispositif de mesure est présenté dans Figure 38. L'objectif de cette campagne de mesure est d'effectuer des mesures de la réponse du canal CPL en tenant compte des effets des différents appareils électriques domestiques connectés dans les sites de mesure et en prenant en considération l'influence des

topologies et des types de ces différents sites de mesure. Nous avons enregistré 20 mesures de fonction de transfert avec une périodicité de 2h dans chaque pièce. Nous avons récolté au total 240 fonctions de transfert sur une durée de 24 heures dans chaque pièce. À l'issue de cette campagne de mesure, nous avons formé une bibliothèque de plus de 10 000 mesures réalisées dans différents types d'habitat (maison, appartement, milieu rural, milieu urbain...).

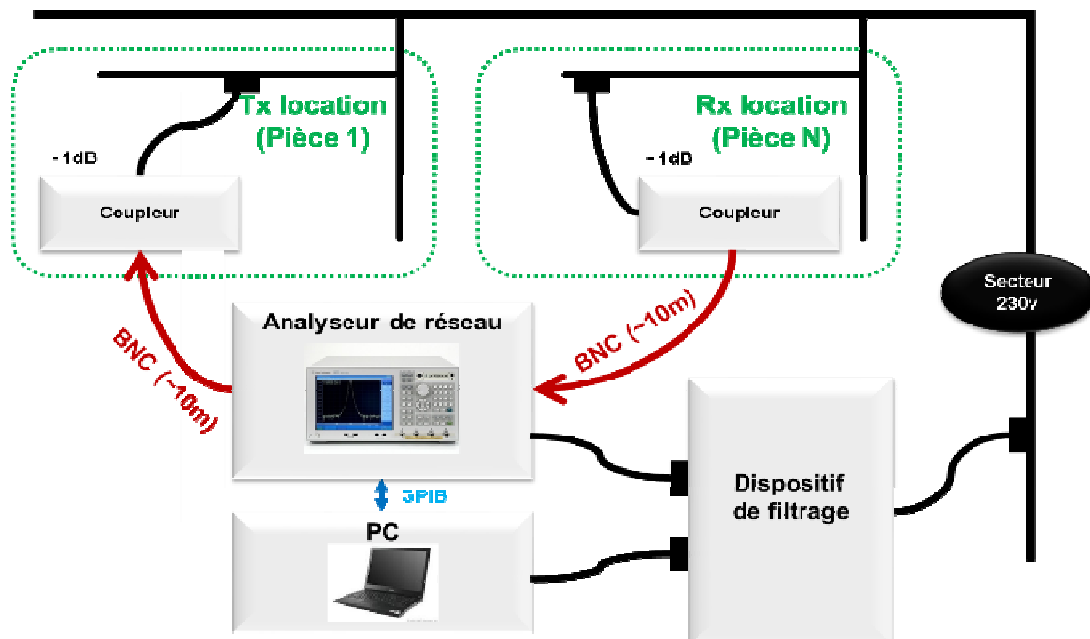


Figure 38 : Dispositif de mesure

## 2.1 Observations

Les résultats de mesure des réponses du canal CPL montrent des similarités entre les atténuations des canaux relevés dans une même pièce et parfois sur un même site de mesure (même gabarit, maxima et minima aux mêmes fréquences). Les réponses du canal peuvent varier selon le moment de la journée ou sur deux mesures successives (intervalle de temps de prise des mesures inférieure à 3 secondes).

Le premier type de variation peut être expliqué par l'évolution de l'impédance du réseau électrique suite à la mise en marche ou l'arrêt d'appareils électriques. Il se produit généralement le matin après le réveil des habitants du site, le soir après leur retour et lorsque les équipements de présence (ex. télévision, luminaires) sont éteints.

Le second type est causé par les variations rapides de l'impédance de certains appareils électriques connectés au réseau (l'effet des alimentations à découpage). Dans ces conditions de mesure, nous ne pouvons pas capturer les variations très rapides (de l'ordre de 10ms) du canal CPL puisque le temps de balayage de l'analyseur de réseau ne le permet pas.

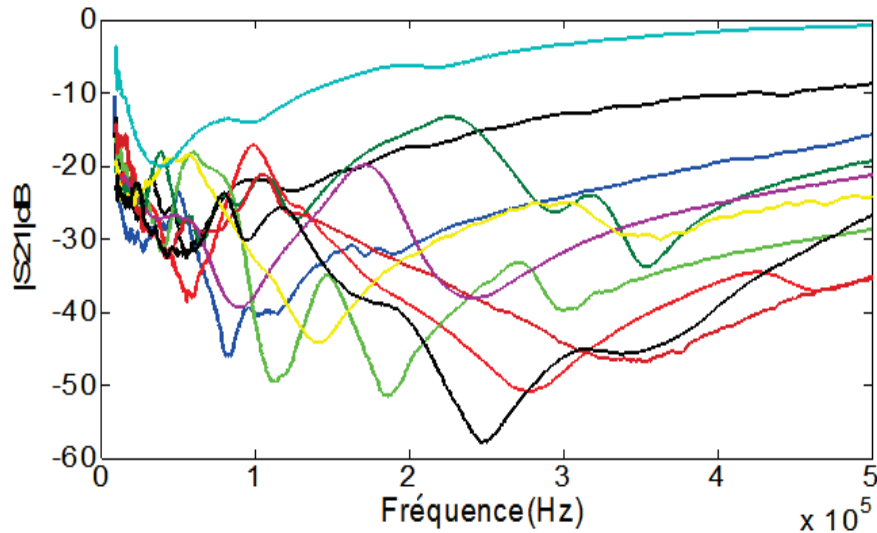


Figure 39 : Exemples de mesures d'atténuation du canal

## 2.2 Critère de classification des canaux mesurés

Les canaux CPL mesurés ont été classés selon leur capacité (bit/s) [Tlich1].

$$C = \Delta f \cdot \sum_{i=1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{P_e \cdot |H(f)|^2}{P_n} \right) \quad \text{Équation 40}$$

$P_e$  : puissance d'émission du signal en Watt

$f$  : la fréquence

$|H(f)|$  : module de la fonction de transfert

$N$  : nombre de porteuses

$P_n$  : puissance du bruit en Watt

$\Delta f$  : 306 Hz et  $N$  : 1601

La puissance du bruit notée  $P_n$  a été obtenue à partir des mesures de bruit et la puissance du transmetteur notée  $P_e$  sélectionnée selon un profil donné dans [G9902]. Les mesures de bruit ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de spectre dans la bande [9kHz-500kHz] en utilisant les paramètres présentés dans le Tableau 4. Dans la Figure 40, nous présentons les paramètres  $P_e$  ( $PE$  est la DSP de  $P_e$ ) et  $P_n$  ( $PN$  est la DSP de  $P_n$ ).

Tableau 4 Paramètres de mesure

Mode	'Moyenne'
Bande de fréquence	[9kHz-500kHz]
Nombre de points	1601
RBW	200 Hz



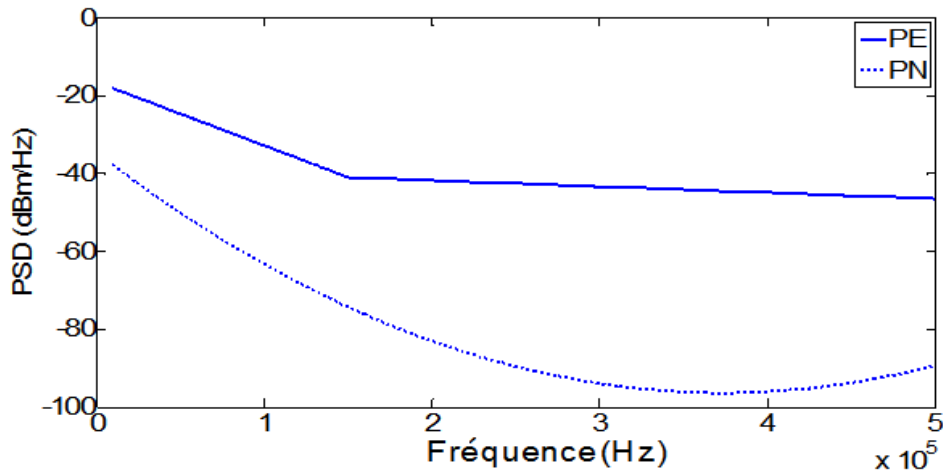


Figure 40 : Variations des paramètres PE et PN

## 2.3 Etude statistique sur la distribution des canaux mesurés [Achouri1]

### 2.3.1 Distribution des canaux selon les classes

Les valeurs de capacité trouvées sont comprises entre 1.5Mbps et 7.5Mbps. L'étude des capacités des canaux mesurés nous a permis de distinguer 5 classes de canaux d'intervalle de 1.5 Mbps.

Dans la classe 1, nous trouvons les canaux ayant les capacités les plus élevées, la classe 2 contient les canaux ayant les capacités inférieures à celles de la classe 1 et ainsi de suite. Les canaux appartenant à la classe 1 et la classe 2 représentent environ 23% des canaux mesurés, les canaux appartenant à la classe 3 représentent un tiers des canaux mesurés et les canaux appartenant à la classe 4 et à la classe 5 représentent environ 43%.

La Figure 481 présente la distribution des canaux mesurés sur les 5 classes.

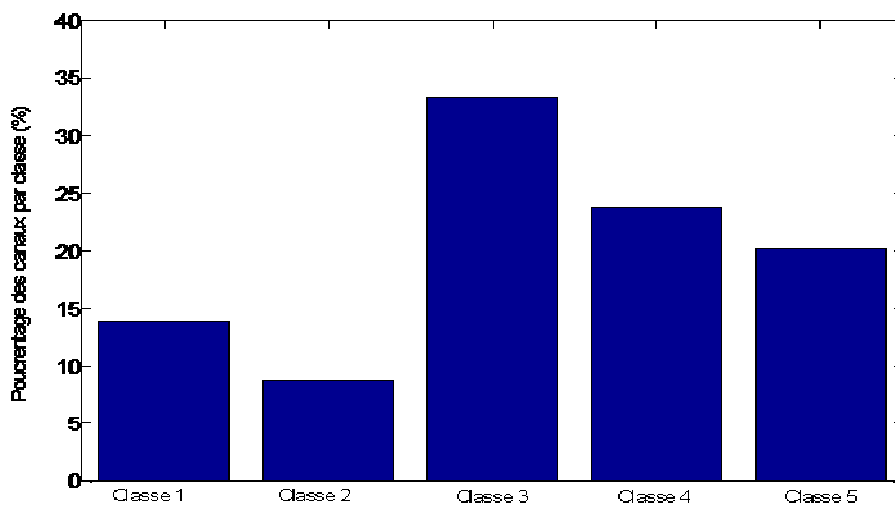


Figure 41 : Distribution des canaux mesurés sur les classes

Dans laFigure 42, nous présentons un exemple de canal de chaque classe.

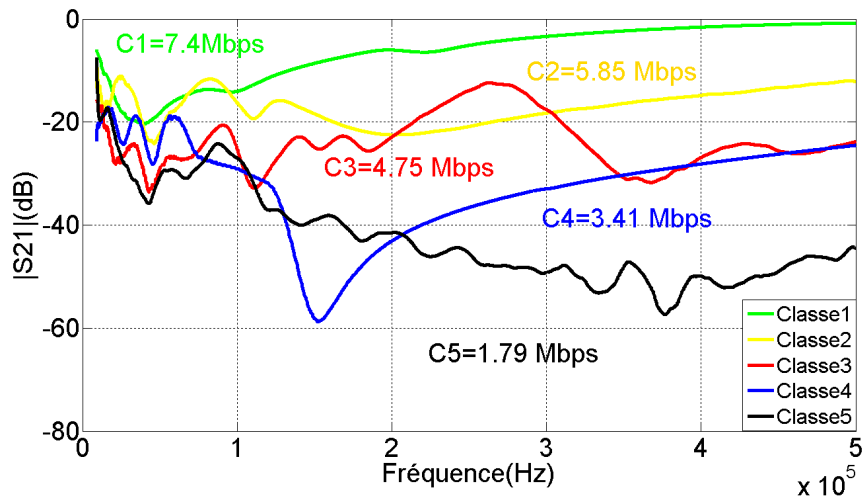


Figure 42 : Exemples d'atténuations des canaux des cinq classes

Dans la Figure 42, l'exemple du canal de classe 1 a une atténuation inférieure à 10 dB pour les fréquences supérieures à 140 kHz. L'atténuation moyenne de l'exemple du canal de classe 2 est inférieure à 20 dB. L'exemple du canal de classe 3 a un comportement complexe avec plusieurs pics et plusieurs évanouissements, son atténuation variant entre -30 dB et -10 dB. L'atténuation du canal de classe 4 est inférieure à celle du canal de classe 3 dans la bande [9kHz-80kHz] et similaire à celle du canal de classe 3 dans la bande [350kHz-500kHz] mais elle est élevée dans la bande [100kHz-350kHz] où elle atteint plus de 58 dB. L'atténuation du canal de classe 5 est comprise entre 40 dB et 60 dB pour les fréquences supérieures à 140kHz et elle est située entre 20 dB et 40 dB dans la bande [9kHz-140kHz]. La capacité du canal est calculée sur toute la bande de fréquence mesurée. Les atténuations des canaux dépendent de la fréquence. La classification des canaux selon leurs capacités peut changer si on change la bande de fréquence étudiée.

## 2.4 Etude statistique sur l'atténuation des canaux mesurés

Les fonctions de répartition des mesures de  $|S_{21}|$  des canaux de chaque classe sont représentées dans les Figures 43, 44, 45, 46, 47 et 48. Nous remarquons que les canaux appartenant à la classe 1 ont les plus faibles valeurs d'atténuation avec une valeur maximale de 26 dB, alors que cette valeur a dépassé légèrement 36 dB dans le cas des canaux de classe 2, de 52 dB pour les canaux de classe 3, 62 dB des canaux de classe 4 et de 58 dB pour les canaux de classe 5.

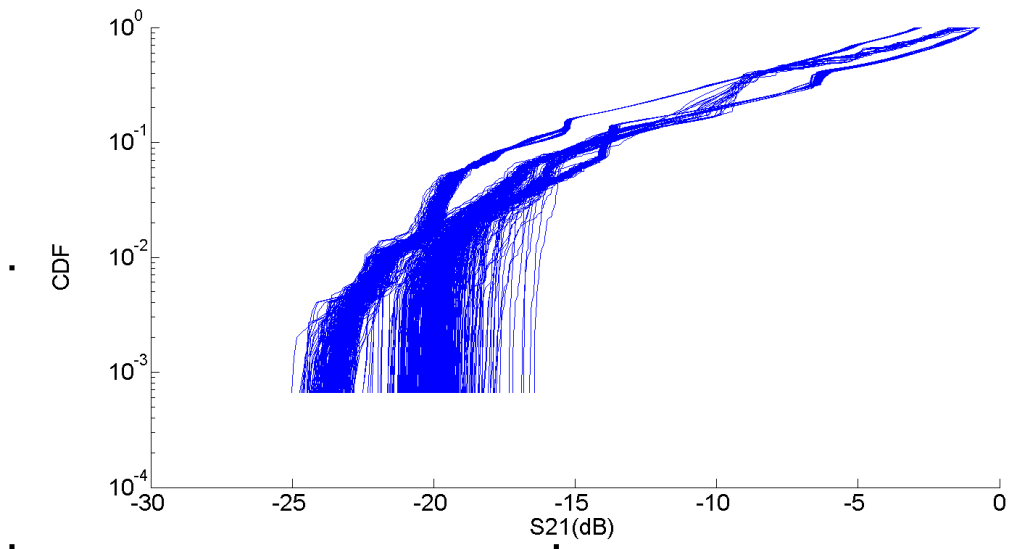


Figure 43 : Fonction de répartition de  $|S_{21}|$  des canaux de classe1

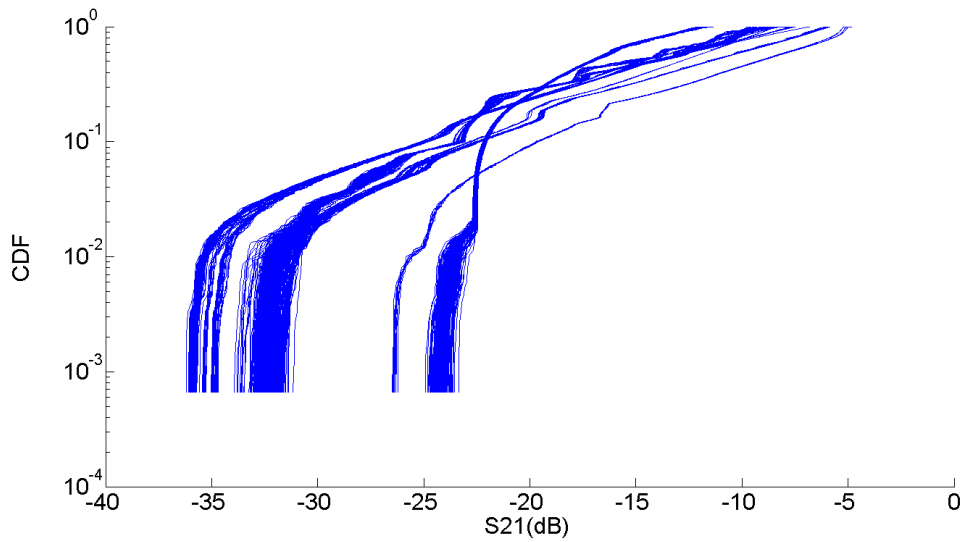


Figure 44 : Fonction de répartition de  $|S_{21}|$  des canaux de classe2

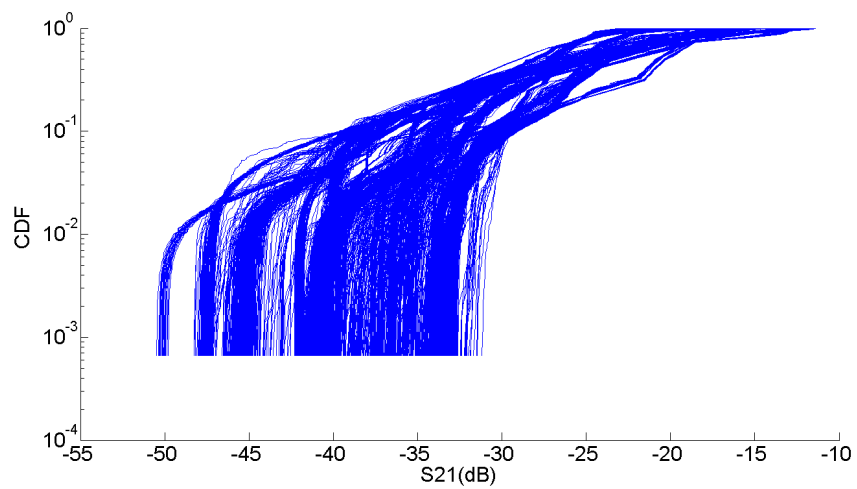


Figure 45 : Fonction de répartition de  $|S_{21}|$  des canaux classe3

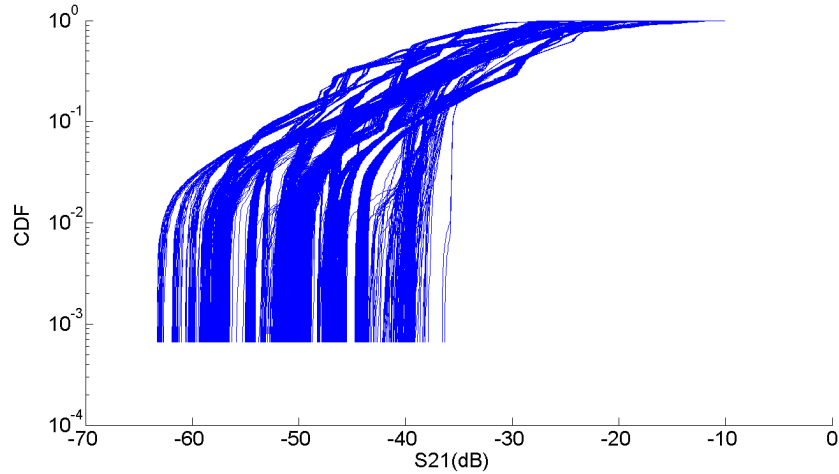


Figure 46 : Fonction de répartition de  $|S_{21}|$  des canaux de classe 4

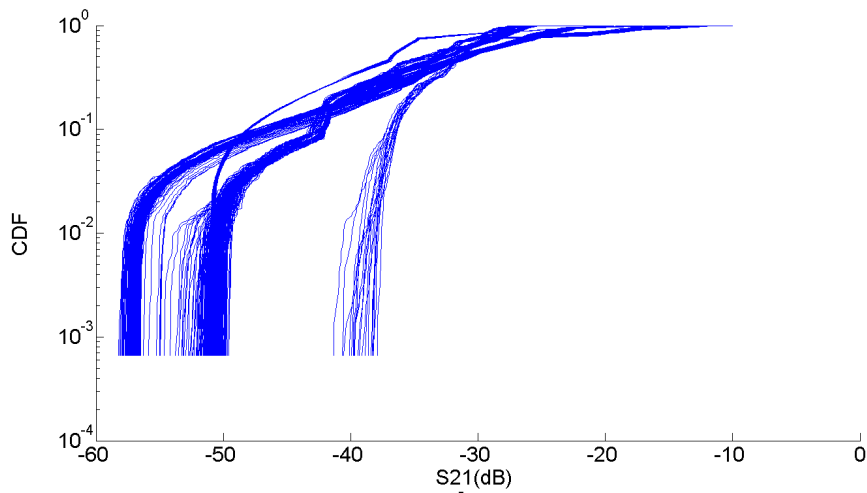


Figure 47 : Fonction de répartition de  $|S_{21}|$  des canaux de classe 5

#### 2.4.1 Distribution des classes selon le moment de la mesure

Afin d'estimer la dynamique des canaux tout au long des 24 heures de mesure, nous avons étudié la variation au sein de chaque classe sur une durée de 6 heures.

Figure 48, nous présentons la distribution des canaux mesurés en fonction des classes proposées selon le moment de la mesure. Figure 48, nous pouvons constater que les canaux de classe 1 et de classe 2 ont une distribution uniforme durant la journée.

La distribution des canaux de classe 3 est presque uniforme sur toute la journée avec une légère différence entre la période de 00h00 à 06h00 et de 12h00 à 18h00.

Les distributions des canaux de classe 4 et 5 ont atteint leurs maxima entre 18h00 et 00h00. Il a été constaté une dégradation de la qualité du canal CPL sur cette plage horaire qui pourrait être expliquée par le fait que cette période correspond à la présence des usagers chez eux et donc à la mise en marche du plus grand nombre d'appareils électriques domestiques.

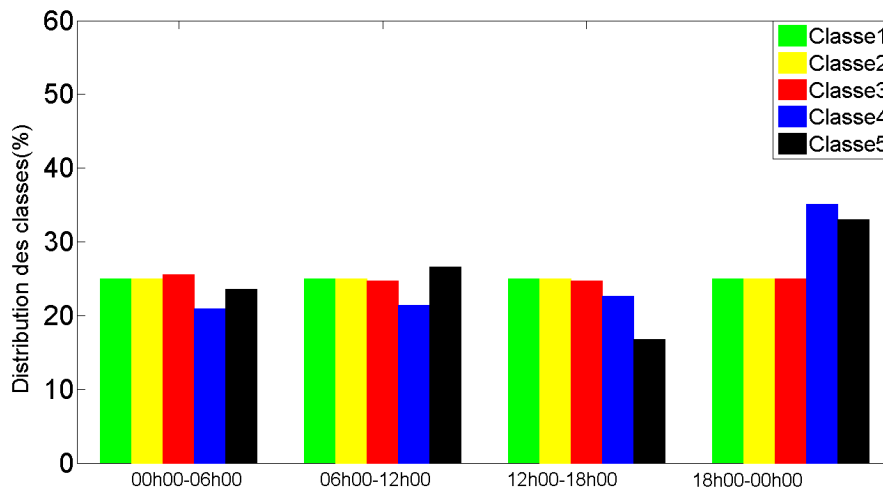


Figure 48 : Distribution des classes selon le moment de la mesure

#### 2.4.2 Distribution des classes selon le type de la pièce de mesure

Figure 49, nous présentons la distribution des canaux de chaque classe sur les différents types de pièces de mesure. Le nombre des canaux de la classe 1 mesuré a atteint son pic dans le salon où nous avons mesuré près de 50% des canaux de cette classe. Les canaux appartenant à la classe 2 sont distribués surtout entre la cuisine et la chambre avec un pic atteint dans la cuisine. La plupart des canaux des classes 3 et 4 sont mesurés dans le salon. Les canaux de la classe 5 sont concentrés dans la cuisine.

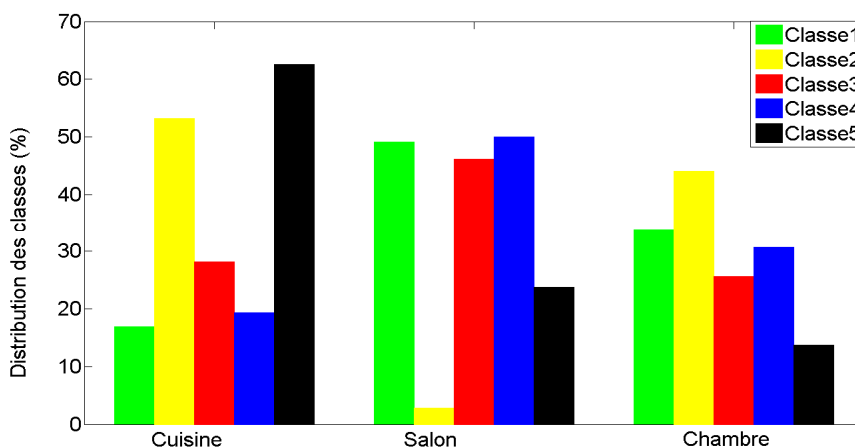


Figure 49: Distribution des classes selon les pièces de mesure

## 2.5 Étude de la bande de cohérence des canaux mesurés

### 2.5.1 Aperçu théorique sur la bande de cohérence

La bande de cohérence  $B_c$  est un indicateur d'un niveau de similarité dans la réponse fréquentielle du canal, notée  $H(f)$ . Dans cette bande, le canal reste plat et la phase varie linéairement en fonction de la fréquence. La bande de cohérence est un paramètre important pour la configuration de l'appareil communicant en CPL. En effet, si la bande passante  $\Delta f$  du signal modulé est inférieure à la bande de cohérence, les retards ne créeront pas d'interférences inter symboles. La bande de cohérence peut se calculer à partir de la réponse impulsionnelle ou de la réponse fréquentielle. Dans le domaine temporel, elle est inversement proportionnelle à  $\tau_{RMS}$ .

$$B_c = \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad \text{Équation 41}$$

Avec  $\tau_{RMS}$  représente le temps moyen parcouru par l'onde électromagnétique avant d'atteindre le récepteur.

Dans la pratique, on ne considère pas une bande parfaitement plate, mais on accepte un pourcentage (coefficient) de corrélation  $\eta$  généralement pris à 50% ou 90% [Picol].

$$B_{c50\%} \cong \frac{1}{50 \tau_{RMS}} \quad \text{Équation 42}$$

$$B_{c90\%} \cong \frac{1}{5 \tau_{RMS}} \quad \text{Équation 43}$$

Dans le domaine fréquentiel, la bande de cohérence est estimée à partir de la fonction d'auto-corrélation  $\rho$  normalisée de l'amplitude de la réponse fréquentielle  $H(f)$ . La bande de cohérence est la largeur de la bande de fréquence pour laquelle la fonction d'auto-corrélation normalisée est égale à  $\eta$ .

$$\rho(\Delta f) = \frac{E[H(f) \cdot H^*(f + \Delta f)]}{\sqrt{E[|H(f)|^2] E[|H(f + \Delta f)|^2]}} \quad \text{Équation 44}$$

$$\rho(B_c) = \eta \quad \text{Équation 45}$$

$f$ : la fréquence

$H(f)$  : fonction de transfert

E : la fonction espérance

$\rho(\Delta f)$  : fonction d'auto-corrélation

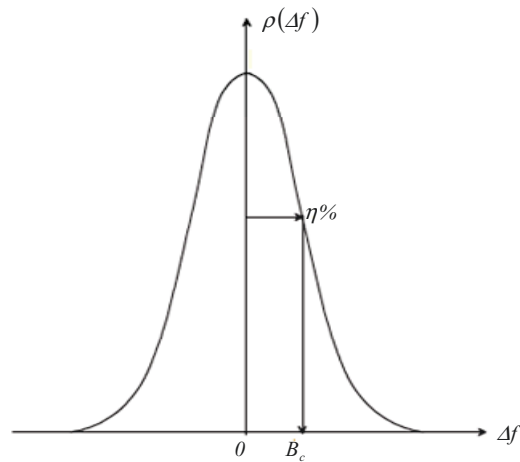


Figure 50 : Allure de la fonction d'auto-corrélation d'un canal [Picol]

### 2.5.2 Etude statistique sur la bande de cohérence des canaux mesurés

Dans la Figure 51, nous présentons un exemple de fonction d'auto-corrélation de chaque classe des canaux mesurés (les mêmes exemples des canaux que la Figure 42).

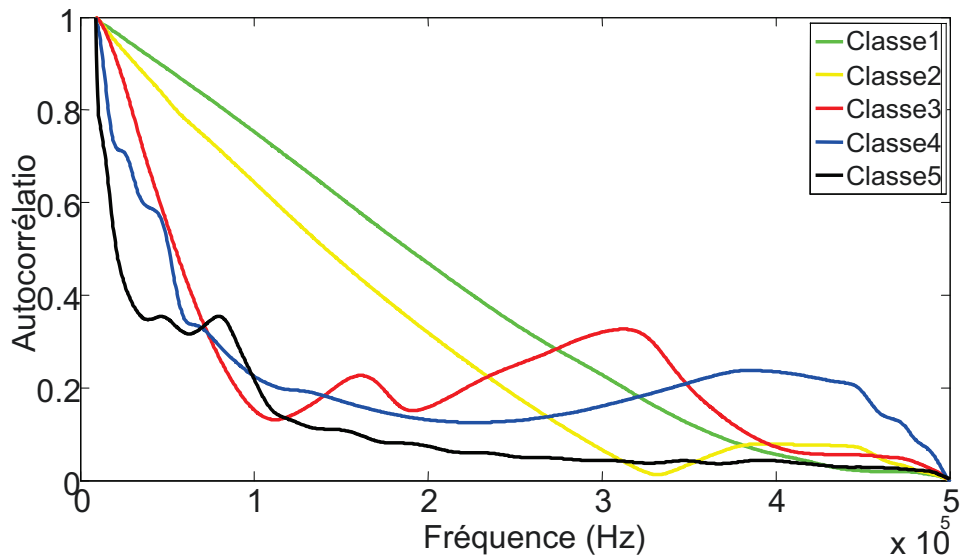


Figure 51 : Exemple de fonctions d'auto-corrélation de chaque classe

La variation des fonctions d'autocorrélation de l'exemple de canal de classe 1 et 2 est linéaire. Nous remarquons que l'angle d'inclinaison de la pente de la fonction d'auto-corrélation est croissante de la classe 5 à la classe 1. Ceci montre que la bande de cohérence des canaux mesurés est aussi dépendante de la classe du canal. Elle est plus élevée dans le cas des canaux de classe 1 et elle est plus faible dans le cas des canaux de classes 5.

Dans les figures 52, 53 et 54, nous présentons respectivement la valeur minimale, la valeur moyenne et la valeur maximale des bandes de cohérences  $B_{c50\%}$ ,  $B_{c70\%}$  et  $B_{c90\%}$ .

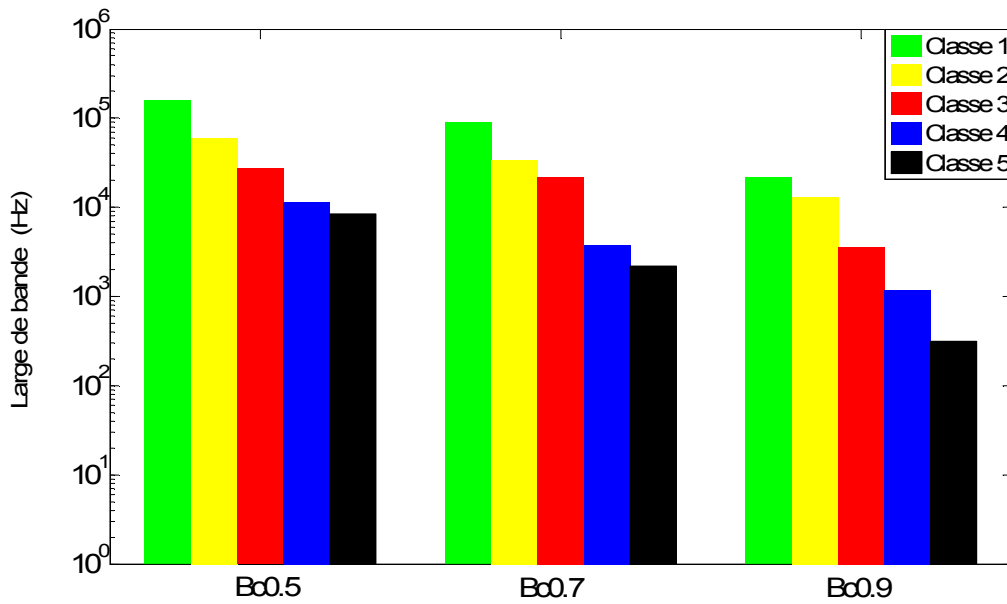


Figure 52 : Valeur minimale des bandes de cohérence selon la classe

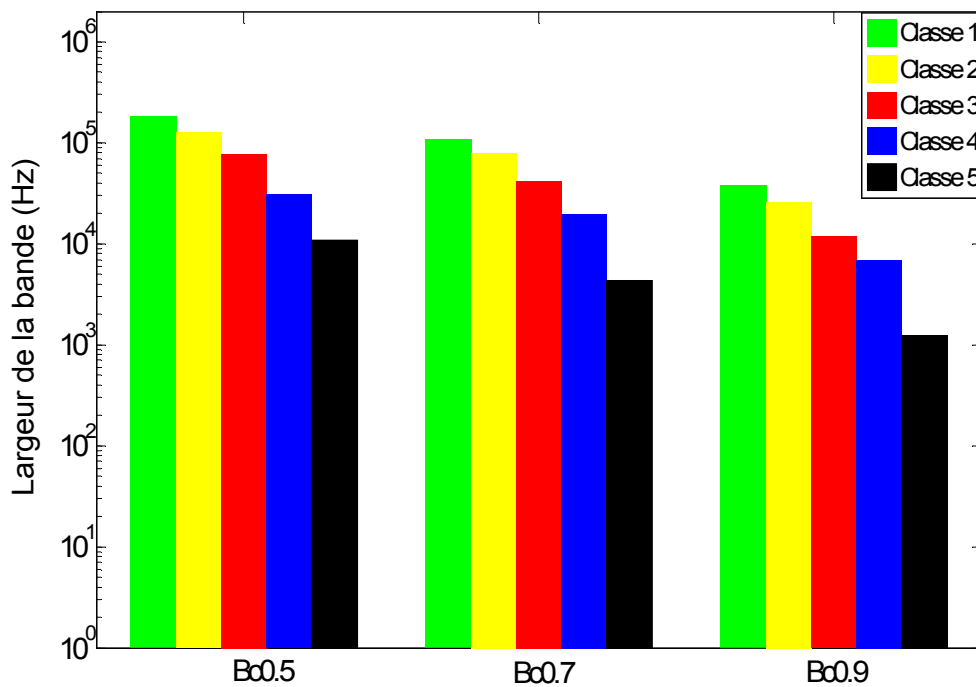


Figure 53 : Valeur moyenne des bandes de cohérence selon la classe



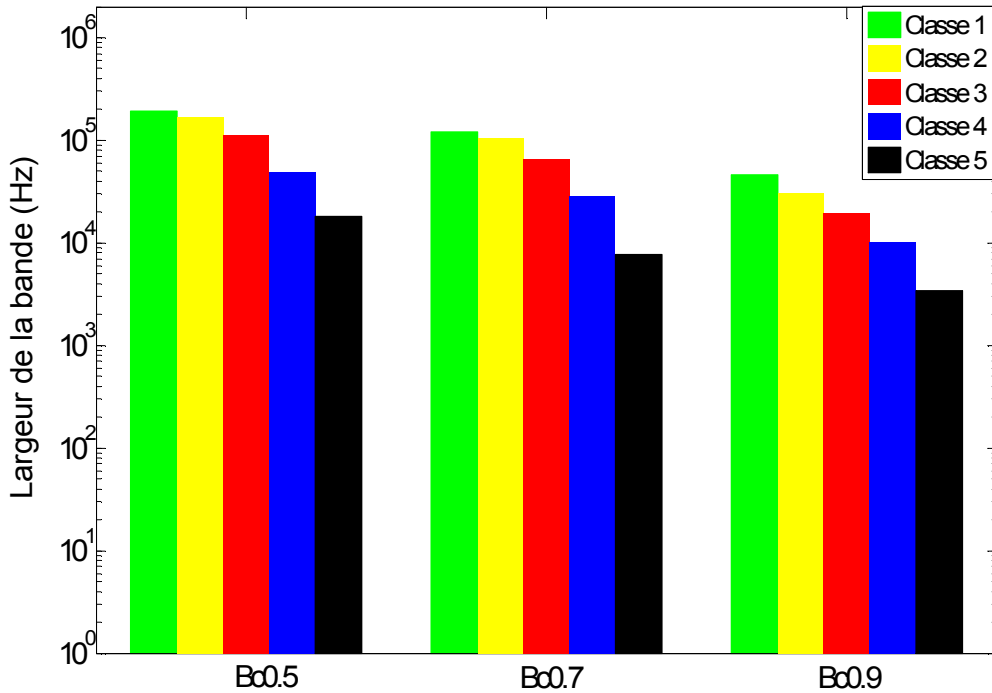


Figure 54 : Valeur maximale des bandes de cohérence selon la classe

À partir de cette étude statistique, nous pouvons constater que la bande de cohérence décroît entre les canaux de classe 1 (bande de cohérence la plus élevée) et les canaux de classe 5 (bande de cohérence la plus faible). Cet ordre de largeur de bande de cohérence nous permet de justifier le critère de classification choisi.

La classification des canaux nous permet de distinguer plusieurs profils du canal CPL. Ces différents profils pourront être utilisés afin de définir des plans de tests pour l'étude des communications CPL dans l'habitat. La modélisation des canaux caractérisés devra permettre de régénérer ces canaux mesurés afin de donner des informations pertinentes concernant le canal de propagation. L'utilisation et l'intégration de ces modèles de canaux dans des outils de simulation permettront de tester la robustesse de couches physiques existantes et futures pour des applications CPL.

### 3 Modélisation des canaux CPL mesurés dans la bande [9KHZ-500kHz] [Achouri3]

La campagne de mesure des canaux CPL domestiques nous a permis de distinguer plusieurs profils. La modélisation de ces canaux mesurés doit faciliter la génération de profils reprenant les effets induits par les charges connectées ainsi que les topologies des réseaux électriques sur les liaisons de données. Nous avons opté pour les filtres numériques pour

modéliser les canaux mesurés pour la facilité de leur implémentation sur des cartes électroniques. Dans la partie suivante, nous représentons l'algorithme utilisé afin de reproduire le comportement du canal.

### 3.1 Algorithme de modélisation d'une fonction complexe [Levy]

L'algorithme développé par [Levy] stipule la représentation de la réponse du canal mesurée par un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie RIF. Son expression est décrite dans l'équation 46.

$$G(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{B(j\omega)} = \frac{a_0 + a_1(j\omega)^{-1} + \dots + a_Q(j\omega)^{-Q}}{1 + b_1(j\omega)^{-1} + \dots + b_P(j\omega)^{-P}} \quad \text{Équation 46}$$

Avec  $a_0, a_1, \dots, a_Q$  sont les coefficients du numérateur d'ordre  $Q$  et  $b_1, \dots, b_P$  représentent les coefficients du dénominateur d'ordre  $P$ .

L'équation (46) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$G(j\omega) = \frac{(a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots) + j\omega(a_1 - a_3\omega^2 + a_5\omega^4 - \dots)}{(1 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - \dots) + j\omega(b_1 - b_3\omega^2 + b_5\omega^4 - \dots)} \quad \text{Équation 47}$$

$$G(j\omega) = \frac{\alpha + j\omega\beta}{\sigma + j\omega\tau} \quad \text{Équation 48}$$

$$G(j\omega) = \frac{N(\omega)}{D(\omega)} \quad \text{Équation 49}$$

La fonction de transfert du canal à modéliser peut être exprimée comme suit :

$$F(j\omega) = R(\omega) + jI(\omega) \quad \text{Équation 50}$$

L'erreur de la modélisation est exprimée par l'équation (51) :

$$e(\omega) = F(j\omega) - G(j\omega) \quad \text{Équation 51}$$

$$e(\omega) = F(j\omega) - \frac{N(\omega)}{D(\omega)} \quad \text{Équation 52}$$

Multiplions les deux côtés de l'équation (52) par  $D(\omega)$

$$D(\omega)e(\omega) = D(\omega)F(j\omega) - N(\omega) \quad \text{Équation 53}$$

$$D(\omega)e(\omega) = r(\omega) + j\text{im}(\omega) \quad \text{Équation 54}$$

De l'équation (54), nous en déduisons l'équation (55)

$$|D(\omega)e(\omega)|^2 = r(\omega)^2 + im(\omega)^2 \quad \text{Équation 55}$$

Définissons E l'équation sous forme d'une somme d'échantillons fréquentielles.

$$E = \sum_{k=0}^m r(\omega_k)^2 + im(\omega_k)^2 \quad \text{Équation 56}$$

En combinant les équations de (46) à (55), l'équation (56) peut être réécrite sous la forme de l'équation (57) :

$$E = \sum_{k=0}^m \left[ (R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k)^2 + (\omega_k \tau_k R_k - \sigma_k I_k - \omega_k \beta_k)^2 \right] \quad \text{Équation 57}$$

Les coefficients  $a_i$  et  $b_i$  doivent être choisis pour minimiser la fonction  $E$ . Nous pouvons donc différentier l'équation (57) par rapport aux coefficients inconnus du filtre.

Nous obtenons alors le système des équations décrit dans l'équation (58) :

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial a_0} &= \sum_{k=0}^m -2(R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) = 0 \\ \frac{\partial E}{\partial a_1} &= \sum_{k=0}^m -2\omega_k (R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) = 0 \\ \frac{\partial E}{\partial a_2} &= \sum_{k=0}^m 2\omega_k^2 (R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) = 0 \\ \frac{\partial E}{\partial a_3} &= \sum_{k=0}^m 2\omega_k^3 (R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) = 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial E}{\partial b_1} &= \sum_{k=0}^m -2\omega_k I_k (R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) + 2\omega_k R_k (\omega_k \tau_k R_k - \sigma_k I_k - \omega_k \beta_k) = 0 \\ \frac{\partial E}{\partial b_2} &= \sum_{k=0}^m -2\omega_k^2 R_k (R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) - 2\omega_k^2 I_k (\omega_k \tau_k R_k - \sigma_k I_k - \omega_k \beta_k) = 0 \\ \frac{\partial E}{\partial b_3} &= \sum_{k=0}^m 2\omega_k^3 I_k (R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) - 2\omega_k^3 R_k (\omega_k \tau_k R_k - \sigma_k I_k - \omega_k \beta_k) = 0 \\ &\vdots \end{aligned} \right\} \text{Équation 58}$$

Définissons les termes suivants :

$$T_h = \sum_{k=0}^m \omega_k^h R_k \quad \text{Équation 59}$$

$$U_h = \sum_{k=0}^m \omega_k^h (R_k^2 + I_k^2) \quad \text{Équation 60}$$

$$\lambda_h = \sum_{k=0}^m \omega_k^h \quad \text{Équation 61}$$

$$S_h = \sum_{k=0}^m \omega_k^h R_k \quad \text{Équation 62}$$

En exprimant les expressions précédentes dans l'équation (59) et en faisant apparaître les coefficients recherchés, le système peut s'écrire sous la forme de l'équation (63) :

$$\left. \begin{array}{l} A_0\lambda_0 - A_2\lambda_2 + \dots + B_1T_1 + B_2S_2 - B_3T_3 - B_4S_4 + B_5T_5 + \dots = S_0 \\ A_1\lambda_2 - A_3\lambda_4 + \dots - B_1S_2 + B_2T_3 + B_3S_4 - B_4T_5 - B_5S_6 + \dots = T_1 \\ A_0\lambda_0 - A_2\lambda_4 + \dots + B_1T_3 + B_2S_4 - B_3T_5 - B_4S_6 + B_5T_7 + \dots = S_2 \\ \vdots \\ A_0T_1 - A_1S_2 - A_2T_3 + \dots + B_1U_2 - B_3U_4 + B_5U_6 - B_7U_8 + \dots = 0 \\ A_0S_2 - A_1T_3 - A_2S_4 + \dots + B_2U_4 - B_4U_6 + B_6U_8 - B_8U_{10} + \dots = U_2 \\ A_0T_3 - A_1S_4 - A_2T_5 + \dots + B_1U_4 - B_3U_6 + B_5U_8 - B_7U_{10} + \dots = 0 \\ \vdots \end{array} \right\} \quad \text{Équation 63}$$

Réécrivons l'équation (63) sous une forme matricielle

$$(M).(N) = (C) \quad \text{Équation 64}$$

Avec

$$N = [a_0 \ a_1 \ \dots \ b_1 \ b_2 \ \dots]^T \quad \text{Équation 65}$$

$$C = [S_0 \ T_1 \ \dots \ 0 \ U_2 \ 0 \ \dots]^T \quad \text{Équation 66}$$

$$M = \begin{pmatrix} \lambda_0 & 0 & -\lambda_2 & \dots & T_1 & S_2 & T_3 & -S_4 & T_5 & \dots \\ \lambda_0 & 0 & -\lambda_2 & \dots & T_1 & S_2 & T_3 & -S_4 & T_5 & \dots \\ \lambda_0 & 0 & -\lambda_2 & \dots & T_1 & S_2 & T_3 & -S_4 & T_5 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ T_1 & -S_2 & -T_3 & \dots & U_2 & 0 & -U_4 & 0 & U_6 & \dots \\ S_2 & T_3 & -S_4 & \dots & 0 & U_4 & 0 & -U_6 & 0 & \dots \\ T_1 & -S_4 & -T_5 & \dots & U_4 & 0 & -U_6 & 0 & U_8 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix} \quad \text{Équation 67}$$

Les coefficients inconnus recherchés sont la solution du système linéaire de l'équation (64).

### 3.2 Exemples de modèles des canaux mesurés

Pour modéliser les canaux CPL présentés dans la première partie, nous avons opté pour l'utilisation des filtres RIF à coefficients complexes. Ces modèles permettent de

reproduire l'atténuation et le déphasage du canal. Les figures de 55 à 59 présentent un exemple de la modélisation d'un canal de chaque classe 1 et 5.

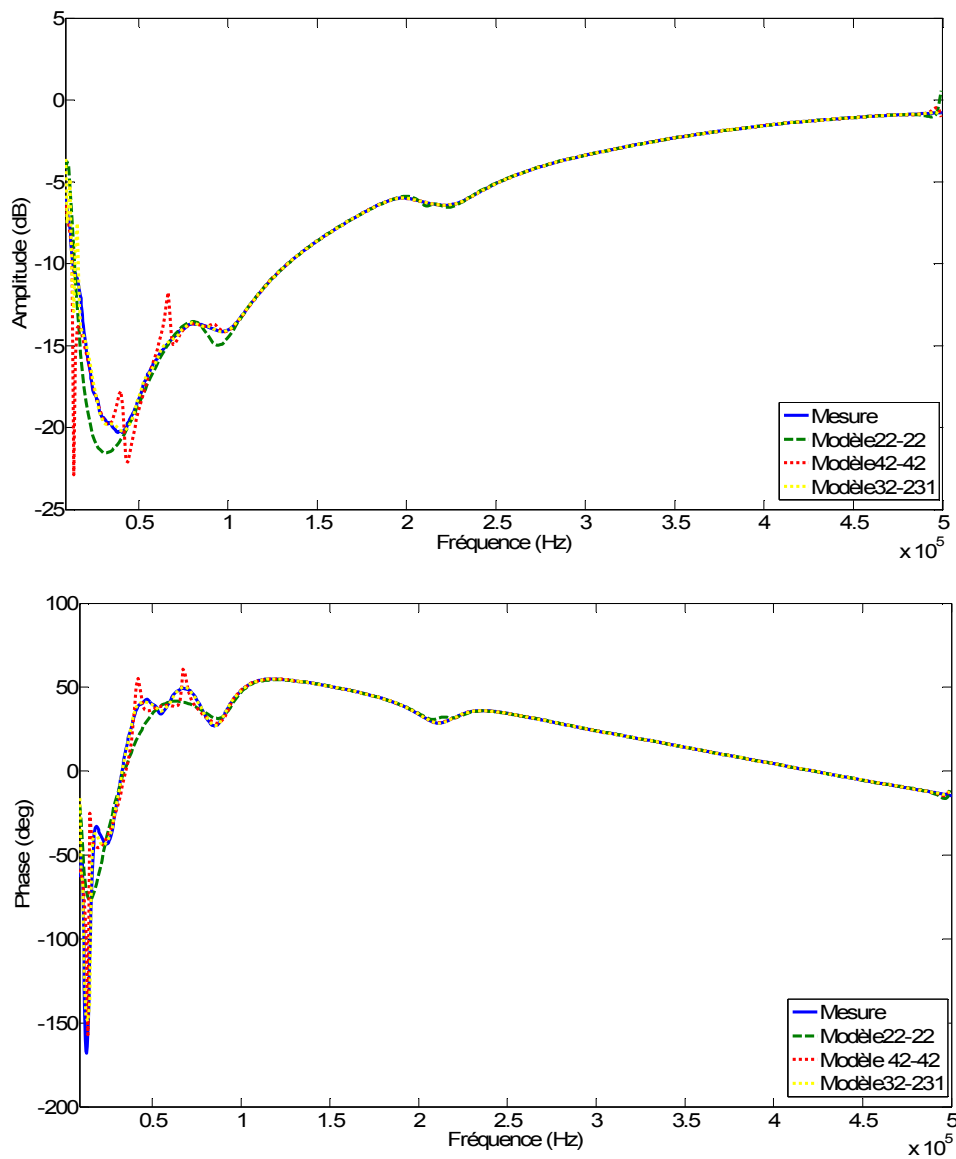


Figure 55 : Modélisation d'un canal de classe 1

Nous avons utilisé trois configurations pour la modélisation de cet exemple de canal de classe 1. Dans la première, nous avons fixé l'ordre du dénominateur  $n_b$  et du numérateur  $n_a$  à 22. Le modèle reproduit bien l'allure de l'atténuation du canal et de sa phase dans la bande [110kHz-500kHz]. Dans la bande [9kHz-110kHz], le modèle s'approche de l'allure de la phase et de l'atténuation sans pouvoir reproduire parfaitement les minima et les maxima des deux courbes. Nous avons remarqué le même comportement quand nous avons fixé l'ordre du filtre à  $n_a = n_b = 42$ . La reproduction des allures des deux courbes est correcte dans la bande [70kHz-500kHz]. Dans la bande [9kHz-70kHz], nous remarquons la présence de

certaines résonances autour des minima et des maxima. Nous avons calculé pour la troisième configuration la combinaison la plus optimale pour modéliser cet exemple de canal en minimisant l'écart entre le modèle et la mesure. L'ordre trouvé pour le numérateur na est fixé à 32 et celui du dénominateur est fixé à 231. Dans cette configuration, le modèle reproduit bien l'allure de l'atténuation et de la phase du canal mesuré.

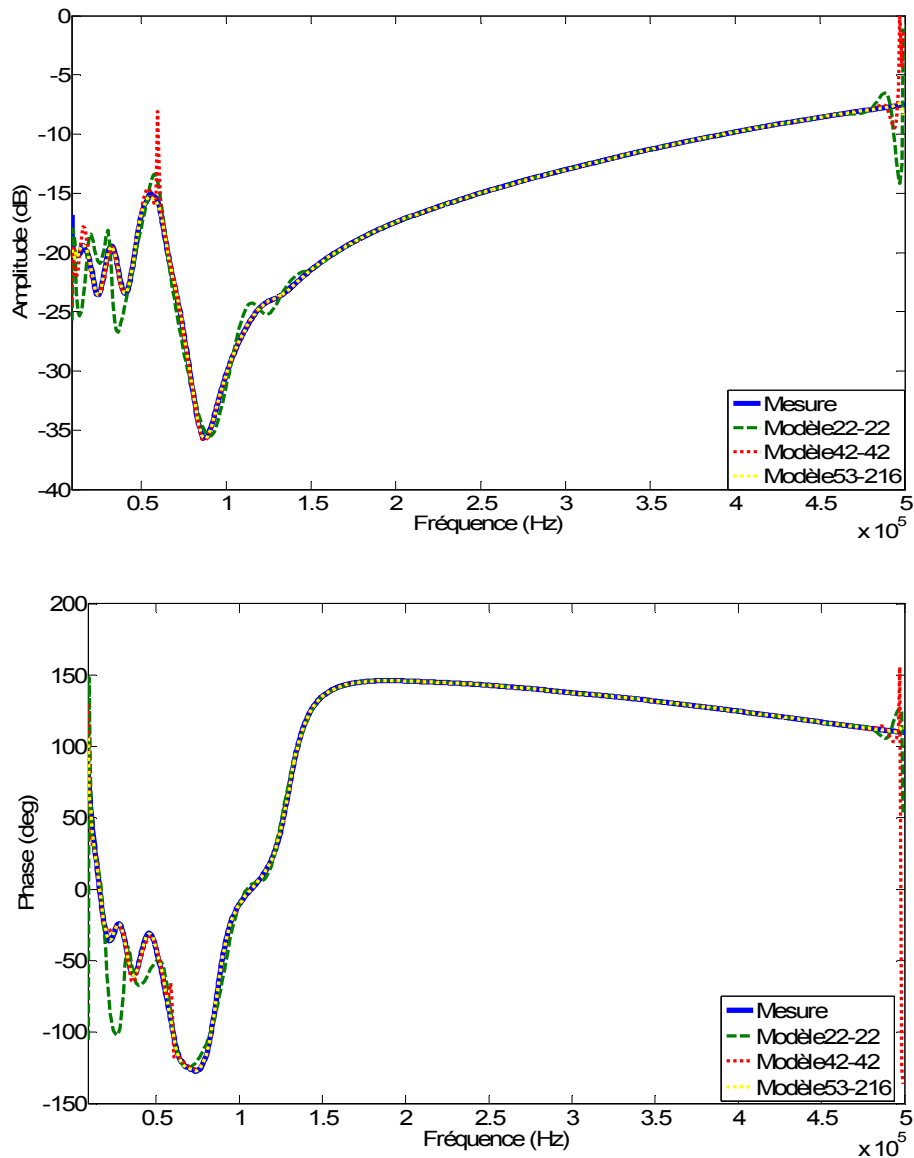


Figure 56 : Modélisation d'un canal classe 2

Pour la modélisation de cet exemple du canal de classe 2, nous avons gardé les deux premières combinaisons ( $n_a = n_b = 22$  ou bien  $n_a = n_b = 42$ ). Dans les deux cas le modèle reproduit bien les allures de la phase et de l'atténuation dans la bande [150kHz-480kHz] pour  $n_a = n_b = 22$  et dans la bande [70kHz-480kHz] pour  $n_a = n_b = 42$ . Dans la bande [9kHz-150kHz] et dans la bande [480kHz-500kHz], le filtre d'ordre 22 présente quelques dépassements de l'ordre 5dB sur l'amplitude pour certaines fréquences et de l'ordre de  $50^\circ$  à

la fréquence de 25kHz entre la phase mesurée et la phase du filtre modèle. Le filtre d'ordre 42 présente une résonance à la fréquence 60kHz et à la fréquence 500kHz. Pour cet exemple de canal, la combinaison optimale trouvée pour modéliser le canal est d'utiliser un numérateur d'ordre 53 et un dénominateur d'ordre 216.

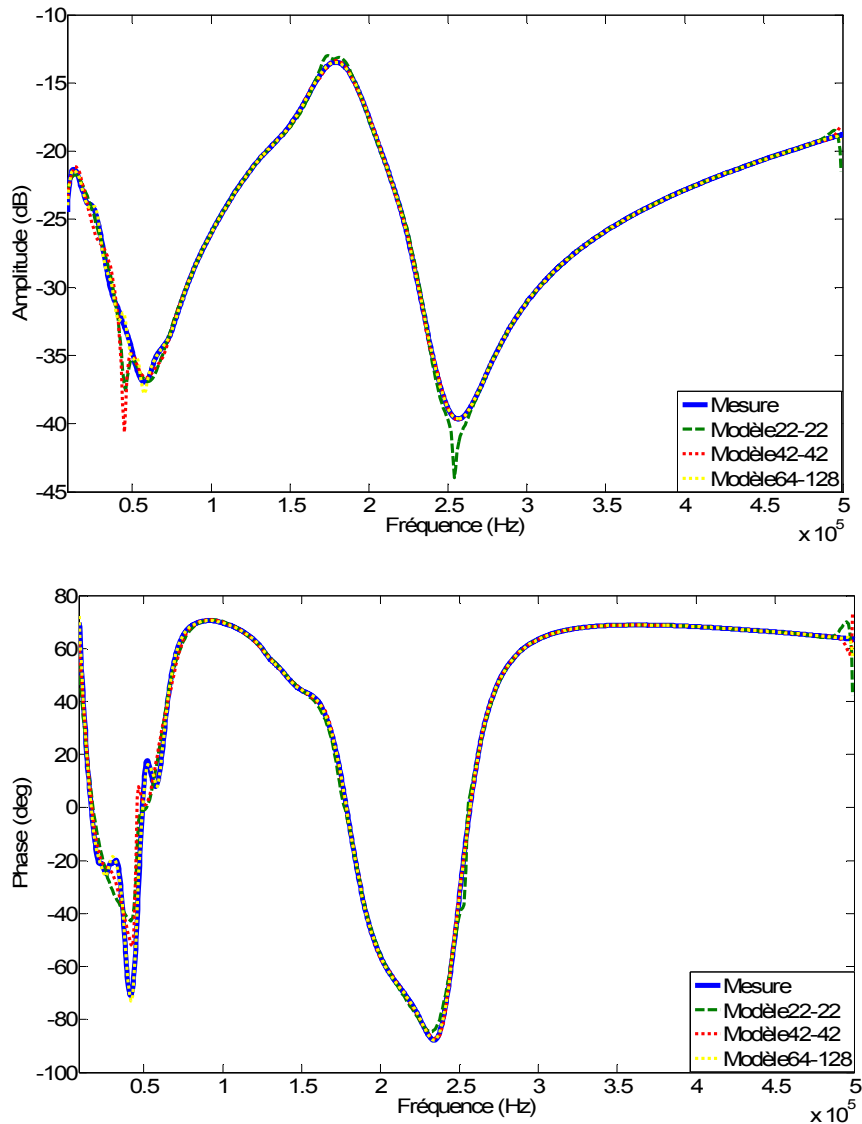


Figure 57 : Modélisation d'un canal de classe 3

L'utilisation des filtres d'ordre 22 et 42 donne des bons résultats de modélisation pour l'exemple de canal de classe 3 dans la bande [9kHz-500kHz] malgré la présence de certaines résonances à la fin de la bande et à 50kHz pour le filtre d'ordre 42 et à 250kHz pour le filtre d'ordre 22. Il y a 5dB de différence entre l'amplitude du filtre d'ordre 22 et l'atténuation mesurée à la fréquence 250kHz et 7dB de différence entre l'amplitude du filtre d'ordre 42 et

l'atténuation mesurée à la fréquence de 50kHz. Des meilleurs résultats de modélisation ont été obtenus en fixant l'ordre du numérateur à 64 et l'ordre du dénominateur 128.

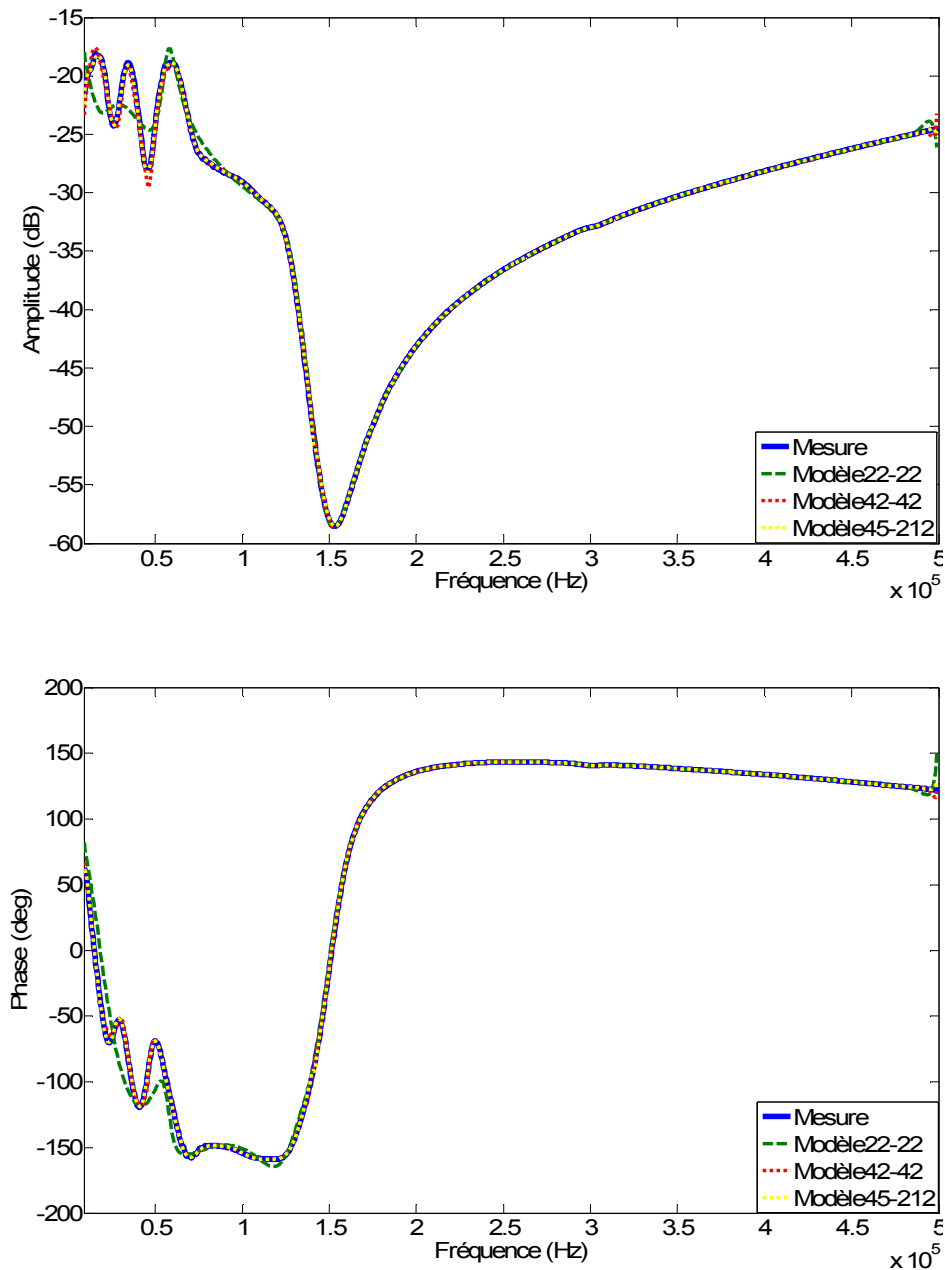


Figure 58 : Modélisation d'un canal de classe 4

Pour l'exemple d'un canal de classe 4, l'utilisation d'un filtre d'ordre 42 a donné une modélisation avec une bonne précision par rapport aux exemples précédents. La modélisation est meilleure en utilisant un filtre à un numérateur d'ordre 45 et à un dénominateur d'ordre 212.



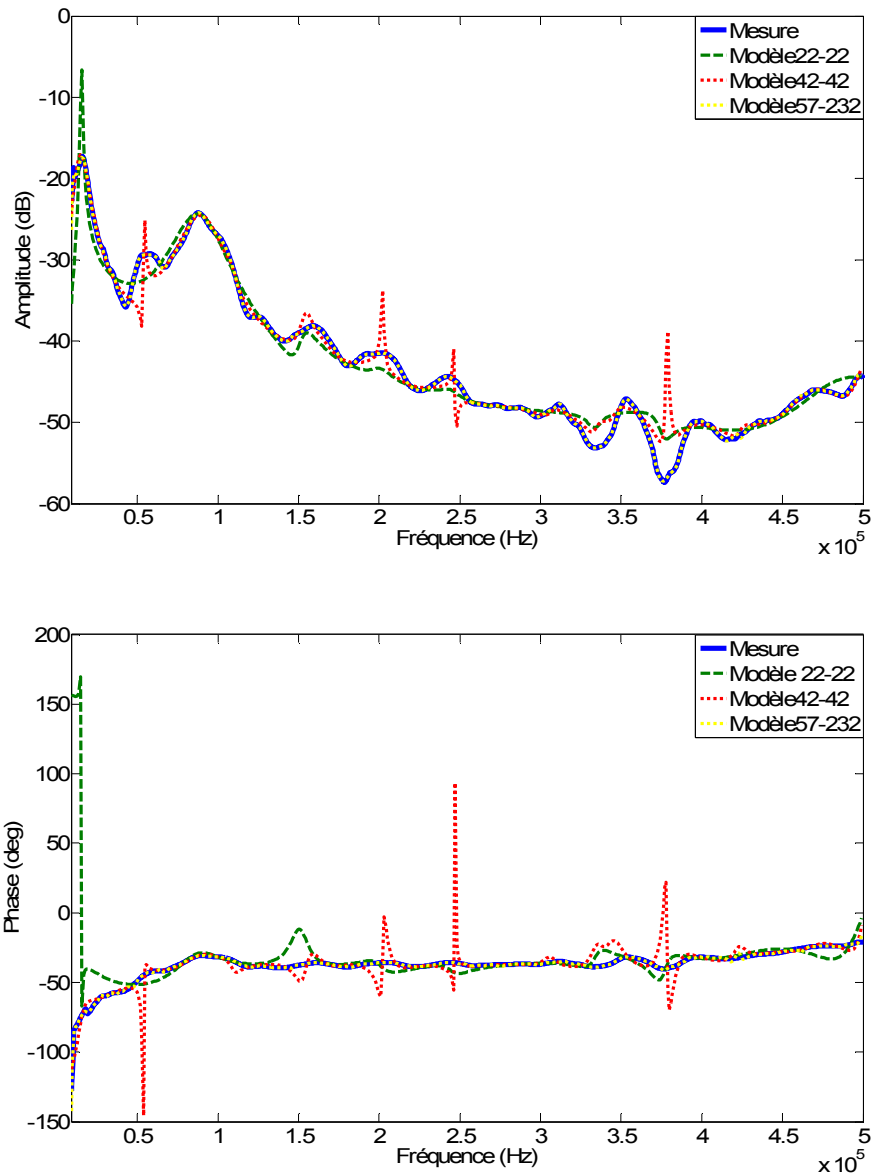


Figure 59 : Modélisation d'un canal de classe 5

Dans l'exemple de canal de classe 5, l'utilisation des filtres d'ordre 22 et 42 donne de mauvais résultats de modélisation avec la présence de résonances sur plusieurs fréquences dans le cas du filtre d'ordre 42 et en début de bande pour le filtre d'ordre 22. Les meilleurs résultats de modélisation ont été trouvés en utilisant un filtre d'ordre 45 au numérateur et d'ordre 232 au dénominateur.

La complexité de chaque modèle peut dépendre de la classe à laquelle appartient le canal mais elle dépend certainement de la complexité de l'allure de la phase et de l'amplitude de la fonction de transfert du canal. La précision du modèle doit respecter les performances de la carte électronique sur laquelle il sera implémenté.

## 4 Conclusion

L'évaluation des performances des technologies CPL bas débit dans l'habitat nécessite une bonne connaissance du support de transmission. Le réseau électrique domestique est un canal de transmission exposé à de nombreux phénomènes de perturbation. Les appareils électriques domestiques connectés constituent le facteur le plus impactant de la réponse du canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz].

Pour pouvoir évaluer les performances des technologies CPL bas débit, nous avons besoin de connaître le comportement du canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz] dans un environnement réaliste. Nous avons réalisé une campagne de mesure dans 13 sites domestiques de natures différentes. Les canaux mesurés sont classés selon leur capacité en 5 classes différentes. Une étude statistique sur la distribution des classes des canaux est présentée dans cette partie. L'étude de comportement des atténuations des canaux mesurés et la distribution des bandes de cohérence a montré une concordance avec le critère de classification. Cette classification nous servira pour définir des scénarii de test pour l'évaluation des technologies CPL bas débit. L'évaluation nécessite la régénération de manière facile et flexible du comportement des canaux mesurés. Pour ce faire, nous avons choisi de modéliser les canaux CPL mesurés à l'aide des filtres à réponse impulsionnelle finie RIF. La modélisation a été basée sur l'algorithme présenté par 'EC LEVY' dans [Levy].

L'étude des réponses des canaux CPL dans la bande [9kHz-500kHz] doit être complétée par une étude sur les différentes perturbations générées sur le réseau électrique domestique pour pouvoir bien émuler le comportement du canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz] et pour donner aux développeurs et aux fabricants travaillant sur les technologies CPL bas débit un outil pouvant leur aider à améliorer les performances de leurs systèmes.



**Chapitre 4 Caractérisation et modélisation  
des bruits CPL domestiques dans la bande  
[9kHz-500kHz]**

# **Chapitre 4 Caractérisation et modélisation des bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]**

## **1 Introduction**

Lors d'une communication par courant porteur en ligne, le réseau électrique assure une double fonction. Il est un réseau de distribution d'énergie électrique pour les différents appareils électriques et il est un support de transmission pour les différents équipements communicant par CPL. Les récepteurs CPL connectés au réseau électrique reçoivent toutes les perturbations générées sur le réseau électrique domestique. Les bruits générés s'ajoutent au signal CPL et peuvent perturber la réception du modem. Il est indispensable pour pouvoir évaluer les performances des équipements CPL bas débit d'étudier les perturbations générées sur le réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz].

Ce chapitre s'articule autour de la mesure, la caractérisation et la modélisation des bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous commençons par faire l'état de l'art sur les bruits CPL dans la littérature. Nous enchaînons ensuite avec une étude sur les perturbations générées par certains appareils domestiques et sur le comportement fréquentiel du bruit CPL mesuré dans une maison rurale. Dans la dernière partie, nous présentons la campagne de mesure des bruits CPL domestiques. Les mesures sont ensuite caractérisées, classées et régénérées.

## **2 Etat de l'art sur la caractérisation et la modélisation des perturbations CPL**

Dans cette partie, nous allons donner un aperçu des travaux réalisés sur les perturbations et les bruits générés sur le réseau électrique.

### **2.1 Phénomènes de perturbations**

Plusieurs types de perturbations peuvent dégrader la qualité de communication par CPL. On peut les classer selon leurs caractéristiques temporelles en trois formes :

- Perturbations permanentes
- Perturbations périodiques
- Perturbations apériodiques

### 2.1.1 Perturbations permanentes

Ces types de phénomènes sont dus aux fonctionnements de quelques dispositifs domestiques (téléviseur, réfrigérateur, radio...) pendant une durée non négligeable.

La Figure 60 montre un exemple d'une perturbation permanente capturée depuis une prise électrique.

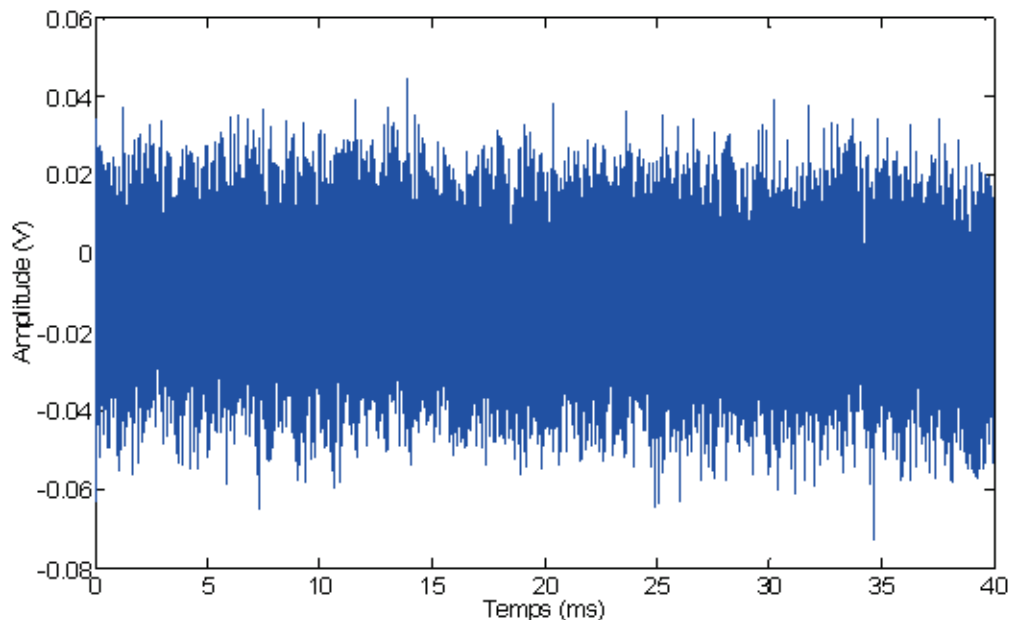


Figure 60 : Bruit enregistré dans une prise électrique

### 2.1.2 Perturbations apériodiques

Contrairement aux perturbations permanentes, les phénomènes apériodiques donnent naissance à des perturbations apériodiques engendrant plusieurs types de bruits. Ce type de perturbation peut résulter par exemple de l'extinction du téléviseur ou d'un branchement d'un ordinateur sur une prise électrique. La Figure 61 présente un exemple d'une impulsion de tension générée suite à la mise en fonctionnement d'un réfrigérateur.

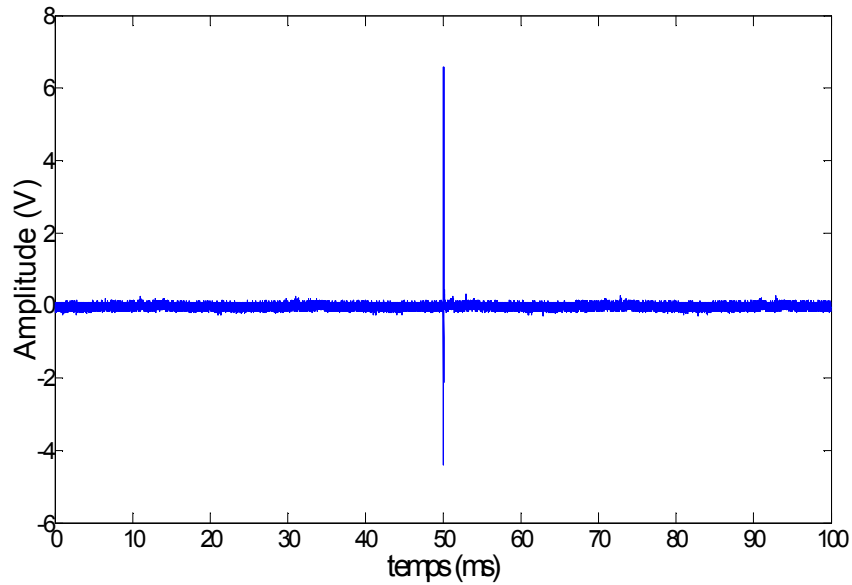


Figure 61 : Bruit généré par réfrigérateur

### 2.1.3 Perturbations périodiques synchrones

Les phénomènes périodiques synchrones avec le secteur se produisent à une fréquence correspondant à celle du secteur ou à un multiple de cette fréquence.

La Figure 62 montre le bruit généré par un téléviseur LCD. Nous retrouvons des impulsions générées chaque demi-période du réseau. Ce type de perturbation est généralement dû à la présence d'un étage de redressement à filtrage capacitif dans le circuit d'alimentation.

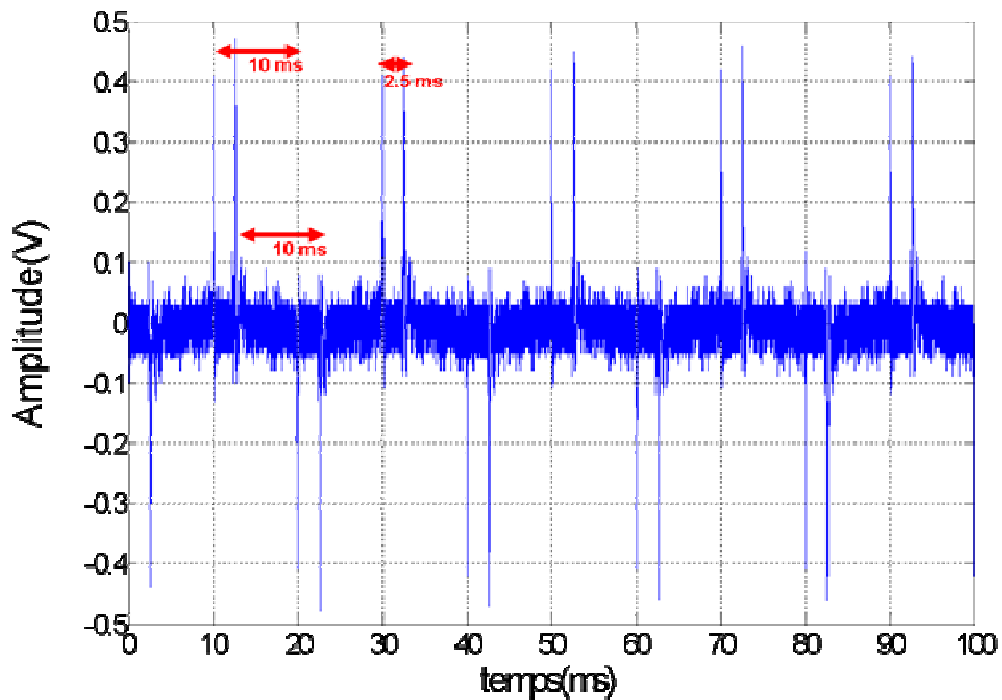


Figure 62 Bruit généré par un téléviseur LCD

## **2.2 Bruits de transmission CPL**

Les perturbations rencontrées sur le réseau électrique et présentées dans la partie précédente génèrent plusieurs formes de bruits. Selon [Rouissi], le bruit affectant un signal CPL peut exister sous cinq formes. Le bruit de fond coloré, le bruit à bande étroite, le bruit impulsif périodique synchrone, le bruit impulsif périodique asynchrone et le bruit impulsif apériodique. Les trois premières formes possèdent des caractères stationnaires. Les deux autres sont des bruits impulsifs ayant une courte durée, un caractère aléatoire et une haute densité spectrale de puissance (DSP). Dans ce qui suit, seront présentés brièvement les trois premières formes et des modèles de la littérature pour le bruit impulsif.

### **2.2.1 Bruit stationnaire**

Ce type de bruit regroupe toutes les perturbations dont les propriétés demeurent stationnaires durant des longues périodes. Il n'affecte pas beaucoup la qualité de transmission mais il limite la capacité du canal [Gautier]. Nous pouvons distinguer trois formes de bruit : bruit de fond coloré, bruit à bande étroite et bruit impulsif périodique asynchrone.

#### **2.2.1.1 Bruit de fond coloré**

Il représente la superposition de plusieurs bruits de faible intensité issus des sources présentes dans l'environnement des lignes. Ce bruit possède une faible DSP décroissante en fonction de la fréquence. La dépendance du bruit coloré en fréquence paraît très nette dans les basses fréquences et sa DSP est pratiquement constante dans les hautes fréquences [Gautier-Rouissi].

#### **2.2.1.2 Bruit à bande étroite**

La captation des émissions de radiodiffusion par les lignes électriques fait apparaître souvent un signal sinusoïdal modulé en amplitude et occupant des sous-bandes correspondant aux diffusions grandes et moyennes ondes. Il correspond à un bruit à bande étroite.

#### **2.2.1.3 Bruit impulsif périodique asynchrone**

Il est composé d'impulsions dont la fréquence de répétition est généralement comprise entre 100 kHz et 200 kHz. Dans le domaine fréquentiel, ces impulsions apparaissent sous la forme de raies spectrales espacées de la fréquence de répétition. Ce bruit peut être généré de différentes façons et engendré essentiellement par des dispositifs asynchrones.



## 2.2.2 Bruit impulsif

En transmission CPL, ce type de bruit représente la contrainte la plus sévère. Il est défini par un train d'impulsions caractérisées par de faibles durées, de forte DSP et d'une fréquence de répétition à caractère aléatoire. Il est dû principalement aux mises en marche et aux arrêts des appareils domestiques reliés à la ligne électrique. La DSP augmente considérablement d'une manière brève et rapide au moment de l'apparition des impulsions. Dans le domaine temporel, on peut modéliser le bruit impulsif comme étant une superposition de sinusoïdes amorties permettant d'approximer l'allure générale des impulsions observées dans le canal. On distingue trois types de bruit impulsif selon la périodicité des impulsions et leur synchronisation avec la fréquence du secteur : le bruit impulsif périodique asynchrone, le bruit impulsif périodique synchrone et le bruit impulsif apériodique. Le bruit impulsif périodique asynchrone a été introduit dans la partie précédente vu ses propriétés stationnaires. Le bruit impulsif périodique synchrone et le bruit impulsif asynchrone seront introduits dans la partie suivante.

### 2.2.2.1 Bruit impulsif périodique synchrone

Il est composé d'impulsions synchrones à la fréquence du secteur du réseau comme la mesure présentée dans la Figure 63. Dans la Figure 62 (page 94), nous présentons un exemple d'un bruit impulsif périodique synchrone à la demi-période du secteur. Les impulsions changent de sens d'amplitude à chaque demi-alternance du réseau électrique.

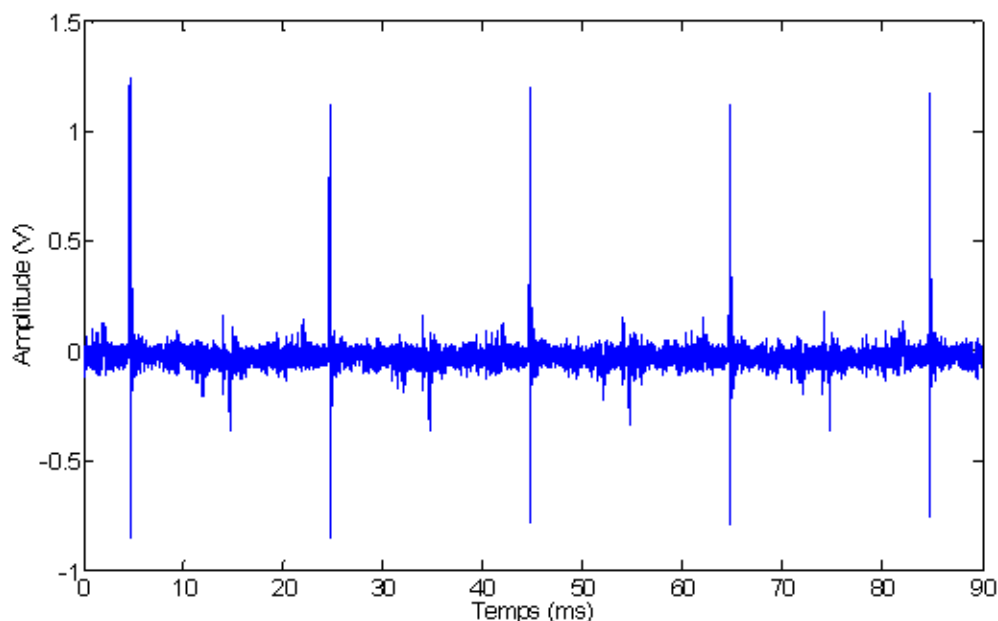


Figure 63 : Exemple d'un bruit impulsif synchrone

### 2.2.2.2 Bruit impulsif asynchrone

Ce bruit possède le niveau de puissance le plus haut, il peut excéder celui du bruit de fond de plus de 50 dB. Dans le domaine fréquentiel, les impulsions peuvent affecter la totalité de la bande. Dans la Figure 61 (page 97), nous remarquons que le niveau du signal du bruit généré est passé de 0.3V à 6V en un temps très court.

Compte tenu de la forte influence de la présence du bruit impulsif sur la qualité de transmission CPL, nous allons présenter des modèles de bruits impulsifs de la littérature.

#### 2.2.2.2.1 Modélisation statistique du bruit impulsif

Le bruit impulsif peut exister généralement sous deux formes principales [Dégardin] : des impulsions isolées ou des impulsions en rafales.

Une impulsion peut être décrite dans le domaine temporel par l'équation suivante [Dégardin] :

$$pulse(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) \quad \text{Équation 68}$$

Les paramètres  $A$ ,  $f_0$ , et  $\tau$  représentent respectivement l'amplitude, la pseudo-fréquence et le facteur d'amortissement de l'impulsion. Les paramètres durée d'impulsion et temps d'inter-arrivée entre deux formes d'impulsions complètent la caractérisation du bruit impulsif. Ces paramètres ont été régénérés à partir d'une étude statistique dans [Degardin].

#### 2.2.2.2.2 Modèle de Middleton

Middleton a supposé que toute interférence électromagnétique est composée d'un bruit gaussien et d'un bruit impulsif. Il a spécifié trois classes de bruit impulsif selon la largeur de bande. [Middleton1]

- La classe A est caractérisée par une largeur de bande inférieure ou égale à celle du récepteur. Dans cette classe, le bruit peut rester totalement absent dans certains intervalles de la période d'observation.
- La classe B représente les interférences ayant des largeurs de bande supérieures à celles du récepteur. La présence de bruit dans cette classe est permanente durant la période d'observation.
- La classe C réunit les caractéristiques des deux classes précédentes.

Dans la majorité des travaux de modélisation du bruit impulsif pour la communication par CPL, la classe A est utilisée [Nakagawa-Seo].

### 2.2.2.2.3 Modèle de Markov

Dans [Zimmerman3] le bruit impulsif est modélisé par une chaîne de Markov. Les durées et les temps d'inter-arrivée des bruits sont modélisés par une chaîne de Markov. Dans la Figure 64, le groupe A est composé de  $v$  états correspondants aux temps d'absence d'impulsions de bruit et le groupe B contient les  $N_t - v$  états qui correspondent aux temps de présence du bruit. La chaîne de Markov est représentée dans la figure suivante avec  $(u_{ij})$  et  $(g_{ij})$  qui représentent les probabilités de transitions.

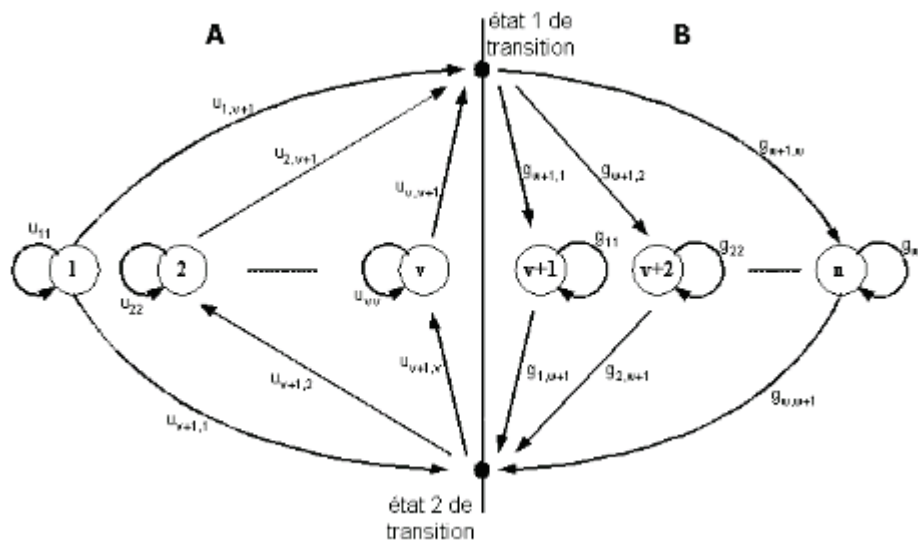


Figure 64 : Chaîne de Markov partitionnée pour la modélisation du bruit impulsif [Rouissi]

Cette approche ne peut pas modéliser le bruit impulsif dans son intégralité vu que ce dernier dépend d'autres paramètres à savoir la nature des impulsions, leur amplitude, leur facteur d'amortissement et leur pseudo-fréquence. Dans [Rouissi] chaque paramètre est modélisé par une chaîne de Markov.

Ces catégories de bruits que nous venons d'aborder représentent les propriétés générales des perturbations dans le canal CPL. Cependant les sources de perturbations peuvent varier d'une bande de fréquence à une autre. Dans la partie précédente, nous avons donné un aperçu sur la modélisation du bruit CPL dans la bande de fréquence [1MHz-100MHz]. Par la suite, nous nous intéressons à la présentation de certains travaux effectués sur

le bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz]. Dans cette bande [9kHz-500kHz], le bruit CPL est considéré comme cyclo-stationnaire synchrone avec le secteur [Katayama].

## 2.3 Le bruit cyclo-stationnaire

### 2.3.1 Etat de l'art

Le bruit cyclo-stationnaire est marqué par une enveloppe répétée avec une fréquence double de celle du secteur et avec des amplitudes variant aléatoirement. Durant chaque demi-période du secteur, les propriétés spectrales du bruit se répètent. Dans [Katayama], un modèle Gaussien cyclo-stationnaire CGM a été adopté pour reproduire le bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz]. Le bruit a été considéré comme une variable aléatoire gaussienne de moyenne 0 ayant une variance variable dans le temps. Cette variance représentant le moment d'ordre 2 détermine le comportement de l'enveloppe du bruit. La variance  $\sigma(t)$  est une fonction périodique d'une période égale à la demi-période du secteur  $T_{AC}/2$ .

Le travail de la modélisation d'un bruit CGM s'appuie sur la caractérisation de  $\sigma(t)$ . Dans [Katayama], un modèle paramétrique est basé sur une somme de 3 sinusoïdes. Ce modèle ne représente que l'allure spectrale du bruit de fond mais ne reproduit pas la variation spectrale avec le temps. Dans la Figure 65, nous représentons un bruit capturé sur le réseau électrique 'outdoor' dans la bande [9kHz-500kHz] par son spectrogramme, son spectre et ses variations temporelles.

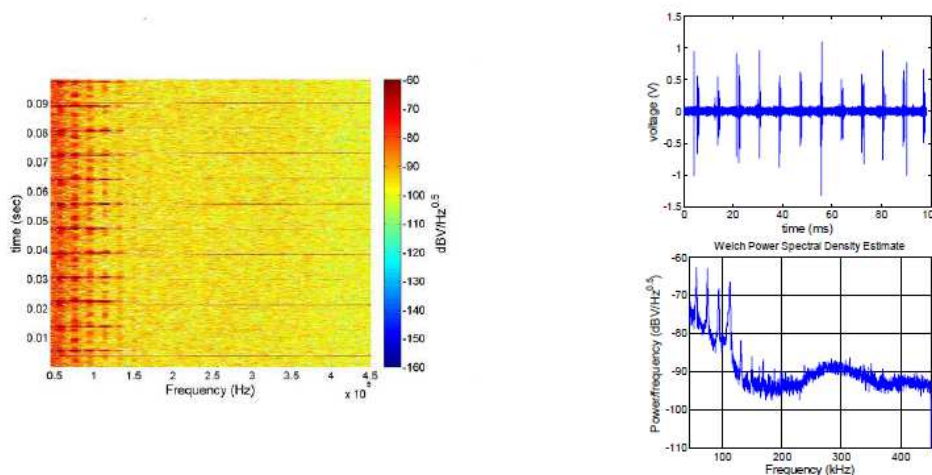


Figure 65 : Exemple de mesure d'un bruit dans une sous-station HTA [IEEE 1901.2]

Dans cet exemple, nous pouvons remarquer la périodicité du spectre du signal mesuré de 8.3 ms avec une amplitude aléatoirement variable. Les interférences dans les basses fréquences sont plus élevées par rapport au reste du spectre. Dans le spectrogramme, nous

pouvons distinguer l'existence de trois régions chaque 8.3 ms : une partie est dominée par un bruit de fond, une partie dominée par des interférences large bande et enfin des fortes interférences dans la bande [50kHz-150kHz].

### 2.3.2 Modélisation proposée dans le standard IEEE 1901.2 du bruit cyclostationnaire

Dans [Katayama], il considère N intervalles dans chaque demi-période de secteur  $T_{AC}/2$ . Chaque intervalle est caractérisé par une puissance de bruit et un gabarit spectral. La Figure 66 illustre la modélisation dans les domaines temps-fréquence.

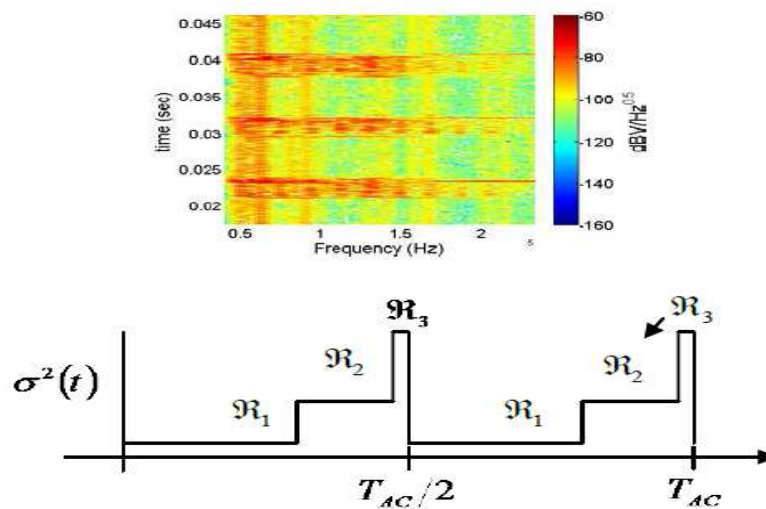


Figure 66 : Décomposition du bruit d'une sous-station BT [IEEE1901.2]

Le modèle nécessite la détermination, pour chaque intervalle, des bornes temporelles, la DSP du bruit ainsi que du gabarit spectral. Dans ses modèles [Katayama] se limite à l'utilisation de 2 ou 3 intervalles. La modélisation repose sur l'utilisation d'un banc de filtres linéaires et invariants derrière un générateur de bruit blanc gaussien. Cette approche permet de reproduire le spectre du bruit dans chaque intervalle défini. Elle a l'avantage de générer les interférences à bande étroite. La variation temporelle de la puissance du bruit peut être prise en compte par une modélisation dans le domaine temporel. Dans [Maxim-Dégardin], les impulsions ont été approximées par une forme exponentielle pour pouvoir représenter le bruit.

Le principe de la régénération du modèle de bruit selon le standard IEEE 1901.2 est représenté dans la Figure 67.

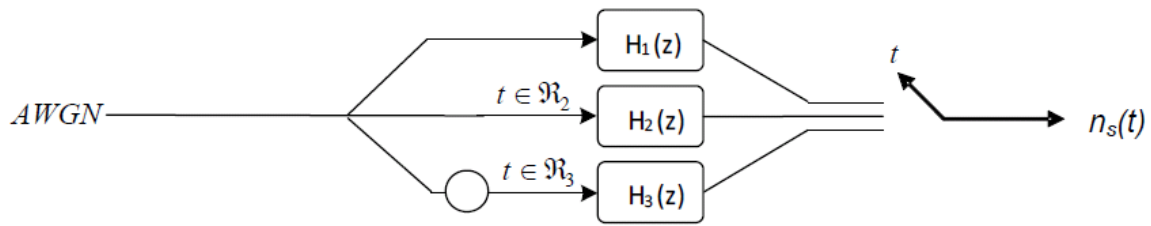


Figure 67 : Génération du modèle de bruit [IEEE 1901.2]

Dans cette partie, nous avons commencé par donner un aperçu des différentes formes de perturbations qui pourraient être générées sur le réseau électrique. Ensuite, nous avons présenté le bruit CPL dans l'habitat dans les bandes HF et le bruit CPL sur le réseau électrique 'outdoor' dans la bande [9kHz-500kHz] et nous avons exposé des aperçus sur des travaux effectués sur la modélisation des bruits CPL 'indoor' dans la bande haute fréquence et 'outdoor' dans la bande [9kHz-500kHz]. Pour pouvoir étudier les bruits CPL indoor dans la bande [9kHz-500kHz], nous avons effectué une campagne de mesure de bruits dans plusieurs habitats. La base de données des mesures de bruit nous servira par la suite pour étudier et évaluer les performances des technologies CPL bas débit dans des contextes domestiques.

### 3 Etude prospective sur les bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]

#### 3.1 Etude du comportement spectral du bruit

##### 3.1.1 Configuration du système de mesure

Nous allons commencer par étudier le spectre des bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de spectre et un coupleur pour filtrer la tension secteur et protéger l'appareil de mesure. L'analyseur de spectre a été alimenté depuis une batterie pour éviter de capter les perturbations liées à sa propre source d'alimentation. Nous avons utilisé les paramètres de mesure présentés dans le Tableau 4 (page 71).

##### 3.1.2 Présentation des résultats de mesure

Nous avons effectué des mesures sur 8 prises de différentes pièces dans une maison urbaine. Nous présentons les mesures dans la Figure 68.

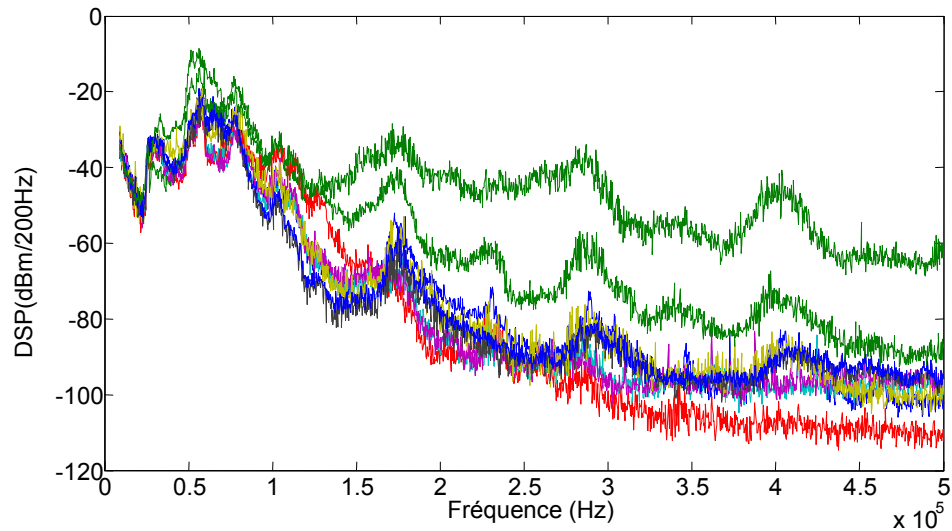


Figure 68 : DSP des bruits CPL domestiques dans une maison urbaine

Dans toutes les mesures, nous pouvons remarquer la forte DSP des mesures capturées dans la bande [9kHz-100kHz]. Le maximum des mesures de la DSP est mesuré dans une chambre et a atteint -8.5dBm/200Hz. La différence de la DSP du bruit peut varier d'une pièce à une autre et d'une bande de fréquence à une autre. Dans la Figure 69, nous présentons deux mesures prises dans deux pièces différentes.

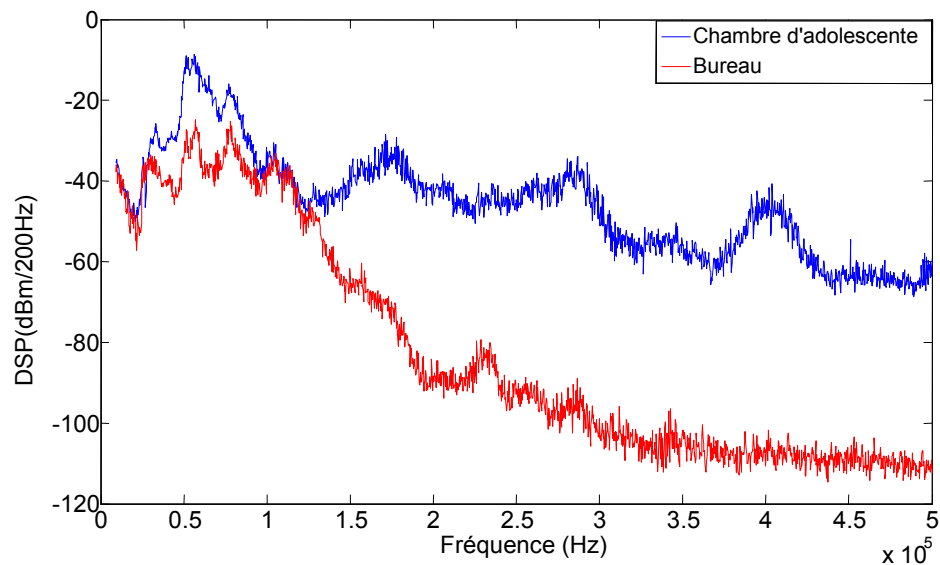


Figure 69 : DSP des bruits CPL capturés dans deux pièces différentes

Dans la bande de fréquence [9kHz-100kHz], les deux bruits mesurés ont des DSP élevées (dépassent -40 dBm/200Hz). La différence entre les deux bruits devient importante à partir de 150 kHz et elle atteint 50 dB à 500kHz. La DSP du même signal varie considérablement avec la fréquence pour toutes les mesures.

Dans la bande [9kHz-500kHz], le bruit CPL domestique ne présente pas des propriétés d'un bruit blanc Gaussien. Il est intéressant de voir le comportement temporel du bruit pour pouvoir le caractériser correctement. Dans la suite de cette étude prospective, nous allons présenter des captures de bruits générés par certains appareils domestiques dans le domaine temporel.

### 3.2 Etude des bruits générés par les appareils domestiques

Nous avons mesuré les bruits générés par certains appareils domestiques. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un oscilloscope commandé par un PC. Les appareils mesurés sont alimentés via un RSIL (réseaux de stabilisation d'impédance de ligne) raccordé à un dispositif de filtrage. Ce système permet d'atténuer le signal provenant du réseau électrique de 50dB. Dans les figures 70, 71 et 72, nous présentons des exemples de signaux générés par un bloc d'alimentation, un Home Cinéma et un ordinateur portable en recharge.

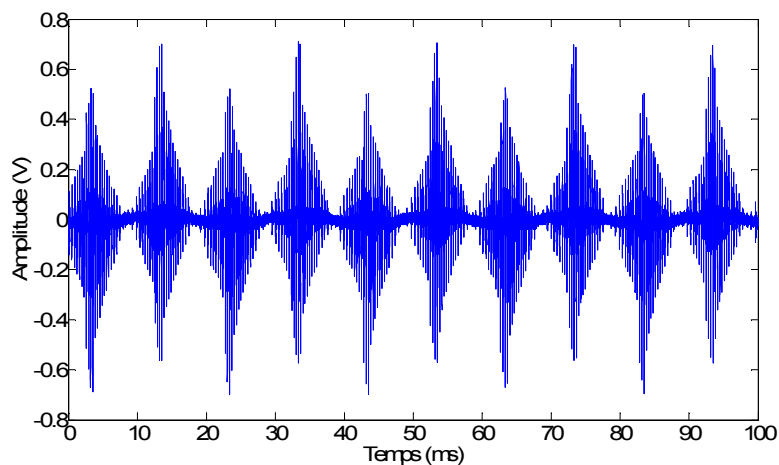


Figure 70 : Bruit généré par un bloc d'alimentation

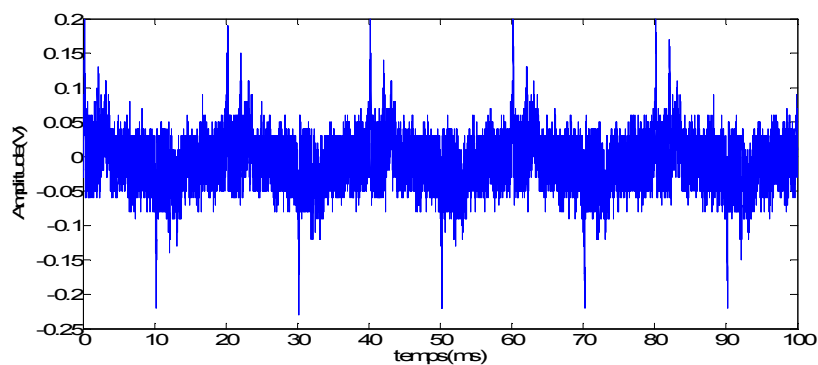


Figure 71 : Bruit généré par un Home Cinéma



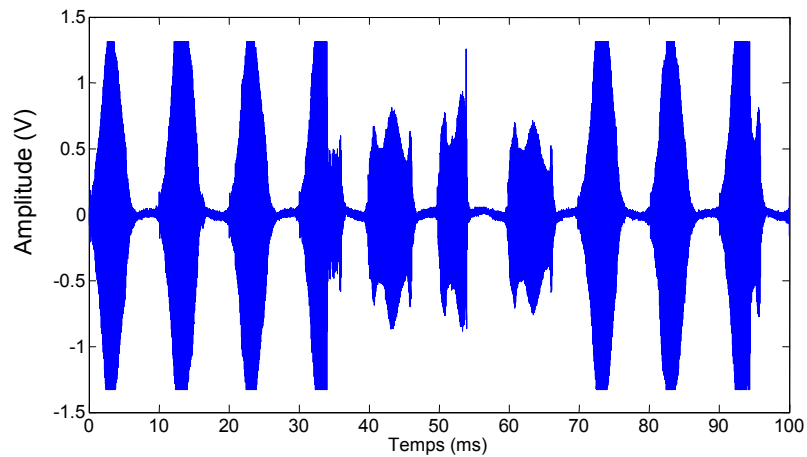


Figure 72 : Bruit généré par un ordinateur portable en recharge

Dans toutes les mesures, les appareils domestiques génèrent des impulsions périodiques de période 10ms. Certains appareils génèrent plusieurs impulsions périodiques au cours de chaque demi-période du secteur. C'est le cas du Home Cinéma (Figure 71) où nous pouvons distinguer une impulsion générée chaque 10ms, ensuite une autre impulsion après 2.5ms. C'est aussi le cas du téléviseur LCD dans la Figure 62 (page 94). Dans les mesures de bruits de certains appareils, nous pouvons trouver une troisième forme de bruit CPL. Le bruit impulsif aperiodique généré à cause de changements dans le régime de fonctionnement de certains appareils comme le réfrigérateur dans la Figure 61 (page 94). Ces impulsions ont généralement des amplitudes élevées par rapport à celles des impulsions périodiques (elle dépasse 6V dans le cas du réfrigérateur). Le bruit généré par l'ordinateur portable en recharge (Figure 72), est un bruit périodique. Il est généré sous forme de salves d'amplitude dépassant (1V) et de période d'absence de l'ordre de 5ms.

Le comportement spectral du bruit CPL étudié à l'aide des mesures de la DSP du bruit dans plusieurs pièces d'une maison d'un particulier et les mesures des bruits générés par certains appareils domestiques ont montré que le bruit varie d'une pièce à une autre et d'un appareil électrique à un autre voire parfois d'un régime de fonctionnement à un autre. Pour pouvoir caractériser et modéliser le bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz], nous avons choisi de réaliser une campagne de mesure dans plusieurs habitats dans le domaine temporel pour pouvoir tenir compte des variations temporelles des bruits domestiques.

## 4 Campagne de mesure du bruit CPL domestique dans le domaine temporel : présentation, caractérisation et classification des bruits mesurés

### 4.1 Présentation de la campagne de mesure

La mesure de bruit se déroule comme dans les habitats. L'objectif de cette campagne est de récolter un grand nombre de bruits générés par les différents éléments du réseau électrique domestique. Le dispositif de mesure présenté dans la Figure 73 est composé d'un oscilloscope alimenté via un dispositif de filtrage permettant la suppression des perturbations générées par les équipements des mesures dans la maison. L'oscilloscope est piloté par un PC et les données sont stockées sur le disque dur de ce dernier. L'oscilloscope est programmé pour ne faire l'acquisition que lorsque le signal capté sur le réseau dépasse 3V. Il effectue toutes les deux heures une recherche des signaux dépassant 3V. Il effectue alors au maximum 12 mesures par jour.

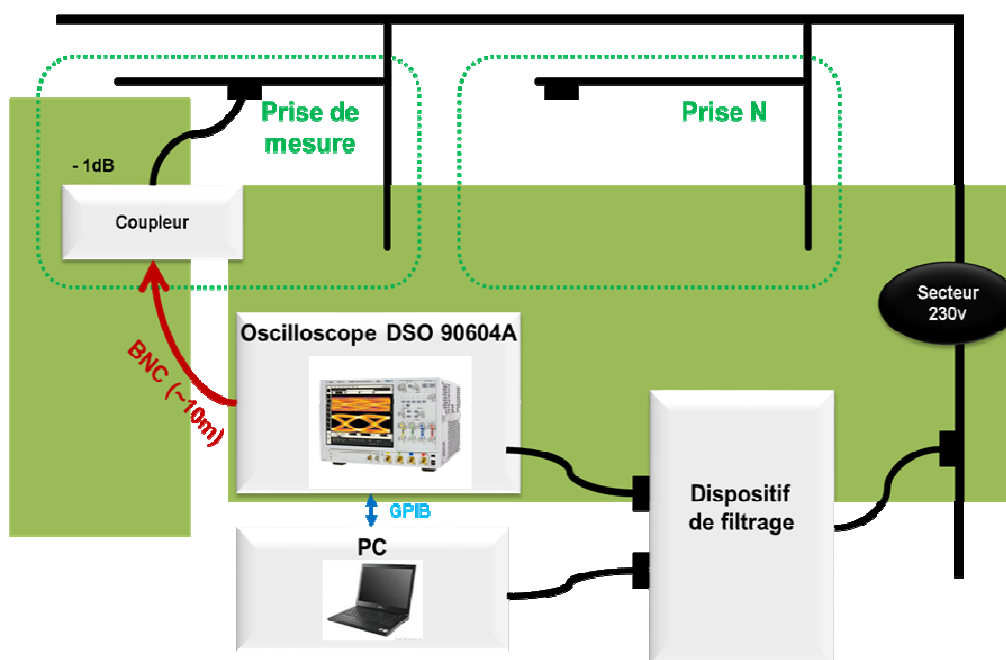


Figure 73 : Dispositif de mesure de bruit

Nous avons pu enregistrer à l'issue de cette campagne de mesure, 376 enregistrements de bruits d'une durée d'une seconde. Nous allons commencer dans un premier temps par la présentation de quelques captures de mesure dans différents sites.

## 4.2 Observations et analyses des mesures

Nous avons présenté dans les Figures 74, 75, 76, 77 et 78 des exemples de mesures de bruit CPL dans différents sites. Dans les signaux mesurés, nous avons remarqué l'existence de plusieurs formes de bruits. Nous avons trouvé du bruit de fond permanent auquel s'ajoutent des formes de perturbations générées périodiquement (généralement chaque 10ms) et des signaux aperiodiques ayant des amplitudes élevées. Dans la Figure 77, l'amplitude du signal dépasse 7V. Les spectrogrammes des signaux mesurés montrent que les bruits périodiques sont généralement générés pour des fréquences inférieures à 50kHz (Figure 74, Figure 76, Figure 77 et Figure 78). Nous trouvons aussi des interférences périodiques pour des fréquences supérieures à 50kHz (jusqu'au 200kHz dans la Figure 75) mais la DSP de ces perturbations reste peu élevée par rapport à celle des perturbations basses fréquences. Quant aux bruits aperiodiques, ils apparaissent sous forme de bruit large bande pour des courtes durées (Figure 74 et Figure 78). Les spectrogrammes, les variations temporelles, les variations des DSP et les histogrammes des amplitudes des signaux sont reportés dans les figures suivantes.

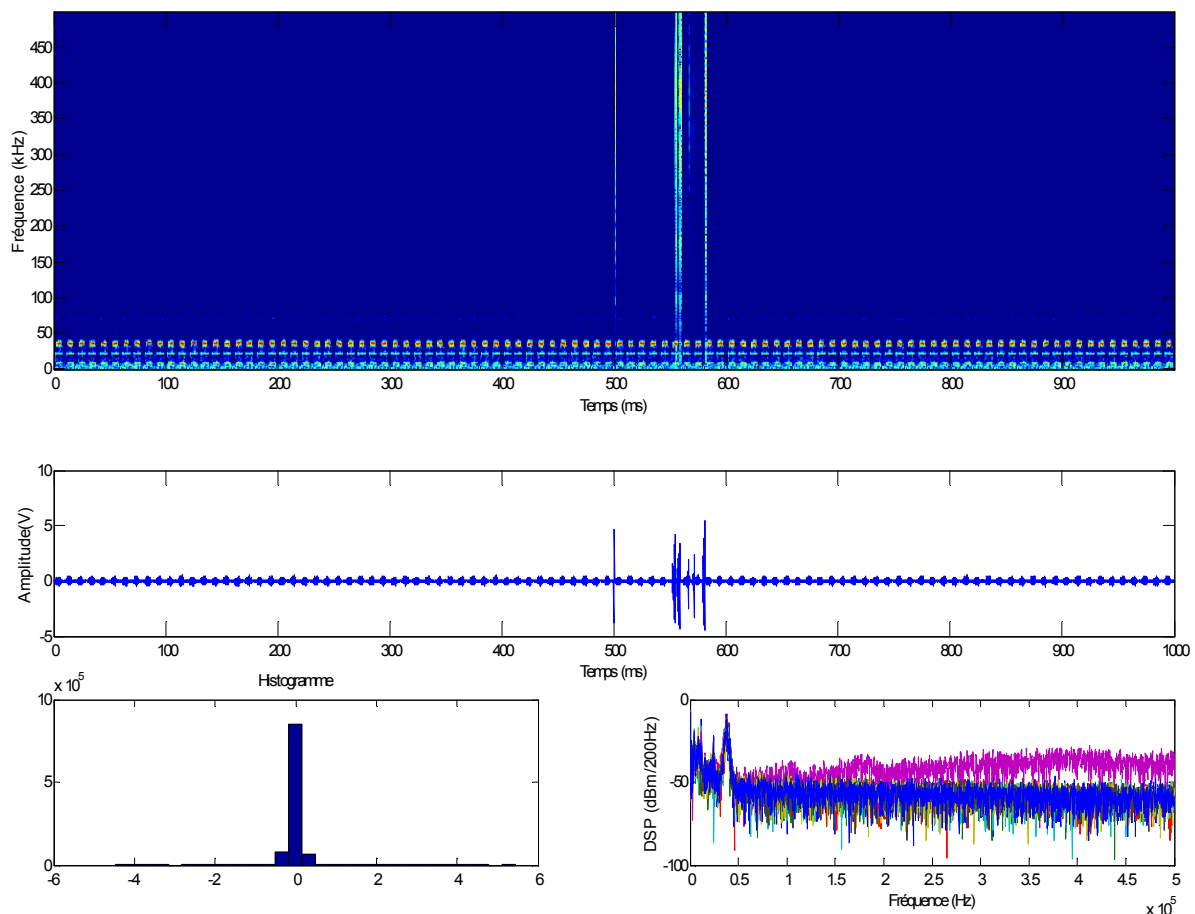


Figure 74 : Capture d'un bruit dans une chambre d'une maison rurale

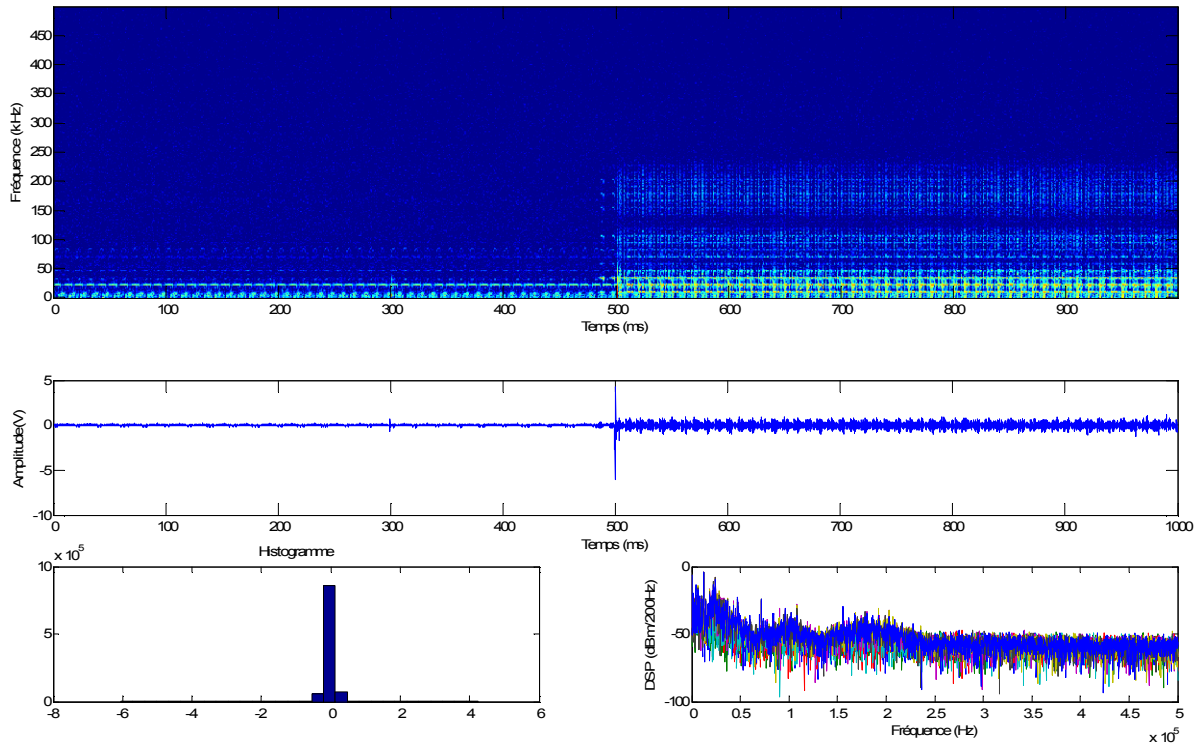


Figure 75 : Capture d'un bruit au niveau du compteur d'électricité d'une maison urbaine

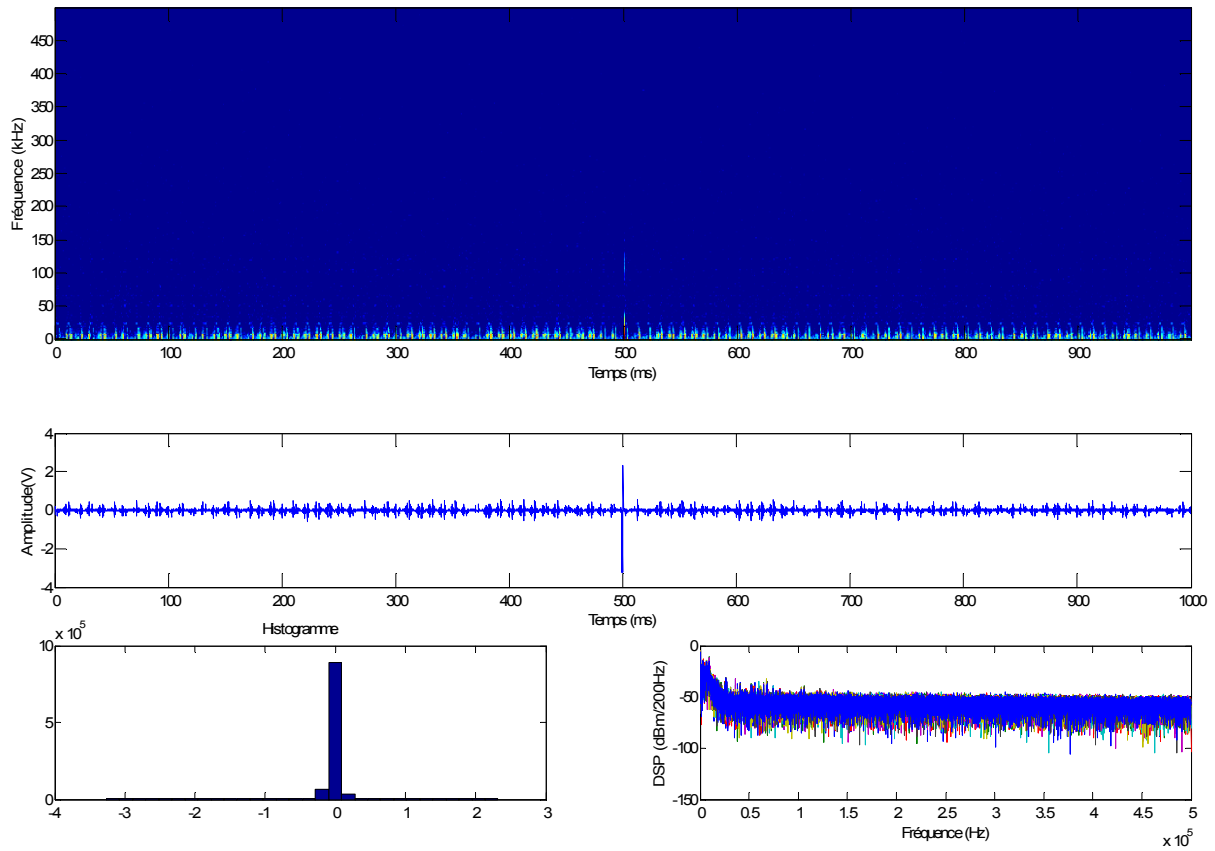


Figure 76 : Capture d'un bruit d'une cuisine d'un appartement en zone urbaine

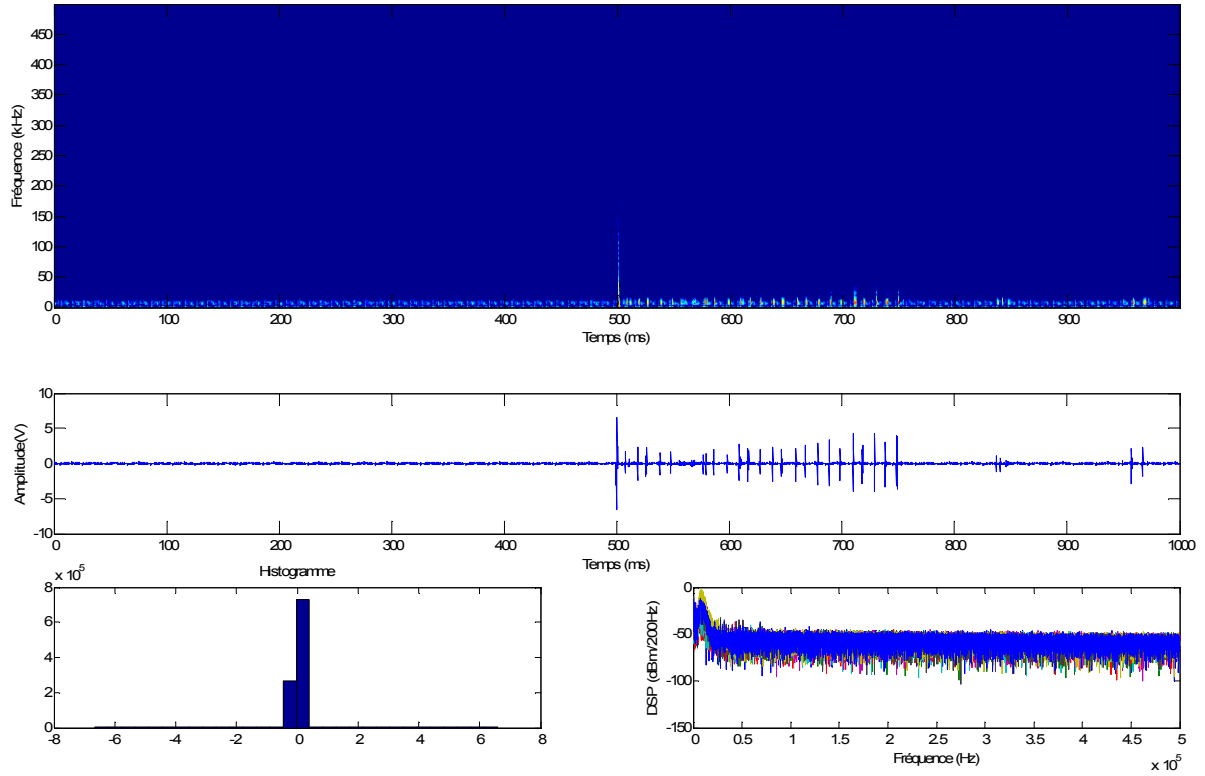


Figure 77 : Capture d'un bruit dans un salon dans une zone rurale

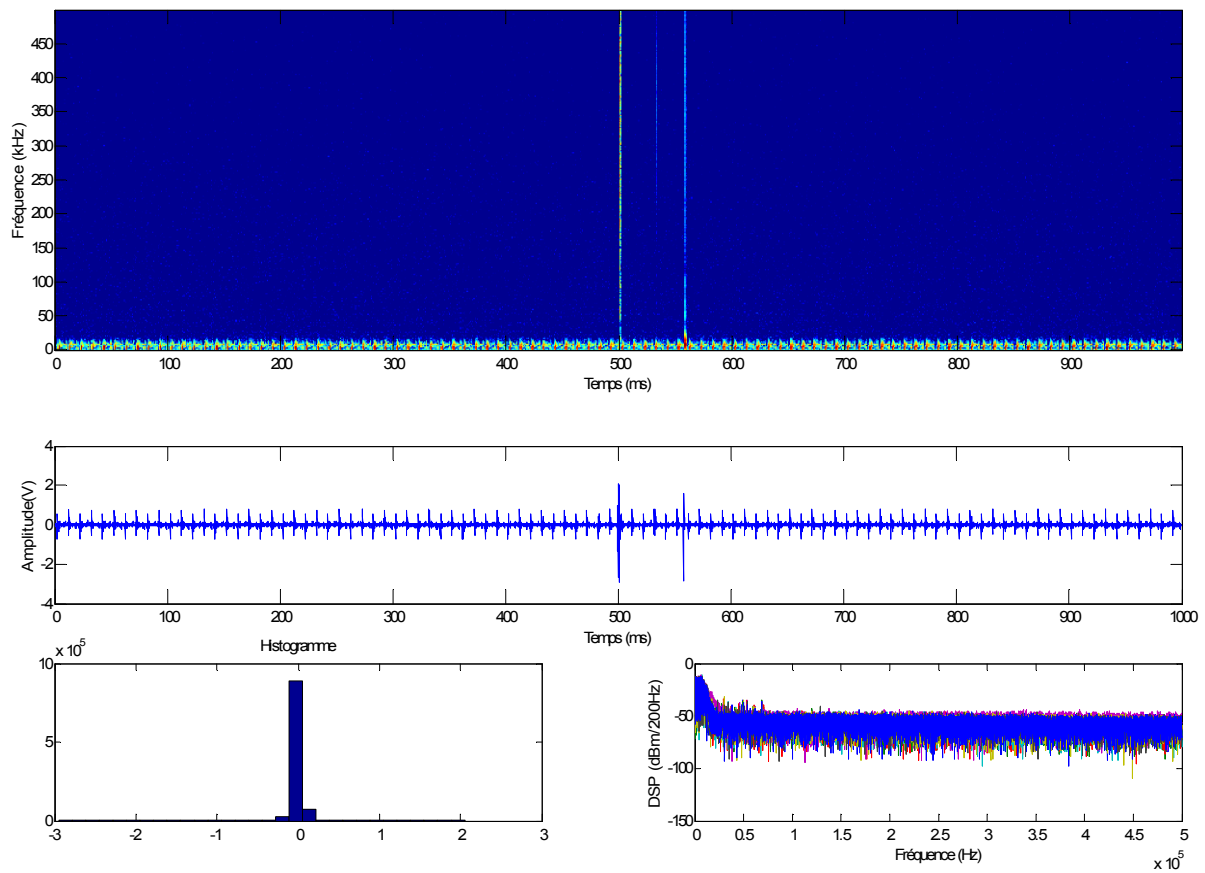


Figure 78 : Capture d'un bruit dans une chambre dans une zone rurale

L'observation des signaux mesurés sur une durée de 1s, nous a permis de distinguer plusieurs formes de bruits. Dans la partie suivante, nous allons faire la classification des bruits mesurés.

### 4.3 Classification des bruits mesurés

Dans les sites observés, nous avons remarqué une dominance de trois formes de bruit :

- Un bruit stationnaire de faible amplitude ( $|\text{amplitude}| < 0.2\text{V}$ ) représente le bruit de fond des appareils domestiques et il est présent dans toutes les mesures.
- Un bruit périodique de période  $T_{AC}/2^n$  ( $n$  est un entier supérieur ou égale à 0 et correspond généralement au nombre d'états des interrupteurs électroniques) et d'amplitude  $A$  généralement comprise entre 0.2V et 1V.
- Un bruit apériodique apparaît sous divers formes avec toujours des DSP élevées.

Dans les paragraphes suivants, nous allons étudier plus en détail chacune de ces trois formes. La représentation des signaux mesurés dans le domaine temps-fréquence est faite à l'aide de la transformée de Wigner-Ville qui permet de localiser précisément les composantes des signaux mesurés en temps et en fréquence. La précision de cette présentation est due à l'utilisation d'une fenêtre d'analyse et d'une fenêtre de lissage qui permettent de limiter l'interférence pour faire apparaître les composantes qu'elle masque [Chiollaz90]. Dans les représentations temps-fréquence les signaux ayant des DSP élevées sont représentés par la couleur rouge sombre et la dégradation de cette couleur vers le bleu représente la diminution de la DSP du signal. Nous pouvons remarquer la reproduction de la partie basse fréquence de la partie haute fréquence de chaque représentation temps-fréquence. Ceci est dû au repliement spectral. Pour mieux présenter les signaux dans le domaine temps-fréquence, nous avons utilisé des dynamiques différentes pour chaque signal. La présentation de la DSP dans chaque figure peut nous renseigner sur le niveau de la DSP de chaque signal.

#### 4.3.1 Bruit stationnaire

Ce type de bruit représente le bruit de fond du réseau électrique domestique. Le spectre de cette forme de bruit reste quasi-invariable dans le temps. Dans les basses fréquences, la DSP de ce bruit est un peu plus élevée que dans le reste de la bande (différence  $< 10$  dB généralement). Dans la Figure 79, nous présentons un exemple de capture d'un bruit stationnaire sur 50ms.

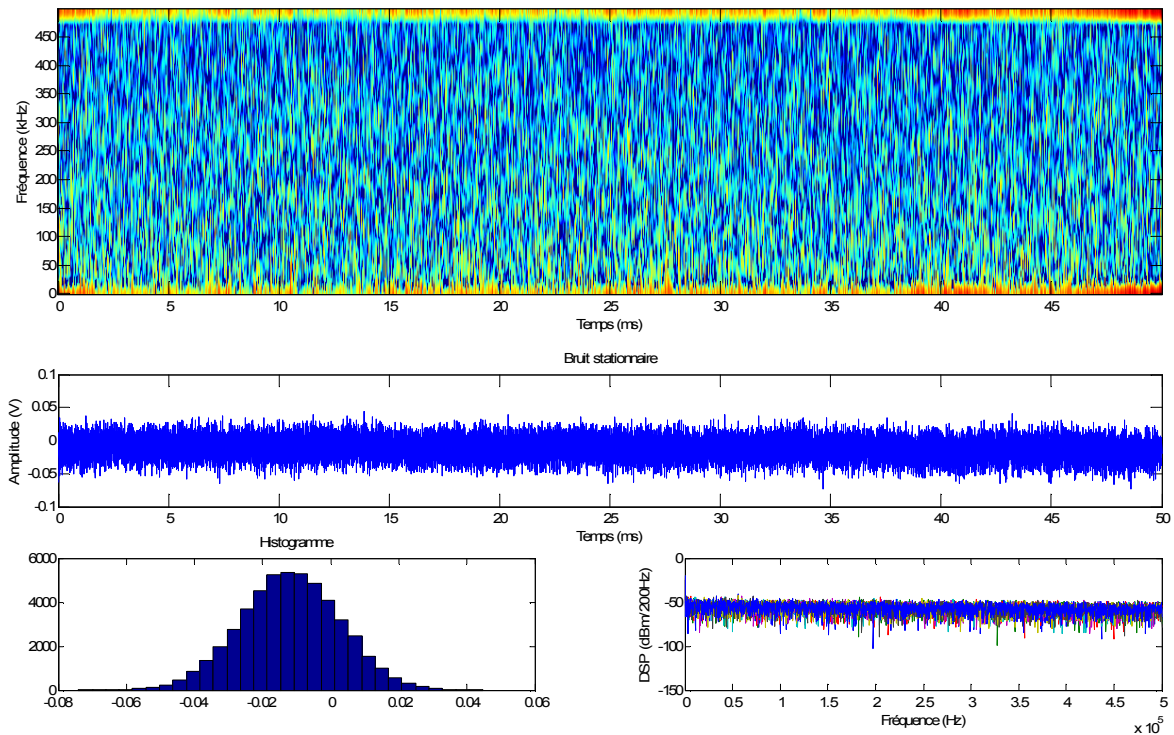


Figure 79 : Capture d'une mesure de bruit stationnaire

La représentation temps-fréquence de l'exemple de bruit montre des similarités entre les spectres de bruits sur 50ms. Le niveau des DSP du signal est élevé dans la bande [9kHz-100kHz]. Il atteint -62dBm/200Hz pour des fréquences inférieures à 25kHz.

#### 4.3.2 Bruit périodique

Dans la bande [9kHz-500kHz], le bruit périodique est une forme de perturbation considérable et peut dégrader la qualité de transmission des données sur le réseau électrique à cause de sa fréquence d'apparition élevée. L'analyse des différentes mesures montre l'existence de deux formes de bruit périodique. Le premier type apparaît sous forme d'impulsions isolées générées généralement d'une façon synchrone à la fréquence du secteur et d'amplitude changeant de signe selon l'alternance du signal secteur. Le second type apparaît sous forme de rafales apparaissant sur des longues durées et ayant des amplitudes plus élevées par rapport aux bruits impulsifs. Nous présentons des exemples de bruit périodiques mesurés dans les figures Figure 80, Figure 81, Figure 82, Figure 83 et Figure 84.

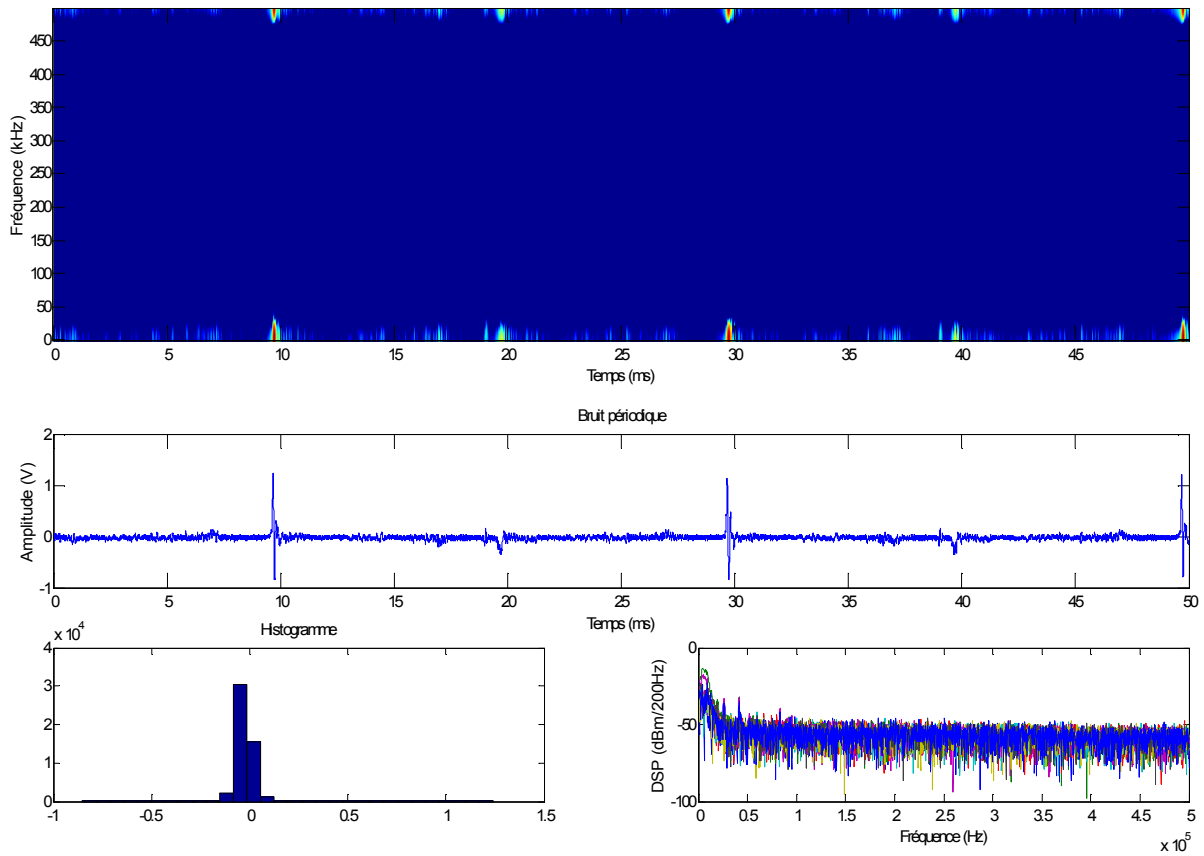


Figure 80 : Capture d'un exemple de mesure d'un bruit impulsif périodique synchrone au secteur

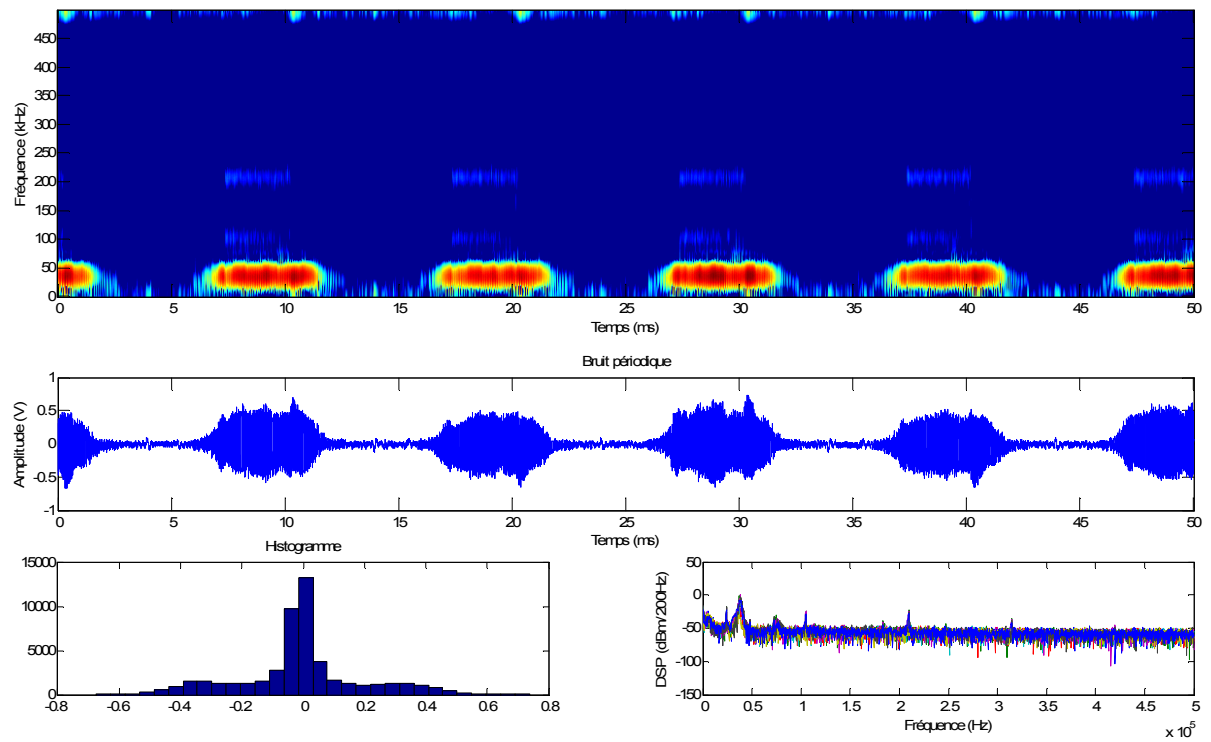


Figure 81 : Exemple d'un bruit périodique en rafale



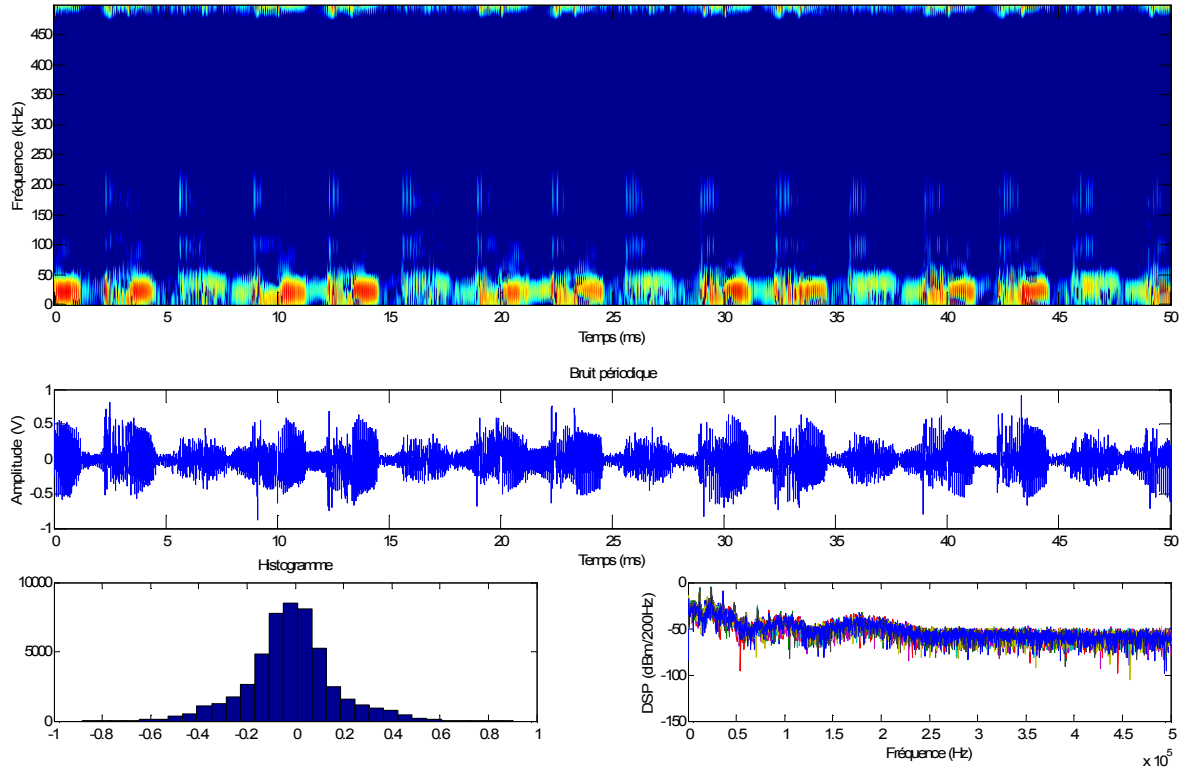


Figure 82 : Exemple d'un bruit périodique composé de rafales et d'impulsions

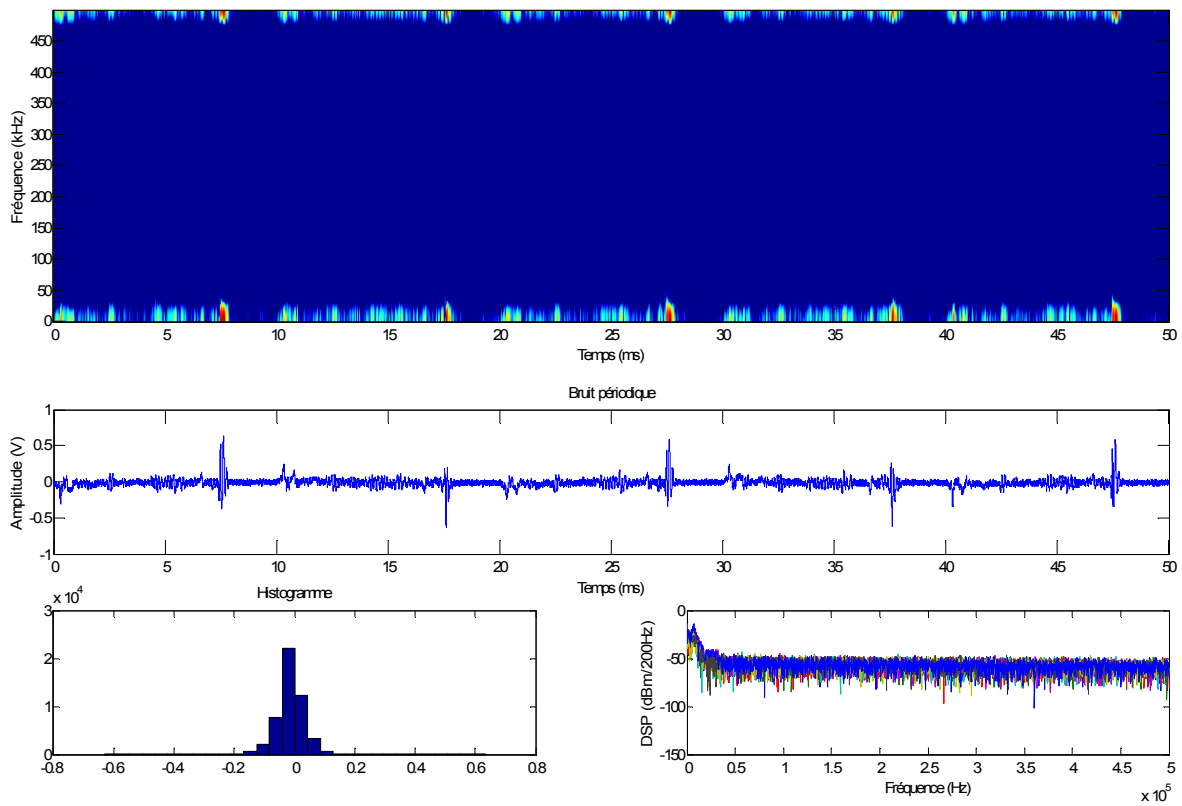


Figure 83 : Exemple d'un bruit impulsif changeant de signe chaque 10ms

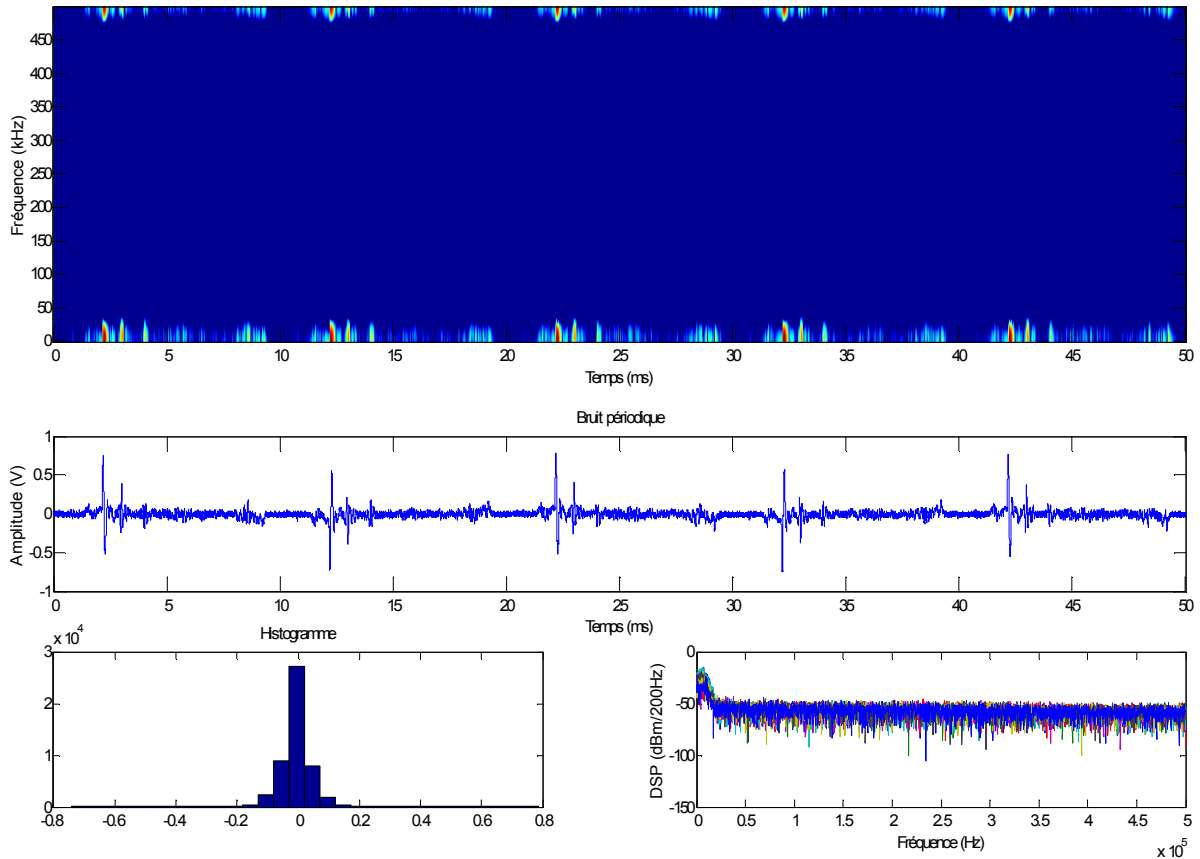


Figure 84 : Plusieurs impulsions périodiques

La plupart des bruits impulsifs périodiques sont générés dans les basses fréquences ( $f < 50\text{kHz}$ ) et apparaissent sur des durées très courtes. Leur DSP est élevée dans les fréquences inférieures à  $50\text{kHz}$  ( $-20\text{dBm}/200\text{Hz}$  pour des fréquences inférieures à  $20\text{kHz}$  dans la Figure 84). Dans la plupart de mesures, ces bruits sont répétés chaque  $10\text{ms}$  et le signe de leur amplitude change selon l'alternance de la tension du secteur (période de  $20\text{ms}$  dans la Figure 80 et  $10\text{ms}$  pour les figures 83 et 84). Les amplitudes des impulsions isolées périodiques sont généralement comprises entre  $0.2\text{V}$  et  $1\text{V}$ .

Les bruits périodiques générés en salve possèdent des durées assez élevées par rapport à celles des impulsions (l'abstention du bruit est de  $1\text{ms}$  pour l'exemple de la Figure 82 et elle est de  $5\text{ms}$  pour l'exemple de la Figure 81). La distribution des amplitudes s'approche beaucoup d'une distribution Normale comme l'exemple de la Figure 82. La DSP de ces signaux est élevée par rapport au bruit impulsif périodique. Elle atteint  $0\text{dBm}/200\text{Hz}$  pour les deux exemples des figures Figure 81 et Figure 82 à certaines fréquences. Nous pouvons remarquer l'existence des pics de DSP pour certaines fréquences dans ce type de bruit ( $16\text{kHz}$  et  $37\text{kHz}$  pour l'exemple de la Figure 82 et  $44\text{kHz}$ ,  $112\text{kHz}$  et  $212\text{kHz}$  pour l'exemple de la Figure 81).

### 4.3.3 Bruit apériodique

Bien qu'il ne soit pas présent d'une manière permanente, le bruit apériodique représente la forme de perturbation qui peut affecter le plus la qualité de transmission. Son apparition est généralement liée à un évènement particulier (mise en marche ou en arrêt de certains appareils électriques, changement de régime de fonctionnement...). Par rapport aux autres formes de perturbations, les bruits apériodiques possèdent la DSP la plus élevée. Ils peuvent apparaître sous plusieurs formes à savoir des impulsions isolées, des impulsions en rafale, des bruits en rafale, etc. Dans les bruits mesurés, nous pouvons distinguer essentiellement deux groupes de bruit : un bruit impulsif et un bruit en rafale. Le bruit impulsif est généralement un bruit à basse fréquence et celui en rafale est généralement un bruit large bande. Dans les Figure 85, Figure 86, Figure 87, Figure 88 et Figure 89, nous représentons quelques exemples de bruits apériodiques.

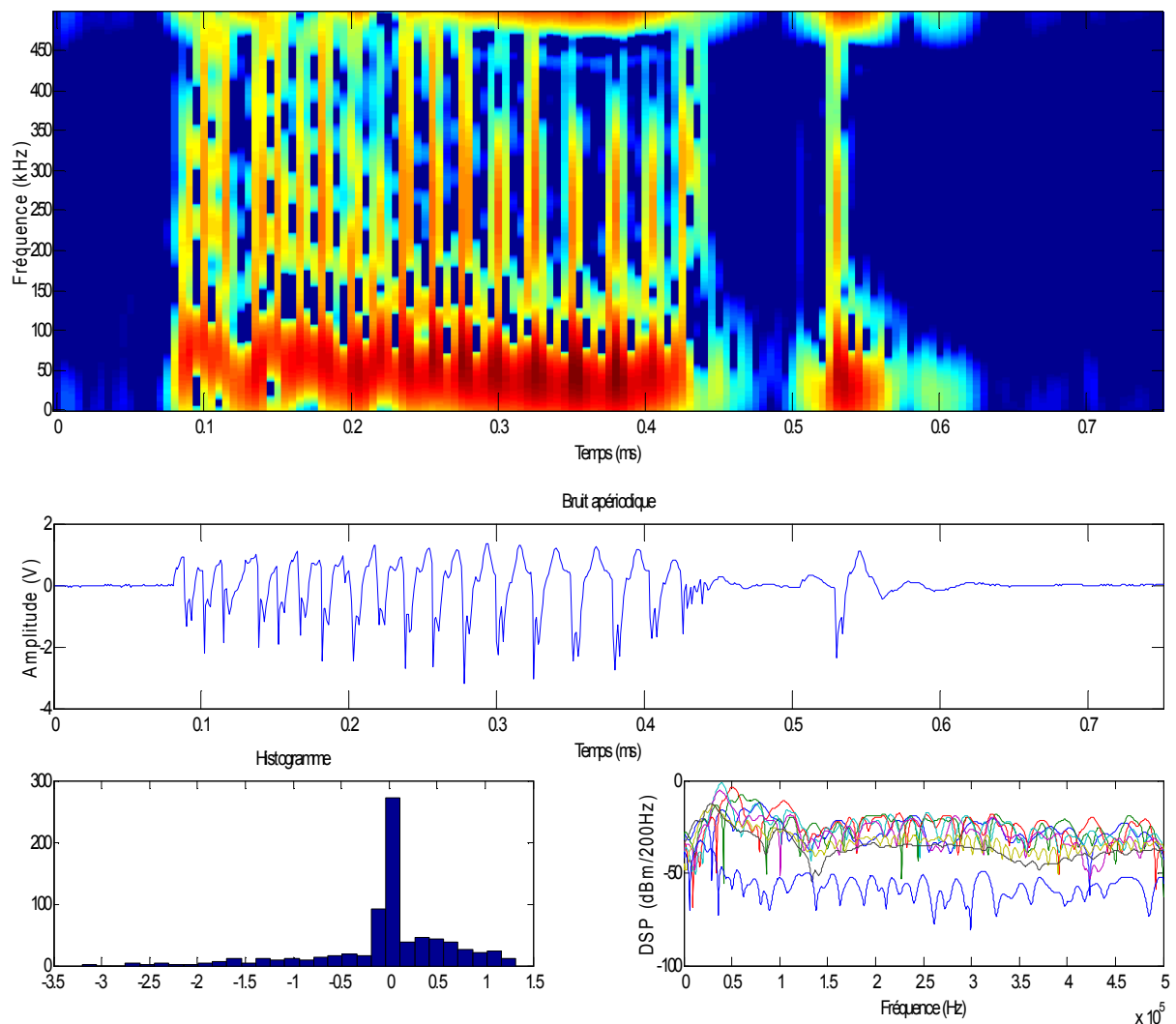


Figure 85 : Exemple d'une rafale aperiodique

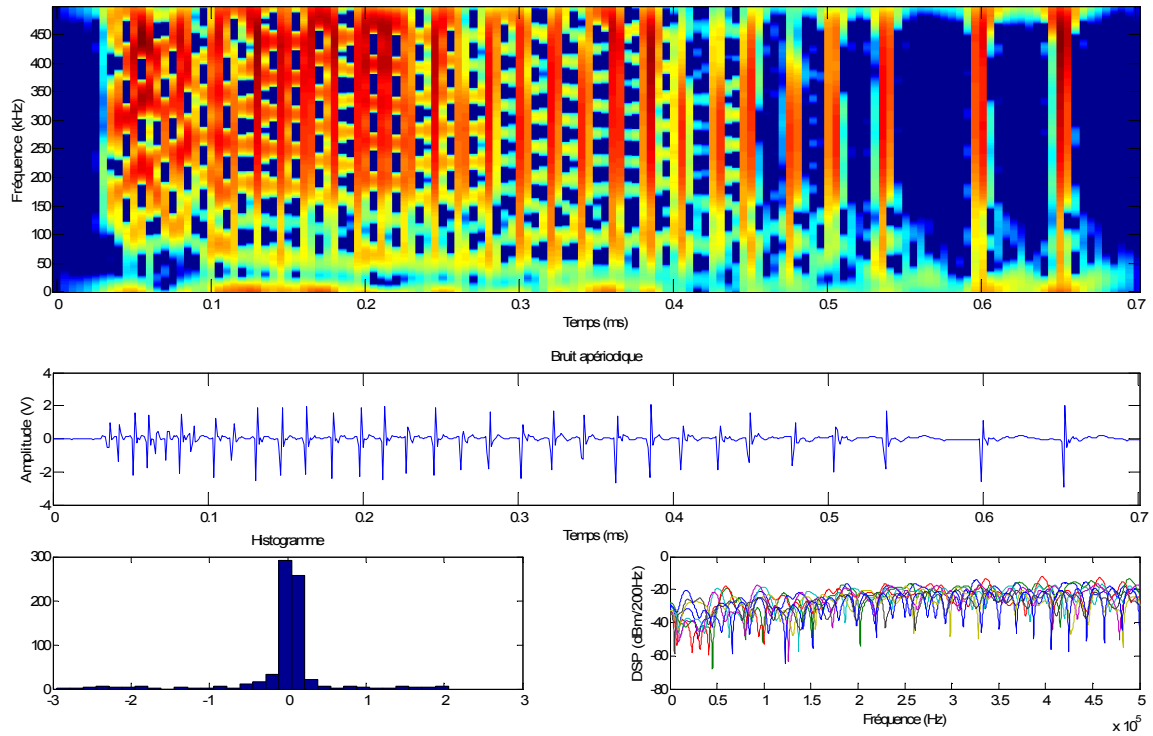


Figure 86 : Exemple d'une rafale d'impulsions aperiodes

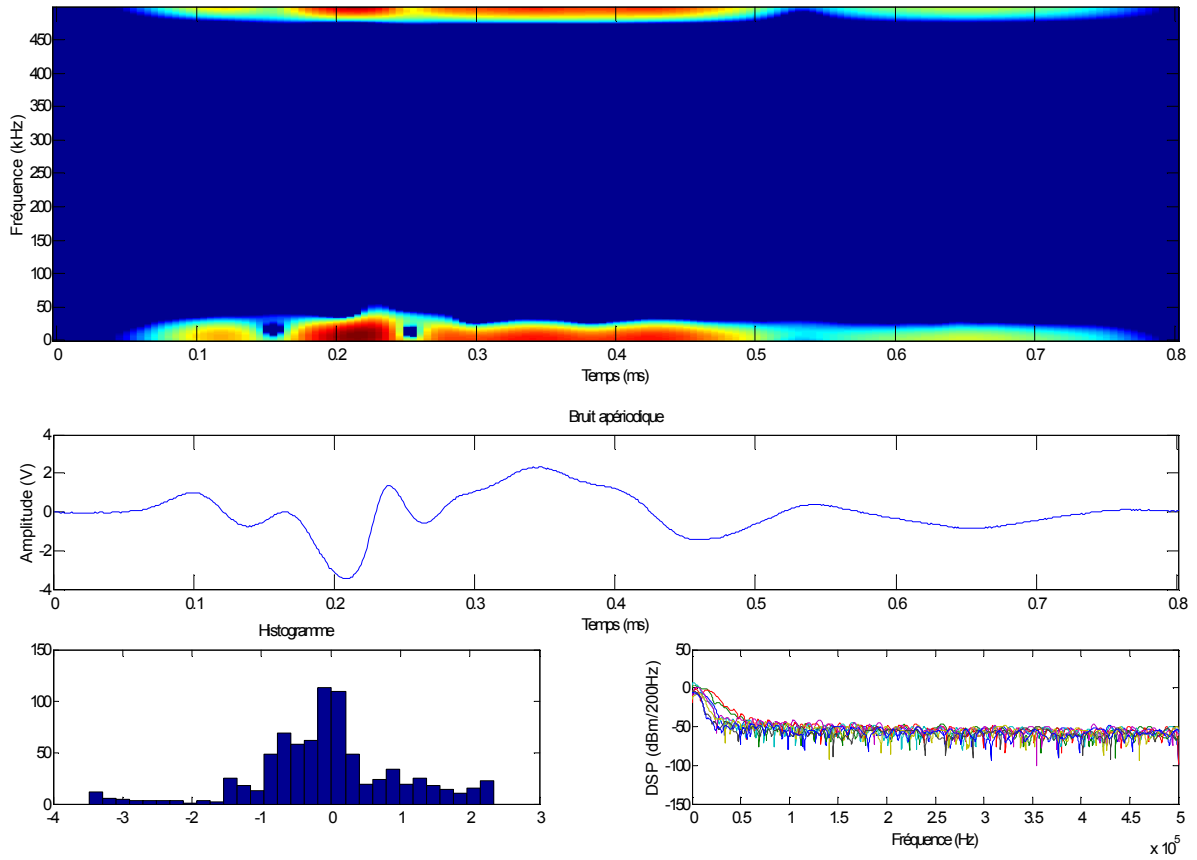


Figure 87 : Exemple d'un bruit compose de plusieurs sinusoides

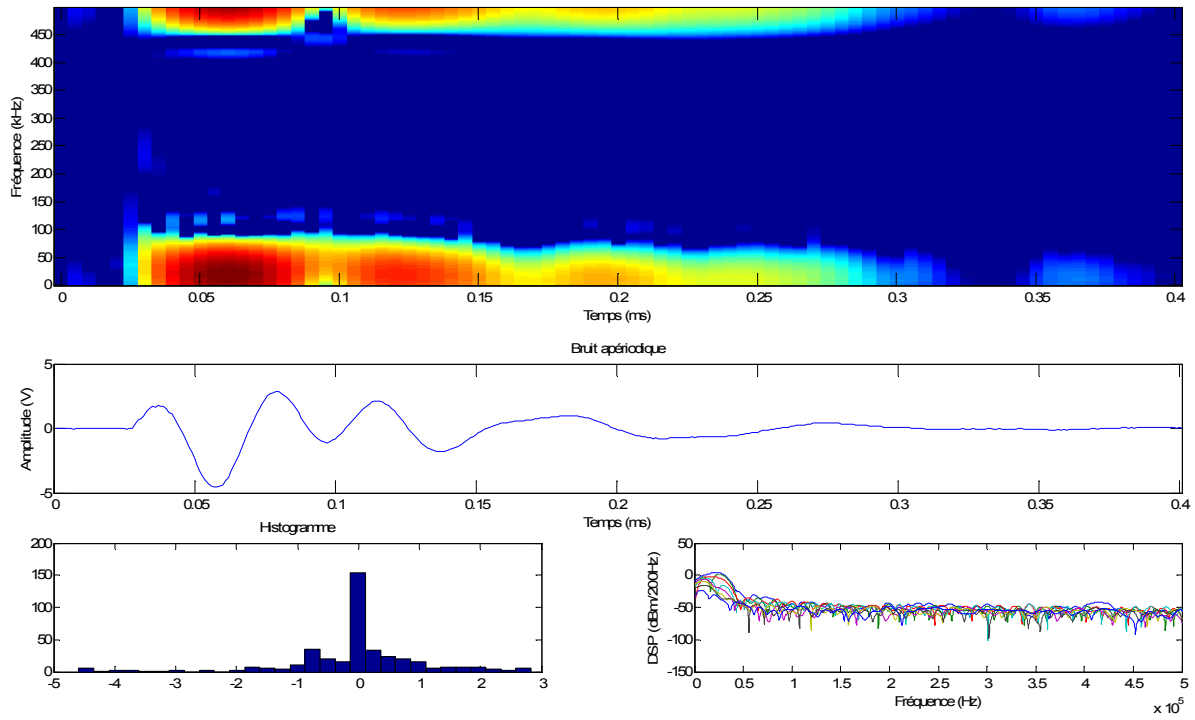


Figure 88 : Exemple d'une impulsion isolée

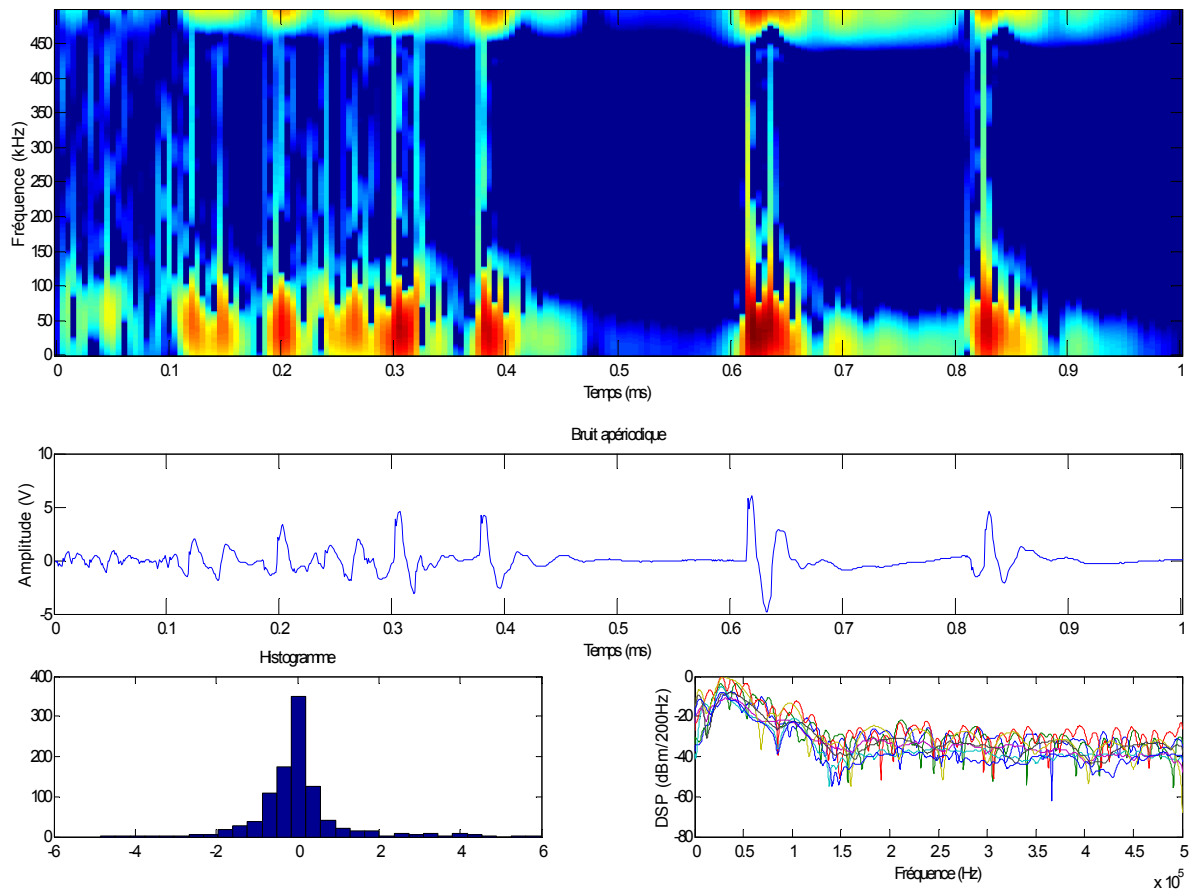


Figure 89 : Exemple d'un bruit aperiodique formé de plusieurs rafales

Quand le bruit apériodique est généré sous la forme d'une impulsion isolée, nous remarquons que la DSP de ce bruit est très élevée dans les basses fréquences (elle dépasse 0dBm/200Hz pour l'exemple de la Figure 88). L'amplitude du signal diminue dans une enveloppe temporelle qui se traduit dans la représentation temps-fréquence par la dégradation de la couleur du rouge sombre au bleu. Elle atteint des valeurs élevées dans certains cas (4.5V dans la Figure 88).

Quand le bruit apériodique est généré sous forme d'une rafale d'impulsions, la DSP du signal augmente avec la fréquence. Dans la représentation temps-fréquence de l'exemple de la Figure 86, nous remarquons l'apparition d'un bruit de DSP croissante en fréquence pour chaque impulsion. La DSP de ces impulsions passe d'environ -45dBm/200Hz dans le début de la bande à -20dBm/200Hz pour la fréquence 500kHz. Dans la représentation temps-fréquence, les interférences entre les impulsions ne reflètent pas l'existence d'une puissance réelle mais elle est due au choix de la fenêtre glissante et de la fenêtre d'analyse dans la transformée de Wigner-Ville.

En plus des bruits impulsifs, nous avons remarqué l'existence d'autres formes de perturbations apériodiques. Nous pouvons trouver des bruits suite à une superposition de plusieurs impulsions dans les basses fréquences comme dans le cas de la Figure 87. Dans cet exemple, la DSP du signal passe par des maxima quand les deux signaux s'ajoutent ( $t=0.21\text{ms}$  dans la Figure 87) et passent par des creux quand les deux signaux sont de signes inverses ( $t=0.18\text{ms}$  et  $t=0.25\text{ms}$  dans la Figure 87). Les bruits en rafale sont généralement des perturbations large bande avec une DSP plus élevée dans la partie basse du spectre. Dans la Figure 89, nous remarquons que l'apparition du bruit provoque une augmentation de DSP sur toute la bande avec la présence de quelques pics dans les fréquences inférieures à 150kHz (la DSP atteint 0dBm/200Hz pour 48kHz et elle est autour de -20 dBm/200Hz pour les fréquences supérieures à 150kHz).

L'étude des différentes formes de perturbations mesurées lors de la campagne de mesures a montré l'existence de plusieurs types de bruits qui se différencient par leurs propriétés temporelles (permanents, périodiques, apériodiques) et par leurs propriétés spectrales (bruits à bande étroite, bruits basses fréquences et bruits large bande). Nous avons classé ces perturbations dans un premier temps selon leurs propriétés temporelles en bruit stationnaire, bruit périodique et bruit apériodique. Ensuite, l'étude des bruits périodiques et des bruits apériodiques a montré l'apparition de ces perturbations sous plusieurs formes. L'étude de toutes les mesures a montré la domination des bruits basses fréquences (la fréquence est généralement inférieure à 50kHz). Cette forme possède une forte DSP que ce

soit dans sa forme périodique et apériodique. Les bruits large bande ont des DSP moins élevées par rapport à celles des bruits basses fréquences mais ils occupent tout le spectre quand ils sont générés. Dans la partie suivante, nous nous intéressons à la modélisation et la régénération des bruits mesurés.

## 5 Modélisation des bruits mesurés

Dans la modélisation des bruits mesurés, nous allons considérer trois sources de bruits différentes. La première source génère un bruit stationnaire de faible amplitude. Elle génère le signal en permanence. La deuxième source génère un bruit périodique qui peut être des impulsions isolées (63% des bruits périodiques sont des impulsions isolées) ou bien sous forme d'un bruit en rafale. La troisième source de bruit génère un signal d'une façon apériodique. Il peut être sous forme d'un bruit impulsif (69% des bruits apériodiques apparaissent sous forme de bruit impulsif) ou bien sous d'autres formes (rafale, superposition de plusieurs impulsions). Dans les parties suivantes, nous allons présenter la modélisation de chaque type de bruit et nous expliquons la méthode de la génération d'un bruit pour un test.

### 5.1 Modélisation du bruit stationnaire

Pour simplifier la modélisation, nous allons représenter le bruit stationnaire à faible amplitude par un bruit blanc gaussien. Dans la Figure 90, nous représentons un exemple d'un bruit blanc gaussien généré sous Matlab.

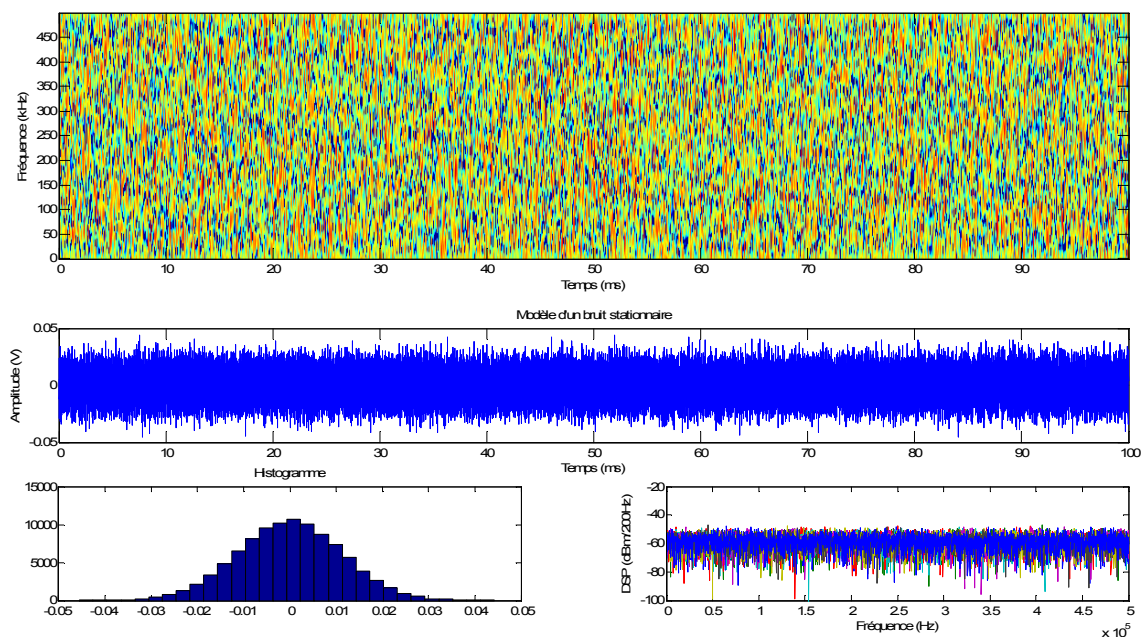


Figure 90 : Exemple de génération d'un bruit stationnaire sous Matlab

Nous avons choisi de générer ce bruit avec une DSP autour de  $-50\text{dBm}/200\text{Hz}$ .

## 5.2 Modélisation du bruit périodique

Dans l'étude des exemples du bruit périodique, nous avons remarqué l'existence de plusieurs formes de bruits. Pour simplifier la modélisation, nous allons considérer deux formes. Un bruit impulsif qui peut être modélisé par une sinusoïde amortie ou bien par une somme de plusieurs sinusoïdes à des fréquences différentes et un bruit en rafale pouvant se modéliser à l'aide d'un générateur de bruit blanc gaussien et un filtre adaptatif. Dans la Figure 91, nous présentons un exemple de génération d'un bruit impulsif.

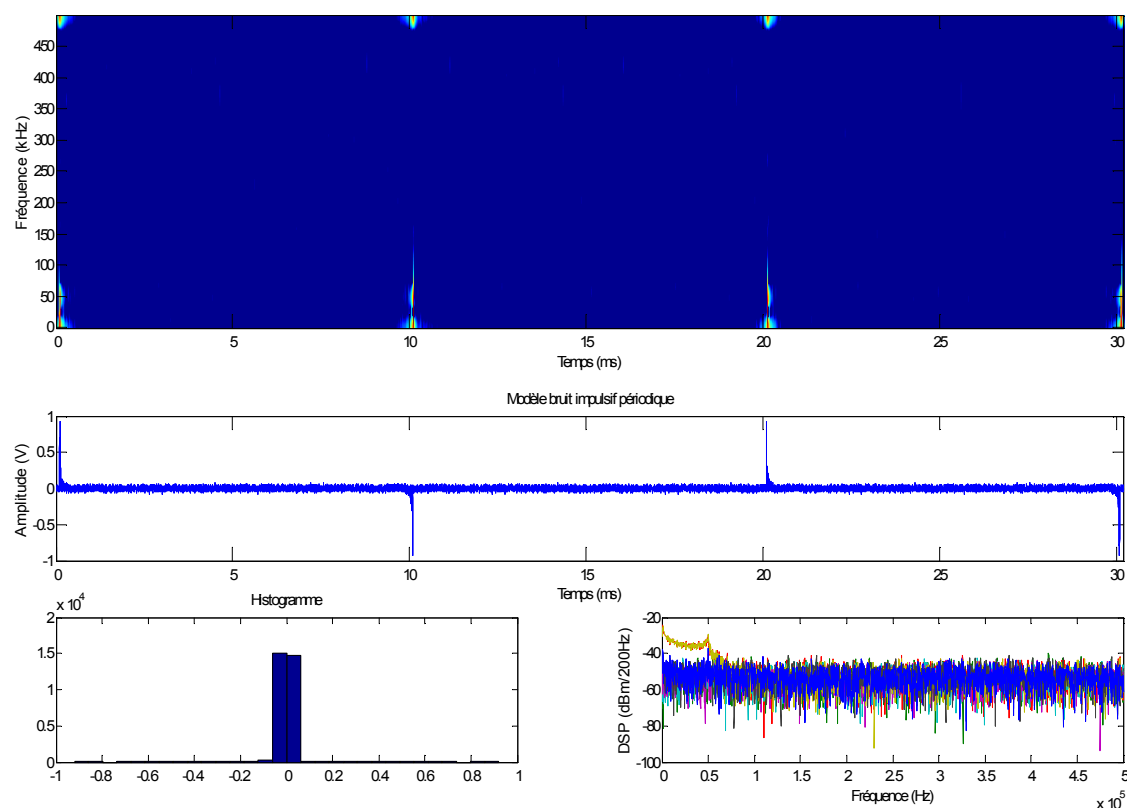


Figure 91 : Exemple d'une génération d'un bruit impulsif périodique

Dans cet exemple, nous avons modélisé l'impulsion par une somme de sinusoïdes générée pour les fréquences inférieures à  $70\text{kHz}$ . Comme dans la plupart des mesures de bruits impulsifs périodiques, l'impulsion change de signe avec l'alternance du secteur. Aux impulsions générées périodiquement, nous avons ajouté un bruit blanc gaussien. Dans le plan temps-fréquence, nous remarquons que la DSP augmente lors de l'apparition des impulsions.

La durée d'apparition des impulsions est brève, ce qui explique la représentation des impulsions par des raies très étroites dans le domaine temps-fréquence. La forme impulsive du bruit périodique est plus simple à modéliser dans le domaine temporel.



La deuxième forme du bruit périodique est générée sous forme d'une rafale. Dans le domaine temporel, il est difficile de régénérer ce type de bruit. Pour simplifier la régénération, nous avons opté pour la génération d'un bruit blanc gaussien avec une DSP assez élevée. Ensuite, nous avons inséré un filtre adapté à l'allure spectrale qui permet de reproduire le spectre du signal à modéliser. Dans la Figure 92, nous présentons un exemple de génération d'un bruit périodique.

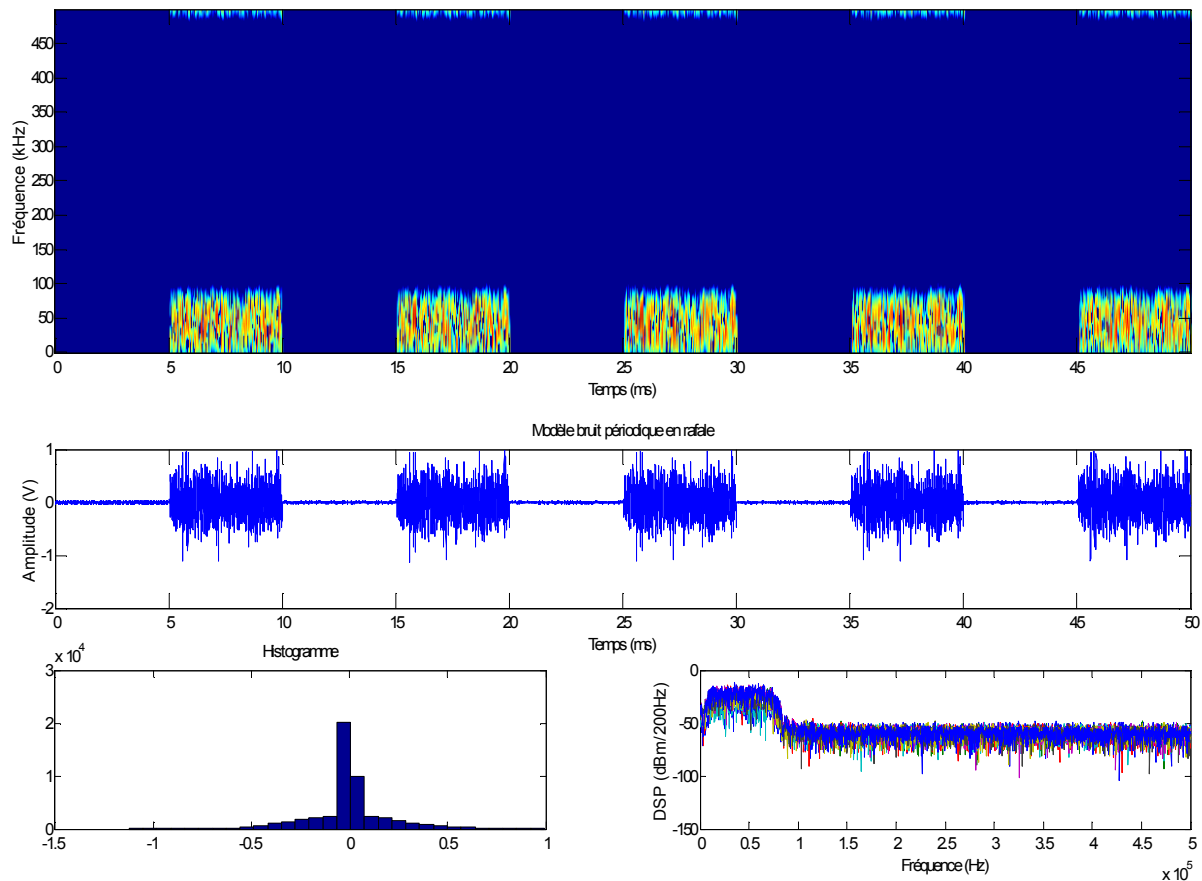


Figure 92 : Exemple de régénération d'un bruit périodique en rafale

Pour la génération de ce bruit dans la bande de fréquence [9kHz-80kHz], nous avons utilisé un filtre passe bande pour reproduire le spectre du signal. Dans la Figure 93, nous représentons la réponse du filtre pour régénérer le signal avec une DSP élevée dans la bande [9kHz-80kHz].

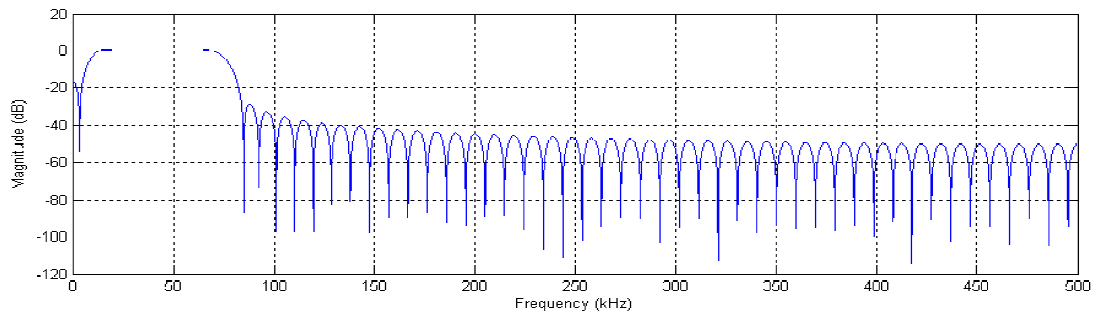


Figure 93 : Réponse du filtre utilisé pour générer le bruit périodique en rafale

Nous avons présenté deux exemples de génération d'un bruit périodique dans cette partie. En pratique, plusieurs bruits périodiques sont générés à chaque demi-alternance.

### 5.3 Modélisation d'un bruit impulsif apériodique

Ce type de bruit possède la DSP la plus élevée par rapport aux autres. Il peut être aussi généré sous une forme impulsive ou bien sous d'autres formes. Dans la régénération des bruits apériodiques, nous allons considérer deux formes : une forme impulsive (isolée et en rafale) modélisée dans le domaine temporel et une forme modélisée à partir de son spectre. Le bruit en rafale peut être généré de la même façon que l'exemple de la Figure 92, et les autres formes peuvent être obtenues par la superposition de plusieurs sinusoïdes. Dans la Figure 94, nous présentons un exemple d'une régénération d'une impulsion isolée. Elle est obtenue à partir de la superposition de plusieurs sinusoïdes dans les fréquences inférieures à 100kHz. Dans le plan temps-fréquence, nous remarquons que la DSP du signal diminue progressivement avec le temps après être passée par son pic. Ce type de forme peut être aussi généré à partir de l'équation (68) (page98).

Nous représentons un exemple d'une régénération d'un bruit basse fréquence en rafale dans la Figure 95. Pour générer un bruit dans les basses fréquences, nous avons utilisé dans cet exemple une somme de sinusoïdes ayant des fréquences inférieures à 120kHz. La DSP du signal régénéré dépasse 0dBm/200Hz quand le bruit atteint son pic. Dans cet exemple, nous avons considéré que les formes régénérées se reproduisent comme une rafale de signaux identiques.

Dans l'exemple de la régénération d'un bruit en rafale large bande, nous avons généré une somme de sinusoïdes biaisée de façon à ce qu'elle rende la DSP du signal croissante en fonction de la fréquence. Pour tenir compte de la variation temporelle du signal au sein de la rafale, nous avons multiplié le signal par une droite affine croissante en fonction de temps.

C'est ce qui explique la tendance croissante du signal généré. La Figure 96 reporte un exemple d'une régénération d'un bruit large bande en rafale.

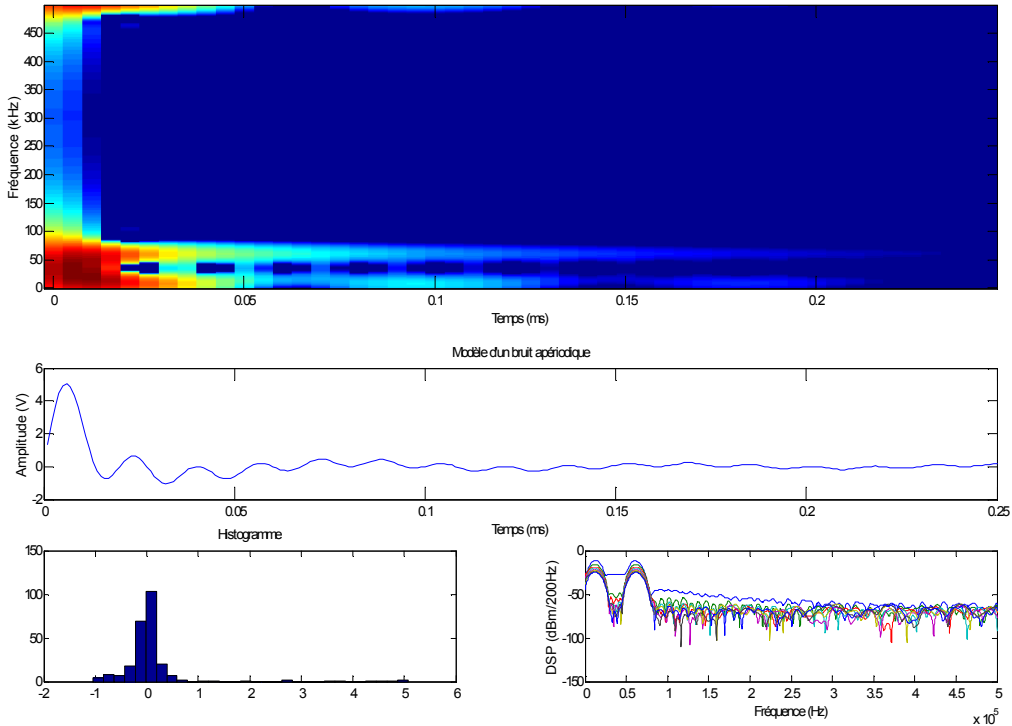


Figure 94 : Exemple d'une génération d'un bruit impulsif aperiodique

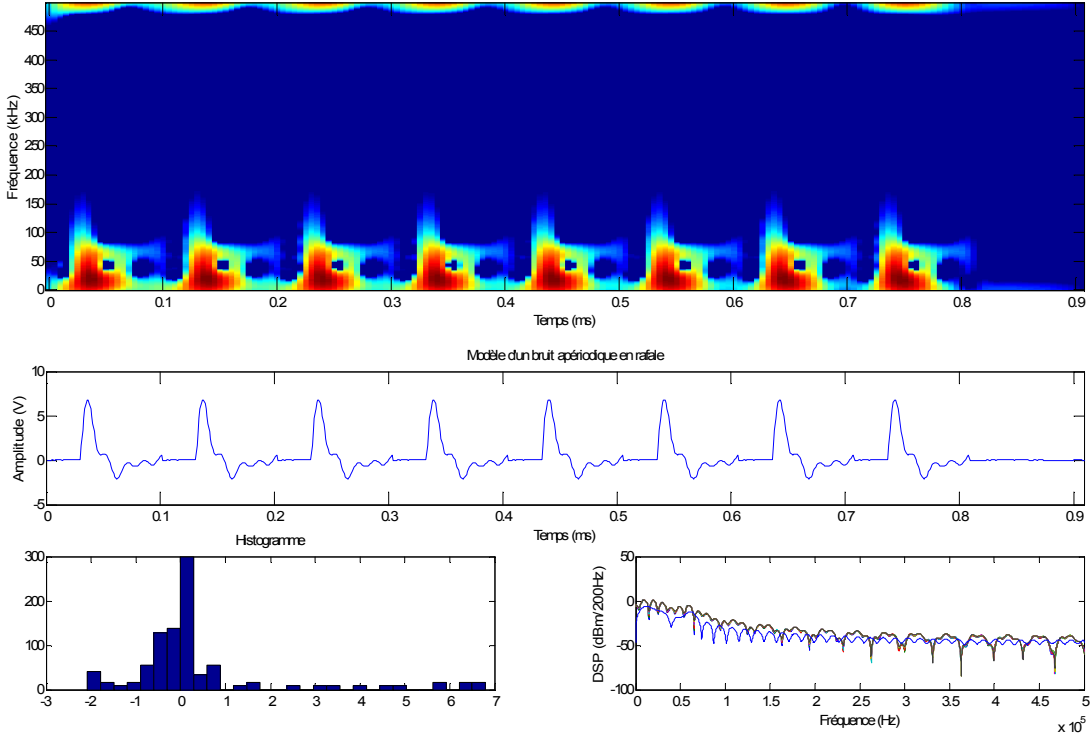


Figure 95 : Exemple de régénération d'un bruit en rafale

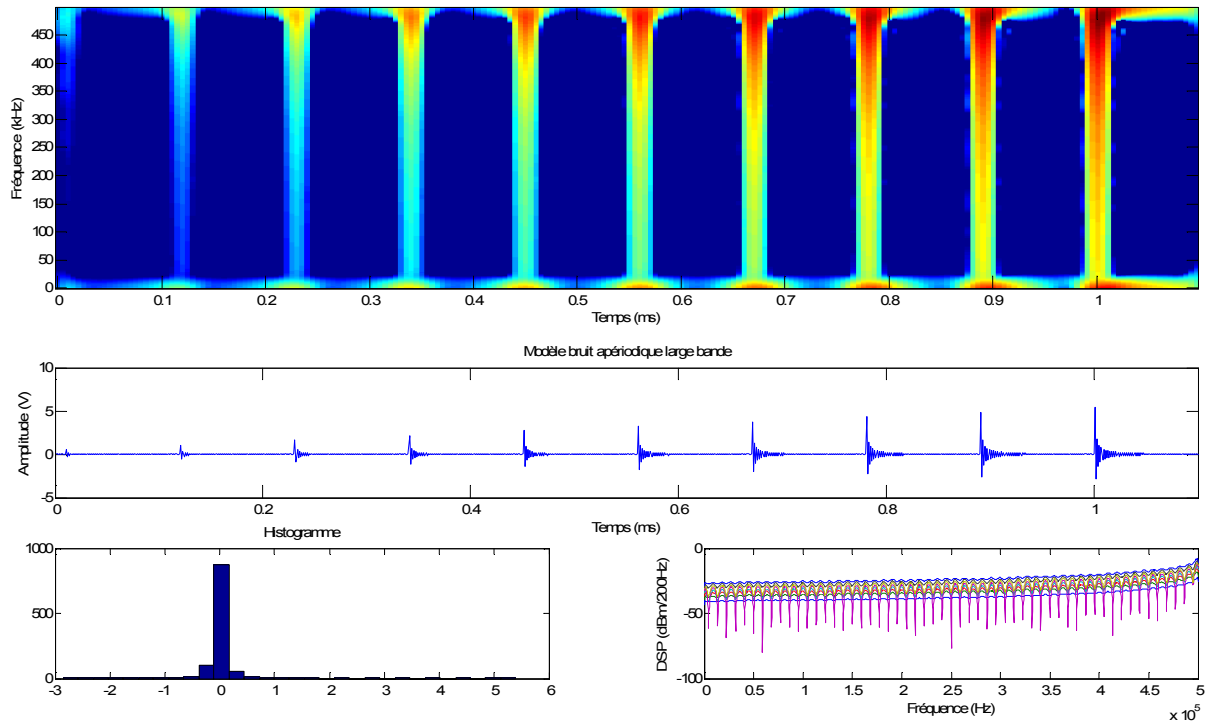


Figure 96 : Régénération d'un bruit en rafale large bande

Le signal régénéré possède une DSP croissante en fréquence. Elle atteint  $-8\text{dBm}$  à  $500\text{kHz}$ . Dans le plan temps-fréquence, la dégradation de la couleur de la représentation des différentes impulsions du bleu au départ jusqu'au rouge sombre (plan du temps) à la fin de la séquence est due à l'utilisation d'une enveloppe linéaire pour faire varier les amplitudes et les DSP des impulsions.

#### 5.4 Principe de régénération d'une séquence de bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz]

Pour la régénération d'une séquence d'un bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz], nous allons prendre en considération certaines règles :

- Génération d'un bruit blanc gaussien de DSP autour de  $-60\text{dBm}/200\text{Hz}$  en permanence
- Génération d'un ou plusieurs bruits périodiques chaque 10 ms (nous considérons 3 bruits périodiques générés durant chaque 10ms)
- La génération du bruit aperiodique se fait selon la nature du test à réaliser (généralement si l'équipement passe un stress test, ce type de bruit est très utile).

- Utilisation d'une taille de séquence de bruit adaptée à la taille de la trame générée par l'équipement CPL bas débit.

## 6 Conclusion

La qualité de la transmission par CPL dépend de la nature des perturbations générées sur le réseau électrique. En effet, certaines perturbations peuvent dégrader considérablement la qualité de la transmission CPL en entraînant des erreurs sur les signaux reçus ou en diminuant le débit de la transmission. L'évaluation des technologies CPL bas débit nécessite forcément une bonne connaissance des différentes perturbations générées sur le réseau électrique domestique. Les câbles électriques assurent une double fonction pour une maison équipée en CPL. Ils assurent l'alimentation des appareils et ils sont un support de transmission pour les équipements communicant en CPL. Les modems CPL reçoivent donc en plus du signal CPL utile d'autres signaux générés par les différents appareils domestiques, ce qui affecte la bonne démodulation et le décodage du signal CPL.

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à l'étude et la caractérisation des signaux CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous avons commencé par donner un aperçu sur les différentes formes de perturbations de la littérature en illustrant par des exemples de bruits mesurés. Ensuite, nous avons présenté quelques approches de modélisations de la littérature et notamment des modèles utilisés pour les bruits CPL 'indoor' dans la bande de fréquence [1MHz-100MHz] et d'autres concernant les bruits CPL 'outdoor' dans la bande [9kHz-500kHz]. Notre travail consistait à explorer les perturbations CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous avons commencé par une étude préliminaire dans laquelle nous avons présenté des bruits générés par certains types de charge domestique et nous avons présenté des mesures effectuées dans le domaine fréquentiel dans une maison rurale. Après cette étude préliminaire, nous avons présenté la campagne de mesure des bruits CPL domestiques dans la bande [9kHz-500kHz] dans le domaine temporel. Cette campagne de mesure nous a permis de distinguer trois formes de perturbations : bruit stationnaire, bruit périodique et bruit apériodique. Nous avons caractérisé chaque type de bruit à l'aide de plusieurs exemples de mesure. Enfin, nous avons modélisé chaque forme de perturbations et nous avons exposé les règles à respecter pour régénérer un bruit CPL domestique dans la bande [9kHz-500kHz].



## **Conclusion générale**





Le concept Smart Grid va permettre de révolutionner la politique énergétique et de redistribuer les rôles des différents intervenants dans le marché de l'électricité. Le client devient un élément clé dans la chaîne de production et de distribution de l'énergie électrique. Il va passer d'un simple consommateur à un vrai partenaire dans la politique de la gestion de l'énergie électrique. Dans le contrôle et la commande du réseau électrique, le CPL bas débit occupe la place de technologie favorite. L'analyse des performances des technologies CPL bas débit nécessite forcément l'étude du réseau électrique domestique dans la bande de fréquence de fonctionnement de ces technologies.

Le réseau électrique domestique n'est pas suffisamment exploré dans la bande de fréquence [9kHz-500kHz]. Ce travail avait pour objectif de caractériser et modéliser le canal CPL et les perturbations électromagnétiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Notre étude est basée sur les mesures réelles dans des habitats. Nous avons réalisé deux campagnes de mesure des canaux et de bruits CPL dans différents habitats.

Dans le cadre de l'étude de la réponse du canal CPL dans la bande [9kHz-500kHz], nous avons réalisé une étude sur l'effet du branchement des appareils électriques domestiques et la topologie du réseau électrique domestique sur la réponse du canal. À l'issue d'une campagne de mesure de réponse du canal CPL, nous avons distingué 5 classes de canaux selon leur capacité de transmission. Une étude statistique sur la distribution des classes des canaux est présentée dans cette partie. L'étude du comportement des atténuations des canaux mesurés et la distribution des bandes de cohérence a montré une concordance avec le critère de classification. Cette classification nous a donné la possibilité de définir des scénarii de test pour l'évaluation des technologies CPL bas débit. Pour pouvoir régénérer facilement le comportement des canaux CPL mesurés, nous avons adopté une approche de modélisation basée sur l'utilisation des filtres RIF. Les filtres sont implémentables sur une carte électronique et peuvent être régénérés à partir de la base de données formée à partir des mesures.

Dans le cadre de l'étude des différentes perturbations générées sur le réseau électrique domestique, nous avons réalisé une campagne de mesure des bruits CPL dans le domaine temporel. L'étude des bruits mesurés nous a permis de distinguer trois formes de perturbations principales : des bruits stationnaires, des bruits périodiques et des bruits apériodiques. Nous avons caractérisé chacune des formes de perturbations dans le domaine

temporel, fréquentiel et temps-fréquence en utilisant plusieurs exemples de mesures. La classification des bruits et leurs caractérisations a facilité la régénération des bruits CPL domestiques. Nous avons clôturé cette partie par la présentation du principe de la régénération d'une séquence de bruit pour un test CPL.

Les travaux réalisés dans cette thèse, seront complétés par une étude sur la variation rapide de la fonction de transfert du canal (variation chaque 10ms). L'intégration de cette variation du canal pourrait se faire à partir d'une étude statistique sur le changement de la classe de canal dans chaque variation. L'étude de la variation de la fonction de transfert du canal devrait nous permettre de savoir s'il y a une relation directe entre la génération du bruit périodique synchrone et la variation du canal. L'émulateur du canal CPL devrait intégrer ces aspects de relation entre bruits périodiques et variation de fonction de transfert du canal CPL. La base de données de bruit devra être étendue pour pouvoir générer des bruits CPL de façon statistique. L'émulateur pourra être utilisé dans un banc de test d'équipements CPL bas débit. Il aura l'avantage de créer une multitude de scénarii sur un seul banc.

## Annexes

### Génération d'un bruit CPL dans la bande [9kHz-500kHz] sous Matlab

```
%%%stat: bruit blanc gaussien
%%% F: fréquence du signal
%%%t: temps
%%%la durée du signal est exprimée en µs

t=(1:5000)*1e-6;
F=15000:100:500000;
s=size(F);
a3=zeros(1,5000);
%%%%% Exemple de génération d'un bruit apériodique en rafale%%%%%%%%%

for i=1:s(2)
    a2=0.000012*3*sin(2*pi*F(i)*t)*0.0005*i;
    a3=a2+a3;
end
%%%Addition d'un bruit stationnaire%%%%%%%%%
aperio3=transpose(a3(1:100)*40)+(stat(1:100));
plot(aperio3)
aper=stat(1:10);
aper(11:110)=aperio3;
%%%formation d'une enveloppe temporelle%%%%%%%%%
aperio3(1:110)=0.1*aper;
aperio3(111:220)=0.2*aper;
aperio3(221:330)=0.3*aper;
aperio3(331:440)=0.4*aper;
aperio3(441:550)=0.5*aper;
aperio3(551:660)=0.6*aper;
aperio3(661:770)=0.7*aper;
aperio3(771:880)=0.8*aper;
aperio3(881:990)=0.8*aper;
aperio3(881:990)=0.9*aper;
aperio3(991:1100)=0.9*aper;
aperio3(991:1100)=aper;

%%%%%%%%%Génération d'un bruit impulsif périodique sur 20 ms%%%%%%%%%
a3=zeros(1,5000);
for i=1:s(2)
    a2=0.000012*3*sin(2*pi*F(i)*t);
    a3=a2+a3;
end

per=a3*70;
per=transpose(per)+(10*stat(1:5000));
per1=per;
per2=-per;
per(5001:10000)=per2(5000:-1:1);
```

```

%%%%%%%%Génération d'un bruit en burst périodique%%%%%%%%
part=1/5*(wgn(5000,1,0,2,'dBw'));
%bpass filtre le bruit blanc et impose un gabarit particulier au signal%
partic=bpass(part);
partic=(partic*2)+stat(1:5000);
%%%%%%%% période d'absence du bruit%%%%%%%%
periodic2(1:5000)=stat(1:5000);
%%%%%%%% Apparition du bruit%%%%%%%%
periodic2(5001:10000)=partic;
periodic2(10001:20000)=periodic2(1:10000);
periodic2(20001:40000)=periodic2(1:20000);
periodic2(40001:50000)=periodic2(1:10000);

```

## Bibliographie

- [Achouri1] A. ACHOURI, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, R. NIZIGIYIMANA, « Indoor Narrowband Power Lines Channel Characterization », *Journal of Control Science and Engineering*, Accepted.
- [Achouri2] A. ACHOURI, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, R. NIZIGIYIMANA, « Impedance Impact on Indoor Narrowband Power Line Channel » *EMC Europe*, Gothenburg, Sweden, 1-4 september 2014
- [Achouri3] A. ACHOURI, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, R. NIZIGIYIMANA « Etude et Modélisation du canal CPL indoor dans la bande 9kHz-500kHz », *17<sup>ème</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique*, Clermont Ferrand, 1-3 Juillet 2014.
- [Aquilue] Aquilue, R.; Ribo, M.; Regue, J.R.; Pijoan, J.L.; Sanchez, G.; , «*Scattering Parameters-Based Channel Characterization and Modeling for Underground Medium-Voltage Power-Line Communications*, » *Power Delivery*, IEEE Transactions on , vol.24, no.3, pp.1122-1131, July 2009
- [Berger] Lars Torsten Berger, Andreas Schwager, J Joaquín Escudero-Garzás «*Power Line Communications for Smart Grid Applications*» *Journal of Electrical and Computer Engineering* Article ID 712376. 16 pages
- [Brown] P. A. Brown. «*Power Line Communications - Past Present and Future* », 3rd International Symposium on Power-Line Communications and It's Applications ISPLC99, Lancaster UK, 1999, pp. 1-7.
- [Carcelle] Xavier, CARCELLE. « *Réseaux CPL par la pratique : Avec trois études de cas : réseau domestique, réseau d'entreprise et réseau de desserte de collectivité locale* ». Eyrolles, 2011, ISBN2212144261, 9782212144260.
- [Chariag] D. Chariag, Elaboration d'un outil d'analyse du réseau électrique domestique dans la bande CPL, Thèse de l'Université de Tours, Soutenue le 23 Janvier 2013.
- [Chaouche] Hassina Chaouche, Ahmed Zeddani, Mohamed Machmoum, "*Broadband Power Line Communications: Analysis of some factors influencing the*

*Transfer Function*", Workshop WSPLC2010, Boppard (Allemagne) – 22-24 septembre 2010.

- [Chiollaz]** M. Chiollaz, T.Doligez, P. Flandrin, B. Favre, M. Hermann, A.aouichi, B. Baudet, « *Identification des sources de bruit d'un moteur automobile- Caractérisation à l'aide de method d'analyse temps-fréquence de type Wigner-Ville*», Journal Phys. Colloques, Volume 51, no. C2, p.742, 744, Février 1990
- [Dégardin]** V.Dégardin, « *Analyse de la faisabilité d'une transmission de donnée haut débit sur le réseau électrique basse tension* », thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille . Décembre 2002.
- [Doric]** Doric, V.; Poljak, D.; Hadjina, I.; El Khamlichi Drissi, K., "EMC analysis of the narrowband PLC system based on the antenna theory," *Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), 2013 21st International Conference on* , vol., no., pp.1,5, 18-20 Sept. 2013
- [ERDF]** ERDF, "*PLC G3 PROFILE SPECIFICATION v1.0*", Documentation technique ERDF
- [Fang]** Fang, Xi; Misra, Satyajayant; Xue, Guoliang; Yang, Dejun., "*Smart Grid — The New and Improved Power Grid: A Survey*," Communications Surveys & Tutorials, IEEE , vol.14, no.4, pp.944,980, Fourth Quarter 2012
- [Galli]** S. Galli, A. Scaglione, and Z. Wang. «*Power line communications and the smart grid,*» presented at IEEE Int. Conf. Smart Grid Commun. (SmartGridComm), Gaithersburg, MD, USA, Oct.2010.
- [Gassara]** Gassara, H.; Rouissi, F.; Ghazel, A., « *Statistical Characterization of the Indoor Low-Voltage Narrowband Power Line Communication Channel*, » Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.56, no.1, pp.123,131, Feb. 2014
- [Gianaroli]** Gianaroli, F.; Barbieri, A.; Pancaldi, F.; Mazzanti, A.; Vitetta, G.M.; , "*A Novel Approach to Power-Line Channel Modeling*," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.25, no.1, pp.132-140, Jan. 2010

- [Gautier]** Gautier AVRIL. «*Etude et optimisation des systèmes à courants porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique*». Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, soutenue le 10 Octobre 2008.
- [Guezgouz]** Djamel GUEZGOUZ. «*Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL*». Thèse de l'université de Tours, soutenue le 13 décembre 2010.
- [Guezgouz1]** D. Guezgouz, Y. Raingeaud, J-C. Le Bunetel, “*SPICE Model for the PLC Propagation Channel in the High frequency range*”, ISPLC, Rio de Janeiro, Mar. 2010.
- [G9902]** Recommendation ITU - T G.9902 (2012), *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for ITU - T G.hnem networks*.
- [G9903]** Recommendation ITU - T G.9903 (2012), *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3 - PLC networks*.
- [G9904]** [Recommendation ITU - T G.9904 (2012), *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for PRIME networks*.
- [HomePlug]** HomePlug™ AV2 – *The Specification for Next-Generation Broadband Speeds over Powerline Wires*, [www.homePlug.org](http://www.homePlug.org)
- [Hooijen]** O. G. Hooijen, “*A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium*,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 40, no. 4, Nov. 1998.
- [IEEE 1901.2]** IEEE Standard 1901.2-2013, «*Standard for Low Frequency (less than 500 kHz) Narrow Band Power Line Communications for Smart Grid Applications* », 2013.

- [JERO]** JERO, AHOLA. « *Applicability of power-line communications to data transfer of on-line condition monitoring of electrical drives* ». Thèse de l'University of Technology Lappeenranta, Finland le 29 Août, 2003.
- [Levy]** Levy, E. C., "Complex-curve fitting," *Automatic Control, IRE Transactions on* , vol. AC-4, no.1, pp.37,43, May 1959
- [Kasmi]** Kasmi, C.; Darces, M.; Helier, M., "Statistical analysis of a spurious signal level in a low voltage PLC network," *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on* , vol., no., pp.1,5, 17-21 Sept. 2012
- [Katayama]** Katayama, M., T. Yamazato, and H. Okada, "A mathematical model of noise in narrowband power line communication systems," *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 24, no. 7, July 2008.
- [Manfred]** Manfred Z., Klaus D., "A multipath model for the powerline channel". *IEEE Transactions on Communications* vol 50, n° 4, 2002, p. 553-559.
- [Maxim]** Maxim, "Maxim Model for Impulsive Noise," IEEE 1901.2 document 2wg-11-0225-00-PHM5-impulsive-noise-model.doc.
- [Middleton1]** Middleton, D., "Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.EMC-19, no.3, pp.106,127, Aug. 1977
- [Nakagawa]** Nakagawa, H.; Umehara, D.; Denno, S.; Morihiro, Y., "A decoding for low density parity check codes over impulsive noise channels," *Power Line Communications and Its Applications, 2005 International Symposium on* , vol., no., pp.85,89, 6-8 April 2005
- [Najmeddine]** Najmeddine, H.; El Khamlichi Drissi, K.; Pasquier, C.; Faure, C.; Kerroum, K.; Jouannet, T.; Michou, M.; Diop, A., "Smart metering by using "Matrix Pencil"," *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2010 9th International Conference on* , vol., no., pp.238,241, 16-19 May 2010



- [Nassar]** Nassar, M.; Jing Lin; Mortazavi, Y.; Dabak, A.; Il Han Kim; Evans, B.L., "Local Utility Power Line Communications in the 3–500 kHz Band: Channel Impairments, Noise, and Standards," *Signal Processing Magazine, IEEE* , vol.29, no.5, pp.116,127, Sept. 2012
- [Nist1]** National Institute of Standards and Technology. *NIST framework and roadmap for smart grid interoperability standards*, release 1.0, [http://www.nist.gov/public\\_affairs/releases/upload/smartgrid\\_interoperability\\_final.pdf](http://www.nist.gov/public_affairs/releases/upload/smartgrid_interoperability_final.pdf), consulté le 20 mars 2012
- [Nist2]** National Institute of Standards and Technology. *NIST Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability Standards, Release 3.0*, <http://www.nist.gov/smartgrid/upload/NIST-SP-1108r3.pdf>, consulté le 19 août 2014
- [Omri]** Naoufel OMRI AND Slaheddine JARBOUI. *Optimisation d'une transmission de données haut débit sur un canal CPL* <http://hal.inria.fr/docs/00/04/37/05/PDF/99.pdf>, consulté 15 janvier 2012
- [Pagani]** P. PAGANI, A. ISLMAIL, A. ZEDDAM. *Détection des trajets de propagation CPL à partir de mesures fréquentielles du canal*. Journées scientifiques Propagation et Télédétection. Paris 2009.
- [Papazyan]** R. Papazyan, P. Petterson, H. Edin, R. Eriksson, U. Gafvert. "Extraction of High Frequency Power Cable Characteristics from S-parameters Measurements". *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol 1. 11, NO. 3. June 2004, pp. 461-470.
- [Petr]** F. Petr'e, "DMT-based power line communication for the CENELEC A-band," *IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC)*, Lancaster, UK, Mar./Apr. 1999.
- [Philips]** H. Phillips, "Modelling of powerline communication channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. Power Line Commun. and its App.*, Mar. 1999, pp. 14–21

- [Picol]** Sylvie PICOL, *Conception et realization de la partie numérique d'un simulateur materiel pour les canaux de propagation MIMO*. Thèse de l'INSA de Rennes, soutenue le 5 décembre 2007.
- [Rennane]** A.Rennane et al., "« *Modeling and Characterization of Transfer Function for the Broadband Power line Communication Channel*». European journal for electric systems
- [Rennane1]** Abdelali Rennane, Christophe Konaté and Mohamed Machmoum, "A Simplified Deterministic Approach to accurate Modeling of Transfer Function for the Broadband Power Line Communication" <http://www.intechopen.com/books/new-advanced-technologies/a-simplified-deterministic-approach-toaccurate-modeling-of-transfer-function-for-the-broadband-power>.
- [Rouissi]** Fatma Rouissi. *Optimisation de la couche physique des systèmes de communication sur le réseau d'énergie en présence de bruit Impulsif*. SUPCOM, 23 mai 2008
- [Sartner]** T. SARTNER, P. DELOGNE. *Powerline cables modelling for broadband communications*. ISPLC 2001. February 13, 2001
- [Seo]** Jong-Soo Seo; Cho, S.-J.; Feher, Kamilo, "Impact of non-Gaussian impulsive noise on the performance of high-level QAM," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.31, no.2, pp.177,180, May 1989
- [Schwager]** Andreas Schwager. «*Powerline Communications: Significant Technologies to become Ready for Integration*». Thèse de l'Université de Duisburg-Essen, 2010.
- [Tlich1]** M. Tlich, A. Zeddou, F. Moulin and F. Gauthier "Indoor Power-line Communications Channel Characterization up to 100MHz-Part I: One-Parameter Deterministic Model", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 23, no. 3, pp 1392-1401, Jul. 2008.
- [Tlich2]** M. Tlich, A. Zeddou, F. Moulin and F. Gauthier "Indoor Power-line Communications Channel Characterization up to 100MHz-Part II: Time-

*Frequency Analysis*”, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 23, no. 3, pp 1402-1409, Jul. 2008.

- [Wei]** Shaoliang Wei; Haijun Wang; Fengyu Cheng; Yimin Chen; Weiguo Liu; "Innovative Model for Underground Coal Mine Power Line Communication Channel Based on Wavelet Scattering Parameters Matrix». Intelligent Information Technology Application, 2008. IITA '08. Second International Symposium on, vol.2, no., pp.733-737, 20-22 Dec. 2008
- [Zimmerman1]** M. ZIMMERMAN AND K. DOSTERT. *A Multi-Path Model for the Powerline Channel*. IEEE Transactions on communications. Vol.50.N0 4. April 2002. pp 552 -5
- [Zimmerman2]** M.ZIMMERMAN AND K. DOSTERT.*A multi-path signal propagation model for the powerline channel in the high frequency range*. In Proc. 3rd Int. Symposium Powerline communication and its Applications. Lucaster, UK. 1999. pp 45-51.
- [Zimmerman3]** Zimmermann, M.; Dostert, K.; “*Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications*”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Volume 44, Issue 1, Feb. 2002, pp 249- 258.





**Anouar ACHOURI**

# **Contribution à l'évaluation des technologies CPL bas débit dans l'environnement domestique**

## **Résumé**

Le Smart Grid a révolutionné la politique énergétique et a permis de redistribuer les rôles des différentes entités dans le marché de l'électricité. Le client résidentiel est au cœur de cette révolution. Il est désormais capable de gérer sa consommation à travers le contrôle et la commande des appareils électriques domestiques à distance, de produire de l'électricité, de la stocker et de la vendre. Le CPL bas débit est adopté par plusieurs acteurs de distribution d'électricité à l'échelle mondiale. Ce travail a comme objectif d'évaluer la possibilité de l'utilisation des protocoles CPL bas débit dans des applications de gestion de consommation électrique et de contrôle et de commande des appareils électriques domestiques à distance. Pour ce faire, nous avons réalisé une campagne de mesure de réponse du canal CPL dans 12 maisons pour caractériser et modéliser les fonctions de transfert dans la bande de fréquence [9kHz-500kHz]. A l'issue de cette campagne de mesure, nous avons distingué 5 classes de canaux selon leurs capacités de transmission et nous avons modélisé les fonctions de transfert à l'aide des filtres numériques FIR. En plus des réponses du canal, nous nous sommes intéressés aux perturbations électromagnétiques dans la bande [9kHz-500kHz]. Nous avons réalisé 376 enregistrements de bruits CPL dans différentes maisons. Les mesures de bruits ont été par la suite caractérisées et classifiées en bruits stationnaires, bruits périodiques et bruits apériodiques. Pour chaque type de bruit, nous avons proposé des exemples de régénération.

## **Résumé en anglais**

The Smart Grid is an important part of the third technological revolution. The final client is now able to improve his energy consumption efficiency via the control of the domestic appliances. The narrowband power lines protocols are adopted by many international utilities and DSO to ensure the control of the distribution power grid. In this thesis, we propose to use these protocols for domestic electrical grid management. To assess the performances of the narrowband PLC systems in domestic environment, we have realized two measurements campaigns in many houses. The first campaign is dedicated to the domestic PLC channel response in the band of [9kHz-500kHz]. The measurements are classified into 5 classes according to their transmission capacities. To model the channel measurements, a modeling approach based on FIR filters is adopted. The second measurements campaign aims to characterize and to reproduce the PLC domestic noise in the band of [9kHz-500kHz]. The measurements are classified into stationary noise, periodic noise and aperiodic noise. Some examples of noise generation are proposed for every form of noise.