UNIVERSITÉ DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE EMSTU

GREMAN UMR 7347

THÈSE présentée par :

Imene ELFEKI

soutenue le : **12 février 2019**

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

Discipline/ Spécialité : Electronique

Développement d'un émulateur pour la communication CPL bas débit

THÈSE dirigée par :

M. LE BUNETEL Jean-Charles	Professeur, Université de Tours

RAPPORTEURS :

[M. MEGHDADI Vahid]	Professeur, Université de Limoges
[Mme PALADIAN Françoise]	Professeur, Université de Clermont-Ferrand

---

JURY :

M. LE BUNETEL Jean-Charles	Professeur, Université de Tours
M. MEGHDADI Vahid	Professeur, Université de Limoges
Mme PALADIAN Françoise	Professeur, Université de Clermont-Ferrand
M. PICARD Dominique	Professeur, Centrale-Supélec
M. RAINGEAUD Yves	Maître de Conférences, Université de Tours

INVITE :

M. DOLIGEZ Thierry	Directeur, Laboratoire des Applications Numériques

Résumé

Le CPL-NB est la technologie la plus déployée pour le développement des plateformes de « Smart Metering » comme les compteurs Linky^{TM} en France. Avant leur déploiement, les compteurs passent par un processus de certification afin d'étudier leurs performances face aux caractéristiques physiques du canal. Notre objectif avec cette thèse est de faire évoluer les tests de performance en reproduisant physiquement le canal CPL-NB dans la bande de 9 kHz jusqu'au 500 kHz à l'aide d'un système d'émulation « hardware ».

Pour ce faire, une étude de caractérisation du réseau basse tension (BT) français est réalisée suite à deux campagnes de mesure à Ottmarsheim et à Tours. L'objectif est de comprendre la variation temporelle et fréquentielle des différentes caractéristiques du canal selon les sites.

Un simulateur est ensuite proposé afin de pouvoir simuler la fonction de transfert du canal CPL- NB pour n'importe quelle topologie du réseau BT. Cette modélisation est basée sur une approche ascendante qui consiste à modéliser tous les éléments du réseau électrique (câbles, installation client, transformateur…).

Un émulateur du canal est développé en se basant sur les mesures et les simulations réalisées. Cet émulateur reproduit la variation fréquentielle de quatre fonctions de transfert caractérisant quatre topologies différentes. Différents types de bruit ont été émulés avec des caractéristiques temporelles différentes dans le canal. L'impact de l'impédance du système émetteur pour la communication CPL-NB a aussi été pris en compte. Le banc de test mis en place reproduit la bidirectionnalité du canal CPL-NB en temps réel.

Résumé en anglais

Narrowband powerline communication (NB-PLC) is the most widely deployed technology in today's applications, and particularly for the development of smart metering platforms such as France's Linky^{TM} communicating meter.

The meters must be subjected to a certification process before their deployment. This stage aims at studying their capabilities against the physical characteristics of the channel. The objective of this research activity consists in upgrading the certification by physically reproducing the NB-PLC channel in the frequency range between 9 and 500 kHz from an efficient hardware emulation system.

First of all, a complete experimental measurement campaign was setup in various sites (i.e., rural, urban, etc.) located in France to fully characterize the low voltage (LV) NB-PLC channel. The objective was to get a better understanding of the impact of the temporal and frequency variations on its various characteristics. The main contribution consisted in estimating the theoretical channel capacity which constitutes a major interest for the users and actors of the electrical system.

Then, a channel simulator was proposed to simulate the transfer function of the NB-PLC channel, whatever the topology of the LV network. This modeling is based on a bottom-up approach that consists in modeling all elements of the network (i.e., cables, customer installation, transformer etc.).

Finally, from the measurements and simulations' results, a channel emulator was developed on FPGA. This emulator reproduces the frequency variation of four selected transfer functions which characterize four different topologies. Several types of noise were also emulated with various temporal characteristics. The impact of the impedance of the transmitter system on the PLC communication was taken into consideration. To conclude, a test bench reproduces the bidirectional end-to-end data communication in real time.

Table des matières

Résumé en anglais 5
Liste des figures 15
Liste des annexes 23
Publications 25
Introduction 27
Chapitre 1 Le CPL bas débit en France 33
1. Introduction 37
2. Le réseau basse tension en France 37
2.1 Le domaine outdoor 38
2.1.1 Le transformateur 38
2.1.2 Les câbles électriques 39
2.1.2.1 Les câbles de distribution 39
2.1.2.2 Les câbles de branchement 40
2.2 Le domaine domestique « indoor » 41
2.2.1 Le compteur électrique 41
2.2.2 Le disjoncteur général 42
2.2.3 Le tableau électrique 42
2.2.4 Les câbles électriques 42
2.2.5 Les appareils électriques 42
3. Le courant porteur en ligne CPL 43
3.1 Les technologies CPL-NB 44
3.1.1 Les technologies CPL-NB à débit de données faible 44
3.1.2 Les technologies CPL-NB à débit de données élevé 45
3.2 Applications 46
3.2.1 Smart metering 46
3.2.2 Le pilotage des équipements en aval du compteur (Smart Home) 47
3.2.3 La gestion du réseau Smart Grid en amont du compteur 48
3.2.4 La gestion de l'éclairage publique 48
3.2.5 Les applications industrielles 48
4. Les caractéristiques du canal CPL outdoor et ses principales limitations 48
4.1 L'atténuation du canal 49
4.2 L'impédance 49

4.3 Le bruit 50
4.4 Les limitations du canal CPL 51
5. Travaux existants sur le canal CPL-NB 52
5.1 Travaux de caractérisation du canal CPL-NB 52
5.2 Travaux de modélisation du canal CPL-NB 53
5.3 Travaux d'émulation du canal CPL-NB 55
6. Conclusion 58
Chapitre 2 Caractérisation du canal CPL-NB en France 59
1. Introduction 63
2. Impédance d'accès et impact des charges sur l'impédance globale d'une installation 64
2.1 Caractérisation de l'impédance d'accès 65
2.1.1 Protocole de mesure de l'impédance d'accès 65
2.1.2 Variation de l'impédance d'accès selon les sites 67
2.1.3 Variation temporelle de l'impédance d'accès 69
2.2 Impédance de l'installation domestique et impact des charges sur l'impédance d'accès côté client 70
2.2.1 Développement du protocole de mesure d'impédance 71
2.2.1.1 Conception d'un filtre LCL 71
2.2.1.2 Installation du filtre 72
2.2.1.3 Méthode de mesure 73
2.2.1.4 Validation de la méthode s 76
2.2.2 Mise en œuvre de la mesure de l'impédance globale d'une installation domestique 77
2.2.3 Classification des charges domestiques selon leurs impacts sur l'impédance globale d'une installation 78
2.2.3.1 Etude de l'impact de la connexion de charges 78
2.2.3.2 Impact du mode de fonctionnement 80
2.2.4 L'impact de l'impédance globale d'une installation sur l'impédance d'accès 82
2.2.5 Effet cascadé des charges sur l'impédance d'accès au réseau 84
2.3 Conclusion 85
3. Caractérisation de la fonction de transfert 85
3.1 Développement du protocole de mesure 86
3.1.1 Protocole de mesure 86

3.1.2 Développement des deux oscillateurs synchrones 88
3.1.2.1 Conception des deux cartes 88
3.1.2.2 Synchronisation manuelle des deux cartes 90
3.1.3 Méthode de mesure 90
3.1.4 Calcul de la phase 91
3.1.4.1 Erreur due aux dérives 92
3.1.4.2 Erreur de phase φ_{PLL} 93
3.1.5 Validation du protocole de mesure 93
3.2 Etude de la variation de la fonction de transfert 94
3.2.1 Variation de la fonction de transfert selon le type de site 94
3.2.2 Canal symétrique 95
3.2.3 Variation temporelle de la fonction de transfert 95
3.3 Mesure de la diaphonie 97
4. Mesure du bruit 98
4.1 Protocole de mesure 98
4.1.1 Mesures temporelles 98
4.1.2 Mesures fréquentielles 99
4.1.3 Scénarios de mesures 100
4.2 Mesures des caractéristiques du bruit 100
4.2.1 Variation selon les sites 100
4.2.2 Variation à long terme 102
4.2.3 Variation à court terme au niveau du transformateur 103
4.2.3.1 Site semi-rural 104
4.2.3.2 Site rural 104
4.2.3.3 Site urbain dense 105
4.2.3.4 Site urbain 106
4.3 Discussion 106
5. Evaluation du SNR et de la capacité du canal 107
5.1 Le rapport signal sur bruit SNR 107
5.2 Capacité de canal 109
5.2.1 Capacité du canal CPL-G3 dans la bande CENELEC 109
5.2.2 Capacité du canal dans la bande FCC 110
5.2.3 Comparaison des résultats 111

6. Conclusion 112
Chapitre 3 Simulateur du canal CPL-NB 114
1. Introduction 118
2. Topologie du réseau proposée 118
3. Modélisation des câbles de distribution 119
3.1 Modèle du câble proposé 119
3.1.1 Modèle triphasé selon l'approche circuit 120
3.1.2 Modèle triphasé selon l'approche ligne de transmission 121
3.1.3 Relation de passage entre les deux modèles 122
3.1.4 Choix du modèle 123
3.2 Méthode d'extraction des paramètres primaires 123
3.2.1 Méthode analytique : théorie des lignes de transmission 123
3.2.2 Méthode numérique des éléments finis 124
3.2.3 Méthodes expérimentales 124
3.2.3.1 Mesure de la matrices S 124
3.2.3.2 Méthode de pont d'impédance 125
3.3 Extraction des paramètres primaires du câble triphasé 126
3.3.1 Configuration 1 : Détermination de la résistance et de l'inductance propre 126
3.3.2 Configuration 2 : Détermination de la mutuelle inductance 128
3.3.3 Configuration 3 : Détermination du couplage capacitif 129
3.3.4 Erreur de mesure liée à la longueur du tronçon 131
3.4 Simulation du modèle sur LTSPICE 135
3.4.1 Interpolation des paramètres du câble 135
3.4.2 Simplification du modèle 136
3.4.3 Configuration sur LTSPICE 138
3.5 Résultats de simulation et validation du modèle 139
3.5.1 Validation de la fonction de transfert 139
3.5.2 Validation de la diaphonie 140
4. Modélisation des impédances 141
4.1 Modélisation de l'impédance du transformateur 142
4.1.1 Interpolation des paramètres 142
4.2 Modélisation de l'impédance d'accès au niveau du compteur 145
5. Simulation de la topologie globale 147

5.1 Résultats et validation 148
5.1.1 Validation de la fonction de transfert 148
5.1.2 Validation de la diaphonie 150
5.2 Fonction de transfert pour différentes impédances d'accès au réseau 151
6. Conclusion 152
Chapitre 4 Emulateur du canal CPL-NB 154
1. Introduction 158
2. Spécification de l'émulateur de canal CPL 158
2.1 Spécification des paramètres physiques 158
2.1.1 Communication en temps réel de la fonction de transfert complexe 158
2.1.2 Impédance d'accès 158
2.1.3 Intégration des différents types de bruit 160
2.1.4 Variation temporelle du canal CPL-NB 160
2.1.5 Bidirectionnalité 161
2.2 Spécification hardware 161
2.2.1 Carte FPGA 162
2.2.2 Module d'entrée/sortie NI 5783 163
2.2.3 LabVIEW FPGA 163
2.2.4 Transfert des données entre la carte FPGA et le microprocesseur 164
3. Implémentation 165
3.1 Acquisition du signal d'entrée 165
3.2 Emulation de la fonction de transfert 166
3.2.1 Méthodes d'émulation d'une fonction de transfert 166
3.2.1.1 Filtres numériques 166
3.2.1.2 Multiplication dans le domaine fréquentiel par la méthode FFT 168
3.2.1.3 Méthode choisie 169
3.2.2 Calcul des coefficients du filtre FIR 169
3.2.3 Implémentation des fonctions de transfert 172
3.3 Emulation de l'impédance 172
3.4 Emulation du bruit 174
3.4.1 Bruit du fond 174
3.4.2 Bruit impulsif périodique 175
3.4.3 Bruit impulsif apériodique 177

3.5 Architecture finale d'implémentation 178
4. Mise en place du banc émulateur 180
4.1 Conception du banc de test unidirectionnel 180
4.2 Banc de test unidirectionnel 181
4.2.1 Caractérisation du coupleur bidirectionnel 181
4.2.2 Configuration du banc bidirectionnel 182
5. Discussions et résultats 183
5.1 Interface utilisateur 183
5.2 Calibration du système 185
5.3 Résultats 186
5.3.1 Variation fréquentielle de la fonction de transfert 186
5.3.1.1 Modules de la fonction de transfert 186
5.3.1.2 Retard de groupe 188
5.3.1.3 Module de la fonction de transfert selon l'impédance de l'émetteur 189
5.3.2 Ajout du bruit au signal filtré 190
5.3.3 Capacités des canaux émulés 191
6. Conclusion 193
Résumé 227
Résumé en anglais 227

Liste des tableaux

Tableau 1 : comparaison entre les protocoles CPL-NB 46
Tableau 2 : Méthodes de modélisation du canal CPL-NB 54
Tableau 3 : Configuration de mesure de l'impédance d'accès 67
Tableau 4 : Configuration des mesures fréquentielles 72
Tableau 5 : Configuration pour des mesures temporelles à court terme 72
Tableau 6 : Classification des charges lors de la connexion à l'installation 80
Tableau 7 : Classification des charges suivant l'impact lié à leurs mise en marche 82
Tableau 8 : Caractéristiques de l'OCXO 89
Tableau 9 : SNR maximal pour la communication CPL-G1 et CPL-G3 108
Tableau 10: Capacités totales par site 111
Tableau 11 : Caractéristique des câbles et du réseau électrique 118
Tableau 12 : Ecart entre les paramètres R et L 132
Tableau 13 : Erreur liée à M et C 133
Tableau 14 : Erreur liée à G 134
Tableau 15 : Equations d'interpolation des résistances du transformateur 143
Tableau 16 : Equation d'interpolation des Ltransfo 144
Tableau 17 : Ecart entre les paramètres R et L 144
Tableau 18 : Equations d'interpolation des résistances de Zaccès 145
Tableau 19 : Equation d'interpolation des inductances de Zaccès 146
Tableau 20 : Erreur engendrée par l'interpolation sur R et L 147
Tableau 21 : Erreur sur le gain de la fonction de transfert 150
Tableau 22 : Caractéristiques du bruit périodique 176
Tableau 23 : Paramètres du bruit impulsif apériodique émulé 177
Tableau 24 : Erreur d'émulation entre 9 kHz et 250 kHz 188
Tableau 25 : Erreur d'émulation entre 250 kHz et 500 kHz 188
Tableau 26 : Caractéristiques du bruit selon le site du côté client 191
Tableau 27 : Capacité du canal totale en CENELEC A 192
Tableau 28 : Capacité du canal totale en FCC 192

Liste des figures

Figure 1 : Représentation schématique des réseaux électriques en France 38
Figure 2 : Câble aérien torsadé 39
Figure 3 : Câble souterrain 40
Figure 4 : Câble de branchement aérien monophasé en cuivre 40
Figure 5 : câble NFC 210 de section 35mm² monophasé et triphasé 41
Figure 6 : Câbles HM-27/03/139 triphasé 41
Figure 7 : Principe du CPL 43
Figure 8 : Bandes de fréquence selon chaque régulation en kHz 44
Figure 9 : Architecture du réseau outdoor en France [13] 47
Figure 10 : Paramètres du canal CPL outdoor 49
Figure 11 : Le bruit du canal CPL-NB 51
Figure 12 : Le banc de test actuel de la certification CPL-G3 56
Figure 13 : Emulateur du canal 57
Figure 14 : Topologie des sites de mesure à Tours 64
Figure 15 : Protocole de mesure de l'impédance d'accès au niveau du transformateur 66
Figure 16 : Protocole de mesure de l'impédance d'accès au réseau au niveau du compteur 66
Figure 17 : Schéma électrique du coupleur CPL-NB 67
Figure 18 : Impédance d'accès mesurée au niveau du transformateur (sites de Tours) 68
Figure 19 : Impédance d'accès au niveau du compteur (sites de Tours) 68
Figure 20 : Variation à long terme de l'impédance d'accès au niveau du transformateur 69
Figure 21 : Variation à long terme de l'impédance d'accès au niveau du compteur 70
Figure 22 : Filtre LCL 71
Figure 23 : Impédance du filtre LCL 71
Figure 24 : Protocole de mesure de Zref 73
Figure 25 : Variation fréquentielle de Zref 74
Figure 26 : Variation temps-fréquence de Zref 74
Figure 27 : Protocole de mesure de Z_{totale} 75
Figure 28 : Impédance de la charge connue mesurée sous deux configurations 76
Figure 29 : Erreur de la méthode 77
Figure 30 : Résultats de mesure de l'impédance d'une installation domestique 78
Figure 31 : Etude de l'impact du four 79
Figure 32 : Etude de l'impact du téléviseur 79

Figure 33 : Etude de l'impact du sèche-linge 81
Figure 34 : Etude de l'impact du micro-onde 81
Figure 35 : La variation fréquentielle de Zréseau et Zinstallation 83
Figure 36 : Comparaison de $Z_{accès}$ calculée et mesurée 83
Figure 37 : Impact des charges sur l'impédance d'accès au réseau 84
Figure 38 : Principe de synchronisation en fréquences 87
Figure 39 : Protocole proposé pour la synchronisation 87
Figure 40 : Atténuation du coupleur 88
Figure 41 : Tension de contrôle de l'OCXO en fonction de la fréquence 89
Figure 42 : Méthode de mesure proposée 91
Figure 43 : Variation des dérives pendant une acquisition de 5 minutes 92
Figure 44 : Comparaison des deux méthodes de détermination de phase 93
Figure 45 : Variation fréquentielle du module et de la phase des FT du réseau électrique 94
Figure 46 : Mesure de la FT dans les deux sens en milieu rural près de Tours 95
Figure 47 : Variation de la FT en temps-fréquence dans le poste de transformation HTA\BT96
Figure 48 : Variation en temps-fréquence au niveau du compteur 96
Figure 49 : Configuration de mesure 97
Figure 50 : Diaphonie mesurée à Tours 97
Figure 51 : Protocole de mesures temporelles de bruit 99
Figure 52 : Protocole des mesures fréquentielles 99
Figure 53 : Bruit mesuré au niveau du transformateur HTA\BT 101
Figure 54 : Bruit mesuré au niveau du compteur 101
Figure 55 : Spectre de bruit mesuré au niveau du transformateur 102
Figure 56 : Spectre de bruit mesuré au niveau du compteur 102
Figure 57 : Mesure au niveau du transformateur en zone semi-rurale 104
Figure 58 : Mesure au niveau du transformateur en rural 104
Figure 59 : Mesure au niveau du transformateur en urbain dense 105
Figure 60 : Mesure au niveau du transformateur en urbain 106
Figure 61 : Fiabilité de la communication CPL-G1 et CPL-G3 (source alliance G3) 107
Figure 62 : SNR calculé 108
Figure 63 : Capacité du canal dans la bande CENELEC A 110
Figure 64 : Capacité du canal dans la bande FCC 111
Figure 65 : Topologie proposée 119

Figure 66 : Cellule élémentaire du modèle circuit d'un câble triphasé 121
Figure 67 : Cellule élémentaire d'une ligne de transmission d'un câble triphasé 122
Figure 68 : Mesure directe de l'impédance du conducteur 127
Figure 69 : Résistances propres du câble de branchement 4*35mm² 127
Figure 70 : Inductances propres du câble de branchement 4*35mm² 128
Figure 71 : Configuration de mesure en court-circuit 128
Figure 72 : Mutuelles inductances du câble de branchement 4* 35mm² 129
Figure 73 : Configuration de mesure en circuit ouvert 129
Figure 74 : Couplage capacitif du câble de branchement 4*35mm² 130
Figure 75 : Conductance du câble de branchement 4*35mm² 130
Figure 76 : Résistances linéiques des deux câbles 131
Figure 77 : Inductances linéiques des deux câbles 132
Figure 78 : Couplages capacitifs des deux câbles 133
Figure 79 : Mutuelles inductances linéiques des deux câbles 133
Figure 80 : Conductances linéiques des deux câbles /1m 134
Figure 81 : Cellule élémentaire d'un mètre de câble sur LTSPICE 135
Figure 82 : Configuration de transmission en monophasé (1N-1N) 138
Figure 83 : Configuration de transmission en triphasé (12-12) 139
Figure 84 : Atténuation linéique d'un tronçon du câble souterrain 139
Figure 85 : Diaphonie mesurée pour un tronçon du câble souterrain 140
Figure 86 : Mesures de l'impédance d'accès au niveau des trois phases du transformateur . 141
Figure 87 : Mesures de l'impédance d'accès au niveau des installations 142
Figure 88 : Courbe d'interpolation des résistances du transformateur 143
Figure 89 : Courbe d'interpolation des inductances du transformateur 144
Figure 90 : Courbes d'interpolation des résistances de $Z_{accès}$ 145
Figure 91 : Courbes d'interpolation des 'inductances de Zaccès 146
Figure 92 : Circuit équivalent sur le logiciel LTSPICE 147
Figure 93 : Fonction de transfert dans la branche résidentielle (H1) 149
Figure 94 : Fonction de transfert dans la branche semi-rurale (H3) 149
Figure 95 : Diaphonie mesurée à l'installation 2 150
Figure 96 : Configuration de simulation 151
Figure 97 : Fonctions de transfert simulées pour différentes valeurs de ZTX 151
Figure 98 : Fonction de transfert du canal CPL-NB 159

Figure 99 : Architecture du banc NI 161
Figure 100 : Interface hardware complète de l'émulateur 162
Figure 101 : Transfert des données à travers les FIFOs [70] 165
Figure 102 : Méthode d'envoi du signal d'entrée vers le HOST 166
Figure 103 : Diagramme de flux du filtre FIR 168
Figure 104 : Algorithme de multiplication dans le domaine fréquentiel 169
Figure 105 : Fonction de transfert reconstruite à partir des coefficients extraits 171
Figure 107 : Coefficients du filtre FIR 171
Figure 108 : Implémentation des fonctions de transfert en FPGA 172
Figure 109 : Fonction de transfert pour différentes ZTX en site résidentiel 173
Figure 110 : Emulation sur FPGA de l'impédance 173
Figure 111 : Bruit stationaire émulé 175
Figure 112 : Algorithme de génération du bruit impulsif périodique 175
Figure 113 : Bruit impulsif périodique émulé 176
Figure 114 : Bruit impulsif périodique émulé sur une période 177
Figure 115 : Paramètres de l'impulsion 178
Figure 116 : Bruit impulsif apériodique émulé 178
Figure 117 : Interface totale d'émulation 179
Figure 118 : Banc émulateur unidirectionnel 181
Figure 119 : coupleur bidirectionnel 182
Figure 120 : Atténuation entre port 1, 2 et 3 182
Figure 121 : Banc émulateur bidirectionnel 183
Figure 122 : Interface finale d'utilisation sous LabVIEW 184
Figure 123 : Boucle de calibration du banc émulateur bidirectionnel 185
Figure 124 : Atténuation de la boucle de transmission pour FT= 0 dB 186
Figure 125 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le site rural 186
Figure 126 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le résidentiel 187
Figure 127 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le site semi-rural 187
Figure 128 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le site urbain dense 187
Figure 129 : Retard de groupe mesuré 189
Figure 130 : FT émulées pour ZTX= 2Ω, 10Ω et 50Ω dans le site résidentiel 189
Figure 131 : Signal reçu au niveau du DUT 190
Figure 132 : Spectre du bruit généré par l'émulateur 190

Figure 133 : Capacité du canal émulée en CENELEC A 191
Figure 134 : Capacité du canal émulée en FCC 192

Liste des abréviations

CPL: Courant porteur en ligne

FCC : Federal Communications Commission

CENELEC A : Comité européen de normalisation en électronique et en électrotechnique

BT: Réseau électrique basse tension

MT : Réseau électrique moyenne tension

HTA : Réseau électrique haute tension

Narrowband: Bande étroite

PRIME : PoweRline Intelligent Metering Evolution

AMI : Automatic Metering Interface

VE : Véhicule électrique

DSP : Densité spectrale ou Digital signal processor

RSIL : Réseau de Stabilisation d'Impédance de Ligne

SNR : Rapport signal sur bruit

VNA : Analyseur de réseau vectoriel

RBW : Resolution Bandwidth ou bande passante de résolution

OCXO : Oscillateur à quartz thermostaté

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

AWGN : Additive White Gaussian Noise

TEB : taux d'erreur binaire

VHDL : Very High Speed Integrated Circuit

FPGA : Field-Programmable Gate Array

CNA : Convertisseur numérique-analogique

CAN : Convertisseur analogique-numérique

DMA : Direct Memory Access

FIFO : First-in, first-out

FIR : Finite impulse response filter

IIR : Infinite impulse response filter

FFT : Transformée de Fourier rapide ou Fast Fourier Transfom

DUT : Device Under Test

Liste des annexes

Annexe 1 : Inventaire des câble de distribution et de branchement 211
Annexe 2 : Résultats de caractérisation dans le site d'expérimentation d'Ottmarsheim 213
Annexe 3 : Caractéristique du Module E/S 216
Annexe 4 : Implémentation du FIR compiler 217
Annexe 5 : Programmation LabVIEW 222
Annexe 6 : Performance de l'émulateur 226

Publications

- Elfeki, S. Jacques, I. Aouichak, T. Doligez, Y. Raingeaud, J.-C. Le Bunetel, I. Elfeki, S. Jacques, I. Aouichak, T. Doligez, Y. Raingeaud, and J.-C. Le Bunetel, "Characterization of Narrowband Noise and Channel Capacity for Powerline Communication in France," *Energies 2018, Vol. 11, Page 3022, vol. 11, no. 11, p. 3022, Nov. 2018.*

- Elfeki, T. Doligez, I. Aouichak, J.-C. Le Bunetel, and Y. Raingeaud, "Estimation of PLC transmission line and crosstalk for LV outdoor electrical cables," *in 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2017, pp. 1–6.*

- Elfeki, T. Doligez, I. Aouichak, J.-C. Lebunetel, and Y. Raingeaud, "A new method for input installation impedance measurement," *in 2018 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), 2018, pp. 1–6.*

- Elfeki, I. AOUICHAK, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD « Mesure de l'installation globale d'une installation *», 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Paris, 9-11 Juillet 2016.*

- Elfeki, J.-C. Le Bunetel, and Y. Raingeaud, "Estimation de l'atténuation linéique et de la diaphonie d'un câble de distribution aérien en CPL," *13ème Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE), SEEDS, Arras, 30Mai-1 Juin 2017.*

- AOUICHAK, I. Elfeki, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD « Primenaraly study of the multipath model in complex indroor PLC networks »*, In: Power Line Communications and its Applications (ISPLC) (Short-paper), 2018 IEEE International Symposium on. IEEE, 2018.*

- AOUICHAK, I. Elfeki, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD « Amélioration de débit CPL avec filtrage et étude d'impédance *», 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Paris, 9-11 Juillet 2016.*

Introduction

Le concept de « réseau intelligent » ou « Smart Grid » représente une modernisation du réseau d'énergie en se basant sur les réseaux électriques. Il réside dans l'utilisation de l'infrastructure existante, en particulier les câbles et les technologies de communication fiables dans les réseaux moyenne tension (MT) et basse tension (BT). Les « Smart Grid » intègrent de plus en plus des nouveaux services intelligents en concordance avec la démarche de transition énergétique qui est engagée dans de nombreuses régions du monde.

Le comptage intelligent représente la principale application en « Smart Grid » déployée dans le monde. Celle-ci nécessite un canal de communication efficace. La plupart des applications utilisent les technologies de communication par « courant porteur en ligne » nommées CPL dans la bande de fréquence comprise entre 9 kHz et 500 kHz pour assurer une communication bidirectionnelle entre le « data concentrateur » installé dans le poste de transformation HTA\BT et les « smart compteurs » installés chez les clients. D'autres applications de réseau intelligent dans le réseau BT basées sur la communication CPL comme l'intégration des sources d'énergie renouvelables (par exemple, les énergies solaire et éolienne) et des véhicules électriques sont actuellement en développement. Cependant, les réseaux électriques existants ont été conçus à l'origine pour la distribution de l'énergie. Utilisés comme canaux de télécommunication, ils présentent des conditions de transmission difficiles, telles qu'une forte atténuation, un bruit élevé, des scénarios d'interférence complexes et une sélectivité de fréquence. Tous ces éléments caractérisent le comportement de la couche physique.

Le marché de fabrication des équipements communicants en CPL est en hausse au cours de la dernière décennie. La certification de ces équipements est indispensable pour s'assurer de la bonne implémentation de la technologie CPL. Il faut aussi s'assurer que l'équipement communicant répondent à des performances spécifiées afin d'assurer une bonne communication face aux caractéristiques difficiles du canal. La certification est organisée au sein des alliances de technologies CPL dans des laboratoires de test indépendants. De nos jours, de plus en plus de tests sont réalisés dans des conditions de laboratoire. La méthode la plus commune et la plus simple consiste à connecter l'émetteur et le récepteur via un atténuateur dont la caractéristique est constante sur toute la bande de fréquence. Un générateur de fonction est utilisé pour générer du bruit.

Face aux méthodes traditionnelles de certification, notre objectif est le développement d'un banc émulateur pour la communication CPL Narrowband « CPL-NB ». Le banc doit reproduire les caractéristiques du canal réel en laboratoire. L'émulateur de canal peut en effet ouvrir une

nouvelle voie vers des solutions flexibles et fiables de certification. Pour développer l'émulateur, une analyse détaillée du canal CPL dans différentes conditions est nécessaire afin de définir les caractéristiques de différents canaux. L'étude approfondie du canal de transmission permettra aussi l'évaluation de l'efficacité des technologies CPL bas débit « outdoor ». Un simulateur de la couche physique sera présenté afin de pouvoir reproduire le comportement du réseau électrique domestique dans la bande [9kHz-500kHz]. La simulation de la fonction de transfert du canal dans plusieurs scénarios de communication sera validée par des mesures sur sites réels réalisées sur terrain pendant les travaux de caractérisation.

Le premier chapitre présente le cadre général de l'étude. Il sera décomposé en trois parties principales : le réseau de distribution en France, la communication CPL et les différents technologies déployées, les caractéristiques du canal CPL-NB et une étude bibliographique des différents travaux de modélisation, de caractérisation et d'émulation de canaux CPL-NB existants.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la caractérisation du canal CPL outdoor. Dans ce travail, nous nous proposons d'étudier le comportement du canal de propagation et les différentes perturbations générées sur le réseau électrique. Les mesures sont réalisées pendant deux campagnes de mesures sur le site d'expérimentation d'ENEDIS à Ottmarsheim et dans cinq différents sites à Tours. Les protocoles de mesure développés sont décrits dans ce chapitre. Les caractéristiques temporelles et fréquentielles de la fonction de transfert complexe, du bruit et de l'impédance d'accès seront présentées. Dans une troisième étape, le rapport signal sur bruit « SNR » et la capacité de canal sont estimés à partir des caractéristiques du canal mesurées dans les différents sites.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une étude de modélisation du réseau électrique en vue de caractériser le canal de propagation CPL par une approche « circuit » de type R, L, C et G. La méthode de modélisation de la fonction de transfert du réseau électrique est basée sur l'approche déterministe. Les paramètres du modèle sont extraits à partir des mesures des impédances d'accès au niveau du transformateur et du compteur et des travaux de modélisation des différents câbles de distribution et de branchement du réseau électrique.

Dans le quatrième chapitre, le développement d'une plateforme logicielle et matérielle capable de reproduire les caractéristiques physiques du canal en temps réel est présenté. Dans un premier temps le choix « hardware » est décrit. L'émulation de la fonction de transfert, du

bruit et de l'impédance d'accès est effectuée dans la deuxième partie. Dans la dernière partie, le banc de test assurant une communication bidirectionnelle est réalisé.

Chapitre 1
Le CPL bas débit en France

Sommaire

1. Introduction 37
2. Le réseau basse tension en France 37
2.1 Le domaine outdoor 38
2.1.1 Le transformateur 38
2.1.2 Les câbles électriques 39
2.1.2.1 Les câbles de distribution 39
2.1.2.2 Les câbles de branchement 40
2.2 Le domaine domestique « indoor » 41
2.2.1 Le compteur électrique 41
2.2.2 Le disjoncteur général 42
2.2.3 Le tableau électrique 42
2.2.4 Les câbles électriques 42
2.2.5 Les appareils électriques 42
3. Le courant porteur en ligne CPL 43
3.1 Les technologies CPL-NB 44
3.1.1 Les technologies CPL-NB à débit de données faible 44
3.1.2 Les technologies CPL-NB à débit de données élevé 45
3.2 Applications 46
3.2.1 Smart metering 46
3.2.2 Le pilotage des équipements en aval du compteur (Smart Home) 47
3.2.3 La gestion du réseau Smart Grid en amont du compteur 48
3.2.4 La gestion de l'éclairage publique 48
3.2.5 Les applications industrielles 48
4. Les caractéristiques du canal CPL outdoor et ses principales limitations 48
4.1 L'atténuation du canal 49
4.2 L'impédance 49
4.3 Le bruit 50
4.4 Les limitations du canal CPL 51
5. Travaux existants sur le canal CPL-NB 52
5.1 Travaux de caractérisation du canal CPL-NB 52
5.2 Travaux de modélisation du canal CPL-NB 53
5.3 Travaux d'émulation du canal CPL-NB 55

6. Conclusion..... 58

1. Introduction

Les réseaux électriques intelligents, ou « Smart Grids », ne cessent d'évoluer et d'intégrer plus d'applications. La gestion du réseau électrique est assurée par l'acquisition et le traitement de données. Le courant porteur en ligne « CPL » est la technologie la plus utilisée par la plupart des gestionnaires des réseaux électriques dans le monde pour les Smart Grids. Cet intérêt est dû au faible coût du déploiement de la technologie lié à l'utilisation de l'infrastructure électrique existante.

Ce chapitre structuré en quatre parties présente tout d'abord un état de l'art sur le réseau électrique en France, la communication CPL et les différentes applications Smart Grid déployées. La deuxième partie est consacrée aux caractéristiques physiques du canal CPL qui restent le sujet de nombreuses études depuis plusieurs années. La troisième partie présente les différents travaux existants qui étudient le canal CPL à bande étroite « Narrowband » « CPL-NB ». La dernière partie présente le contexte et l'objectif de notre recherche.

2. Le réseau basse tension en France

L'architecture du réseau électrique de distribution français est constituée juste en amont des points de livraison par des lignes « basse tension » BT (230 V et 400 V) alimentées par un transformateur HTA\BT. La puissance du transformateur et le nombre de compteurs électriques par départ de branche dépendent du type du réseau. En ville, les réseaux urbains denses et résidentiels sont caractérisés par une faible longueur des câbles de distribution principalement souterrains et une haute densité des clients qui peut aller jusqu'à 400. En milieu rural, une branche peut atteindre une longueur maximale de quelques kilomètres avec un nombre réduit d'installations qui ne dépassent pas une dizaine [1].

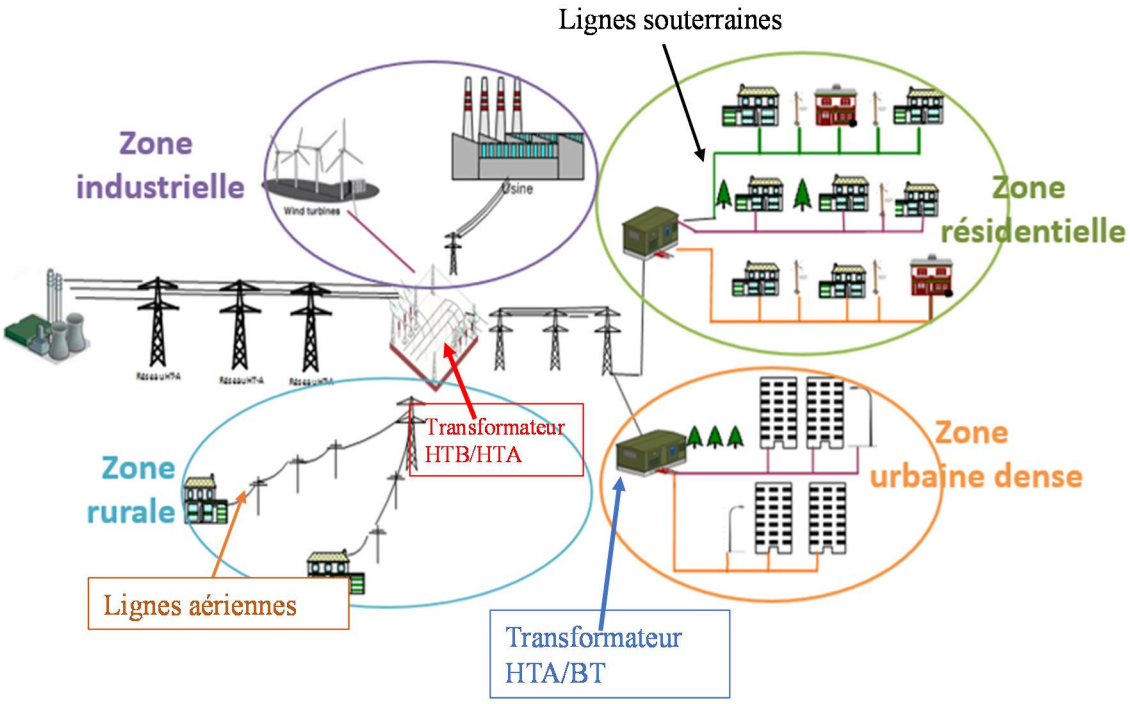


Figure 1 : Représentation schématique des réseaux électriques en France

Le réseau BT est aussi divisé géographiquement en deux parties, le domaine public ou « outdoor » et le réseau privé ou « indoor » [2]. La spécificité de chaque domaine est présentée la partie suivante.

2.1 Le domaine outdoor

Le domaine outdoor correspondant à l'infrastructure de distribution de l'énergie. Il comporte plusieurs éléments comme le transformateur et les câbles électriques.

2.1.1 Le transformateur

Chaque poste de transformation HTA\BT ne comporte qu'un seul transformateur dont le courant secondaire est inférieur ou égal à 2000 A. Le nombre de départs par transformateur dépend de sa puissance. La puissance du transformateur dépend également de la zone à desservir et donc du nombre de clients raccordés à celui-ci. Si le transformateur se trouve dans une zone rurale, celui-ci sera de puissance inférieure à 160 kVA et généralement positionné en haut d'un poteau. Dans une zone urbaine, celui-ci disposera d'une puissance supérieure pouvant atteindre 1 000 kVA dans les zones très denses et se positionnera exclusivement dans des postes cabines. L'énergie traversant le transformateur est ensuite véhiculée sur des câbles électriques.

2.1.2 Les câbles électriques

Les réseaux BT sont constitués par des lignes aériennes (soient torsadées, soient nues) et/ou des câbles souterrains. Les contraintes électriques imposent la section minimale de chaque conducteur à respecter [3]. Un inventaire des câbles de distribution et de branchement est présenté dans l'Annexe 1. Reprenons les points essentiels de chacun d'eux.

2.1.2.1 Les câbles de distribution

- **Câbles aériens torsadés**

Les câbles aériens torsadés sont conformes à la norme NFC 33-209. Les trois phases et le neutre sont torsadés ensemble (Figure 2). La torsade a un rôle électromagnétique pour limiter le rayonnement du câble. Les sections utilisées pour les conducteurs de phase sont égales à 70 ou à 150 mm². Ce type de câble est utilisé en zone rurale (faisceau tendu sur poteaux) ou en zone urbaine (faisceau posé ou tendu sur façade) [3].

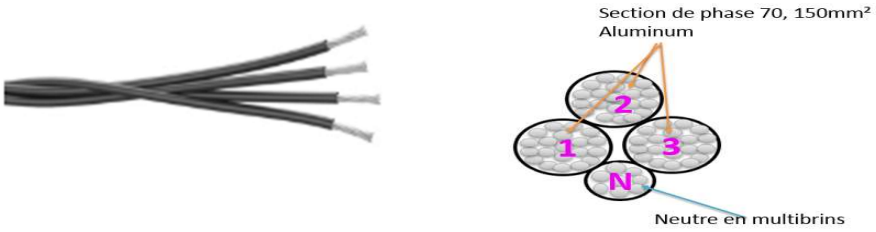


Figure 2 : Câble aérien torsadé

- **Câbles souterrains**

Les câbles souterrains sont conformes à la norme NFC 33-210. Les sections de phases sont de :

- 240 mm² pour un poste HTA\BT alimentant une charge supérieure ou égale à 120 kVA et inférieure à 180 kVA,
- 150 mm² pour un poste HTA\BT alimentant une charge inférieure à 120 kVA,
- 95 mm² pour les sections de distribution non évolutives limitées à 60 kVA.

Les conducteurs de phase ont une section transversale de forme sectorielle (Figure 3). L'utilisation de la forme sectorielle vise à optimiser l'espace disponible à l'intérieur du câble. Le conducteur du neutre a une section transversale circulaire alors que les phases sont des quarts de cercle. Une armure métallique protégeant le câble est formée par deux bandes d'acier

galvanisé, en contact direct avec le conducteur du neutre. Une gaine externe en PVC empêchant le mouvement mécanique du câble.



Figure 3 : Câble souterrain

2.1.2.2 Les câbles de branchement

Le rôle de ce type de câble est la connexion du point de raccordement au point de livraison situé au niveau de l'installation du client. La longueur maximale de la connexion, la section et le nombre des conducteurs du câble de branchement dépendent de la consommation du client. Il y a trois types de branchement. Le premier type est le branchement aérien réalisé à partir du réseau aérien et reste aérien jusqu'à la pénétration dans le bâtiment desservi. Le deuxième est le branchement individuel souterrain réalisé à partir du réseau souterrain et reste souterrain jusqu'à la pénétration dans le bâtiment desservi. Le troisième est le branchement aéro- souterrain ou la livraison commence en aérien et fini en souterrain avant la pénétration dans le bâtiment desservi

- **Câbles de branchement aériens**

La technique de raccordement aérien n'est pas retenue pour le raccordement d'une puissance supérieure à 36 kVA. Le conducteur de phase d'un câble de branchement aérien peut être en aluminium ou en cuivre avec une section qui ne dépasse pas 25 mm². Les conducteurs de phase et le neutre sont isolés par une isolation PR / XLPE (Figure 4).



Figure 4 : Câble de branchement aérien monophasé en cuivre

- **Câbles de branchement souterrains**

La majorité des câbles de branchement souterrains sont conformes à la norme NFC 33-210. La Figure 5 représente un câble NFC 33 210 avec le neutre en plomb.

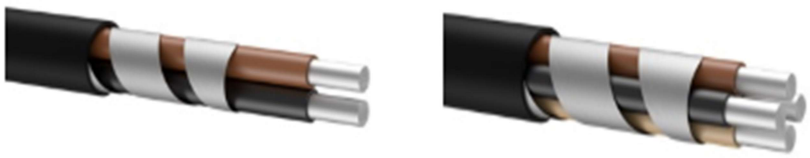


Figure 5 : câble NFC 210 de section 35mm² monophasé et triphasé

Un autre type de câble souterrain de branchement comme le «HM-27/03/139 » à neutre concentrique en cuivre est déployé en France (Figure 6). Ce type de câble dispose d'un conducteur de neutre aux brins concentriques en cuivre de section équivalente égale à 21 mm ². Les conducteurs de phase sont en aluminium avec une section 35 mm².



Figure 6 : Câbles HM-27/03/139 triphasé

Cette description succincte montre la variété des câbles de distribution et de branchement en amont du compteur installé chez le client. Attachons-nous maintenant au réseau domestique qui débute au compteur de l'abonné.

2.2 Le domaine domestique « indoor »

Une installation électrique est constituée par un ensemble d'éléments qui définissent son architecture. Nous allons les énumérer de façon descendante.

2.2.1 Le compteur électrique

Un compteur électrique est un appareil servant à mesurer la quantité d'énergie électrique consommée par les appareils électriques dans un bâtiment. Il est en général utilisé par les fournisseurs d'électricité afin de facturer la consommation d'énergie au client. En France, une

nouvelle génération des compteurs intelligents appelée Linky est déployée sur l'ensemble du territoire. Ces nouveaux compteurs transmettent en temps réel des données qui représentent les index de consommation d'électricité.

2.2.2 Le disjoncteur général

Le disjoncteur général ou de branchement permet de couper le courant sur l'ensemble de l'installation. Il dispose d'un réglage du seuil d'intensité (15, 30, 45A) permettant au distributeur de limiter la puissance absorbée par l'installation (puissance souscrite). Il assure par la même occasion une protection globale contre les court-circuits, les surintensités et les défauts d'isolement (protection différentielle 500 mA pour une terre de 100 Ohms maximale).

2.2.3 Le tableau électrique

Ce coffre se situe obligatoirement à l'intérieur de l'habitation. Un tableau électrique regroupe tous les circuits électriques du logement et permet de gérer les différentes branches d'une installation électrique. Il contient des différents types de disjoncteurs différentiels qui protègent les personnes contre l'électrisation due au courant de fuite. Il contient aussi les disjoncteurs divisionnaires qui ont pour rôle de protéger les biens matériels et qui protègent contre les surcharges et les courts circuits.

2.2.4 Les câbles électriques

Le câble domestique est constitué de trois conducteurs (phase, neutre et la terre). La section des conducteurs doit toujours être choisie en fonction de la puissance prévue.

2.2.5 Les appareils électriques

Plusieurs profils des charges sont présents dans une installation. Une grande variété de charge (téléviseur, sèche-linge, ordinateur…) est caractérisée par leurs profils d'impédance et de bruit injecté sur le réseau électrique. La connexion et la déconnexion des charges par l'utilisateur et le changement de leur mode opératoire restent aléatoires et imprédictibles. Cette évolution permanente du medium de transmission que constitue le réseau domestique a généré de nombreux travaux pour évaluer les capacités du canal de transmission avec des différentes technologies CPL.

3. Le courant porteur en ligne CPL

La communication CPL a subi un développement rapide au cours des dernières années en raison du faible coût de déploiement utilisant les infrastructures existantes du réseau de distribution dans le domaine public (CPL outdoor) ou privé (CPL indoor). Cette technique permet de transmettre des signaux à des fréquences élevées sur les câbles d'énergie électrique utilisés comme support de transmission [4] comme le montre la Figure 7.

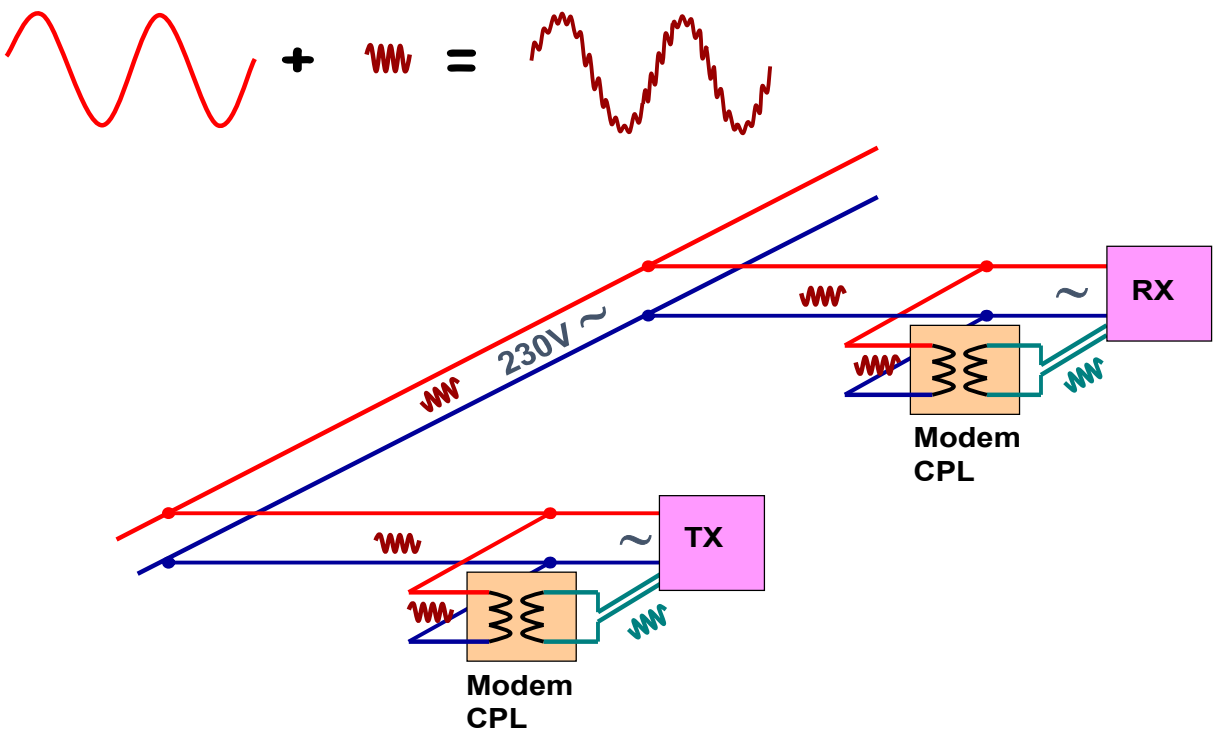


Figure 7 : Principe du CPL

Plusieurs technologies CPL existent pour les transmissions des données bidirectionnelles. La technologie CPL « Broadband » « CPL-BB » est la technologie haut débit déployée dans le domaine indoor. Elle est largement dominée par le standard « Homeplug » créé en 2005. Elle permet dans sa dernière version « Homeplug AV2 » d'offrir des débits allant jusqu'à 1 Gbps dans les bandes de fréquence entre 1 MHz et 60 MHz. Actuellement des nombreux produits existent pour des applications indoor occupant la bande fréquentielle jusqu'à 100 MHz.

La technologie CPL-NB est la technologie bas débit déployée dans le domaine outdoor. La technologie CPL-NB est soumise aux régulations (Figure 8) de la bande CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) de 9 kHz à 148,5 kHz, de la bande américaine

FCC (Federal Communications Commission) de 10 kHz à 490 kHz et de la bande japonaise ARIB (Association of Radio Industries et Entreprises) de 10 kHz à 450 kHz [5]–[8]. Le niveau d'émission « conduite » est réglementé par la norme NF EN 50065-1 pour la tension de sortie de l'émetteur. Pour le CPL-NB, le niveau de tension en sortie décroît linéairement de 134 dBµV (5 V) à 9 kHz jusqu'à 120 dBµV (1 V) à 95 kHz.

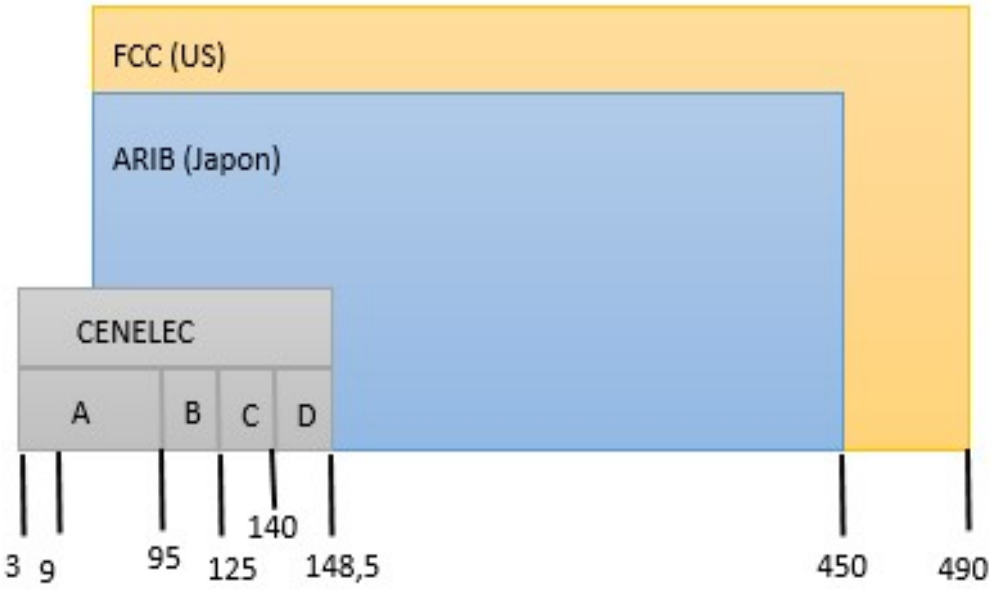


Figure 8 : Bandes de fréquence selon chaque régulation en kHz

3.1 Les technologies CPL-NB

3.1.1 Les technologies CPL-NB à débit de données faible

Certains protocoles sont caractérisés par un faible débit de données qui ne dépasse pas les quelques kilobits par seconde. Le protocole CPL-G1 [9] déployé en France repose sur une technique de modulation mono-porteuse. Le compteur Linky G1 est le modèle qui a été installé durant la phase expérimentale de déploiement d'ENEDIS entre 2008 et 2011. L'information est transmise en CPL-G1 suivant une modulation par déplacement de fréquence et étalement de spectre ou S- FSK pour « spread frequency shift-keying ». Le signal est modulé suivant deux fréquences prédéterminées, 63,3 kHz et 74 kHz dans le cas du signal Linky G1. Une porteuse est ainsi utilisée pour coder le bit « 0 » et l'autre pour coder le bit « 1 ». L'écart de 10 kHz entre les deux porteuses permet de s'affranchir de la qualité de leur transmission respective. Chaque porteuse présente une largeur de bande de 5 kHz. Les émissions ne sont pas simultanées dans les deux bandes de fréquences.

3.1.2 Les technologies CPL-NB à débit de données élevé

Les protocoles caractérisés par des débits compris entre des dizaines de kbps et 500 kbps sont basés sur des technologies multi-porteuses avec des modulations OFDM. La modulation OFDM s'adapte aux conditions du canal CPL. Un ensemble de fréquences sous porteuses est automatiquement sélectionné pour rester à l'écart des interférences. Les sous-signaux sont transmis simultanément à différentes fréquences orthogonales. Chaque trame de données est modulée en utilisant la modulation PSK ou QAM. Avec les techniques de correction d'erreur, les données peuvent être reçues sans erreurs dans des environnements très bruyants. La modulation OFDM offre des débits binaires plus élevés et une communication robuste et flexible. Actuellement plusieurs technologies CPL-NB à débit élevé comme le CPL-G3, le PRIME, l'IEEE P1901.2 et l'ITU G.hnem sont déployées suivant des spécifications développées dans le cadre d'alliances.

La première spécification du CPL-NB est développée à la suite de la mise en place de l'alliance PRIME en 2007 par l'opérateur de réseau de distribution espagnol Iberdrola. PRIME a spécifié une solution CPL-NB, basée sur la modulation OFDM, fonctionnant dans la bande CENELEC A et capable d'atteindre jusqu'à 128 kbps. PRIME a été la première technologie CPL-NB basée sur la technique OFDM. Actuellement 2,5 millions de compteurs communicant en CPL PRIME sont déployés en Espagne, en Australie, au Brésil et dans quelques pays d'Europe [10].

La technologie CPL-G3 est spécifiée par l'alliance CPL-G3 fondée en 2011 par 12 entreprises dont Maxim Integrated, Sagemcom et ENEDIS. Le standard CPL-G3 est une solution qui permet d'atteindre des débits de données théoriques allant jusqu'à 300 kbps en utilisant la modulation multi-porteuses OFDM. Le déploiement du CPL-G3 est effectué massivement en France dans la bande CENELEC A, au Japon dans la bande ARIB et en Amérique du Nord dans la bande FCC [9].

Le protocole IEEE P1901.2 [11] est lancé par l'IEEE en 2014. Le P1901.2 hérite plusieurs caractéristiques de PRIME et de G3. Il est caractérisé par une grande souplesse d'utilisation du spectre qui couvre la bande de fréquence jusqu'à 500 kHz et avec des plans de bandes qui permettent le fonctionnement en Europe, aux États-Unis et au Japon. Ce standard s'adresse à des applications comme la télérelève du compteur, la communication entre la borne de recharge et le véhicule électrique et la gestion de l'éclairage publique.

L'ITU G.hnem [12] est une nouvelle technologie CPL-NB développée par l'UIT-T en coopération avec les membres de l'alliance CPL-G3 et PRIME. Cette technologie est basée sur une modulation OFDM. Le standard G.hnem se compose de deux recommandations: G.9955 et G.9956 qui décrivent respectivement les paramètres de la couche PHY et de la couche de liaison de données.

La différence entre ces standards CPL-NB se manifeste au niveau de leurs débits, leurs bandes de fréquence, et leurs types de modulation. Certains paramètres de la couche PHY de ces standards sont énumérés dans le Tableau 1.

Tableau 1 : comparaison entre les protocoles CPL-NB

Paramètre		**Prime**	**G3**	**G.hnem**	**IEEE P1901.2**
Bande de fréquence	CEN A	42-89 kHz	35.9-90.6 kHz	35.9-90.6 kHz	35.9-90.6 kHz
	FCC	-	159.4-478.1 kHz	34.4-487.1 kHz	35.9-487.5 kHz
Espacement du sous porteuse	CEN A	488 Hz	1.5625 kHz	1.5625 kHz	1.5625 kHz
	FCC	-	4.6875 kHz	3.125 kHz	4.6875 kHz
Durée d'une trame OFDM	CEN A	2240µs	695µs	700/760µs	695µs
	FCC	-	231.7µs	350/380µs	231.7µs
Modulation		DPSK	DPSK	QAM	DPSK (QAM)
Débit maximal	CEN A	61.4/123 kbps5	45 kbps	101.3 kbps	52.3 kbps
	FCC	-	207.6 kbps	821.1 kbps	203.2/207.6 kbps

Les débits de données des technologies CPL-NB vont décider de leur utilisation. Nous allons présenter quelques applications dans lesquelles nous les rencontrons.

3.2 Applications

3.2.1 Smart metering

Plusieurs infrastructures de comptage intelligent (Automatic Metering Interface , AMI) ont été déployées avec succès comme le système PRIME ainsi que le CPL-G3 pour l'optimisation

et la gestion du réseau en France géré par "ENEDIS" [9], [10]. L'interface AMI est basée sur la communication CPL-NB entre le « data concentrateur » installé dans le poste de transformation et les compteurs intelligents installés du côté des clients. Ces interfaces fournissent des communications bidirectionnelles (Figure 9).

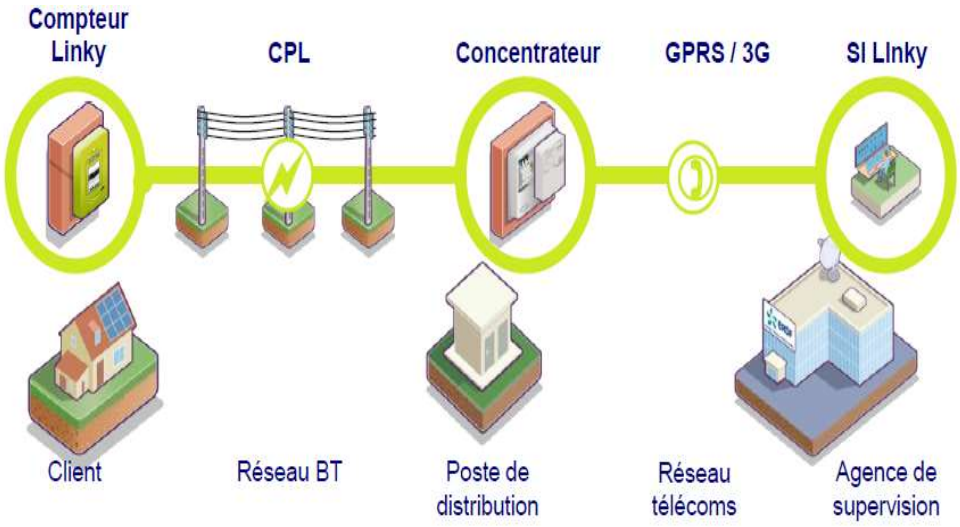


Figure 9 : Architecture du réseau outdoor en France [13]

Le CPL-NB en France est déployé dans le cadre du projet Linky pour assurer la communication entre le compteur intelligent appelé Linky et le concentrateur installé dans le poste de transformation associé. Le compteur Linky, comme les précédents compteurs, mesure en permanence la quantité d'énergie électrique consommée par le client et stocke cette valeur sous la forme d'index. La collecte des données de consommation électrique réalisée par ENEDIS est accessible tous les jours sur l'espace personnel. Elle permettra la mise en place d'offres tarifaires adaptées aux besoins de chaque client. Cette communication offre de nouveaux services téléopérés à distance comme la déconnexion d'un compteur ou la modification de la puissance souscrite.

3.2.2 Le pilotage des équipements en aval du compteur (Smart Home)

Le pilotage des appareils à distance à travers le CPL-NB va devenir possible. Il permettra aux consommateurs d'optimiser leur consommation d'électricité. Ce pilotage se fait par l'association d'un module au compteur communicant. Ce module permettra la transmission des ordres de pilotage vers les appareils et les capteurs installés dans une installation telle que les prises intelligentes. Plusieurs usages dans l'installation seront développés comme la régulation du chauffage, le pilotage d'un thermostat communicant, la commande à distance, le diagnostic

de consommation des appareils électriques, les suivis périodiques des résultats et la réception des alertes en cas de consommation d'électricité inhabituelle.

3.2.3 La gestion du réseau Smart Grid en amont du compteur

Le compteur communicant en CPL-NB permet de mieux gérer l'équilibre offre□/□demande sur le réseau BT afin d'éviter les risques de surtension chez les clients en cas d'excès de production injectée et/ou de gérer les pics de consommation dus par exemple à la recharge de véhicules électriques. L'intégration des sources d'énergie renouvelable (énergie solaire et éolienne) [14] est aussi gérée en adaptant la production électrique classique à la production des énergies renouvelable.

3.2.4 La gestion de l'éclairage publique

L'un des usages de la communication CPL-NB est la gestion contrôlée de l'éclairage public, le « Smart Lighting ». La communication nécessite l'installation d'un module communicant en CPL-NB qui permet l'identification de chaque point lumineux sur le réseau électrique. La communication CPL-NB permet la télégestion des installations d'éclairage, la maintenance et la commande de l'allumage à distance.

3.2.5 Les applications industrielles

La communication CPL-NB commence à apparaitre dans l'activité industrielle. Elle assure la commande de dispositifs industriels simples (capteurs, actionneurs et moteurs) et de dispositifs de haut niveau (ordinateurs, automates programmables, systèmes de contrôle distribués, etc.) dans un environnement généralement bruité[14].

4. Les caractéristiques du canal CPL outdoor et ses principales limitations

L'utilisation du réseau de distribution pour la communication CPL est basée sur l'utilisation de l'infrastructure existante. Le canal CPL est typiquement caractérisé par une atténuation du canal, divers bruits et des impédances caractéristiques présentés dans [1], [15]–[17] comme le montre la Figure 10.

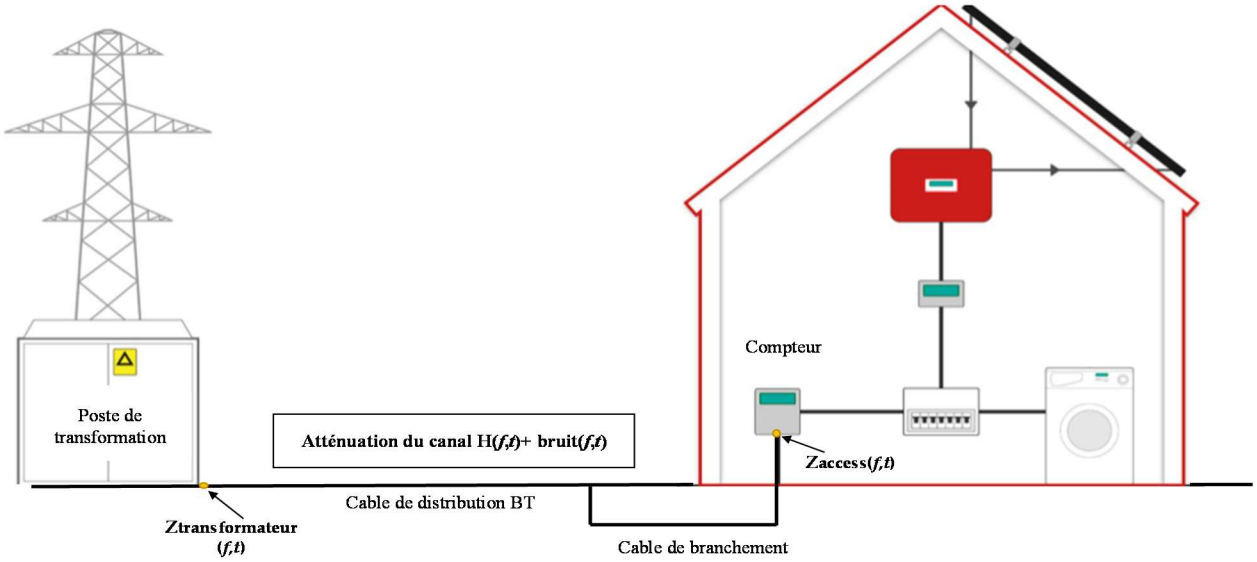


Figure 10 : Paramètres du canal CPL outdoor

4.1 L'atténuation du canal

L'atténuation du canal est liée à plusieurs éléments. Elle est fortement impactée par l'atténuation linéique des différents types et longueurs de câbles. Les câbles électriques de distribution et de branchement ne sont pas conçus pour transmettre des signaux HF. L'atténuation linéique dépend du type du réseau. Les câbles de distribution et de branchement utilisés dans un réseau urbain sont principalement souterrains ce qui est totalement différent du cas d'un site rural dont les câbles sont aériens et nécessitent des grandes longueurs. Cela implique des atténuations très différentes selon les sites.

L'atténuation du canal est liée aussi à l'impédance d'accès au réseau du côté transformateur et du côté client. Cette désadaptation entraine des pertes de qualité de transmission se traduisant par une perte d'insertion du signal sur le réseau et par une réception faible [15], [18].

Les réseaux électriques se présentent comme un canal de transmission multi-trajets pouvant ainsi entraîner des évanouissements en certaines fréquences. Cela se traduit par une sélectivité fréquentielle de la fonction de transfert [15].

Ces caractéristiques physiques du canal seront étudiées avec précision dans le chapitre 2.

4.2 L'impédance

Pour la transmission CPL outdoor, les impédances qui impactent la communication selon « Vins » sont [19] :

- l'impédance du transformateur HTA\BT,
- l'impédance caractéristique des câbles,
- l'impédance de charges connectées au réseau.

La variation de l'impédance au niveau du point d'accès au réseau est due à l'évolution de la configuration du réseau en termes de nombre de charges connectées et de leur impact en fonction de la fréquence. La variation de l'impédance entraine une désadaptation d'impédance entre l'impédance du réseau électrique, celle du compteur côté client et celle du « data - concentrateur » côté transformateur.

4.3 Le bruit

Dans [20], [21], le bruit présent dans le canal CPL-NB est décrit par cinq classes comme le montre la Figure 11. Les perturbations sont classées en fonction de leur durée, de leur occupation spectrale et de leur amplitude. Elles sont modélisées par le bruit de fond coloré, le bruit à bande étroite, le bruit impulsionnel périodique synchrone, le bruit impulsif périodique asynchrone et le bruit impulsif apériodique. Les trois premières formes ont des caractéristiques stationnaires, tandis que les deux autres sont des bruits impulsionnels de courte durée, de caractère aléatoire et de densité spectrale de puissance élevée (DSP).

- Le bruit de fond coloré représente la superposition de plusieurs signaux faibles présents dans le canal. Ce type de bruit a une DSP décroissante faible dans le domaine fréquentiel. La dépendance du bruit coloré est très claire en basse fréquence et sa DSP est pratiquement constante en hautes fréquences. Ce bruit coloré tend ensuite progressivement vers un bruit blanc gaussien. C'est un bruit qui a en moyenne la même énergie sur toutes les fréquences.

- Le bruit de bande étroite est représenté typiquement par des sinusoïdes modulées en amplitude. Le bruit de bande étroite est souvent dû à des émetteurs radiofréquences. Ce bruit se caractérise par la présence de raies au niveau du spectre dont la puissance peut aller de 30 à 40 dB au-dessus du bruit de fond

- Le bruit impulsif périodique asynchrone est identifié comme un train d'impulsions dans la bande de fréquence de 50 kHz à 200 kHz. Il est généré par les alimentations à découpage. Dans le domaine temporel, les impulsions apparaissent sous la forme de raies espacées de la période de répétition.

- Le bruit impulsif périodique synchrone au secteur est causé par la commutation de composants semi-conducteurs. Il est composé d'impulsions synchrones à la fréquence du réseau électrique avec une fréquence de répétition de 50 Hz. Les impulsions ont une DSP décroissante en fréquence et sont de courte durée, de l'ordre de la microseconde. Elles sont principalement générées par les redresseurs de tension inclus dans les blocs d'alimentation de tension continue.

- Le bruit impulsif apériodique asynchrone se compose d'impulsions de courte durée et des amplitudes élevées provoquées par des commutations. Les impulsions qui le caractérisent se produisent de manière aléatoire, selon le type d'environnement dans lequel le réseau est situé. La durée des impulsions peut varier de quelques microsecondes à quelques millisecondes et leur DSP en dB est importante par rapport au bruit de fond.

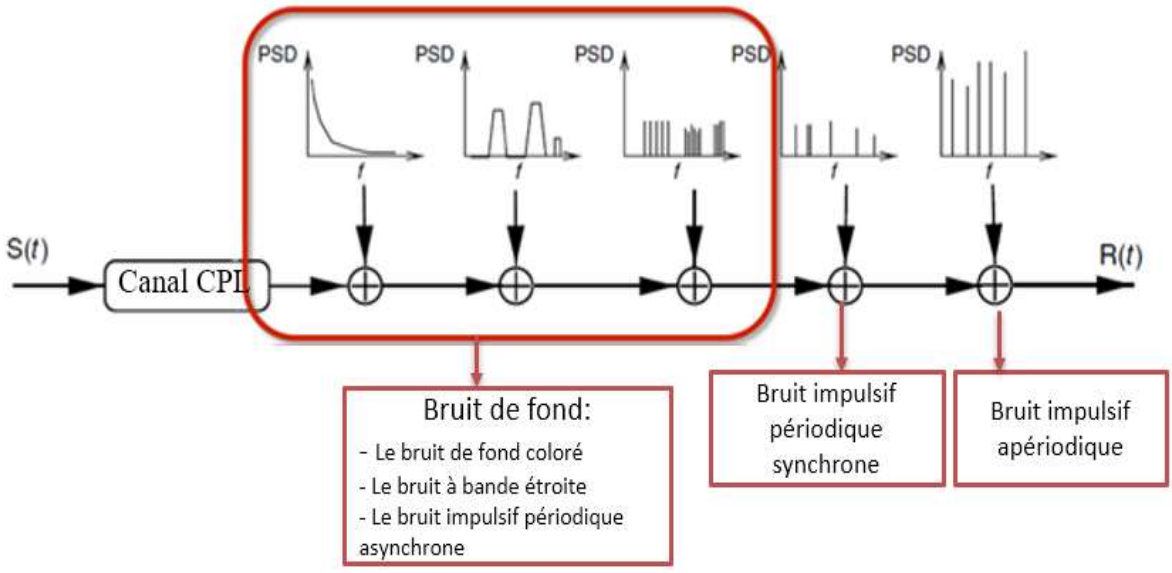


Figure 11 : Le bruit du canal CPL-NB

4.4 Les limitations du canal CPL

La variation temporelle de la fonction de transfert est en corrélation avec la variation de l'impédance et du bruit au cours du temps. Le canal est caractérisé par une variation à court terme représentée par la cyclo-stationnarité et la variation brusque liée au bruit impulsif apériodique [22]. La variation à long terme est causée par des changements aléatoires de la topologie du réseau. Le comportement du réseau dépend du profil des usagers et des différents moments de la journée.

5. Travaux existants sur le canal CPL-NB

Le réseau électrique constitue un canal complexe pour la transmission de données à cause de la variation aléatoire dans les domaines temporel et fréquentiel de la fonction de transfert, de l'impédance et du bruit. L'étude du canal CPL-NB s'est développée depuis quelques décennies. Les principaux travaux sont présentés dans les prochaines parties.

5.1 Travaux de caractérisation du canal CPL-NB

La caractérisation du canal CPL-NB est nécessaire pour la compréhension approfondie de la dynamique du réseau. Elle est basée sur des mesures de terrain des caractéristiques du canal. Ces travaux sont effectués dans plusieurs pays, dans différentes bandes fréquentielles et sur des types de réseaux variés.

Dostert et al. [1] ont étudié les caractéristiques telles que les impédances d'accès, les bruits et les atténuations dans la bande de fréquence entre 30 et 500 kHz d'un réseau souterrain urbain typique en Allemagne. Zhai et al. ont caractérisé les propriétés cyclo-stationnaires du bruit CPL-NB en Allemagne [16]. Chu et al. ont mesuré le bruit présent dans le canal CPL-G3 dans la bande CENELEC 3-148.5 kHz dans plusieurs environnements d'utilisation urbaine aux Etats- Unis [17]. Kaiser et al. ont effectué une comparaison et une analyse complètes dans les domaines temporel et fréquentiel du bruit mesuré en Chine et en Italie [23]. En [24], une analyse détaillée pour étudier la faisabilité de la communication CPL-NB en Pakistan face à la contrainte du réseau comme la haute densité, les longues lignes et le bruit présent est réalisée par Bai et al. Le travail présenté par Zimmerman et al. en [20] décrit les principales propriétés de réseaux de distribution d'énergie à basse tension dans la bande de fréquences de 20 kHz à 150 kHz. Sheikh et al ont réalisé la caractérisation du canal outdoor dans la bande de fréquence comprise entre 1,7 et 50 MHz au Brésil [25].

Même si de nombreuses études sont disponibles dans la littérature, peu de travaux ont été réalisés sur le réseau BT français, tandis que la France est un leader en smart metering par le déploiement de 30 millions de compteur jusqu'au 2021. Dans ce travail, nous proposons d'étudier les caractéristiques du canal CPL-NB sur plusieurs topologies du réseau BT en France dans la bande de 9 kHz jusqu'à 500 kHz. Cette étude est en partenariat avec ENEDIS.

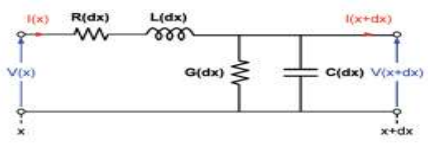
5.2 Travaux de modélisation du canal CPL-NB

La modélisation du canal CPL-NB outdoor est bien souvent l'unique alternative pour l'étudier. Cet intérêt des travaux de modélisation est dû à l'inaccessibilité au réseau BT pour faire des mesures sur le terrain, mesures aussi généralement très couteuses. La modélisation permet l'estimation des caractéristiques du canal à partir d'une topologie connue afin d'avoir une compréhension approfondie de la transmission CPL. C'est pour cette raison que plusieurs travaux de recherche portent sur cette thématique de modélisation du canal CPL-NB outdoor [20], [26]–[31]. Deux approches sont généralement proposées.

- **L'approche ascendante ou Bottom-up**

Cette approche nécessite la connaissance exacte de la topologie du réseau (type et longueur des câbles, nombre des clients connectés, impédances à chaque point du réseau). Elle est basée sur la modélisation de chaque élément du réseau dans le domaine fréquentiel. Dans la littérature, nous distinguons trois méthodes issues de la théorie des lignes de transmission : la matrice ABCD [32], [33], la matrice S [34] ou la méthode circuit [18]. Les trois méthodes sont synthétisées dans le Tableau 2.

Tableau 2 : Méthodes de modélisation du canal CPL-NB

Méthode	Principe de la méthode	Détails de la méthode
Matrice chaine	• Paramètres à calculer $\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$ • Modèle quadripôle  • Calcul de la fonction de transfert $\overline{H}(f)=\frac{V_2}{V_s}=\frac{V_2}{V_1}\frac{V_1}{V_s}=\frac{\overline{Z}_L}{\overline{A}\overline{Z}_L+\overline{B}+\overline{C}\overline{Z}_L\overline{Z}_s+\overline{D}\overline{Z}_s}$	La matrice de chaîne, ou matrice ABCD, d'un tronçon de ligne de transmission peut être obtenue à partir des équations des télégraphistes. Cette matrice relie les tension et courant de sortie (V_2 et I_2), aux grandeurs d'entrées, tension et courants d'entrée (V1 et I2)[32], [33].
Matrice S 'Scattering matrix'	• Paramètre à calculer $\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$ • Modèle quadripôle  	La matrice S relie des variables indépendantes (a1, a2) représentant les ondes incidentes à des valeurs dépendantes (b1, b2) représentant les ondes réfléchies [34]. Un tronçon d'une ligne peut être vu comme un quadripôle en matrice S.
Approche circuit	• Paramètres à calculer Paramètres primaires : R L C et G • Modèle quadripôle  	Cette approche consiste à déterminer en premier lieu les paramètres primaires de chaque élément du réseau en fonction de la fréquence. Une ligne de transmission peut être modélisée par la mise en cascade et en parallèle de cellules élémentaires représentées par les paramètres primaires de la ligne R, L, C et G [18].

- **L'approche descendante ou Top-Down**

L'approche descendante considère le canal CPL-NB comme une boîte noire. Les paramètres et les éléments du réseau électriques ne sont pas explicitement pris en compte. Cette méthode est basée sur des mesures faites sur terrain [35]. Avec une grande base de données de mesure, on peut obtenir les statistiques des paramètres du modèle et donc aussi un modèle de canal statistique. L'inconvénient le plus important de celle-ci est son manque de flexibilité. En effet, le modèle déduit à partir de ces mesures n'est valide que pour le réseau mesuré et dans la plage de fréquence de mesure [18].

Dans nos travaux l'approche « circuit » sera adoptée car elle est caractérisée par une facilité d'implémentation pour simuler une topologie connue d'un réseau électrique. Elle représente aussi une modélisation électrique du câble en se basant sur deux types de mesure de l'impédance, en court-circuit et en circuit-ouvert.

5.3 Travaux d'émulation du canal CPL-NB

L'Alliance CPL-G3 soutient l'implémentation du CPL-G3 dans des applications de Smart Grid. Elle est responsable de la définition du programme de certification CPL-G3 en collaboration avec tous les membres de l'alliance et de la certification après l'obtention des résultats des tests.

La certification crée un terrain de confiance entre les fabricants et les utilisateurs en assurant que les équipements ont la bonne implémentation de la spécification G3. Elle assure aussi l'interopérabilité d'un équipement avec d'autres appareils certifiés en répondant aux performances spécifiées.

Trois types de test sont définis au sein du programme de certification CPL-G3

- les tests de conformité ,
- les tests d'interopabilité,
- les tests de performance.

Les tests de performance ont pour rôle d'étudier les performances d'injection du signal et de la sensibilité PHY RX (niveau de tension minimum à la réception du modem récepteur « device under test DUT »). Ils permettent aussi d'étudier les performances de transmission

CPL-NB comme le SNR (bruit blanc, bruit impulsif, bruit de la bande étroite) et les débits atteignables.

Actuellement les tests sont réalisés dans des conditions de laboratoire avec des méthodologies traditionnelles pour tester les systèmes de communication. La méthode la plus courante et la plus simple est de connecter l'émetteur et le récepteur à l'aide d'un atténuateur commutable, comme illustré dans la Figure 12. Un générateur de fonctions est utilisé pour générer du bruit. Cependant, cette configuration de test ne peut pas créer des conditions réelles de canal. En particulier, l'atténuateur a une caractéristique constante sur la gamme de fréquence étudiée. Il n'est donc pas en mesure de produire le critère de sélectivité en fréquence d'une fonction de transfert réelle.

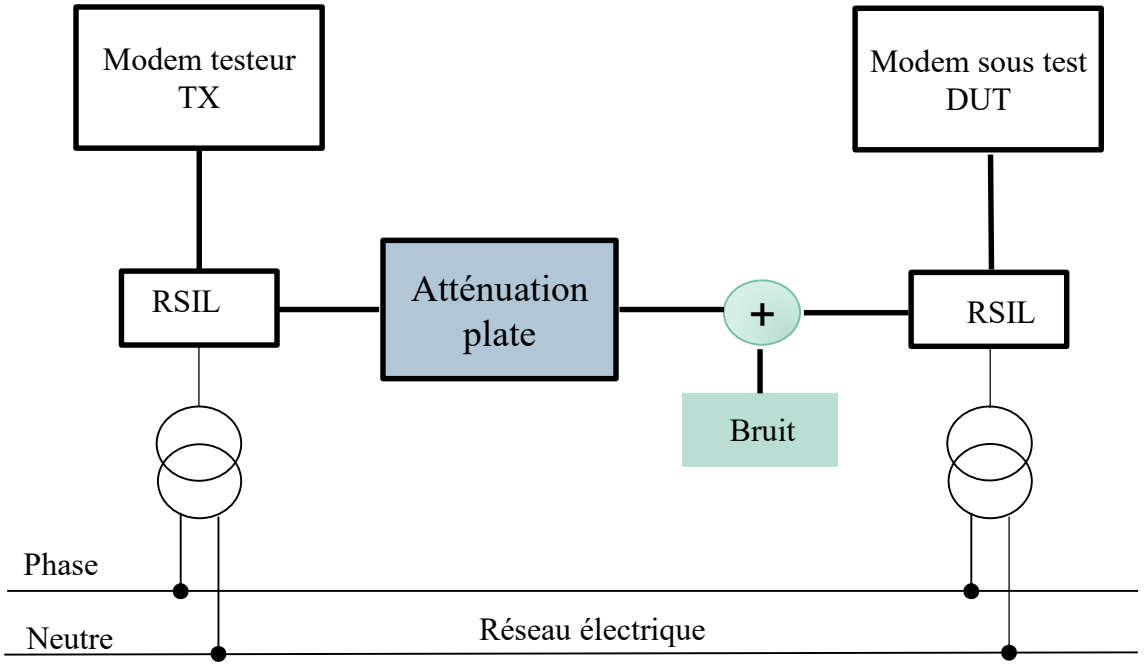


Figure 12 : Le banc de test actuel de la certification CPL-G3

Dans la littérature, plusieurs solutions ont été proposées afin de tester les équipements communicants en CPL dans des environnements proches de la réalité. La solution la plus utilisée pour la technologie large bande « Broadband » et comme pour celle bande étroite « Narrowband » est l'émulation du canal. L'émulateur du canal CPL-NB permet donc la reproduction des caractéristiques physiques d'un réseau réel lors du test de l'équipement comme le montre la Figure 13 pour un réseau CPL-NB outdoor.

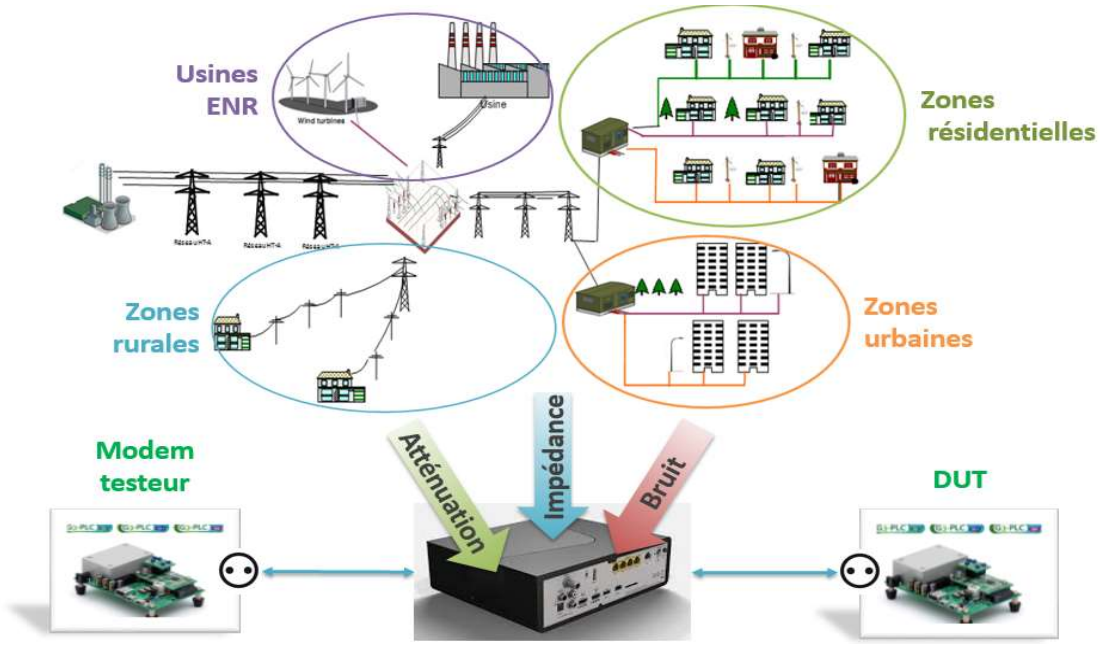


Figure 13 : Emulateur du canal

L'émulateur de canal peut en effet ouvrir une nouvelle voie vers des solutions flexibles, fiables afin d'évaluer les performances des modems CPL-NB.

Certains concepts ont déjà été présentés pour le CPL-BB comme les travaux présentés dans [36] qui présentent un émulateur du canal indoor dans la bande de fréquence inférieure à 30 MHz. L'émulateur de canal est capable d'émuler la variation temps-fréquence du canal CPL-BB et prend en compte la cyclo-stationnarité du bruit. Dans [37] et [38], Weling et al. ont développé un système qui peut émuler des scénarios complexes tels que la transmission MIMO. Les canaux émulés sont issues de résultats de simulation ou de la caractérisation. En [39] et [40], ces travaux ont développé deux systèmes d'émulation capables de reproduire le comportement d'un canal indoor et de l'utiliser comme banc d'essai pour le test des modems CPL-BB.

Pour la communication CPL-NB, les travaux présentés dans [41] par Bausch et al. émulent le canal CPL-NB dans la bande de 95 kHz jusqu'à 148,5 kHz qui correspond aux bandes CENELEC A, B, C et D. La fonction de transfert du canal ainsi que différents scénarios de bruit ont été émulés par des circuits analogiques et numériques. Cette méthode d'émulation des fonctions de transfert montre une flexibilité limitée par la non prise en compte de la variation temporelle des canaux. Dans [42], un banc de test intègre un ordinateur et une carte d'acquisition pour reproduire le même comportement qu'un réseau indoor dans la bande

9- 500 kHz. Le système présente une grande latence et n'émule pas la fonction de transfert du canal en temps réel. Dans [43]–[45] les travaux réalisés en Allemagne par Liu et al. montrent l'émulation de différents scénarios du canal dans la bande de fréquence comprise entre 9 kHz et 500 kHz. Les canaux mesurés sont issus de mesures entre le poste de transformation et trois installations. La variation temporelle du canal n'est pas prise en compte. L'émulateur est intégré par la suite dans un banc de test et assure une communication bidirectionnelle.

Il n'y a pas actuellement un émulateur du canal CPL-NB capable de produire à la fois les variations de la fonction de transfert, l'impédance et le bruit dans la bande de fréquence de 9 kHz jusqu'à 500 kHz. L'objectif est donc de développer un nouveau banc émulateur pour la certification CPL-G3 qui prend en compte toutes les caractéristiques physiques réelles du canal CPL-NB.

6. Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté un état de l'art sur le réseau électrique français, le CPL-NB et ses applications, les caractéristiques du canal CPL-NB, les différents travaux réalisés au niveau de la caractérisation dans différents pays, la modélisation du canal à travers deux approches, ascendante et descendante, et l'émulation du canal indoor et outdoor.

En France, les « Smart Grids » sont en évolution permanente à travers plusieurs projets et démonstrateurs sur le réseau BT comme Linky pour le smart metering et BienVenu pour le raccordement des bornes de recharge dans les logements résidentiels. Ces projets sont basés sur la communication CPL-NB outdoor qui nécessite une étude du comportement du réseau électrique dans la bande de fréquence de fonctionnement.

Pour atteindre l'objectif de la thèse, il est nécessaire de caractériser le réseau électrique. Le chapitre suivant est consacré à cette étude.

Chapitre 2
Caractérisation du canal CPL-NB en France

Sommaire

1. Introduction 63
2. Impédance d'accès et impact des charges sur l'impédance globale d'une installation 64
2.1 Caractérisation de l'impédance d'accès 65
2.1.1 Protocole de mesure de l'impédance d'accès 65
2.1.2 Variation de l'impédance d'accès selon les sites 67
2.1.3 Variation temporelle de l'impédance d'accès 69
2.2 Impédance de l'installation domestique et impact des charges sur l'impédance d'accès côté client 70
2.2.1 Développement du protocole de mesure d'impédance 71
2.2.1.1 Conception d'un filtre LCL 71
2.2.1.2 Installation du filtre 72
2.2.1.3 Méthode de mesure 73
2.2.1.4 Validation de la méthode s 76
2.2.2 Mise en œuvre de la mesure de l'impédance globale d'une installation domestique 77
2.2.3 Classification des charges domestiques selon leurs impacts sur l'impédance globale d'une installation 78
2.2.3.1 Etude de l'impact de la connexion de charges 78
2.2.3.2 Impact du mode de fonctionnement 80
2.2.4 L'impact de l'impédance globale d'une installation sur l'impédance d'accès 82
2.2.5 Effet cascadé des charges sur l'impédance d'accès au réseau 84
2.3 Conclusion 85
3. Caractérisation de la fonction de transfert 85
3.1 Développement du protocole de mesure 86
3.1.1 Protocole de mesure 86
3.1.2 Développement des deux oscillateurs synchrones 88
3.1.2.1 Conception des deux cartes 88
3.1.2.2 Synchronisation manuelle des deux cartes 90
3.1.3 Méthode de mesure 90
3.1.4 Calcul de la phase 91
3.1.4.1 Erreur due aux dérives 92
3.1.4.2 Erreur de phase φ_{PLL} 93

3.1.5 Validation du protocole de mesure 93
3.2 Etude de la variation de la fonction de transfert 94
3.2.1 Variation de la fonction de transfert selon le type de site 94
3.2.2 Canal symétrique 95
3.2.3 Variation temporelle de la fonction de transfert 95
3.3 Mesure de la diaphonie 97
4. Mesure du bruit 98
4.1 Protocole de mesure 98
4.1.1 Mesures temporelles 98
4.1.2 Mesures fréquentielles 99
4.1.3 Scénarios de mesures 100
4.2 Mesures des caractéristiques du bruit 100
4.2.1 Variation selon les sites 100
4.2.2 Variation à long terme 102
4.2.3 Variation à court terme au niveau du transformateur 103
4.2.3.1 Site semi-rural 104
4.2.3.2 Site rural 104
4.2.3.3 Site urbain dense 105
4.2.3.4 Site urbain 106
4.3 Discussion 106
5. Evaluation du SNR et de la capacité du canal 107
5.1 Le rapport signal sur bruit SNR 107
5.2 Capacité de canal 109
5.2.1 Capacité du canal CPL-G3 dans la bande CENELEC 109
5.2.2 Capacité du canal dans la bande FCC 110
5.2.3 Comparaison des résultats 111
6. Conclusion 112

1. Introduction

Ce chapitre présente les caractéristiques du canal CPL mesurées sur différents réseaux BT en France. Plusieurs campagnes de mesure ont été effectuées. La première campagne est réalisée sur le site d'expérimentation d'ENEDIS. Ce site simule différentes topologies d'un réseau de distribution afin de pouvoir tester les compteurs communicants Linky sur le terrain avant le déploiement dans un réseau BT réel. Cette campagne nous a permis de vérifier les protocoles de mesure qui étaient mis en place afin de pouvoir mesurer les différentes caractéristiques du canal CPL-NB notamment la fonction de transfert complexe entre le poste de transformation HTA\BT et le compteur situé du côté client dans la bande de 9 kHz à 500 kHz. La deuxième campagne se déroule dans cinq différents sites à Tours et aux environs. Les sites sélectionnés ont des topologies, des profils de charge, des densités de consommateurs, des types de câble, des longueurs de câble et de sources de bruit distincts.

Les résultats seront analysés dans les domaines temporel et fréquentiel afin de comprendre la dynamique du canal à l'aide d'algorithmes développés sur Matlab. Le SNR et la capacité du canal seront calculés afin d'étudier l'impact de l'atténuation et du bruit présent sur la transmission CPL-G3. Les caractéristiques du canal dépendent des profils de charge, de la densité des interconnexions, de la qualité des connexions et de la distance entre les nœuds de communication. Le profil de bruit est important dans les zones à forte densité de connexion tributaire des charges d'éclairage et des charges non linéaires, ainsi que des types des câbles de distribution [25], [28].

Ce chapitre présente les résultats de caractérisation du canal CPL-NB à Tours. Les résultats de caractérisation sur le site d'expérimentation d'Ottmarsheim sont présentés dans l'Annexe 2. Ces mesures seront exploitées dans le chapitre 3 pour la modélisation des topologies connues du réseau électrique présentée et dans le chapitre 4 pour élaborer l'émulateur du canal CPL- NB.

Les mesures sont réalisées entre un poste de transformation HTA\BT et une installation domestique dans cinq sites situés dans la ville de Tours et ses alentours. Les mesures sont effectuées au niveau des compteurs de cinq installations domestiques (trois maisons et deux appartements). Ils représentent typiquement un site résidentiel, deux sites urbains denses, un site rural et un site semi-rural. Les caractéristiques de chaque réseau sont décrites ci-dessous dans la Figure 14.

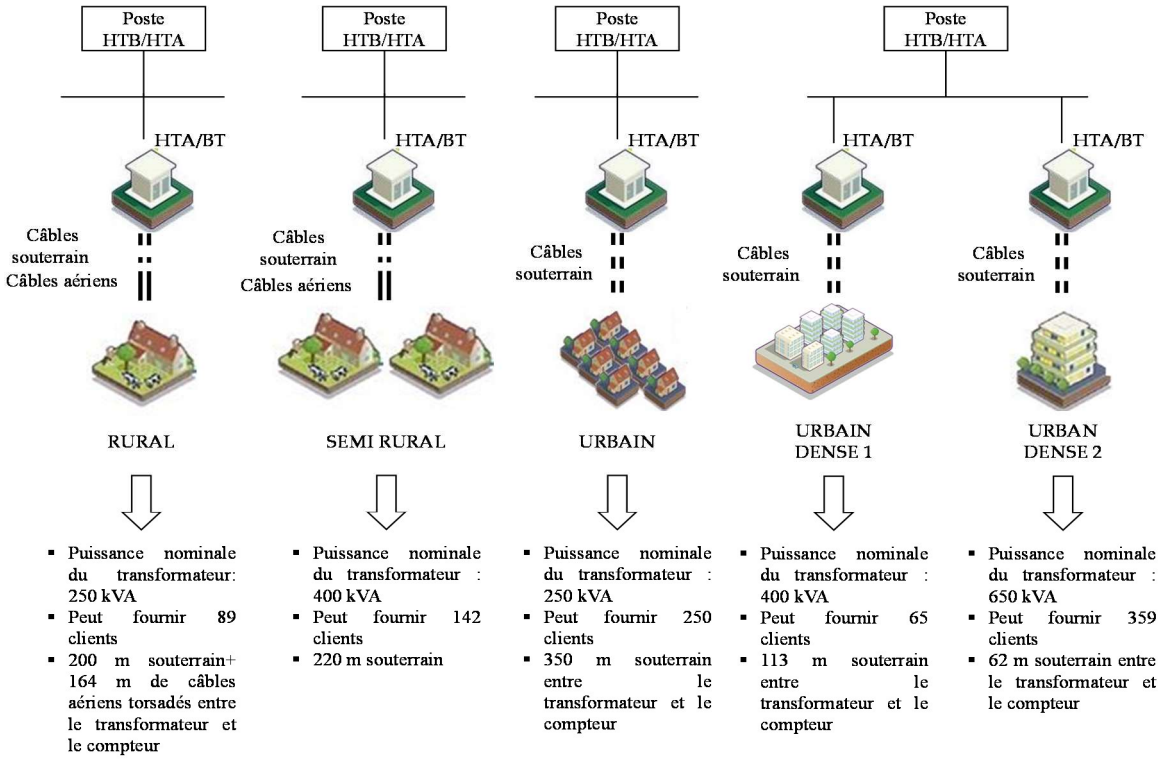


Figure 14 : Topologie des sites de mesure à Tours

Pour caractériser le réseau afin de le modéliser et de l'émuler, nous avons mesuré l'impédance à différents points du réseau, les fonctions de transfert et le bruit dans les domaines temporel et fréquentiel. Le calcul du SNR et de la capacité du canal est aussi présenté.

2. Impédance d'accès et impact des charges sur l'impédance globale d'une installation

Les mesures sont basées en premier lieu sur la caractérisation de l'impédance d'accès au réseau mesurée du côté du transformateur HTA\BT et du côté de l'installation domestique au niveau du compteur. L'impédance du réseau est l'impédance des câbles électriques associée à l'impédance de l'ensemble des installations connectées au même réseau [14]. La variation d'impédance peut entrainer une désadaptation d'impédance entre l'impédance du réseau électrique et l'impédance du modem CPL. Au niveau du poste de transformation HTA\BT, la désadaptation d'impédance est vue au niveau du data-concentrateur. Du côté client, la désadaptation est vue au niveau du compteur Linky. Dans un premier temps, cette désadaptation entraine des pertes de qualité de transmission se traduisant par une perte d'insertion du signal sur le réseau et par une atténuation du signal à la réception [16], [46].

Dans notre campagne de mesures, différents scénarios ont été réalisés afin d'étudier les comportements temporel et fréquentiel de l'impédance d'accès au réseau au niveau du transformateur et du compteur. Les scénarios consistent à étudier :

- la variation de l'impédance d'accès selon le type de site,
- la variation temporelle de l'impédance d'accès à long terme,
- l'impact des charges domestiques sur l'impédance globale d'une installation et sur l'impédance d'accès au niveau du compteur.

L'impédance de l'installation domestique représente l'impédance de l'ensemble des éléments du réseau indoor. Les installations domestiques d'un même réseau électrique sont physiquement liées les unes aux autres, de sorte que l'impédance d'accès mesurée au niveau du compteur dépend principalement de l'impédance d'entrée de l'installation des clients et de l'impédance du réseau. Dans la littérature, les études existantes pour l'estimation de l'impédance globale d'une installation consistent essentiellement en la simulation d'un scénario considérant la mise en parallèle de certaines charges [47]–[49]. La complexité de l'architecture de l'installation des clients rend très difficile la simulation de l'impédance totale de l'installation. Il est impossible de prédire l'architecture électrique domestique et le nombre de charges connectées. De plus, la simulation nécessite la connaissance des impédances de chaque charge domestique aux spécificités variables en fonction de la marque et du type d'équipement.

La détermination de l'impédance globale de l'installation domestique nécessite la mise en place d'une nouvelle méthode de mesure afin de masquer l'impédance du réseau qui varie en fonction du temps et de la fréquence [50]. Cette méthode va être détaillée dans ce chapitre. Différents scénarios ont été réalisés afin d'étudier les comportements temporel et fréquentiel de l'impédance globale d'une installation domestique. Par ailleurs, la classification des charges selon leurs impacts sur l'impédance globale de l'installation et sur l'impédance d'accès au réseau au niveau du compteur sera réalisée.

2.1 Caractérisation de l'impédance d'accès

2.1.1 Protocole de mesure de l'impédance d'accès

La mesure de l'impédance d'accès en différents points du réseau électrique est effectuée en mesurant le coefficient de réflexion en puissance (S11) à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel « VNA HP4394 ». La mesure de l'impédance du réseau a été réalisée sur les différents

sites à Tours au niveau des postes de transformation HTA\BT et au niveau des compteurs du côté client.

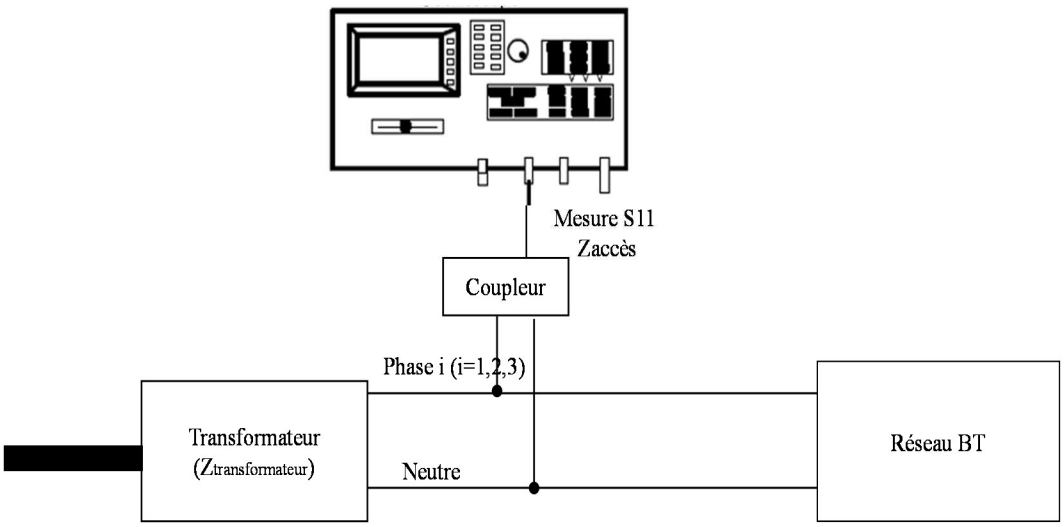


Figure 15 : Protocole de mesure de l'impédance d'accès au niveau du transformateur

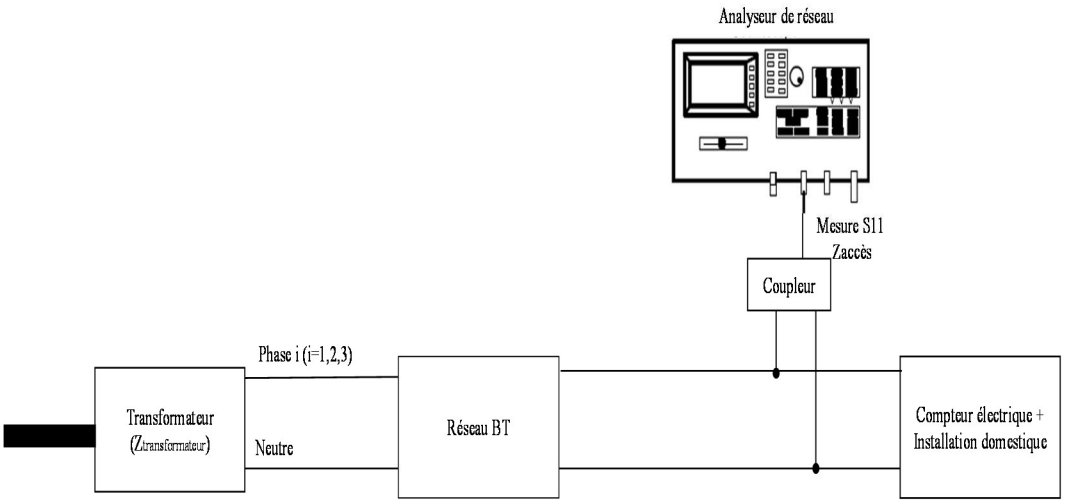


Figure 16 : Protocole de mesure de l'impédance d'accès au réseau au niveau du compteur

Pour accéder au réseau, le protocole de mesure intègre un coupleur capacitif BF. Il permet à la fois le filtrage du signal 50Hz et l'isolation galvanique entre l'équipement de mesure et le réseau. Le schéma du coupleur est présenté sur la Figure 17.

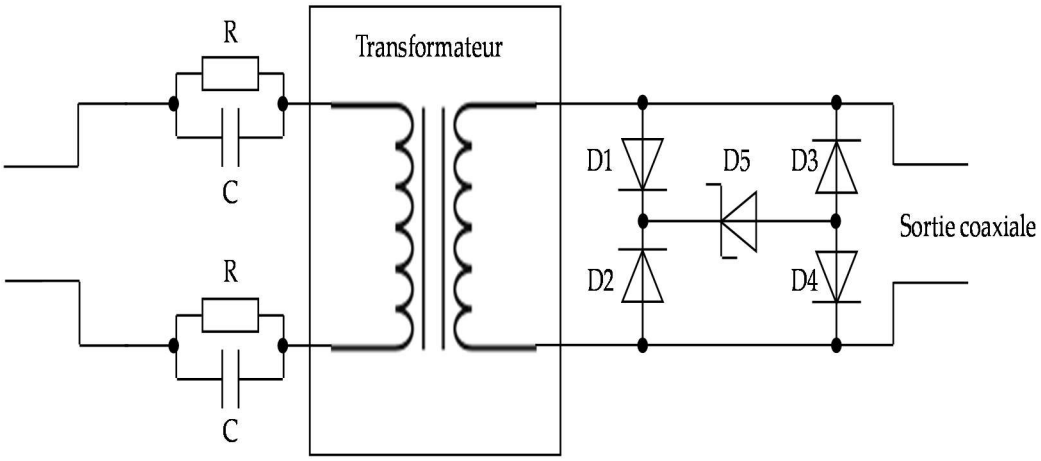


Figure 17 : Schéma électrique du coupleur CPL-NB

L'impédance d'accès est calculée en utilisant l'Équation 1.

$$Zaccès = 50 * \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$ Équation 1

La configuration de l'analyseur de réseau pour la mesure est présentée dans le Tableau 3.

Tableau 3 : Configuration de mesure de l'impédance d'accès

Fréquences	**9 kHz à 500 kHz**
Nombre de points	201
RBW	300 Hz
Temps de balayage	400 millisecondes

Une étape de calibration SOL (Short, Open et Line) est effectuée afin de compenser les erreurs systématiques engendrées par la boucle de mesure, en l'occurrence le coupleur et le câble coaxial.

2.1.2 Variation de l'impédance d'accès selon les sites

Les impédances d'accès mesurées au niveau du poste de transformation et au niveau de compteur sur les différents sites de mesure sont présentées dans la Figure 18 et la Figure 19.

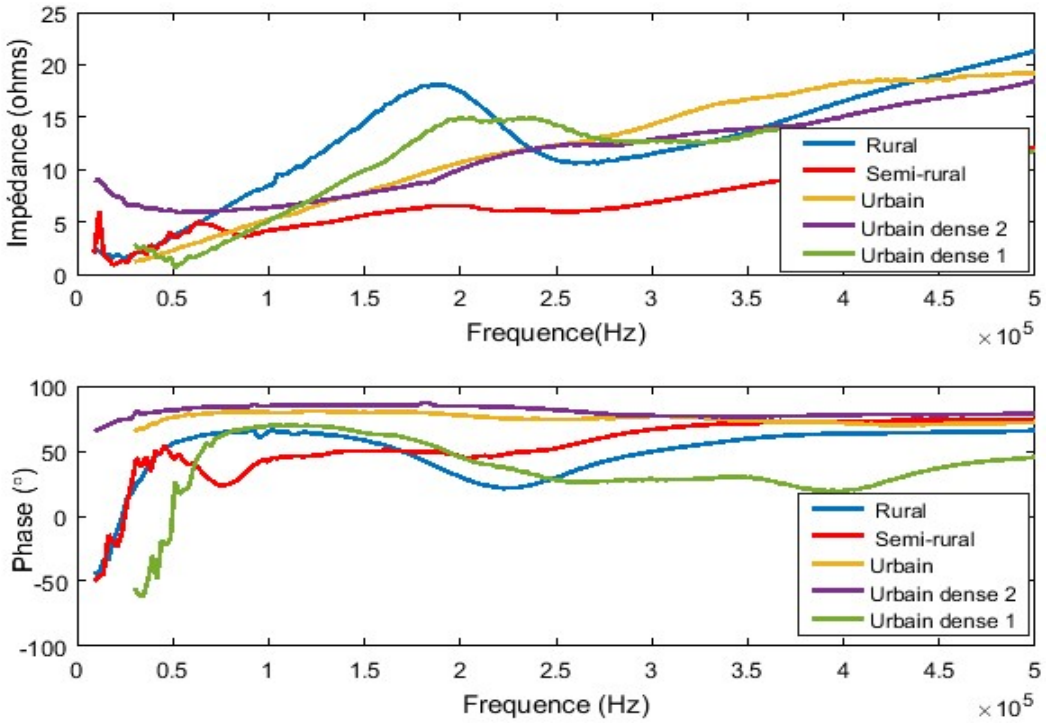


Figure 18 : Impédance d'accès mesurée au niveau du transformateur (sites de Tours)

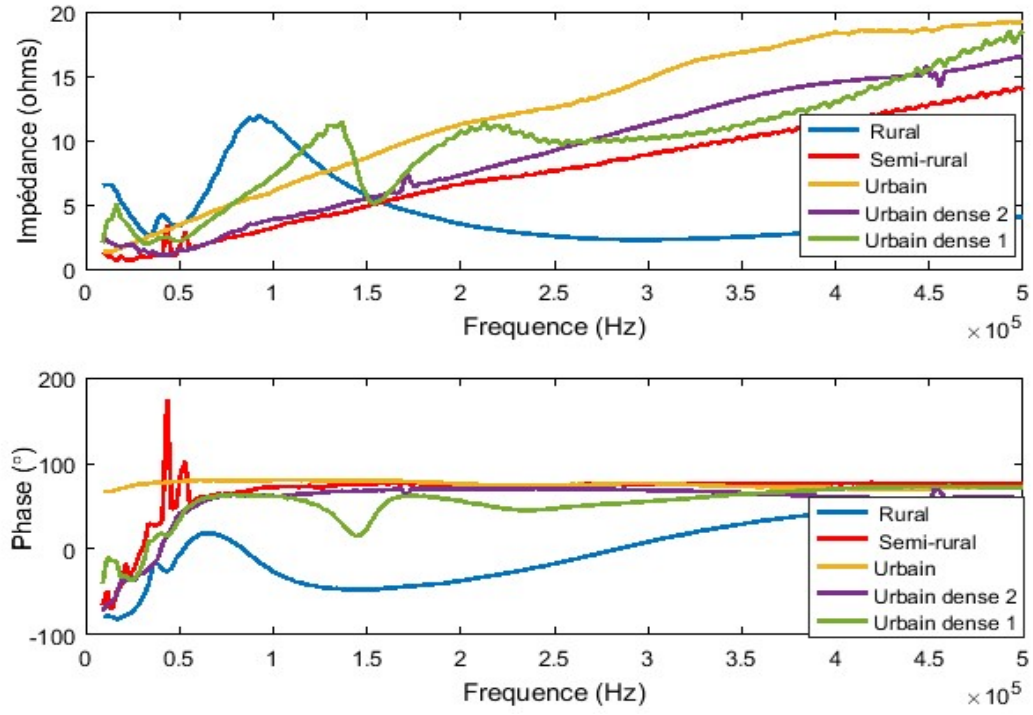


Figure 19 : Impédance d'accès au niveau du compteur (sites de Tours)

La plupart des impédances mesurées au niveau du transformateur varient presque linéairement de 1Ω à 22Ω entre 9 kHz et 500 kHz. Leur comportement est principalement inductif ce qui correspond à l'impédance du transformateur. L'impédance au niveau du transformateur est impactée par les armoires de commutation présentes dans le poste, l'impédance du transformateur lui-même et l'impédance globale de chaque départ qui est constituée par l'impédance des câbles de distribution et l'ensemble des installations des clients connectées [1].

L'impédance mesurée du côté de l'installation du client suit la même variation que l'impédance du transformateur avec des valeurs légèrement plus élevées. Elle est influencée essentiellement par l'impédance de câbles et le nombre de clients connectés en parallèle [50]. La comparaison entre le site « urbain dense 1 » et « urbain dense 2 » à Tours montre une grande variation de l'impédance d'accès dans les environnements denses c'est pourquoi il nous a semblé pertinent d'analyser la variation temporelle de l'impédance d'accès.

2.1.3 Variation temporelle de l'impédance d'accès

La mesure de l'impédance d'accès présentée est réalisée dans le poste de transformation et au niveau du compteur sur deux sites distincts à Tours. Cette mesure étudie la variation à long terme de l'impédance d'accès pendant la nuit [1], [51]. L'intervalle entre deux mesures a été fixé à 30 minutes, de 18h00 jusqu'au à 5h00 du matin.

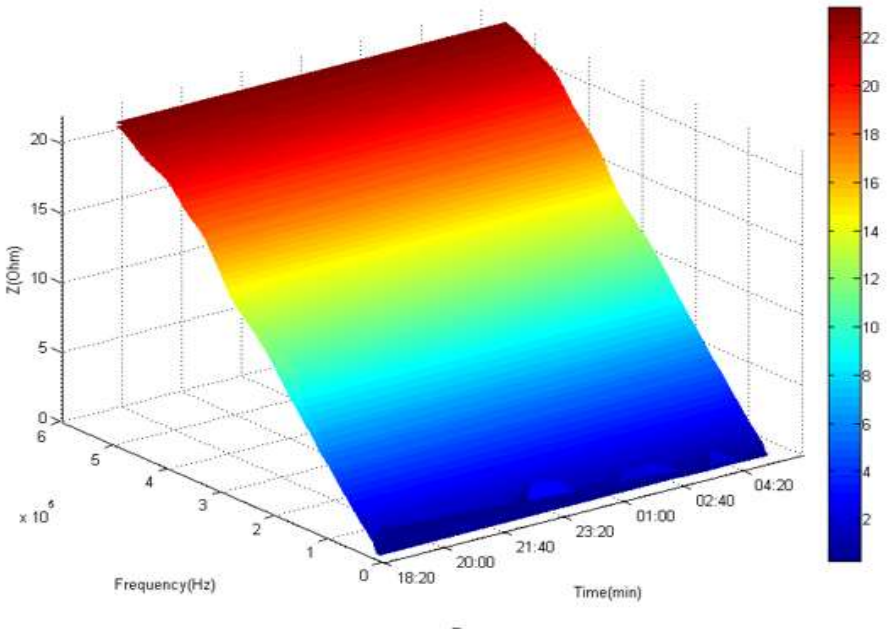


Figure 20 : Variation à long terme de l'impédance d'accès au niveau du transformateur

La variation à long terme de l'impédance sur le site urbain montre peu de variation de l'impédance en fonction de la fréquence et du temps. Une mesure équivalente a été réalisée côté compteur. L'intervalle entre deux mesures a été fixé à 30 minutes, le soir à partir de 17h45 jusqu'à 9h00 du matin sur le site urbain dense2 à Tours.

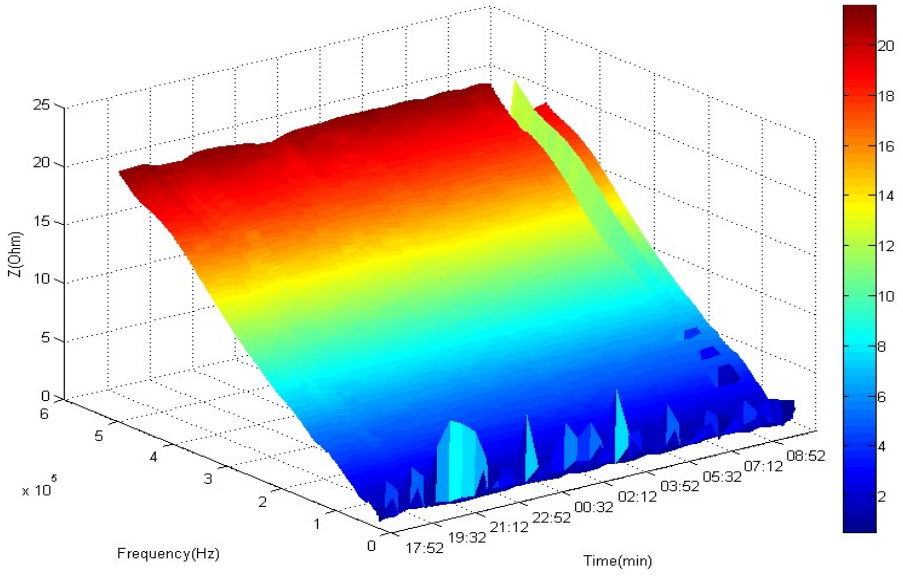


Figure 21 : Variation à long terme de l'impédance d'accès au niveau du compteur

La variation temporelle à long terme de l'impédance au niveau du compteur dans la zone « urbaine dense 2 » varie considérablement dans la bande de fréquences comprise entre 9 kHz et 50 kHz. Cette variation est plus élevée que celle au niveau du transformateur car la variation de l'impédance des charges domestiques est plus impactante à cause de la faible distance entre l'installation et le compteur. Une grande variation est observée à 8h du matin. Cette variation est due à l'impact significatif du nombre des charges connectées en fonctionnement à ce moment.

2.2 Impédance de l'installation domestique et impact des charges sur l'impédance d'accès côté client

Dans cette partie, nous avons mesuré l'impédance globale d'une installation domestique connectée au réseau urbain à Tours. La classification des charges selon leur impact sur l'impédance globale de l'installation et sur l'impédance d'accès côté client est nécessaire. Elle permettra de définir différents scénarios pour la simulation de la transmission CPL en fonction du comportement de l'usager.

2.2.1 Développement du protocole de mesure d'impédance

Pour mesurer la variation temporelle et fréquentielle de l'impédance d'une installation, un nouveau protocole de mesure est développé. Il permet de masquer l'impédance du réseau qui est variable au cours du temps.

2.2.1.1 Conception d'un filtre LCL

Un filtre LCL est réalisé pour chercher à masquer l'impédance du réseau. L'impédance d'entrée du quadripôle doit être élevée car l'impédance à déterminer est l'impédance de l'installation domestique se trouvant en parallèle avec l'impédance d'entrée du filtre. Le risque que l'impédance du filtre masque l'impédance de l'installation domestique peut apparaître si sa valeur est très faible. L'impédance du filtre doit également être invariante dans le temps car l'impédance du réseau est caractérisée par sa variation temporelle [27]. Pour respecter cette spécification, un filtre LCL est proposé avec une première bobine L1 égale à 3,6 mH, une capacité égale à 5 µF et une seconde bobine L2 de valeur égale à 0,5 mH. Le schéma électrique du filtre est présenté sur la Figure 22 et sa caractéristique fréquentielle sur la Figure 23.

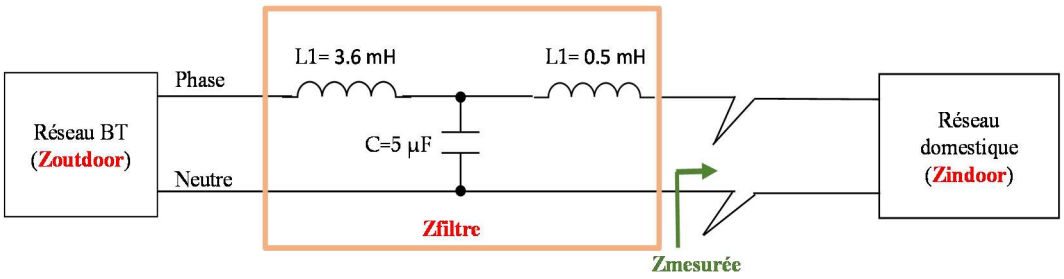


Figure 22 : Filtre LCL

L'impédance du filtre a été mesurée directement hors tension avec un analyseur de réseau.

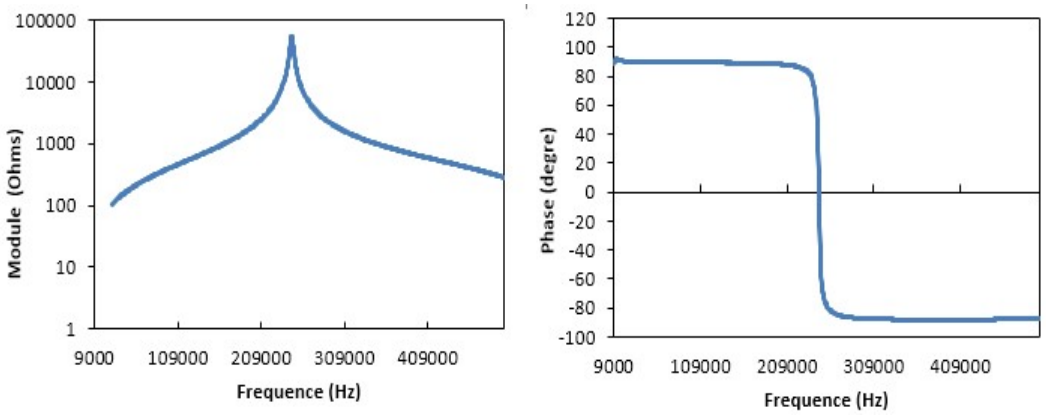


Figure 23 : Impédance du filtre LCL

L'impédance du filtre sélectif varie à partir de 90Ω à 9 kHz jusqu'au 60 kΩ à la résonance. L'impédance du filtre étant considérée trop faible dans la bande de fréquence de 9 kHz jusqu'au 30 kHz (<100Ω). Les mesures de l'impédance globale de l'installation seront effectuées uniquement dans la bande de 30-500 kHz. En deçà de 30 kHz, les mesures ne sont pas pertinentes.

2.2.1.2 Installation du filtre

Le quadripôle de filtrage est installé en série entre le disjoncteur principal et le tableau électrique de l'installation domestique. Un analyseur de réseau vectoriel « VNA » a été utilisé pour mesurer l'impédance à la sortie du filtre LCL.

Deux types de mesures ont été réalisés pour étudier les variations fréquentielle et temporelle à court terme de l'impédance. Chaque type de mesure nécessite une configuration différente sur l'analyseur. Les configurations de mesure sont décrites dans le Tableau 4.

Tableau 4 : Configuration des mesures fréquentielles

Fréquences	**30 kHz à 500 kHz**
Nombre de points	801
RBW	200 Hz
Temps de balayage	20 millisecondes
Mode de balayage	Sweep

Tableau 5 : Configuration pour des mesures temporelles à court terme

Fréquences	**3 kHz à 500 kHz**
Nombre de points	201
RBW	300 Hz
Temps de balayage	20 millisecondes
Mode de balayage	Mode « 0 SPAN »

Pour les mesures temporelles à court terme, chaque fréquence est mesurée pendant 20 millisecondes, ce qui correspond à une durée du balayage égale à une période du réseau. Chaque mesure est synchrone avec la fréquence du secteur 50Hz en utilisant une carte « Zero corssing » développée pour ces mesures [27]. Pour synchroniser les mesures de l'impédance avec la fréquence du secteur 50 Hz, un trigger (signal TTL) est généré pour chaque période du secteur. Ce signal est utilisé comme un trigger externe (EXT TRIG) au niveau de l'analyseur afin de déclencher l'acquisition. La détection du zéro se fait à 2mV ce qui engendre un faible décalage temporel de 20 µs par rapport au passage par 0V.

2.2.1.3 Méthode de mesure

Deux mesures sont effectuées pour déterminer la valeur de l'impédance globale de l'installation domestique $Z_{installation}$, mesure d'une impédance de référence Z_{ref} puis mesure de l'impédance totale Z_{total}

- **Mesure de l'impédance de référence Z_{ref}**

Cette impédance de référence représente l'impédance du réseau en série avec l'impédance du filtre lorsque l'installation du client est déconnectée du réseau (Figure 24).

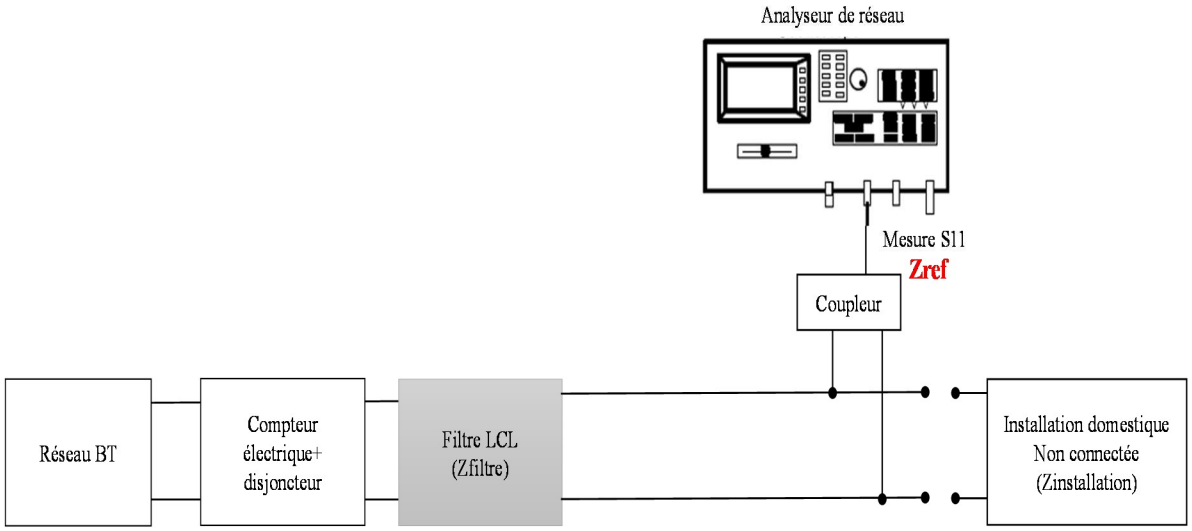


Figure 24 : Protocole de mesure de Zref

Les résultats de mesure fréquentielle et en temps-fréquence de Z_{ref} sont présentés sur la Figure 25 et la Figure 26.

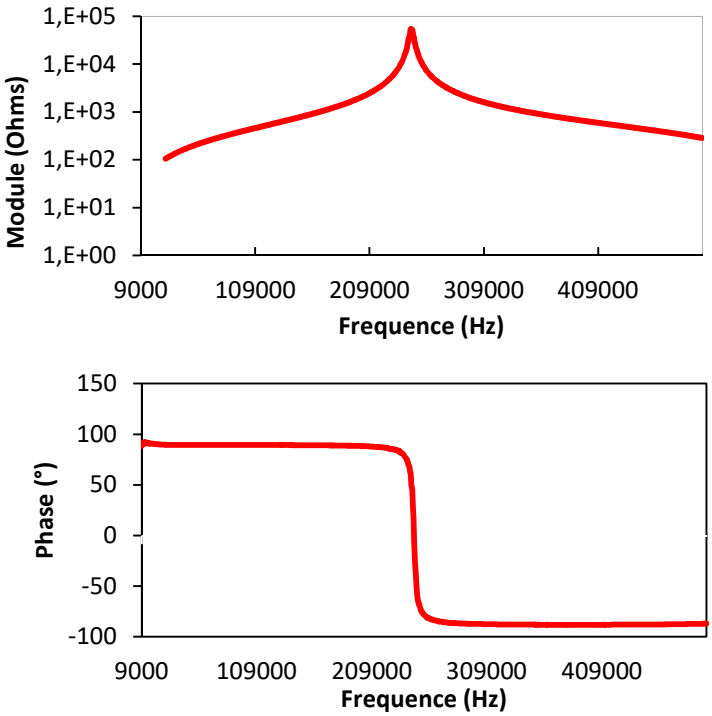


Figure 25 : Variation fréquentielle de Zref

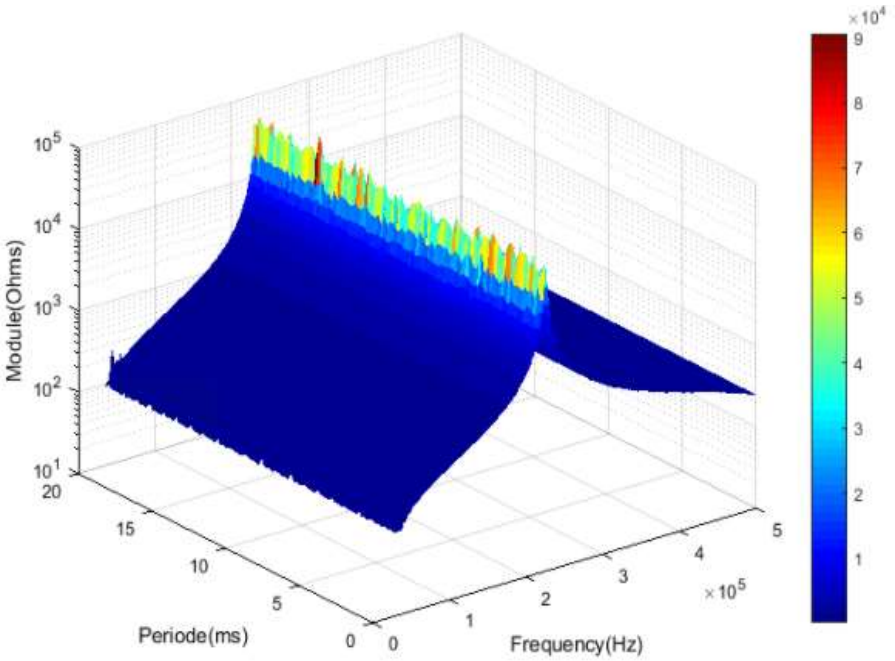


Figure 26 : Variation temps-fréquence de Zref

Le module de Z_{ref} varie entre 100 Ω jusqu'à 10 kΩ à 270 kHz. Il est caractérisé par un comportement invariant à court terme pendant la période de 20 millisecondes. Cette mesure de

l'impédance de référence sera utilisée pour extraire l'impédance globale de l'installation $Z_{installation}$.

- **Mesure de l'impédance totale Z_{totale}**

L'impédance totale Z_{totale} est égale à l'impédance de référence Z_{ref} en parallèle avec l'impédance de l'installation client $Z_{installation}$.

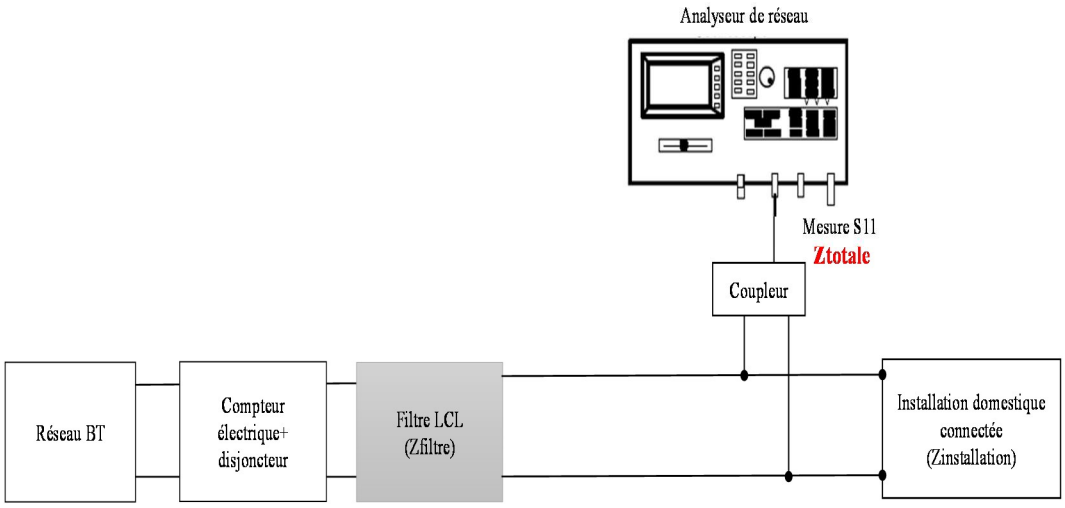


Figure 27 : Protocole de mesure de Z_{totale}

- **Détermination de $Z_{installation}$**

L'impédance de l'installation du client $Z_{installation}$ est déduite à partir de Z_{ref} et Z_{totale} selon l' Équation 2 et l'Équation 3 sachant que Z_{totale} n'est autre que la mise en parallèle de Z_{ref} et $Z_{installation}$.

$$Z_{instalation} = \frac{Z_{totale} * Z_{ref}}{Z_{ref} - Z_{totale}} \qquad \text{Équation 2}$$

$$Z_{instalation} = \frac{Z_{totale}}{1 - \frac{Z_{totale}}{Z_{ref}}} \qquad \text{Équation 3}$$

On constate par ailleurs que Z_{totale} est très faible en le comparant à Z_{ref}, soit

$$\frac{Z_{totale}}{Z_{ref}} \approx 0 \qquad \text{Équation 4}$$

Nous concluons donc que Z_{totale} est quasiment égale à $Z_{installation}$. L'impédance mesurée est directement l'impédance globale de l'installation du client. Ce résultat justifie l'utilisation du filtre LCL dans le protocole de mesure.

2.2.1.4 Validation de la méthode s

Afin d'évaluer la précision de notre méthode, une impédance connue est déterminée :

- par une mesure directe avec un analyseur (Zd)
- par la mesure de l'impédance connue placée en parallèle avec le filtre LCL (Zf). Le résultat de mesure des deux méthodes est représenté sur la Figure 28.

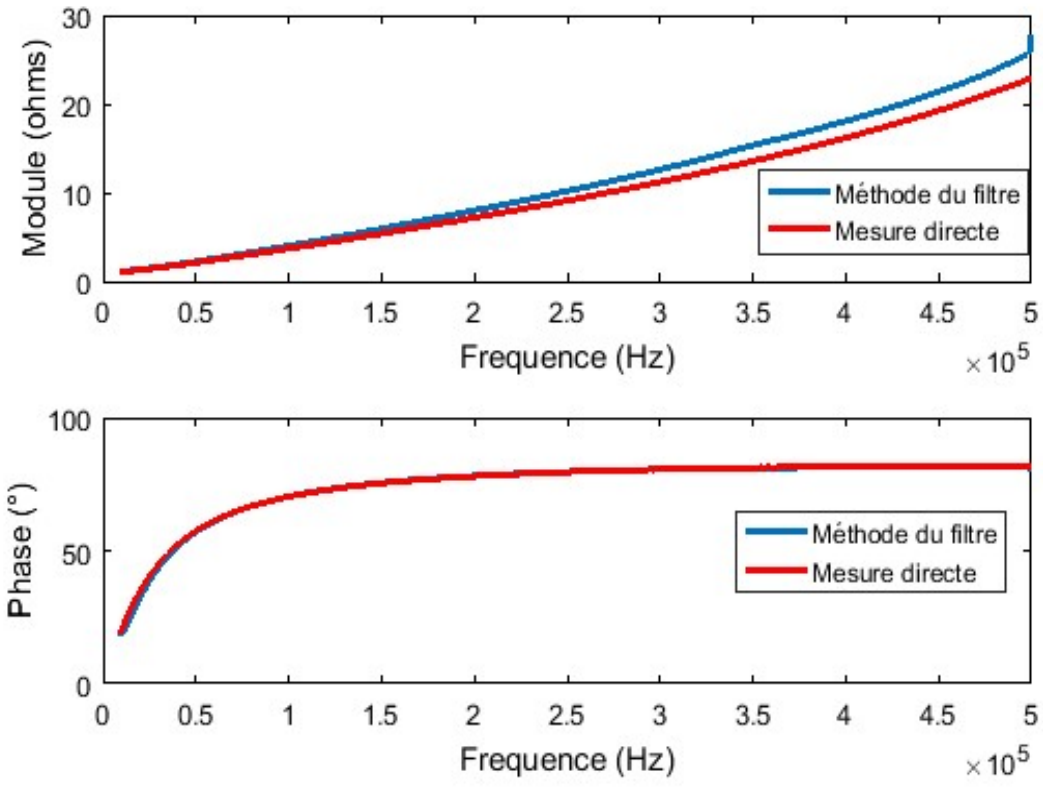


Figure 28 : Impédance de la charge connue mesurée sous deux configurations

L'erreur calculée à partir des résultats précédents représente la différence entre les modules de Zf et Zd et est visualisée comme le montre la Figure 29.

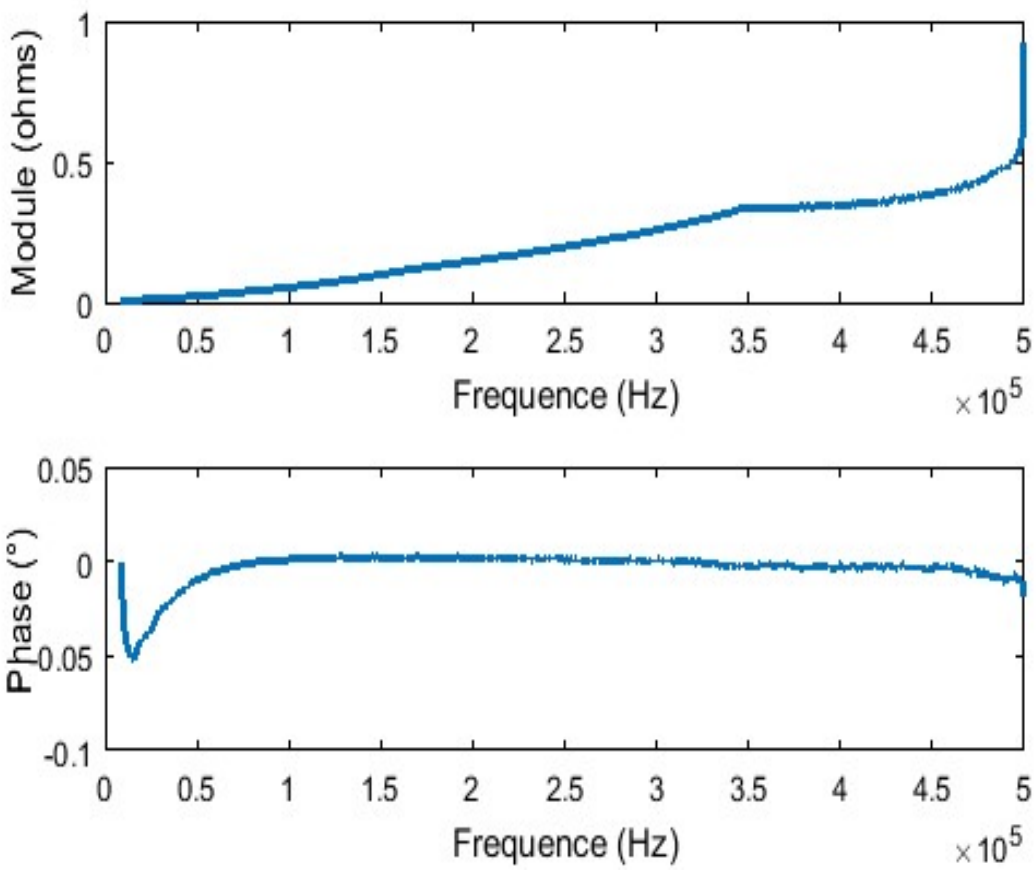


Figure 29 : Erreur de la méthode

Sa valeur maximale ne dépasse pas 1 Ω dans la bande de fréquences de 30 kHz à 500 kHz.
La méthode de mesure de l'impédance globale d'une installation ainsi réalisée nous parait suffisamment précise.

2.2.2 Mise en œuvre de la mesure de l'impédance globale d'une installation domestique

L'installation domestique considérée se compose d'un ordinateur portable, d'un lave-linge, d'un sèche-linge, d'une imprimante, d'une lampe, d'un réfrigérateur, d'un four, d'un four micro-ondes, d'une cafetière, d'un robot, d'une boîte internet, de deux box CPL, d'une chaudière, d'une VMC, d'un chargeur de téléphone, d'un canapé électrique et de volets électriques. Zinstallation est mesurée quand l'installation est connectée au réseau électrique. La mesure est effectuée sous tension en utilisant la méthode du filtre LCL.

Les résultats sont visualisés sur la Figure 30.

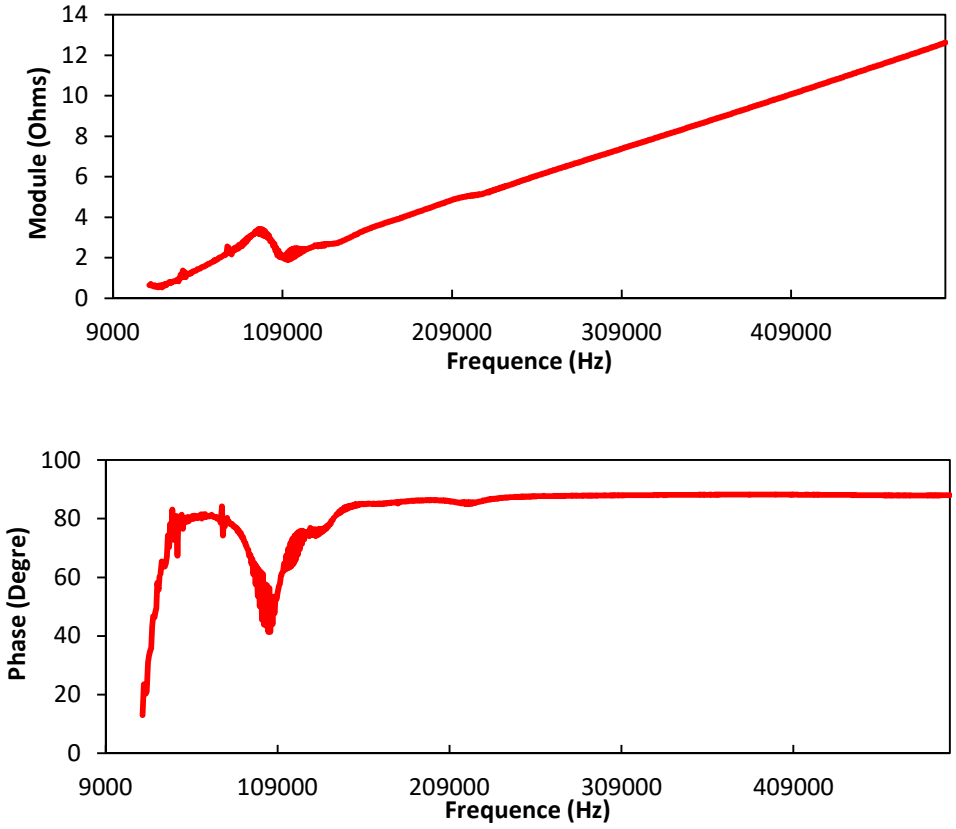


Figure 30 : Résultats de mesure de l'impédance d'une installation domestique

Ces résultats montrent que l'impédance d'une installation domestique dans un quartier résidentiel varie de 1Ω à 30 kHz jusqu'au 14Ω à 500 kHz.

2.2.3 Classification des charges domestiques selon leurs impacts sur l'impédance globale d'une installation

Dans une installation, les charges domestiques sont raccordées en parallèle. L'impédance la plus faible prédominera sur les plus élevées. On peut observer cet impact au niveau de $Z_{installation}$ Cet impact dépend du type et de l'emplacement de la charge domestique [18]. Dans cette partie, plusieurs scénarios de mesure de $Z_{installation}$ sont réalisés en gardant le même emplacement par chacune des charges afin d'étudier l'impact de la connexion des charges ainsi que l'impact du changement de leurs mode de fonctionnement (ON ou OFF).

2.2.3.1 Etude de l'impact de la connexion de charges

On distingue deux types de charges suivant l'importance de leur influence.

- **Charges non impactantes comme le four, le sèche-linge ou la lampe**

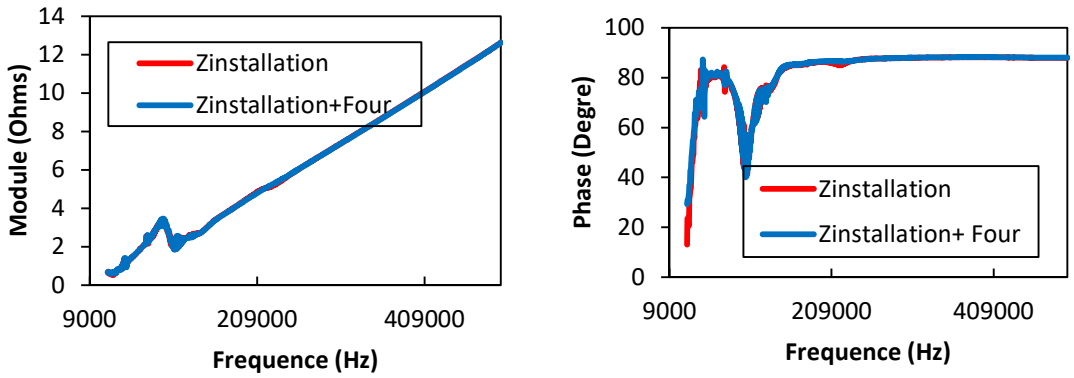


Figure 31 : Etude de l'impact du four

- **Charges impactantes comme le téléviseur, le lave-vaisselle ou le réfrigérateur**

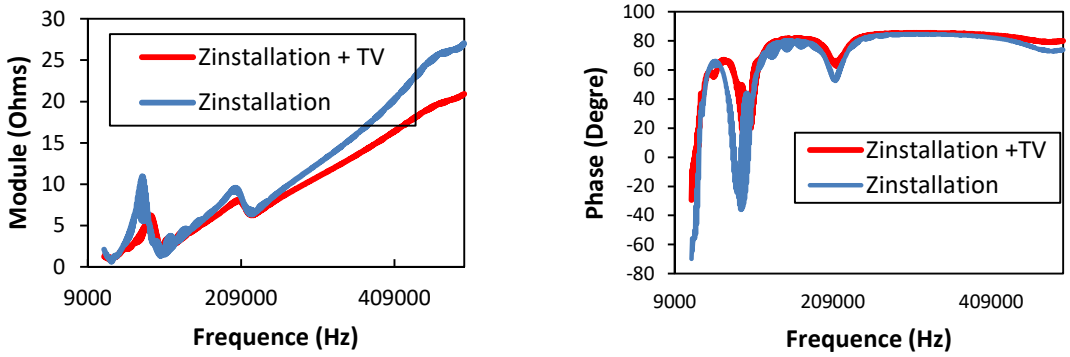


Figure 32 : Etude de l'impact du téléviseur

L'influence des charges va être évaluée à partir de deux paramètres qui représentent respectivement l'écart maximal et l'écart moyen entre d'une part la mesure de l'installation et d'autre part la mesure de l'installation en connectant la charge domestique. Ces paramètres sont calculés suivant l'Équation 5 et l'Équation 6.

$$Ecart\ maximal = Max(Z_{installation} - Z_{installation+charge}) \qquad \text{Équation 5}$$

$$Ecart\ moyen = Moyenne(Z_{installation} - Z_{installation+charge}) \qquad \text{Équation 6}$$

Ces deux paramètres permettent la classification des charges domestiques selon leur impact sur l'impédance globale de l'installation $Z_{installation}$. Les résultats sont classés dans le Tableau 6 et le Tableau 7. Un seuil est fixé à 0.5 Ω au niveau de l'écart moyen.

Tableau 6 : Classification des charges lors de la connexion à l'installation

Connection de la charge en mode OFF				
Charges domestiques	Ecart moyen (Ω)	Ecart Maximal (Ω)	Classification	
			Impactante	Non impactante
Machine à laver	1.1	3.7	×	
Sèche-linge	0.1	0.8		×
Imprimante	0.13	0.45		×
Portable	1.37	2.5	×	
Lampe	1.18	1.71	×	
Four	0.1	0.5		×
Four micro-onde	2.21	4.2	×	
Machine à café	1.1	2.89	×	
Robot	1.42	2	×	
Canapé électrique	1.31	2.4	×	
Table d'induction	3.23	6.7	×	
Chaudière au gaz	0.14	0.72		×
Lave-vaisselle	2	6.5	×	
VMC	0.2	1.2		×
Réfrigérateur	1.4	3.5	×	
Le téléviseur	3.1	11	×	
Chargeur de téléphone	0.13	1.88		×

La majorité des charges domestiques ont un impact majeur sur l'impédance globale de l'installation. Les charges impactantes sont les charges qui ont des faibles impédances dans la bande de fréquence de 30-500 kHz. Certaines charges domestiques comme la machine à laver, le chargeur de téléphone et certains types de lampes n'entraînent aucune variation fréquentielle de l'impédance.

2.2.3.2 Impact du mode de fonctionnement

En général, les charges domestiques sont toujours connectées à l'installation. L'utilisateur ne déconnecte pas toujours physiquement l'équipement, mais il change son mode de

fonctionnement. Dans cette partie, nous nous sommes intéressés au classement des charges en fonction de leur impact sur l'impédance globale de l'installation lorsqu'elles passent de l'état OFF vers l'état ON. Des nombreuses mesures effectuées suivant différents scénarios permettant une classification en deux types de charges.

- **Charges non impactantes comme le sèche-linge**

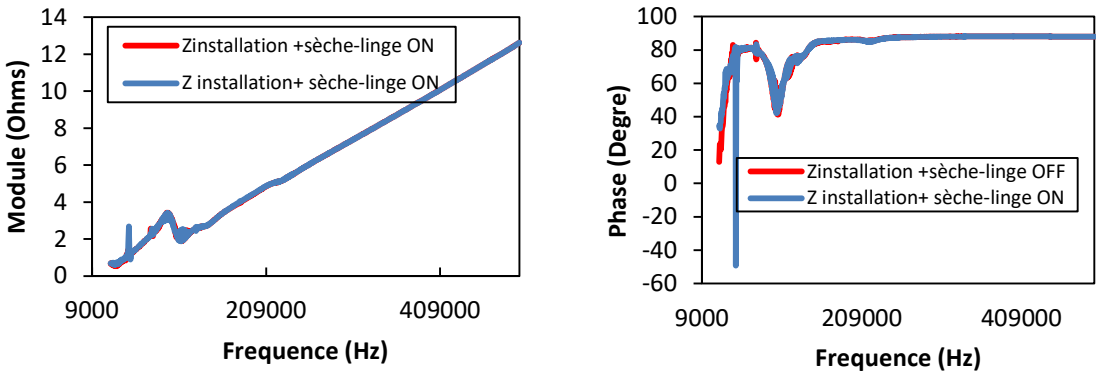


Figure 33 : Etude de l'impact du sèche-linge

- **Charges impactantes comme le micro-onde**

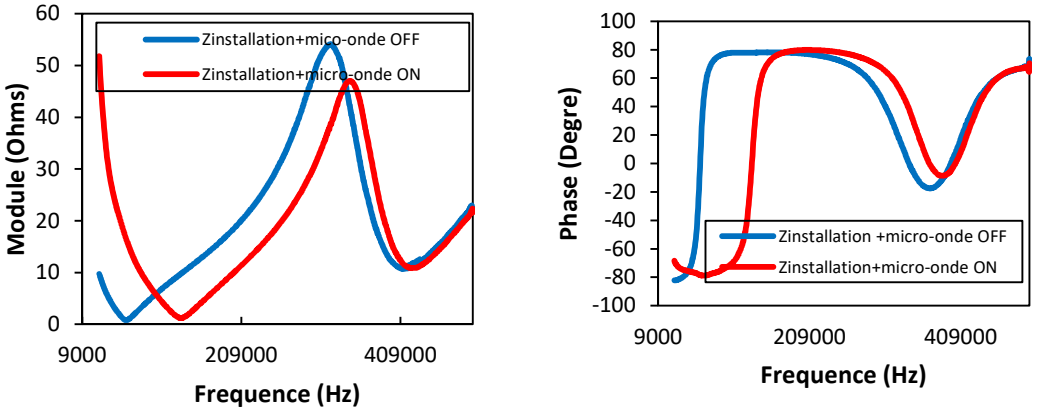


Figure 34 : Etude de l'impact du micro-onde

Selon le nombre des charges connectées, $Z_{installation}$ change. Sa valeur maximale peut varier de 10 Ω à 50 Ω. De la même manière, le principe de classification précèdent a été appliqué en observant l'écart maximal et l'écart moyen sur l'évolution de l'impédance Zinstallation lorsque l'appareil connecté passe du mode arrêt (OFF) en mode marche (ON). Ces paramètres sont déterminés respectivement suivant l'Équation 7 et l'Équation 8.

$$Ecart\ maximal = Max(Z_{installation+charge\ OFF} - Z_{installation+charge\ ON}) \quad \text{Équation 7}$$

$$Ecart\ moyen = Moyenne(Z_{installation+charge\ OFF} - Z_{installation+charge\ ON}) \quad \text{Équation 8}$$

Ces deux paramètres permettent la classification des charges domestiques selon l'impact de leur mise en marche sur l'impédance globale de l'installation $Z_{installation}$. Les résultats sont classés dans le Tableau 7. Un seuil est fixé à 0.5 Ω au niveau de l'écart moyen.

Tableau 7 : Classification des charges suivant l'impact lié à leurs mise en marche

Changement du OFF vers ON				
Charges domestiques	Ecart moyen	Ecart maximal	Classification	
			Impactante	Non impactante
Machine à laver	0.23	0.82		×
Sèche -linge	0.12	0.54		×
Imprimante	0.07	0.2		×
Portable	0.17	0.41		×
Lampe	0.33	0.47		×
Four	0.081	0.13		×
Four micro-onde	1.21	2.2	×	
Machine à café	3.56	6.81	×	
Robot	2.2	4.92	×	
Canapé électrique	0.13	0.22		×
Table d'induction	0.091	0.31		×
Chaudière au gaz	0.041	0.3		×
Lave-vaisselle	0.21	0.36		×
VMC	0.14	0.34		×
Réfrigérateur	0.06	0.9		×
Le téléviseur	2.5	5.1	×	
Chargeur de téléphone	0.07	0.121		×

La plupart des charges n'ont pas d'impact sur l'impédance de l'installation lorsque leur mode de fonctionnement passe de OFF à ON, sauf le téléviseur, le robot, le micro-ondes et la cafetière.

2.2.4 L'impact de l'impédance globale d'une installation sur l'impédance d'accès

Les installations domestiques d'un même réseau électrique sont physiquement liées les unes aux autres, de sorte que l'impédance d'accès $Z_{accès}$ mesurée au niveau du compteur dépend

principalement de l'impédance d'entrée de l'installation du client et des voisins via l'impédance du réseau. L'impédance d'accès mesurée côté compteur représente la contribution de l'impédance du réseau associée à celle de l'installation schématisée sur la Figure 16 et formalisée par l'Équation 9. Afin de calculer $Z_{accès}$, deux mesures sont réalisées consécutivement et quasi-simultanément de $Z_{installation}$ et $Z_{réseau}$ lorsque l'installation est déconnectée du réseau

$$Z_{accès} = \frac{Z_{réseau} * Z_{installation}}{Z_{réseau} + Z_{installation}} \qquad \text{Équation 9}$$

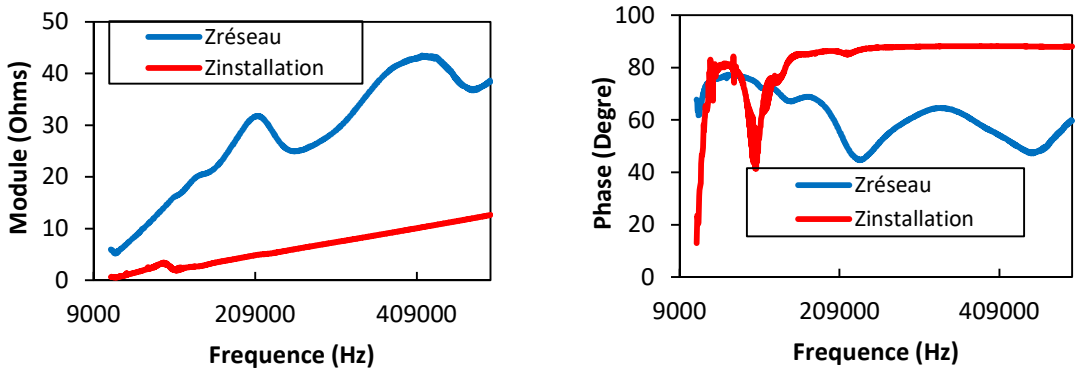


Figure 35 : La variation fréquentielle de $Z_{réseau}$ et Zinstallation

L'impédance $Z_{réseau}$ varie de 5 Ω à 30 kHz jusqu'au 40 Ω à 500 kHz. $Z_{installation}$ est faible, comparée à $Z_{réseau}$. La valeur de Z_{acces} est calculée à partir de la mesure de $Z_{installation}$ et $Z_{réseau}$ selon Équation 9. $Z_{accès}$ est également mesurée au niveau du compteur et comparée au résultat calculé. Les deux courbes sont visualisées comme le montre la Figure 36.

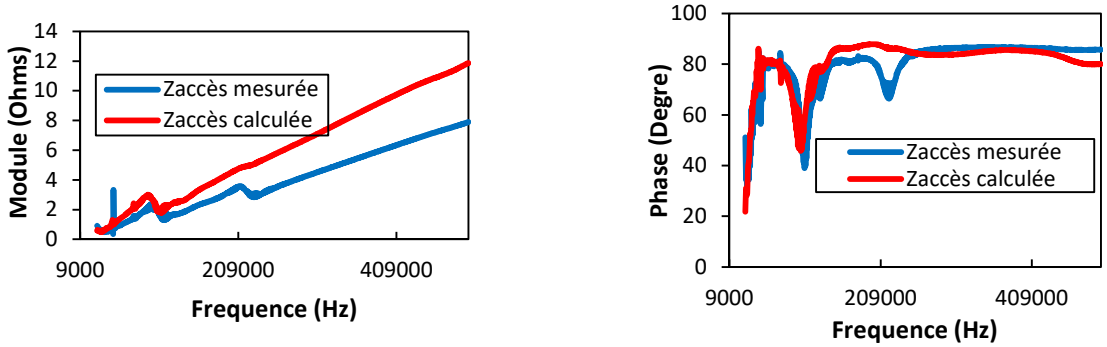


Figure 36 : Comparaison de $Z_{accès}$ calculée et mesurée

Les impédances d'accès mesurée et calculée ont la même variation dans la bande de fréquence de 30 kHz à 500 kHz. Le faible écart peut s'expliquer par le laps de temps entre les deux moments de mesure de $Z_{réseau}$ et $Z_{installation}$.

2.2.5 Effet cascadé des charges sur l'impédance d'accès au réseau

La mesure de l'impédance d'accès lorsque l'installation du client est connectée au réseau électrique est réalisée selon plusieurs scénarios pour étudier l'impact de la connexion de certaines charges sur l'impédance d'accès mesurée au niveau de compteur. La Figure 37 présente quelques résultats.

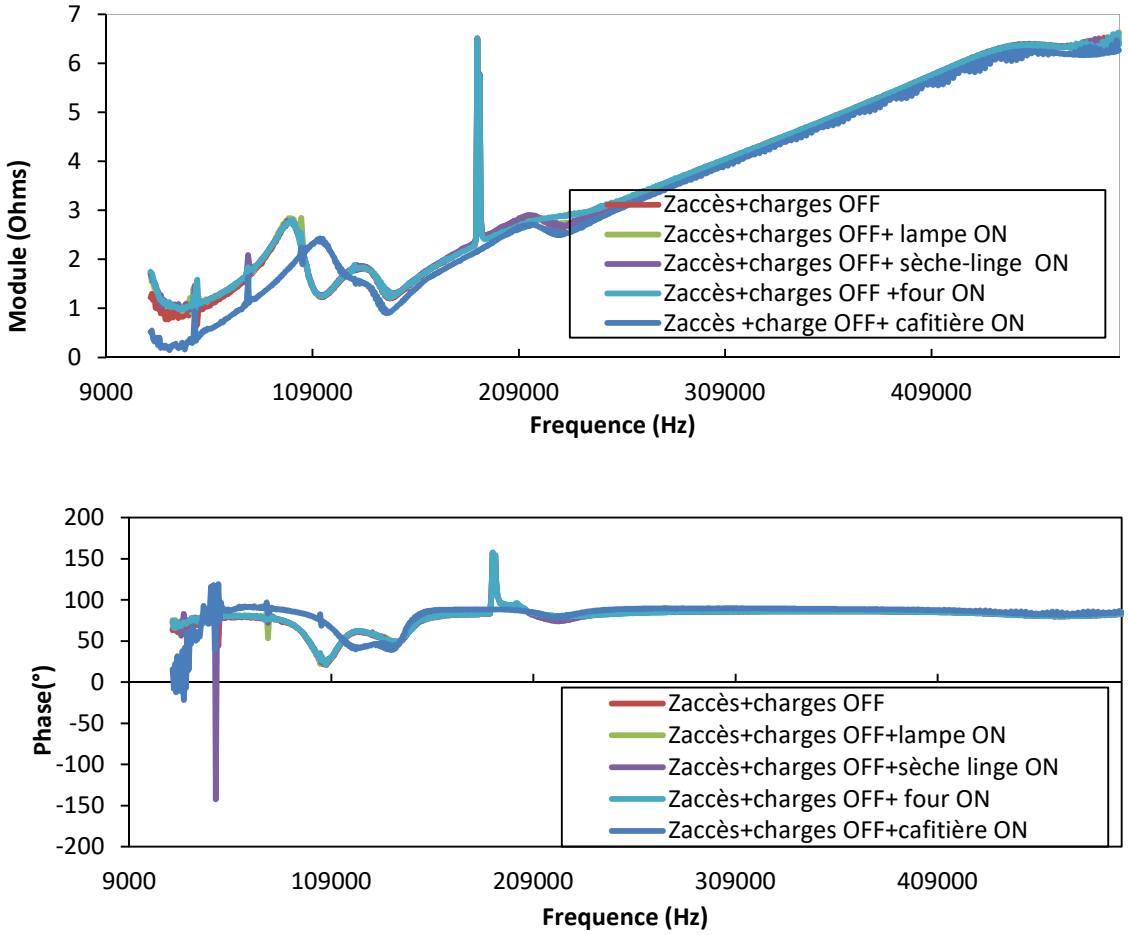


Figure 37 : Impact des charges sur l'impédance d'accès au réseau

Ces résultats montrent que l'impact des charges domestiques sur l'impédance d'accès est proche de celui sur l'impédance globale de l'installation. En d'autres termes, les charges qui ont une haute impédance sont masquées par des charges à faible impédance, comme on pouvait s'y attendre.

2.3 Conclusion

Les caractérisations de l'impédance globale d'une installation de l'impédance d'accès au niveau du compteur et au niveau du transformateur HTA\BT montrent l'impact de certaines charges sur les variations fréquentielle et temporelle de ces éléments du réseau. Un filtre a été développé [52] pour limiter le phénomène de variation d'impédance afin de minimiser l'impact de ces charges et ainsi d'améliorer la qualité de transmission et de réception en réduisant les pertes du signal transmis.

3. Caractérisation de la fonction de transfert

La fonction de transfert de canal permet de représenter l'atténuation d'un canal CPL-NB. L'atténuation du canal CPL outdoor dépend de plusieurs paramètres dont principalement la topologie du réseau ainsi que les modes de raccordement. Pour cette raison, nous avons mesuré l'atténuation du canal sur différents sites à Tours. La fonction de transfert complexe est présentée par l'Équation 10.

$$H(f) = |H(f)|e^{-i\varphi(f)} \qquad \text{Équation 10}$$

- $|H(f)|$ est le module,
- $\varphi(f)$ représente la phase.

Ainsi, la fonction de transfert est déterminée à partir de son module et sa phase. Un module non constant en fonction de la fréquence représente une sélectivité en fréquence. La non- linéarité de phase en fonction de la fréquence est présentée physiquement par une distorsion de phase traduite comme un retard de propagation dans le canal [53].

Pour la transmission CPL haut débit, la phase est prise en considération. La fonction de transfert est obtenue à partir de la mesure de la réponse impulsionnelle du canal dans le domaine temporel, puis par la conversion de cette réponse impulsionnelle dans le domaine fréquentiel en utilisant la transformée de Fourier. Pour les systèmes CPL-NB, seule le module de la fonction de transfert est pris en compte au niveau de la communication. La phase est ignorée ou idéalisée comme invariante et linéaire dans le temps. En réalité, la phase du canal CPL est non linéaire à cause de la complexité du réseau BT [54]. Peu de travaux ont été consacrés à la mesure de la phase [54]. L'intérêt de mesurer la phase est de pouvoir calculer la réponse impulsionnelle complexe.

Un point important de nos travaux est la caractérisation de la fonction de transfert du canal CPL-G3 en module et en phase. Les mesures de la fonction de transfert sont effectuées entre le poste de transformation HTA\BT et les installations des clients. Ces deux points du réseau électrique sont distants de quelques centaines de mètres dans certains cas [55]. L'utilisation d'un seul analyseur de réseau vectoriel VNA pour la transmission et la réception est alors impossible dans ce cas. Ces mesures nécessitent donc le développement d'un système de mesure basé sur l'utilisation de deux analyseurs de réseau VNAs synchronisés. Pour ce travail, la réponse en phase a pu être est étudiée grâce au développement d'un système de mesure basé sur la synchronisation des deux analyseurs de réseau.

3.1 Développement du protocole de mesure

3.1.1 Protocole de mesure

La configuration de mesure proposée est composée de deux analyseurs VNA HP4395A. Le premier analyseur est utilisé comme générateur de signal. Il fournit une puissance de sortie constante sur toute la bande de fréquence 9 kHz-500 kHz. Le second analyseur est utilisé comme un récepteur. Il mesure la puissance reçue dans la même bande de fréquences. Les deux analyseurs HP4395A ont la même version logicielle et matérielle afin d'éviter le problème des temps de balayage différents. Afin de mesurer correctement le module et la phase de la réponse du canal, le signal transmis TX et le signal RX reçu doivent être synchronisés.

La première difficulté consiste à synchroniser l'analyseur émetteur et l'analyseur récepteur. Les deux analyseurs sont synchronisés par un signal de référence externe de fréquence 10 MHz et de forme sinusoïdale. Cette référence externe sera verrouillée avec les PLL internes à l'analyseur. Cet étage constitue le synthétiseur. Les fréquences générées au niveau de l'entrée de l'analyseur sont dérivées de la référence 10 MHz.

Afin de synchroniser les deux analyseurs, nous devons générer une même référence externe appliquée à chacune des entrées « REF EXT » de chaque analyseur. Cette solution est complexe car les deux analyseurs sont séparés et distants de plusieurs centaines de mètres. La solution consiste à utiliser deux cartes oscillateurs qui génèrent deux signaux 10 MHz synchronées en fréquence et en phase. Ces références seront appliquées au REF EXT des analyseurs.

La deuxième difficulté consiste à déclencher la mesure simultanément sur l'analyseur émetteur et sur le l'analyseur récepteur. Cette synchronisation permet de débuter de façon

synchrone la mesure pour chaque point de fréquence comme le montre la Figure 38. Ces deux signaux de déclenchement « triggers » synchrones sont eux aussi générés par les deux cartes à oscillateurs synchrones.

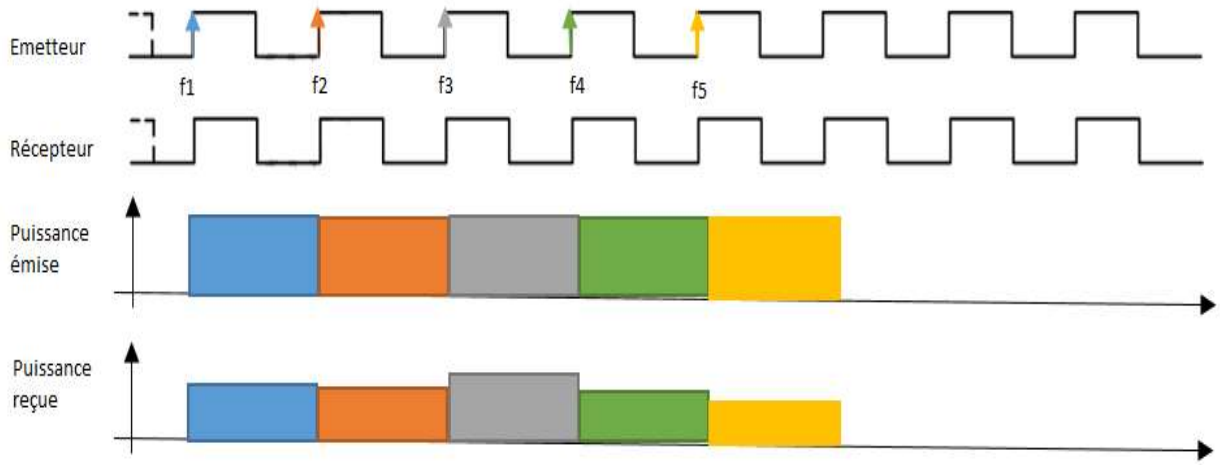


Figure 38 : Principe de synchronisation en fréquences

Le protocole de mesure est présenté dans la Figure 39.

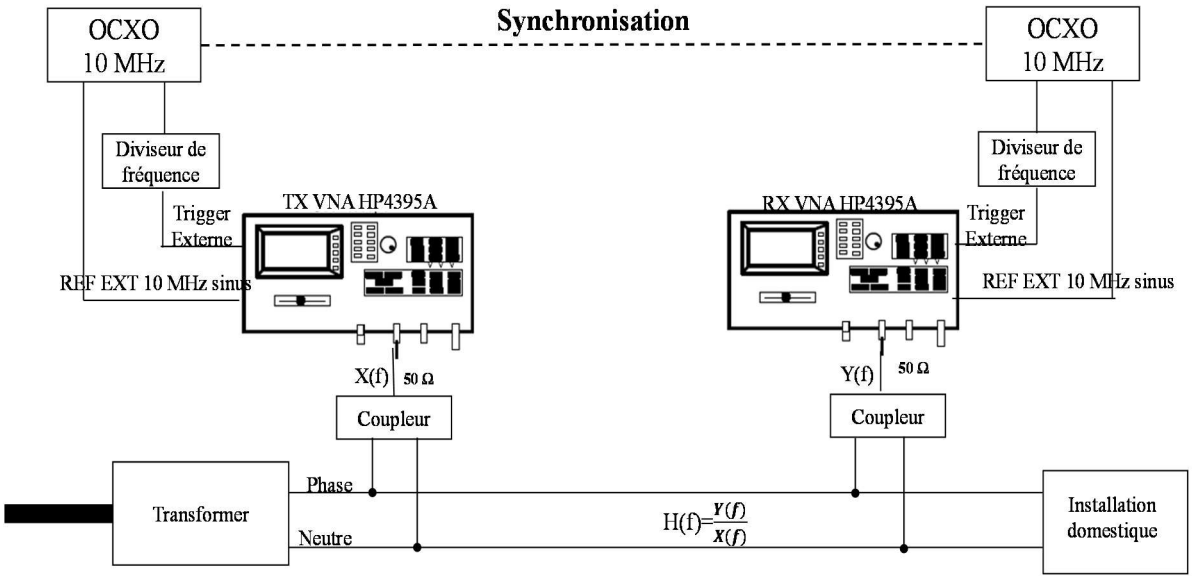


Figure 39 : Protocole proposé pour la synchronisation

Deux coupleurs capacitifs dont le schéma électrique est présenté sur la Figure 17 sont utilisés pour injecter le signal sur le réseau BT du côté TX et pour découpler le signal CPL du

côté RX. Le coupleur capacitif est un filtre passe bande entre 1 kHz et 1 MHz. Un pont de diodes couplé avec la diode transil unidirectionnelle, assure la bidirectionnalité et protège l'analyseur contre les surtensions. Le coupleur écrête à 6.6V (28 dBm). L'atténuation du coupleur capacitif présenté dans la Figure 40 est mesurée à -0.2 dB. Elle est très faible dans la bande de fréquence 9 kHz-500 kHz. L'atténuation liée aux deux coupleurs et aux câbles coaxiaux est compensée lors de l'étape de calibration quand les deux analyseurs (TX et RX) sont connectés directement.

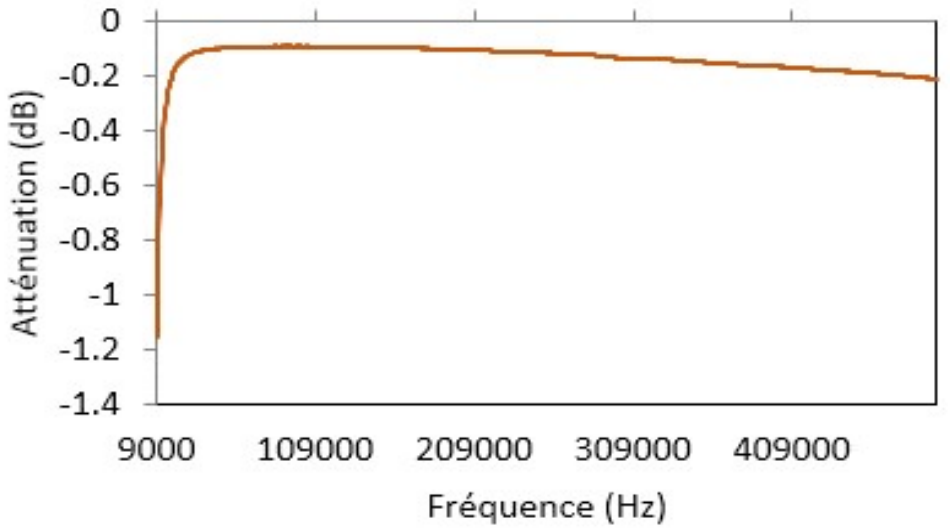


Figure 40 : Atténuation du coupleur

L'impédance de référence de chaque analyseur est égale à 50Ω. Par conséquent, les pertes d'insertion dues à la désadaptation d'impédance du réseau par rapport à l'analyseur sont mesurées en tant que pertes dans le canal.

3.1.2 Développement des deux oscillateurs synchrones

Le protocole de mesure nécessite deux oscillateurs synchrones que nous avons dus développer. Nous allons présenter brièvement leur constitution.

3.1.2.1 Conception des deux cartes

Deux références temporelles identiques "oscillateur à quartz thermostaté" OCXO ont été utilisées pour réaliser les deux oscillateurs synchrones. L'OCXO est un IOVX1-64 de haute précision et qui possède un système de thermorégulation. Cela permet d'avoir une fréquence de référence de 10 MHz très stable sur les deux cartes. L'OCXO est caractérisé par une haute

stabilité de fréquence à long terme égale à ± 0.5 ppb par jour. La stabilité à court terme est égale à 0,01ppb max par seconde [54], [56], [57] (Tableau 8).

Tableau 8 : Caractéristiques de l'OCXO

Fréquence	**10.0MHz**
Tolérance de fréquence à 25 ° C	± 0.5 ppb
Stabilité de fréquence	± 0.01 ppb/s
Température de fonctionnement	-30.00 à 75.00 ° C
Vieillissement	± 0,5ppb max par jour, ± 50ppb maximum par an

L'ajustement de la fréquence centrale de 10MHz de l'OCXO est réalisé à travers un contrôle de tension au niveau d'une branche de l'OCXO $V_{contrôle}$. Cette tension permet de faire varier la fréquence centrale 10MHz dans une marge de tolérance égale à 0,5 ppb maximum. Une caractérisation de la variation de la fréquence en fonction de la tension $V_{contrôle}$ est présentée sur la Figure 41.

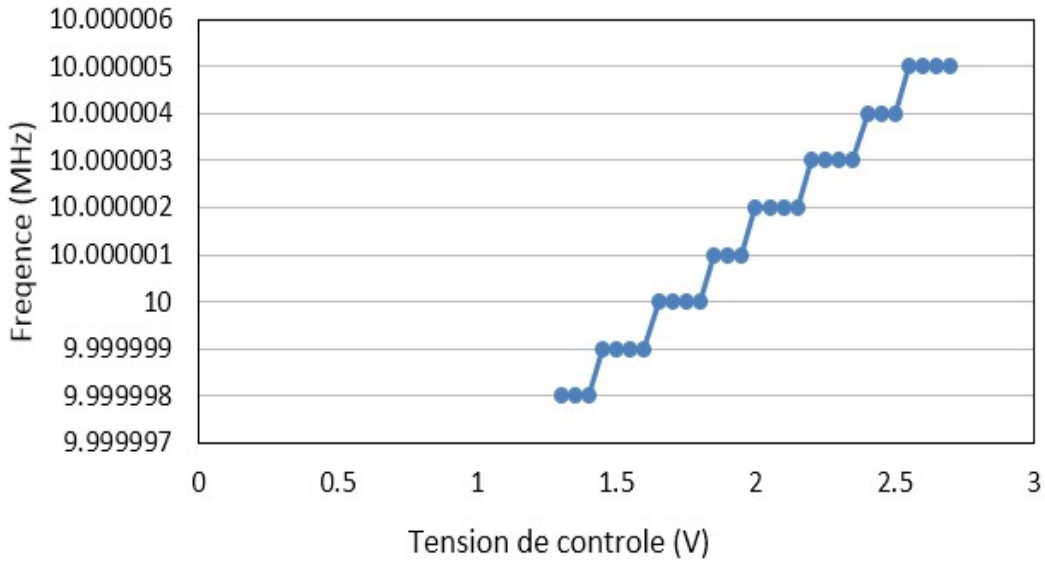


Figure 41 : Tension de contrôle de l'OCXO en fonction de la fréquence

La variation de fréquence est très faible. La fréquence centrale moyenne se trouve donc à une tension $V_{contrôle}$ égale à 1,7V.

3.1.2.2 Synchronisation manuelle des deux cartes

La fréquence et la synchronisation de phase des références des deux OCXO sont réalisées en ajustant leur fréquence à l'aide de la broche de tension de commande $V_{contrôle}$. Comme la synchronisation des deux analyseurs nécessite une haute précision, il est important de régler la tension sur cette broche et de faire varier la fréquence d'un oscillateur par rapport à la fréquence de l'autre au mHz près afin de les synchroniser.

Pour générer la référence EXT TRIG, les deux signaux pilote de 10 MHz synchronisés sont divisés en utilisant un circuit diviseur de fréquence. Les deux signaux de déclenchement générés sont caractérisés par une très basse fréquence égale à 700 mHz utilisée pour régler la période du balayage à une fréquence à 1,5 seconde. La configuration des analyseurs est basée sur le mode "External Trigger on Point". Dans ce mode, un déclenchement externe est requis, à l'entrée "EXT TRIG" des analyseurs.

3.1.3 Méthode de mesure

La première étape de la méthode de mesure consiste à synchroniser les deux OCXO. Pour toutes les mesures, le nombre de points a été fixé à 201 et le RBW à 300 Hz dans la bande de 9 kHz à 500 kHz. L'émetteur de l'analyseur de réseau fournit une puissance de sortie constante sur toute la bande de fréquence. Le niveau de puissance de sortie du HP4395A a été réglé à 15 dBm.

Les analyseurs de réseau reçoivent les signaux de déclenchement simultanément toutes les 1,5 secondes. L'analyseur RX reçoit le signal généré par l'analyseur TX pendant un temps de balayage de chaque fréquence égale à 1 seconde. Connaissant l'amplitude et la phase des signaux transmis et reçu pour chaque point de fréquence, la réponse en fréquence du canal peut être déduite en utilisant l'Équation 11.

$$H(f) = \frac{Y(f)_{VNA-RX}}{X(f)_{VNA-T}} \qquad \text{Équation 11}$$

- Y (f) est le signal reçu
- X (f) est le signal injecté

Après chaque balayage de fréquence, les données sont enregistrées sur ordinateur via une connexion GPIB-USB. La durée totale de la mesure est fixée à 3 minutes et 35 secondes. Après

l'acquisition de la fonction de transfert, une vérification de la synchronisation des deux OCXO est réalisée. Toutes les étapes sont décrites sur la Figure 42.

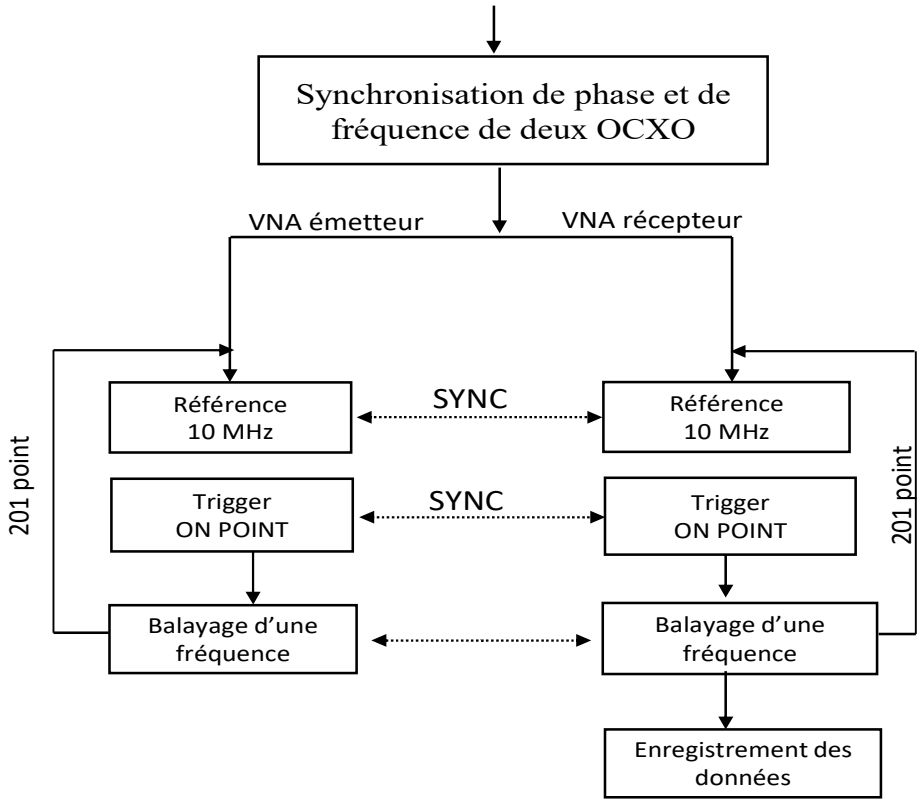


Figure 42 : Méthode de mesure proposée

3.1.4 Calcul de la phase

Le point critique reste la mesure de la phase. Le module de la fonction de transfert et le retard de groupe ont été mesurés par l'analyseur récepteur. Le retard de groupe représente la distorsion temporelle de ce signal en se propageant dans le câble. La phase sera déterminée à partir de la mesure du retard de groupe. Le signal reçu Y (f) est représenté par l'Équation 12 [53].

$$Y(f) = Ae^{-i(2\pi f\tau_{canal}+\varphi_{drift}(f)+\varphi_{PLL}(f))} \qquad \text{Équation 12}$$

- A est l'amplitude,
- Tcanal est le delais de propagation,
- φdrift(f) répresente les derives de phase,
- φPLL(f) est l'écart du au déphasage entre les PLL.

Pour afficher la phase due à la propagation dans le câble, la phase est calculée à partir du retard de groupe. Le calcul de la phase est présenté dans l'Équation 13, l'Équation 14 et l'Équation 15.

$$\tau(i) = \frac{-1}{360} . \frac{\Delta\varphi(i+1) - \Delta\varphi(i)}{\Delta f} \qquad \text{Équation 13}$$

$$\tau_{channel} = \tau_{total} - \tau_{drift} - \tau_{PLL} \qquad \text{Équation 14}$$

$$\varphi_{channel}(i) = \varphi(0) - 2\pi \sum_{k=1}^{i} \tau_{chann} \quad (k)(f(k) - f(k-1)) \qquad \text{Équation 15}$$

3.1.4.1 Erreur due aux dérives

L'OCXO est très stable au cours du temps. Des dérives liées à une faible instabilité de la fréquence en fonction de la température et du temps ont été compensées au niveau de notre système de mesure.

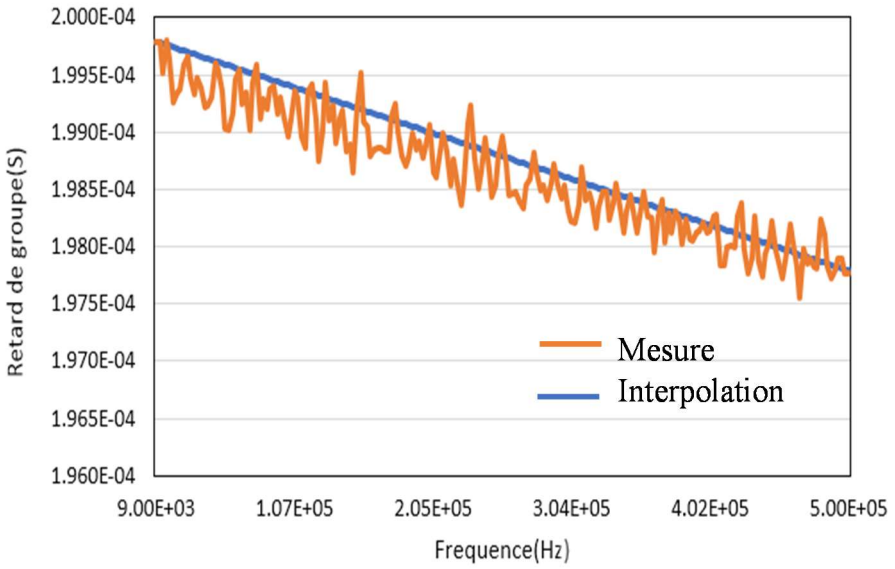


Figure 43 : Variation des dérives pendant une acquisition de 5 minutes

Pour compenser la dérive de l'OCXO, l'étude de la variation de dérive a montré une variation linéaire au cours du temps. La dérive de l'oscillateur est estimée constante pendant une longue période (jusqu'à 4h à 22 °C). La dérive est compensée dans le retard de groupe mesuré.

3.1.4.2 Erreur de phase φ_{PLL}

Le déphasage est causé par la différence de phase relative entre les PLLs des deux analyseurs. Cette différence de phase entre les analyseurs TX et RX est constante. Dans notre cas, $\varphi_{PLL}(f)$ a été mesurée et compensée par la suite.

3.1.5 Validation du protocole de mesure

La protocole de mesure a tout d'abord été testé en laboratoire puis sur le site d'expérimentation d'ENEDIS. La validation du protocole en laboratoire consiste à mesurer du module et de la phase de la fonction de transfert d'un câble électrique de 50 m en utilisant deux méthodes :

- La première est la méthode proposée. La phase a été calculée à partir du retard de groupe mesuré après compensation des dérives et du déphasage entre les deux PLLs des deux synthétiseurs.
- La deuxième méthode est une mesure directe de la phase en utilisant un seul VNA.

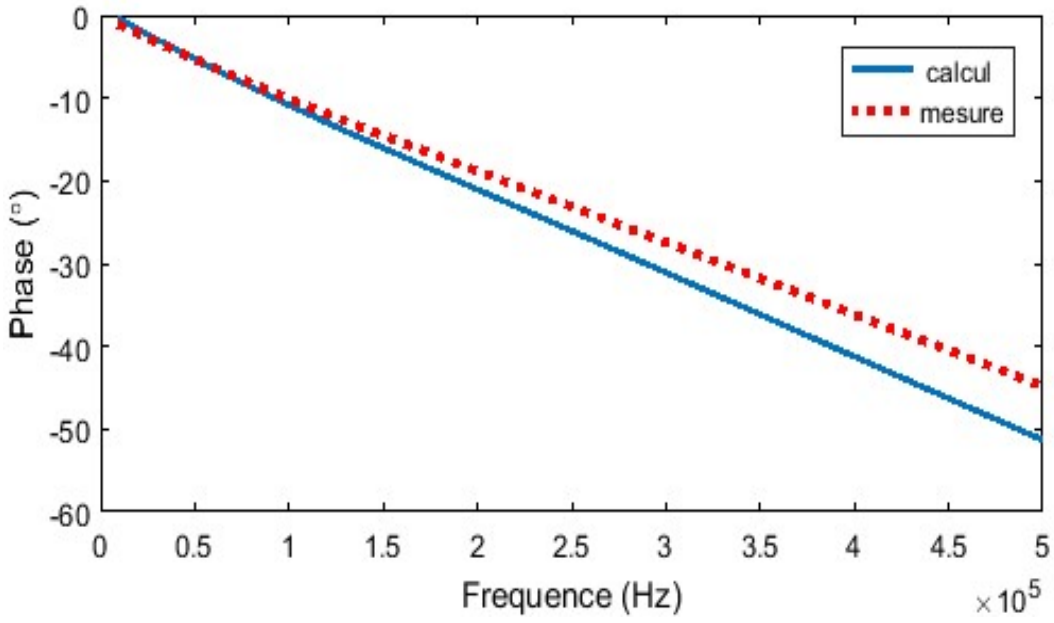


Figure 44 : Comparaison des deux méthodes de détermination de phase

Les résultats sont très proches. L'erreur entre la phase mesurée et calculée est très faible dans la bande de fréquence entre 9 kHz et 100 kHz. L'erreur augmente avec la fréquence jusqu'à 7 degrés à 500 kHz.

3.2 Etude de la variation de la fonction de transfert

3.2.1 Variation de la fonction de transfert selon le type de site

La mesure de la fonction de transfert du réseau électrique entre le compteur et le transformateur HTA\BT a été réalisée sur la phase sur laquelle l'installation du client est connectée. L'analyseur émetteur est branché en parallèle du compteur ainsi que l'analyseur récepteur est connecté en parallèle sur la sortie du transformateur. Les résultats de mesure de la fonction de transfert sont représentés sur la Figure 45.

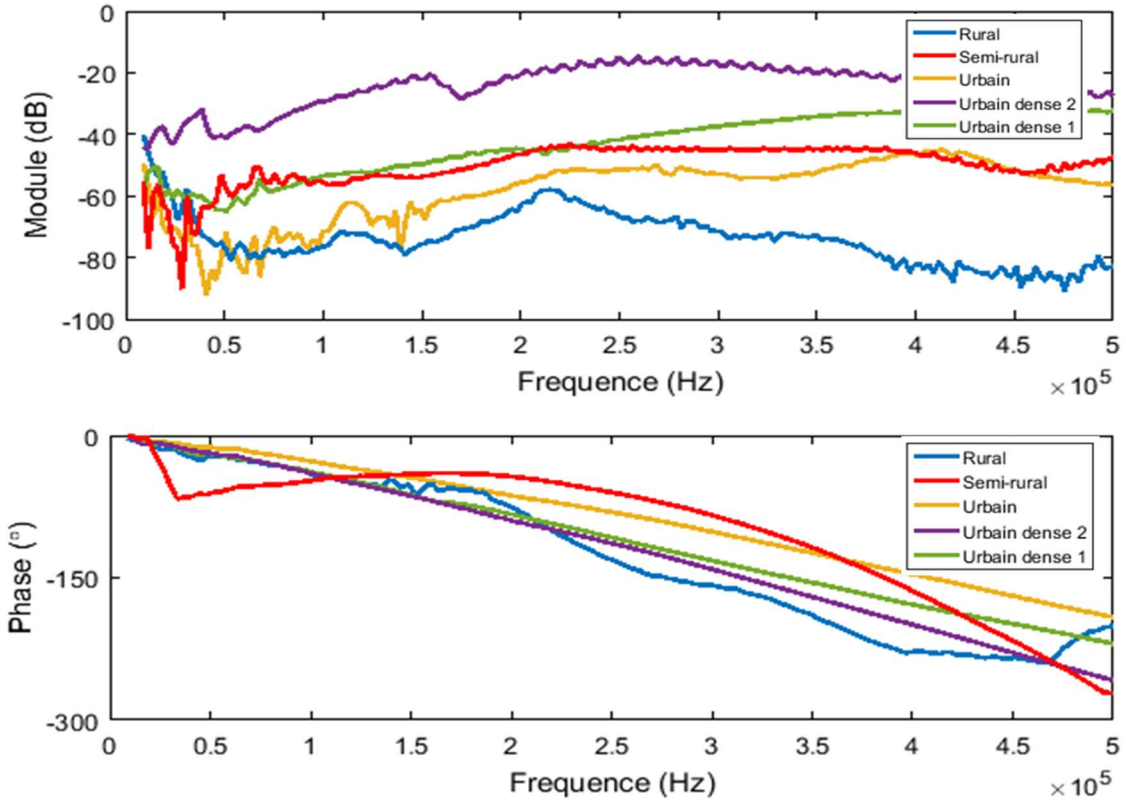


Figure 45 : Variation fréquentielle du module et de la phase des FT du réseau électrique

L'atténuation mesurée dans le site urbain et urbain dense à Tours est inférieure à l'atténuation mesurée dans les sites rural et semi-rural. Cette atténuation est due à l'atténuation linéique des câbles [58]. Une très forte atténuation est observée dans le site rural. Elle est due à la longueur importante des câbles aériens qui entraîne les plus grandes pertes du canal CPL-NB et a l'impédance basse mesurée au niveau du compteur. Les canaux sur tous les sites présentent des phases linéaires justifiant que l'effet des câbles est prépondérant.

3.2.2 Canal symétrique

Nous avons voulu vérifier la symétrie du canal de propagation en considérant la fonction de transfert mesurée en milieu rural près de Tours. Afin de mesurer l'atténuation dans les deux sens, les coefficients de transmission S21 et S12 sont mesurés quasiment simultanément.

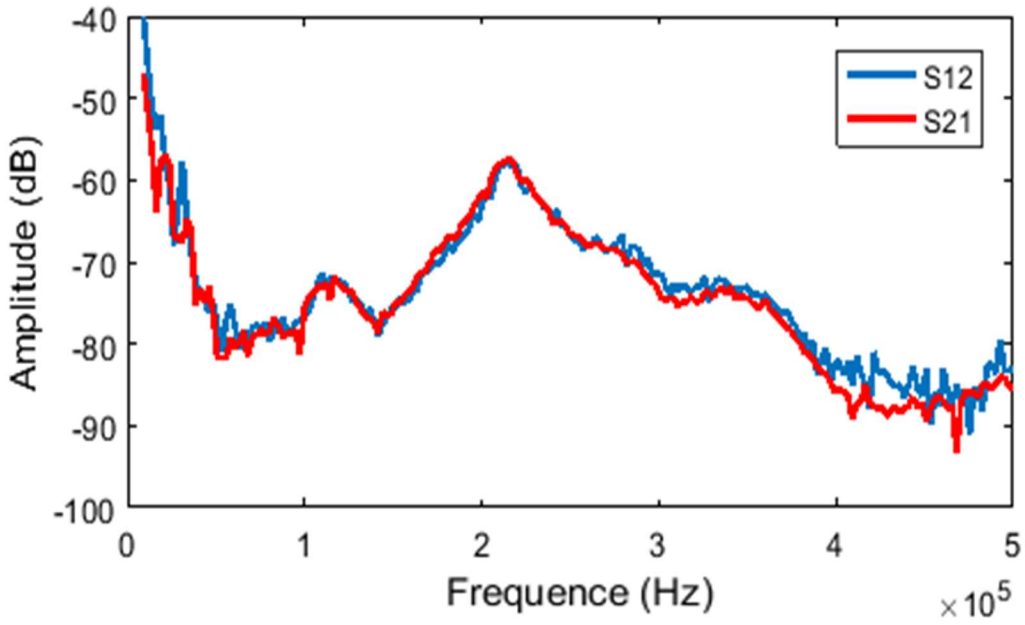


Figure 46 : Mesure de la FT dans les deux sens en milieu rural près de Tours

La mesure de la fonction de transfert dans la zone rurale montre que le canal CPL-NB est presque similaire dans les deux sens. Dans la configuration de mesure, l'impédance de référence de l'analyseur émetteur et de l'analyseur récepteur est égale à 50Ω, ce qui explique la symétrie entre S21 et S12. Il est possible de calculer la fonction de transfert pour une impédance de référence différente de 50Ω à partir de la mesure des fonctions de transfert sur 50Ω.

3.2.3 Variation temporelle de la fonction de transfert

Dans cette partie, l'étude de la variation temporelle de la fonction de transfert à différents moments de la journée est réalisée. Les mesures ont été effectuées sur certains sites à Tours.

- **Du compteur vers le transformateur HTA\BT**

La mesure de la fonction de transfert est effectuée dans le site urbain dense 2. L'intervalle entre deux mesures a été fixé à 30 minutes. La mesure commence à partir de 11h30 et se termine à 14h30. Le choix de cette plage horaire est dû à la forte concentration des charges domestiques connectées pendant ces heures de pointe [36].

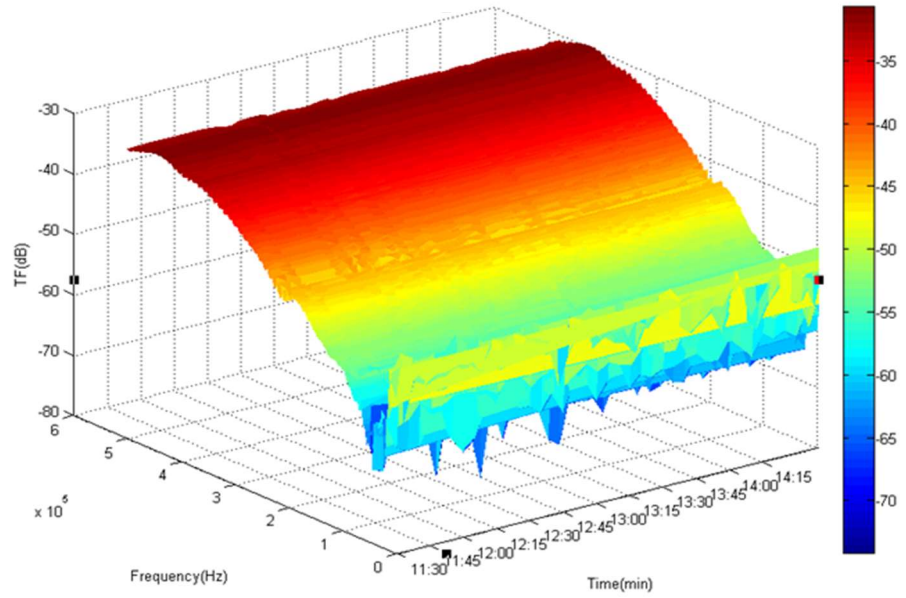


Figure 47 : Variation de la FT en temps-fréquence dans le poste de transformation HTA\BT

- **Du transformateur vers le compteur**

Les mesures de la fonction de transfert sont effectuées dans le site « urbain dense 1 ». L'intervalle de mesure entre deux mesures a été fixé à 30 minutes à partir de 15h et se terminant à 17h. Pendant ces heures de mesure, il y a peu de variation de la fonction de transfert, on suppose que les usagers n'ont pas utilisé beaucoup d'appareils.

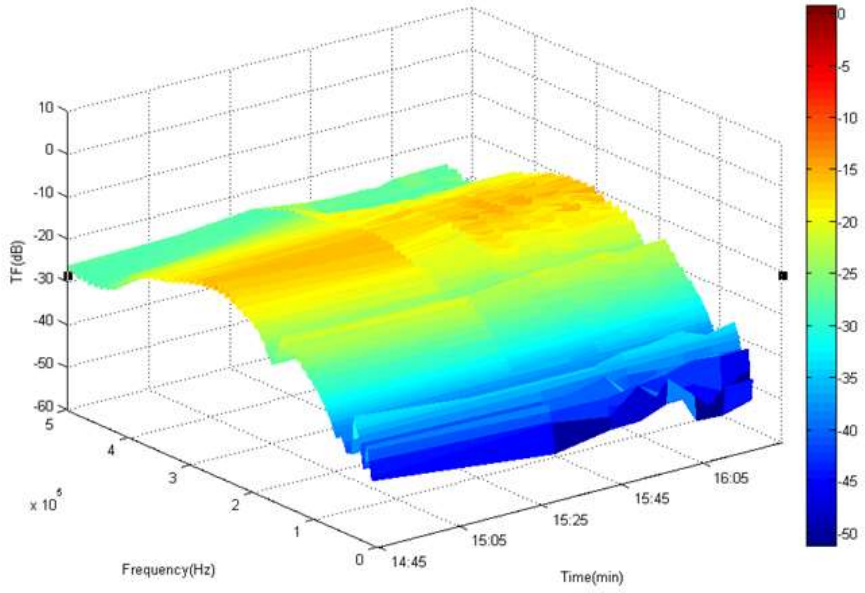


Figure 48 : Variation en temps-fréquence au niveau du compteur

La variation temporelle à long terme au niveau du poste de transformation n'a pas de changement significatif dans la bande de fréquence supérieure à 100 kHz. Dans les basses fréquences, les variations observées sont dues à la variation de l'impédance et des bruits générés par les charges domestiques connectées au réseau [30]. La variation en temps-fréquence de la fonction de transfert du côté client est plus importante que la variation du côté du transformateur.

3.3 Mesure de la diaphonie

La diaphonie est due au couplage capacitif et inductif entre deux conducteur phase-neutre avec une autre paire constituée d'une autre phase et du même et unique neutre [30]. Dans cette partie, la diaphonie sera mesurée dans une branche du réseau urbain à Tours. La Figure 49 décrit la configuration de mesure directe et en diaphonie. La Figure 50 montre les résultats de comparaison de la mesure de la diaphonie par rapport à la mesure directe de la fonction de transfert.

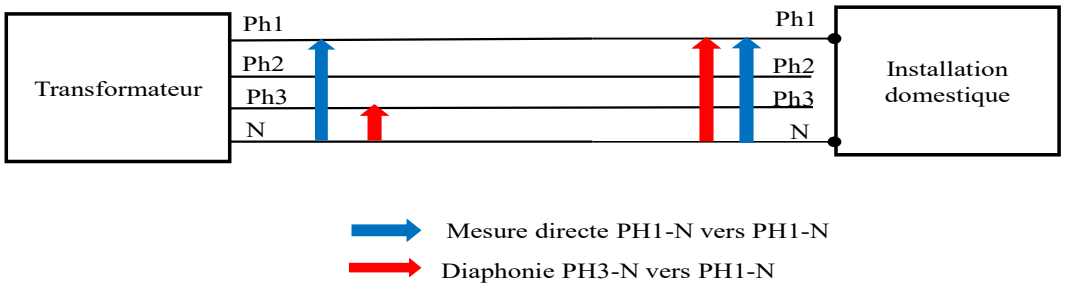


Figure 49 : Configuration de mesure

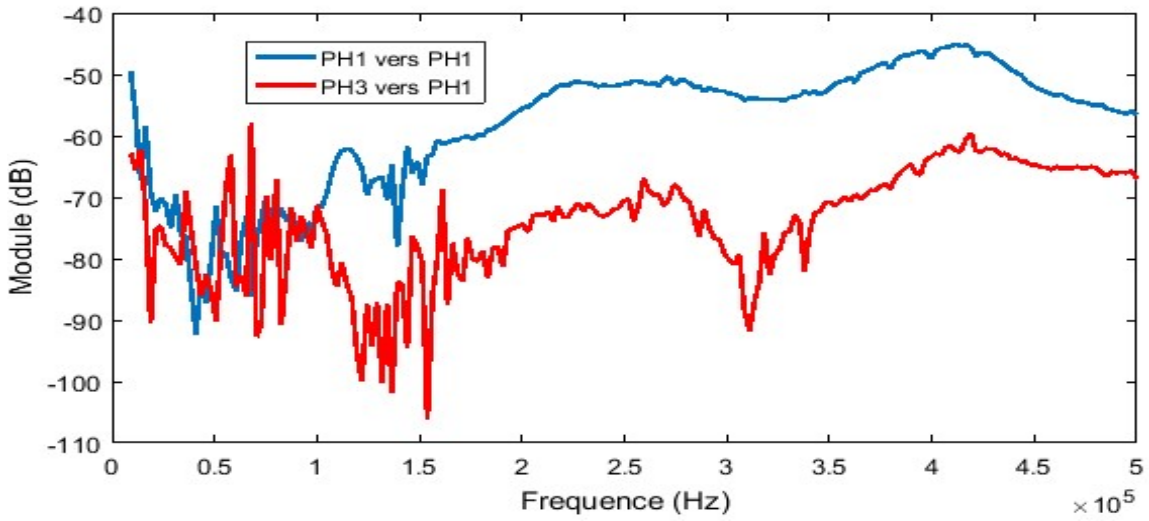


Figure 50 : Diaphonie mesurée à Tours

L’intérêt de mesurer la diaphonie consiste à comprendre l’impact de la transmission CPL-NB sur les autres conducteurs du câble. La mesure de la diaphonie a la même variation fréquentielle, mais elle est atténuée de 25 dB par rapport à la transmission directe au-delà de 100 kHz. Il est donc possible d’avoir une transmission d’une phase à une autre pour les fréquences inférieures à 100 kHz.

4. Mesure du bruit

Le bruit joue un rôle important dans la dégradation du canal de transmission CPL. La qualité de la communication du canal CPL-NB est déterminée essentiellement par les niveaux et les types des bruits vus par le récepteur [53]. Le niveau de bruit mesuré dépend des profils des charges connectées au réseau, de la densité des interconnexions et de la distance entre les nœuds de communication. Le profil de bruit est important dans les zones à forte densité de connexion, de charges d'éclairage et de charges non linéaires [25], [28]. Dans cette partie, la mesure du bruit dans les sites à Tours est réalisée selon plusieurs scénarios.

4.1 Protocole de mesure

Les caractéristiques de bruit dans les domaines fréquentiel et temporel telles le niveau de bruit nécessitent l'utilisation de deux protocoles de mesure dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel.

4.1.1 Mesures temporelles

Un système de mesure est utilisé pour capturer les variations temporelles du bruit. Il est composé d'un oscilloscope Tektronix 5054. Cet instrument de mesure est caractérisé par une grande précision de mesure en temps réel avec un taux d'échantillonnage de 20 Giga échantillons par seconde et une résolution de 8 bits par calibre. Une sonde de tension à haute impédance est utilisée pour synchroniser la mesure temporelle du bruit avec la fréquence du réseau à 50 Hz. Un coupleur est utilisé comme un filtre passe-bande pour mesurer la tension dans la bande de 9 kHz à 500 kHz. Le protocole de mesure est décrit sur la Figure 51.

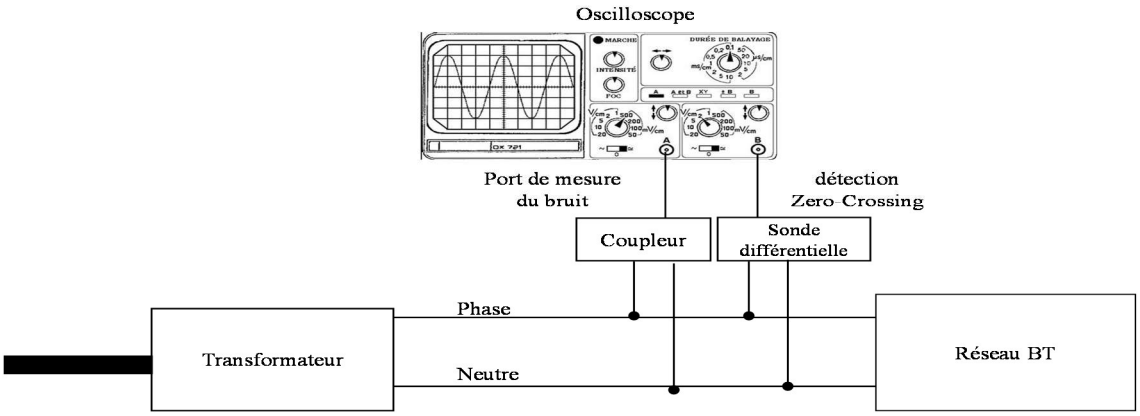


Figure 51 : Protocole de mesures temporelles de bruit

Pour l'analyse de l'amplitude du bruit, la durée d'acquisition a été fixée à 20 ms et le nombre des échantillons par mesure à 200000.

4.1.2 Mesures fréquentielles

La densité spectrale de puissance du bruit est capturée avec un analyseur de spectre Agilent PXA N9030A. Le temps de balayage a été fixé à 412,4 millisecondes, ce qui correspond à 20 périodes de réseau. Ce temps de balayage correspond à la durée maximale d'une trame OFDM. Dans le protocole CPL-G3, la durée d'une trame OFDM est comprise entre 20 millisecondes et 190 millisecondes. La durée d'une trame dans la technologie PRIME peut atteindre les 400 millisecondes. Pendant ce temps de balayage, la fréquence a été échantillonnée à 801 fréquences dans la bande de 9 kHz à 500 kHz. Le RBW a été fixée à 200 Hz. Toutes les mesures ont été effectuées avec la même configuration. Le protocole de mesure est décrit sur la Figure 52.

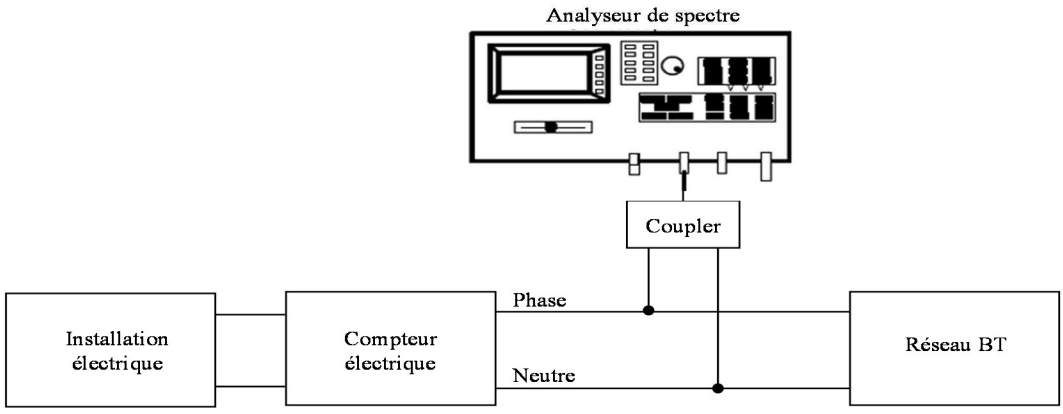


Figure 52 : Protocole des mesures fréquentielles

Le spectre de puissance du bruit est réalisé au niveau du transformateur HTA\BT et du côté du client parallèlement au compteur.

4.1.3 Scénarios de mesures

Les caractéristiques temporelles et fréquentielles du bruit temporel peuvent être extraites dans des scénarios spécifiques.

- variations selon les sites : le premier scénario de mesure consiste à mesurer le spectre du bruit au même moment de la journée dans tous les sites pour étudier la variation du profil de bruit selon le site à 10h.

- variation à long terme : pour étudier la variation à long terme du niveau de bruit, des mesures sont effectuées à 14h. Le choix de cette temporisation est dû à l'augmentation du nombre de charges connectées au réseau électrique. Les mesures sont effectuées dans le poste de transformation HTA\BT et au niveau du compteur du côté client. La mesure du niveau de bruit à 14h sera comparée à la mesure à 10h. Dans le poste de transformation HTA\BT, toutes les mesures sont effectuées pendant la journée car il était impossible de mesurer le niveau de bruit la nuit.

- variation à court terme au niveau du transformateur HTA\BT : la troisième partie se concentre sur l'étude du comportement cyclo-stationnaire du bruit présent dans le canal. La variation temporelle au niveau du compteur a été réalisée en [59] .

4.2 Mesures des caractéristiques du bruit

4.2.1 Variation selon les sites

Les mesures sont effectuées sur les cinq sites pendant une semaine. Le spectre du bruit est mesuré sur chaque site dans le poste de transformation HTA\BT et au niveau du compteur du côté client à 10h sur tous les sites.

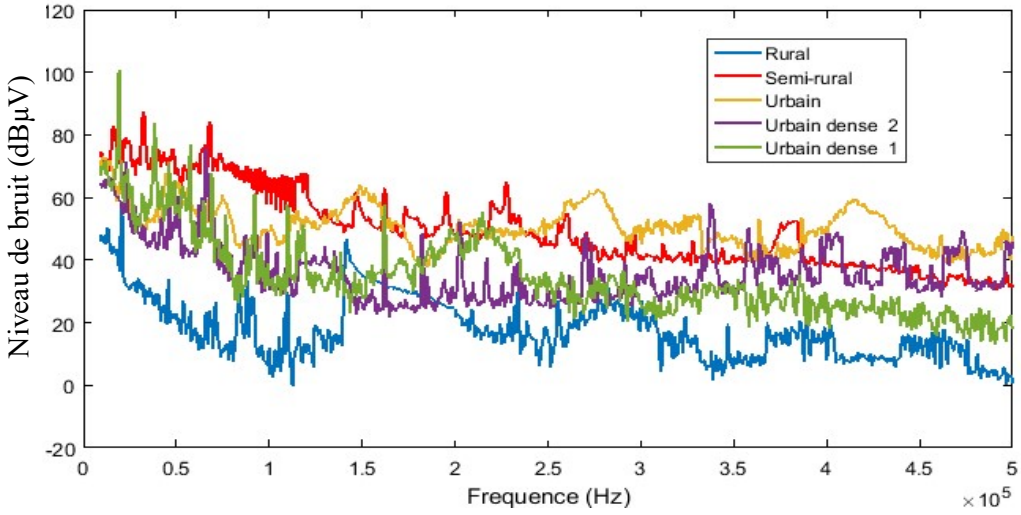


Figure 53 : Bruit mesuré au niveau du transformateur HTA\BT

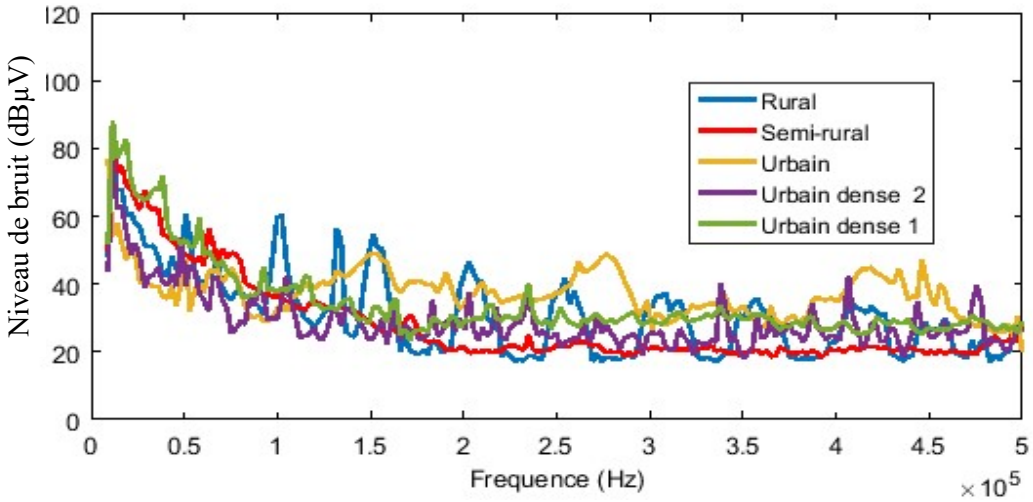


Figure 54 : Bruit mesuré au niveau du compteur

Le niveau de bruit de fond passe de 80 dBµV à 50 kHz à 40 dBµV à 500 kHz, soit une diminution de plus de 40 dB sur le site « urbain dense 1 ». Cette variation est observée sur tous les sites. Un faible bruit a été mesuré sur le site en zone rurale. Le bruit à bande étroite a été observé sur tous les sites du côté du transformateur et du côté du client. Ce bruit est causé par des interférences dues à la diffusion radio. Certains pics correspondent à des stations de radio, en AM, comme Europe1 à une fréquence égale à 183 kHz. La radio RMC est observée à 216 kHz et la radio RTL à 234 kHz. Le bruit impulsif apparait à 100 kHz. Il peut être généré par la commutation de dispositifs électriques qui sont connectés sur le même réseau (par exemple, un téléviseur et un chargeur de téléphone). La présence de ces harmoniques est très importante côté client par rapport à leur présence dans le transformateur. Le transformateur est connecté à

toutes les installations présentes chaque départ du transformateur. Cependant, le bruit mesuré dans le poste de transformation est la somme du bruit généré par toutes les charges domestiques connectées à la même branche.

4.2.2 Variation à long terme

La mesure du niveau de bruit à 14h est comparée à la mesure faite à 10h.

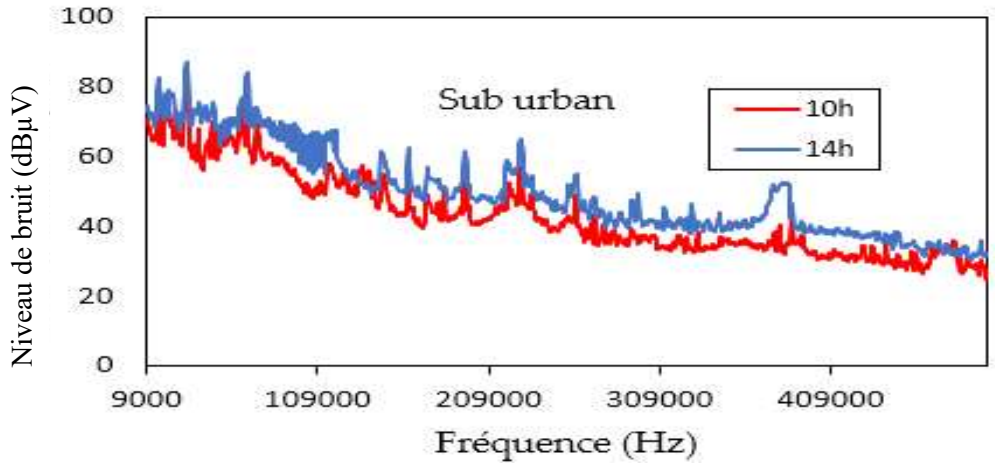


Figure 55 : Spectre de bruit mesuré au niveau du transformateur

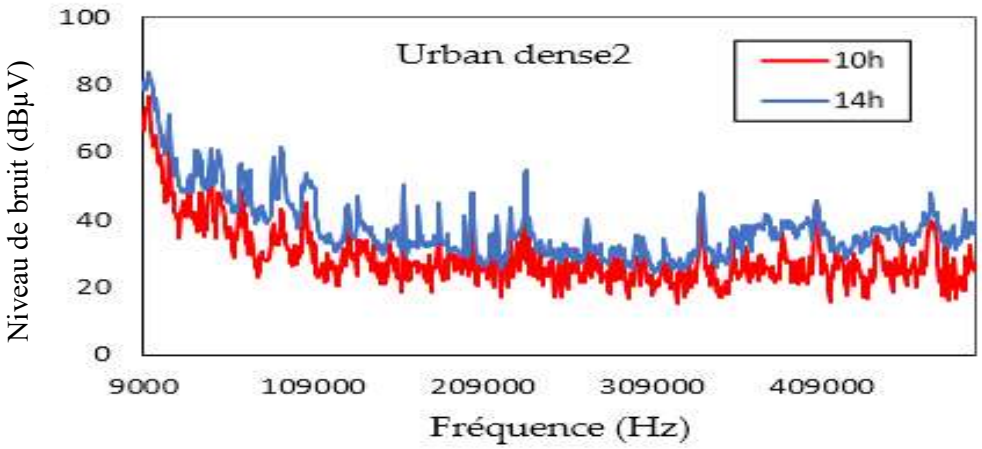


Figure 56 : Spectre de bruit mesuré au niveau du compteur

Le bruit de fond est essentiellement constant sur une période de quelques heures. Une faible variation du bruit de fond peut s'expliquer par la variation du nombre des charges connectées du côté du client. Cependant, certaines variations ont été trouvées occasionnellement. Le bruit à bande étroite et le bruit impulsif sont toujours présents aux mêmes fréquences avec des amplitudes entre 40 à 60 dBµV.

4.2.3 Variation à court terme au niveau du transformateur

L'objectif de cette partie est l'étude de la variation à court terme au niveau du transformateur dans quatre sites à Tours. La représentation du bruit mesuré dans le domaine temps-fréquence est réalisée en utilisant la transformée de Wigner-Ville qui permet de localiser avec précision les composantes des signaux mesurées précisément en temps et en fréquence (Équation 16).

$$W_x(t,f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t+\frac{\tau}{2}).x^*(t-\frac{\tau}{2})e^{-i2\pi f\tau}d\tau \qquad \text{Équation 16}$$

La fonction suivante définit une distribution de l'énergie dans le plan temps-fréquence (Équation 17).

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t,f)dt.df = E_x \qquad \text{Équation 17}$$

Dans notre algorithme, nous utilisons la représentation pseudo Wigner-Ville lissée $PWL_x(t,f)$ avec une fenêtre d'analyse h(τ) qui fixe la résolution fréquentielle et une fenêtre de lissage g(t) qui fixe la résolution temporelle (Équation 19).

$$PWL_x(t,f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)\left[\int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t)x(u+\frac{\tau}{2})x^*\left(u+\frac{\tau}{2}\right)du\right]e^{-i2\pi f\tau}d\tau \qquad \text{Équation 18}$$

Dans les représentations temps-fréquence, les signaux à DSP élevée sont représentés par la couleur rouge et la dégradation de cette couleur vers le bleu représente la diminution de la DSP.

4.2.3.1 Site semi-rural

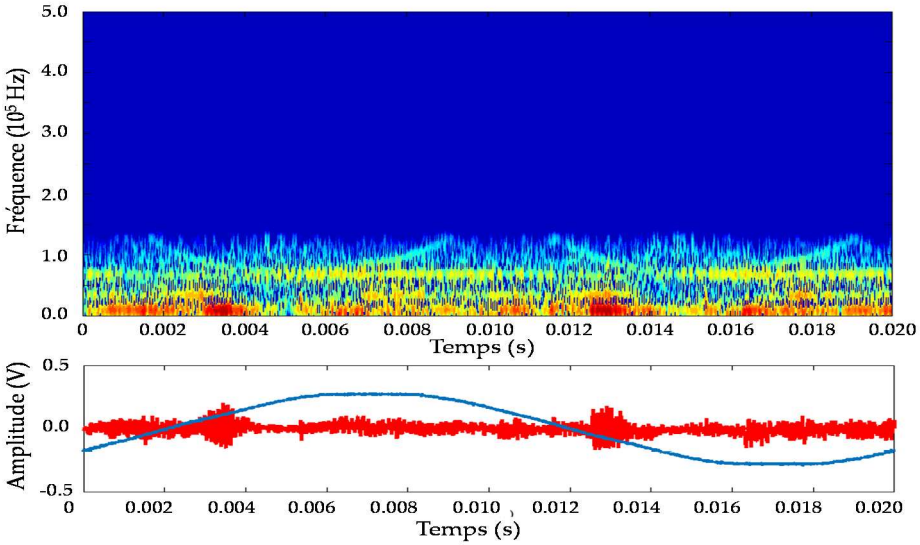


Figure 57 : Mesure au niveau du transformateur en zone semi-rurale

Ce bruit représente un bruit impulsif périodique synchrone avec le 50 Hz. Les spectrogrammes des signaux mesurés ont montré que les bruits périodiques sont généralement générés dans les fréquences inférieures à 50 kHz et d'amplitude d'environ 110 dBµV. Nous trouvons également des interférences périodiques dans les fréquences supérieures à 50 kHz, mais la densité spectrale de ces perturbations reste faible par rapport à celle des perturbations en basses fréquences.

4.2.3.2 Site rural

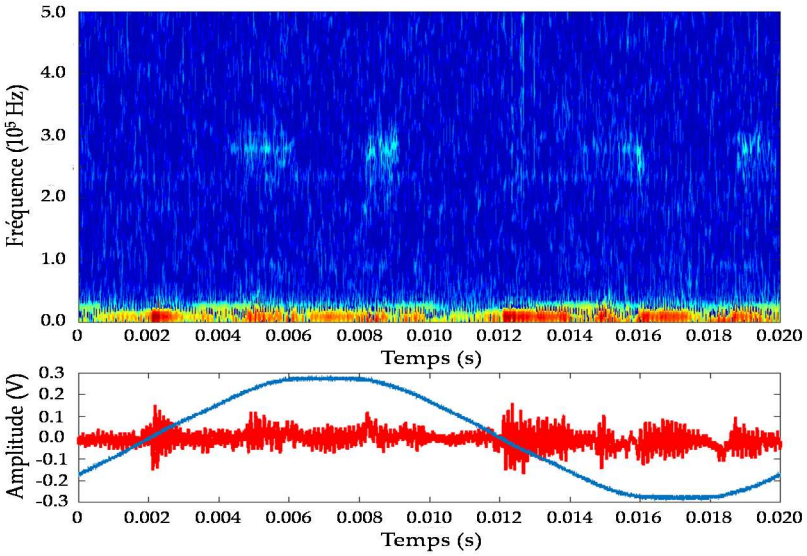


Figure 58 : Mesure au niveau du transformateur en rural

Un bruit impulsif périodique apparaît sous la forme des rafales toutes les 10 millisecondes. Les spectrogrammes des signaux mesurés ont montré que les bruits périodiques sont générés à des fréquences inférieures à 30 kHz et d'amplitude d'environ 100 dBµV. Nous trouvons également des interférences périodiques dans les fréquences supérieures à 300 kHz mais leurs densités spectrales restent faibles par rapport à celle des perturbations en basse fréquence.

4.2.3.3 Site urbain dense

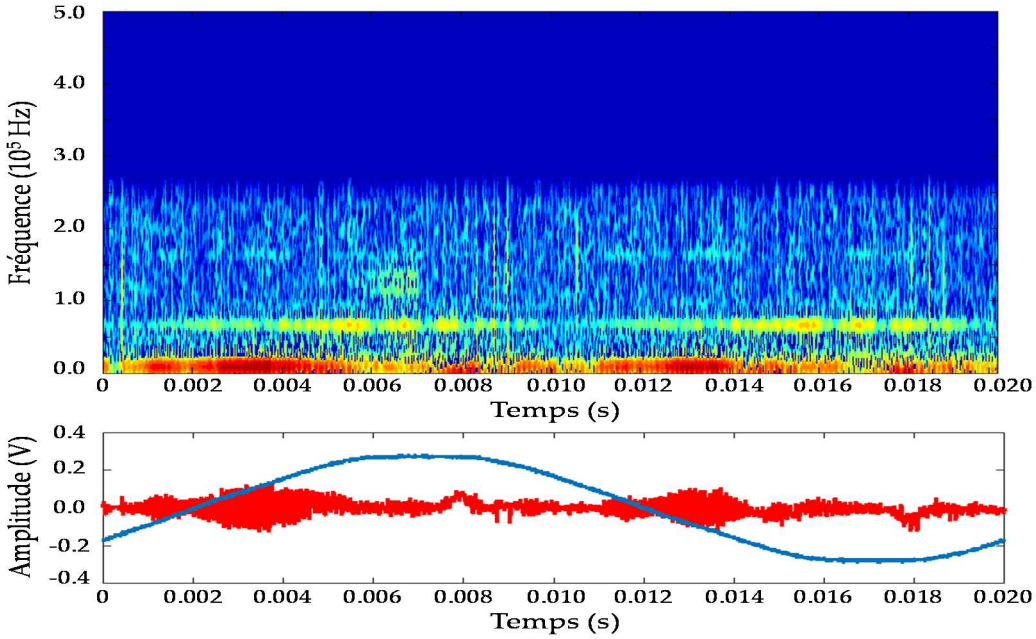


Figure 59 : Mesure au niveau du transformateur en urbain dense

Le bruit impulsif périodique est généré sous la forme d'une rafale d'impulsions. La représentation temps-fréquence montre une densité spectrale de puissance importante dans la bande de fréquence inférieure de 20 kHz d'amplitude d'environ 100 dBµV.

4.2.3.4 Site urbain

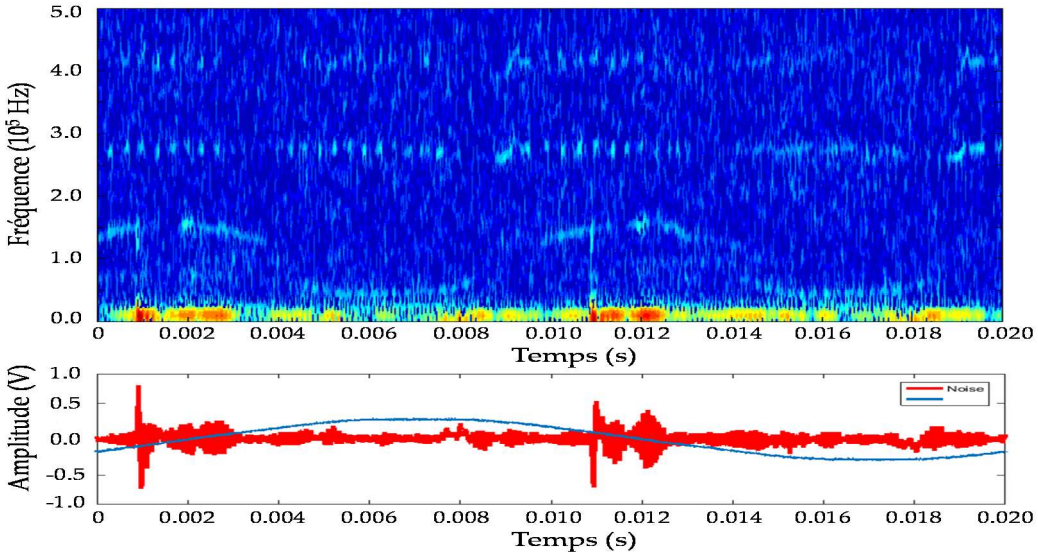


Figure 60 : Mesure au niveau du transformateur en urbain

A partir de la variation temporelle du bruit, on constate l'existence de plusieurs formes de bruit. Le bruit impulsif élevé généré périodiquement toutes les 10 millisecondes apparait sur de très courtes durées et avec une densité spectrale dans la bande de fréquences inférieure à 20 kHz et d'amplitude maximale d'environ 120 dBµV. L'amplitude des impulsions est presque égale à 1V dans le domaine temporel.

4.3 Discussion

Dans les quatre sites, nous avons remarqué la prédominance de deux formes de bruit [8], [48], [49], [60]

- Un bruit stationnaire de faible amplitude (| amplitude | <0.2V) représente le bruit de fond. Il est présent dans toutes les mesures.

- Un bruit impulsif périodique synchronisé avec la demi-période secteur de 10 ms et d'amplitude généralement entre 0.2V et 1V selon le site. Il est généré par des nombreux appareils dont le fonctionnement dépend fortement de l'amplitude instantanée de la tension du secteur comme les alimentations à découpage et certains dispositifs d'éclairage [27], [35].

5. Evaluation du SNR et de la capacité du canal

5.1 Le rapport signal sur bruit SNR

Le SNR est un indicateur de la qualité de la transmission du canal CPL-NB. C'est le rapport entre la puissance du signal reçu du côté du récepteur et la puissance du bruit mesuré au même point du réseau électrique [6], [7].

La fiabilité des technologies CPL-NB telles que CPL-G1 et CPL-G3 est présentée sur la Figure 61 en fonction du SNR. Elle représente le taux d'erreur binaire (BER) pour chacune des modulations en fonction de la qualité de la transmission. Ces courbes sont obtenues à partir d'un bruit blanc gaussien. Ce bruit est uniforme sur toute la bande. L'alliance G3 suggère une valeur de TEB de 10^{-4} au niveau des erreurs de transmission acceptables pour effectuer des communications sur des réseaux de distribution [61], [62].

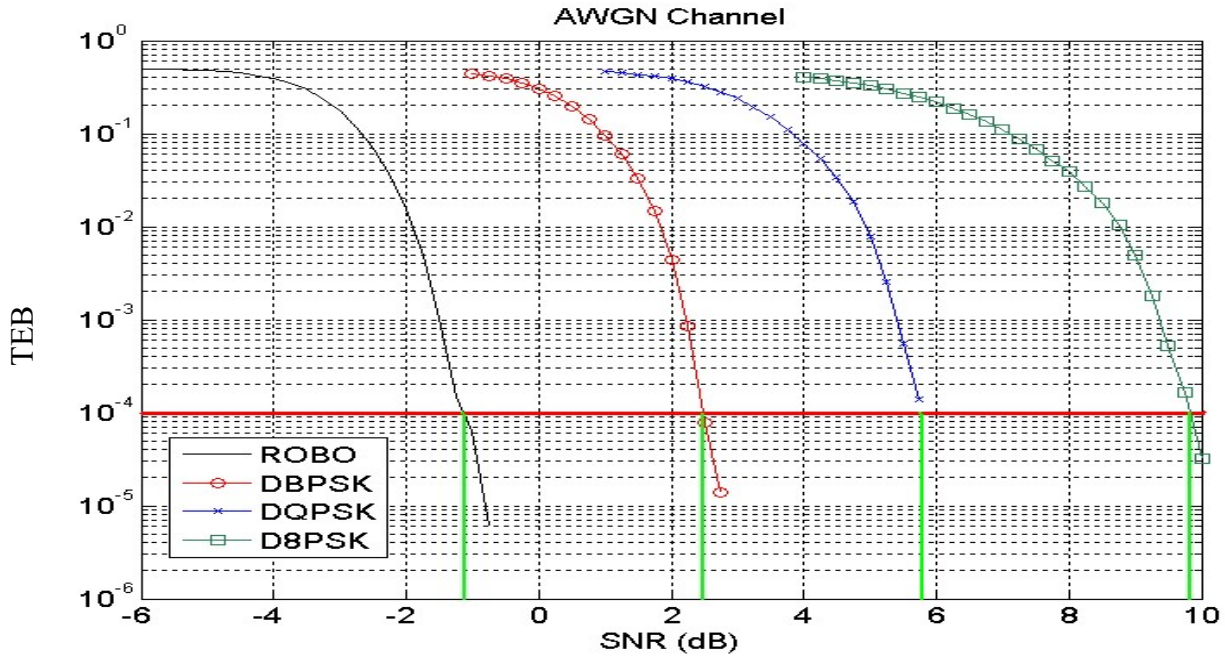


Figure 61 : Fiabilité de la communication CPL-G1 et CPL-G3 (source alliance G3)

Le Tableau 9 présente le seuil SNR qui permet la communication avec un BER égale à 10^{-4}.

Tableau 9 : SNR maximal pour la communication CPL-G1 et CPL-G3

Modulations	G1(S-FSK)	G3 (D8PSK)	G3 (DQPSQ)	G3 (DBPSK)	G3 (Robo)
SNR (TEB :)	12 dB	9.6 dB	5.6 dB	2.5 dB	-1.2 dB

Dans notre étude, l'intérêt consiste à estimer le SNR dans les cinq sites à Tours. Le signal reçu et le bruit ont été mesurés presque simultanément à 10h. Le SNR a été calculé en utilisant l'Équation 19.

$$SNR_{dB} = 10 * \log(\frac{Pe * |H(f)|^2}{Pn}) \qquad \text{Équation 19}$$

- Pe : la puissance d'émission du signal fixé à 120 dBµV
- f : la fréquence
- |H(f)| : le module de la fonction de transfert
- Pn: la densité spectrale de puissance du mesurée à 10h en dBµV

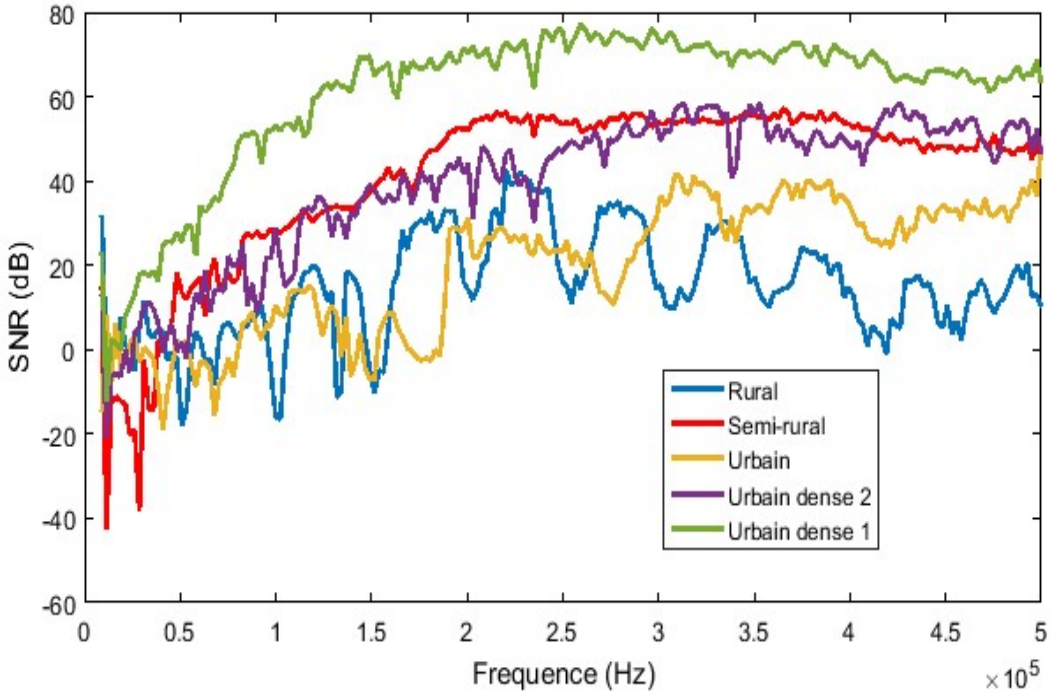


Figure 62 : SNR calculé

La variation du SNR représentée à la Figure 62 montre des valeurs négatives dans les basses fréquences pour tous les sites et en particulier dans le site semi-rural. Lorsque le SNR est nul,

le bruit et le signal CPL-NB ont une puissance équivalente ; en dessous de zéro, le bruit a une puissance plus élevée que le signal CPL et vice versa lorsque le SNR a une valeur supérieure à zéro.

Les pics coïncident avec celles des fonctions de transfert ou avec celles du bruit comme dans le réseau rural. La qualité des réseaux urbain dense 1 et urbain dense2 permet d'utiliser des techniques de transmission moins complexes et d'offrir des taux de transmission plus élevés. De nombreuses technologies comme la communication PRIME et CPL-G3 sont basées sur la modulation OFDM et peuvent fonctionner dans deux modes de transmission, un mode normal et un mode robuste utilisant les techniques de codage face au bruit présent dans le canal CPL. La communication CPL-G3 utilise la modulation DBPSK, DQPSK ou D8PSK pour chacune de ses 36 sous-porteuses. Elle intègre la correction d'erreur par codage convolutif et le codage de Reed Solomon. Le mode robuste fonctionne de manière identique mais il applique également une répétition du bit à transmettre de 4 fois, pour augmenter la fiabilité de la transmission, mais en limitant fortement le débit utile.

5.2 Capacité de canal

La capacité d'un canal est le débit binaire théorique maximal. Le débit dans un canal bruyant est limité. La limite dépend de la bande passante du canal de transmission et plus précisément du SNR. La capacité du canal par sous-porteuse est donnée par l'Équation 20.

$$\mathrm{C} = \Delta f * \sum_{i=1}^{N} log_2(1 + SNR_i) \qquad \text{Équation 20}$$

- SNR_i : SNR par porteuse
- N : Le nombre de sous-porteuses
- Δf: La largeur de bande de sous porteuse

5.2.1 Capacité du canal CPL-G3 dans la bande CENELEC

Dans la bande CENELEC A de 35,9 à 90 kHz, la puissance du bruit, notée Pn, est obtenue à partir des mesures de bruit présentées précédemment dans chaque site. La puissance de l'émetteur désignée par Pe a été fixée conformément à la norme G3. Le nombre de sous-porteuses N est fixé à 36 avec Δf égal à 1,5 kHz.

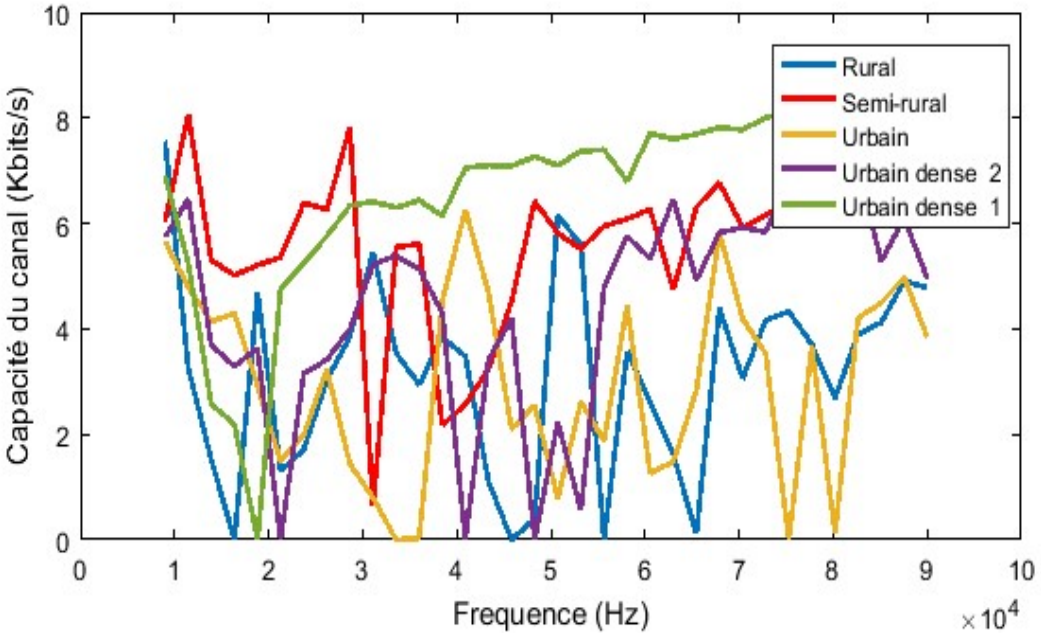


Figure 63 : Capacité du canal dans la bande CENELEC A

La Figure 63 montre que la capacité au canal par sous-porteuse est inférieure à 9 Kbits/s. On peut remarquer que dans le cas du site rural et du site urbain dense 2, il y a peu de porteuses disponibles pour la transmission CPL. Pour le site rural, la fonction de transfert est très atténuée ce qui justifie la faible capacité du canal. Pour le site urbain dense 1, la fonction de transfert est très peu atténuée ce qui justifie le bon débit. La capacité de canal théorique par sous-porteuse dans la bande CENELEC A dépend des topologies et des emplacements.

5.2.2 Capacité du canal dans la bande FCC

Dans la bande FCC de 150 à 487 kHz, la puissance du bruit noté Pn a été obtenue à partir des mesures de bruit de chaque site. La puissance d'émission notée Pe a été fixée à 66 µV et le nombre de sous-porteuses N à 72 avec Δf égal à 4,7 kHz.

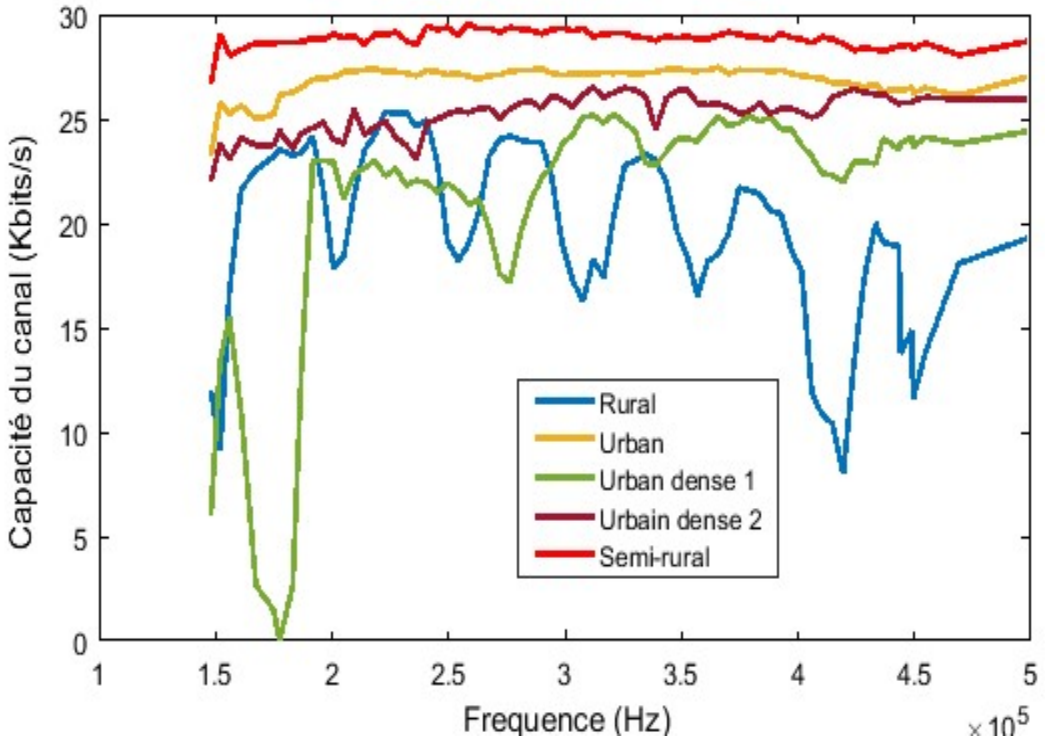


Figure 64 : Capacité du canal dans la bande FCC

La Figure 64 montre la capacité du canal par sous-porteuse avec une stabilité pour la plupart des sites comprise entre 20 Kbits/s et 30 Kbits/s. Le site rural présente la capacité la plus faible justifiée par l'importance du niveau de bruit et l'atténuation importante de la fonction de transfert.

5.2.3 Comparaison des résultats

Les capacités totales par site sont représentées dans la bande CENELEC A et FCC dans le Tableau 10.

Tableau 10: Capacités totales par site

Capacité du canal	Urbain dense1	urbain dense2	Semi-rural	rural	urbain
CENELEC A (kbits/s)	238	170	216	102	136
FCC (Mbits/s)	1.58	1.73	2.21	1.31	1.92

La capacité du canal dans la bande FCC est plus intéressante car elle varie de 1.31 Mbits /s dans le site rural à 2.21 Mbits / s dans le site semi-rural. La bande FCC représente un débit plus

élevé par rapport au débit dans la bande CENELEC A. La capacité théorique par sous-porteuse dans la bande CENELEC A est suffisante pour l'application smart metering qui nécessite un débit de 2,4 kbits / s pour le protocole CPL-G3. La capacité du canal est largement suffisante dans la bande FCC. Cela permet l'intégration des nouvelles applications « Smart Grid » sur le réseau électrique.

6. Conclusion

La première partie de ce chapitre a été consacrée à la comparaison des caractéristiques du canal CPL-NB dans différents sites de mesures sur la ville de Tours. Ces deux sites ont des topologies différentes en termes de densité de clients, types et longueurs de câbles et profils de bruit.

L'étude de l'impact des charges domestiques sur l'impédance globale d'une installation a permis de classer les charges en deux catégories (impactante et non impactante) selon leurs modes de fonctionnement et en cas de connexion et déconnexion au réseau. L'impédance d'accès vu par le compteur et par le data concentrateur au niveau du transformateur varie selon le type de site. La variation temporelle est importante du côté client.

La caractérisation de la fonction de transfert a nécessité le développement d'une plateforme de mesure pour étudier les fonctions de transfert du canal CPL-NB. La différence observée par site est liée au type et à la longueur des câbles ainsi qu'aux impédances d'accès fonctions elles même de l'impédance des installations et des câbles. Les canaux sont caractérisés par des phases non linéaires.

Les profils de bruit étudiés dans les différents sites à Tours montrent l'existence de plusieurs types. Un bruit impulsif élevé généré périodiquement toutes les 10 millisecondes apparait sur de très courtes durées. Le bruit de fond ne dépasse pas les 200 mV dans tous les sites et sa puissance diminue significativement avec la fréquence. Les spectres du bruit mesurés dans les différents sites ont montré aussi la présence du bruit à bande étroite à certaines fréquences qui correspondent à la radiodiffusion.

A partir des mesures de la fonction de transfert et du bruit dans tous les sites, le SNR et la capacité du canal ont été déduits dans la bande de fréquence 9-500 kHz. La variation du SNR a montré que la qualité du réseau urbain dense 1 et urbain dense2 offre un SNR plus élevé que

les autres sites. Cela se traduit par une capacité de canal théorique par sous-porteuse élevée dans la bande CENELEC A et FCC.

Ces mesures vont être exploitées pour simuler et émuler le canal CPL-NB dans la bande de 9 kHz à 500 kHz.

Chapitre 3
Simulateur du canal CPL-NB

Sommaire

1. Introduction 118
2. Topologie du réseau proposée 118
3. Modélisation des câbles de distribution 119
   3.1 Modèle du câble proposé 119
      3.1.1 Modèle triphasé selon l'approche circuit 120
      3.1.2 Modèle triphasé selon l'approche ligne de transmission 121
      3.1.3 Relation de passage entre les deux modèles 122
      3.1.4 Choix du modèle 123
   3.2 Méthode d'extraction des paramètres primaires 123
      3.2.1 Méthode analytique : théorie des lignes de transmission 123
      3.2.2 Méthode numérique des éléments finis 124
      3.2.3 Méthodes expérimentales 124
         3.2.3.1 Mesure de la matrices S 124
         3.2.3.2 Méthode de pont d'impédance 125
   3.3 Extraction des paramètres primaires du câble triphasé 126
      3.3.1 Configuration 1 : Détermination de la résistance et de l'inductance propre 126
      3.3.2 Configuration 2 : Détermination de la mutuelle inductance 128
      3.3.3 Configuration 3 : Détermination du couplage capacitif 129
      3.3.4 Erreur de mesure liée à la longueur du tronçon 131
   3.4 Simulation du modèle sur LTSPICE 135
      3.4.1 Interpolation des paramètres du câble 135
      3.4.2 Simplification du modèle 136
      3.4.3 Configuration sur LTSPICE 138
   3.5 Résultats de simulation et validation du modèle 139
      3.5.1 Validation de la fonction de transfert 139
      3.5.2 Validation de la diaphonie 140
4. Modélisation des impédances 141
   4.1 Modélisation de l'impédance du transformateur 142
      4.1.1 Interpolation des paramètres 142
   4.2 Modélisation de l'impédance d'accès au niveau du compteur 145
5. Simulation de la topologie globale 147
   5.1 Résultats et validation 148

5.1.1 Validation de la fonction de transfert 148
5.1.2 Validation de la diaphonie 150
5.2 Fonction de transfert pour différentes impédances d'accès au réseau 151
6. Conclusion 152

1. Introduction

Le simulateur se veut être un outil d'analyse pour la compréhension des phénomènes de transmission CPL et des prévisions de transmission pour des configurations spécifiques. En outre, grâce des simulations, le distributeur d'énergie pourrait analyser l'ensemble des structures de son réseau. Le simulateur intègrera l'atténuation linéique due à la longueur des câbles, les pertes liées à la désadaptation d'impédance côté émetteur et récepteur et l'aspect multi trajet lié aux multiples branches présentes dans le réseau.

Le modèle proposé décrit dans ce chapitre adopte une approche déterministe pour l'estimation de la fonction de transfert du canal. Pour modéliser différentes topologies du réseau BT, cette méthode nécessite plusieurs mesures pour modéliser différentes topologies du réseau BT. Le simulateur de réseau est implémenté sur le logiciel LTSPICE en se basant sur l'approche « circuit » de modélisation des éléments du réseau. L'intérêt de cette approche réside dans la simplicité de la représentation du réseau électrique, réalisée par la mise en cascade de plusieurs blocs intégrés à la librairie de LTSPICE.

Nos premiers travaux se sont concentrés sur la modélisation des câbles de distribution et de connexion présents dans le réseau. La modélisation des impédances d'accès côté transformateur et côté client sera faite à partir des mesures réalisées dans le chapitre 2. L'estimation de la fonction de transfert dans les deux sens et de la diaphonie seront validées par les mesures réalisées sur le site d'expérimentation d'Ottmarsheim.

2. Topologie du réseau proposée

Nous avons considéré pour notre travail, une branche semi-rurale et une branche résidentielle connectées au même poste de transformation, sur le site d'expérimentation d'ENEDIS. Le schéma du réseau est représenté sur la Figure 65 et dans le Tableau 11.

Tableau 11 : Caractéristique des câbles et du réseau électrique

Branche	Type de câble	Section des conducteurs	longueur	Installations
Branche 1	câble aérien torsadé triphasé	3* 70 mm²+1* 54 mm².	140m	16
Branche 2	câble souterrain triphasé	3* 150 mm²+ 1*70 mm².	109m	15
	Câble aérien torsadé triphasé	3* 70 mm²+1* 54 mm².	177m	

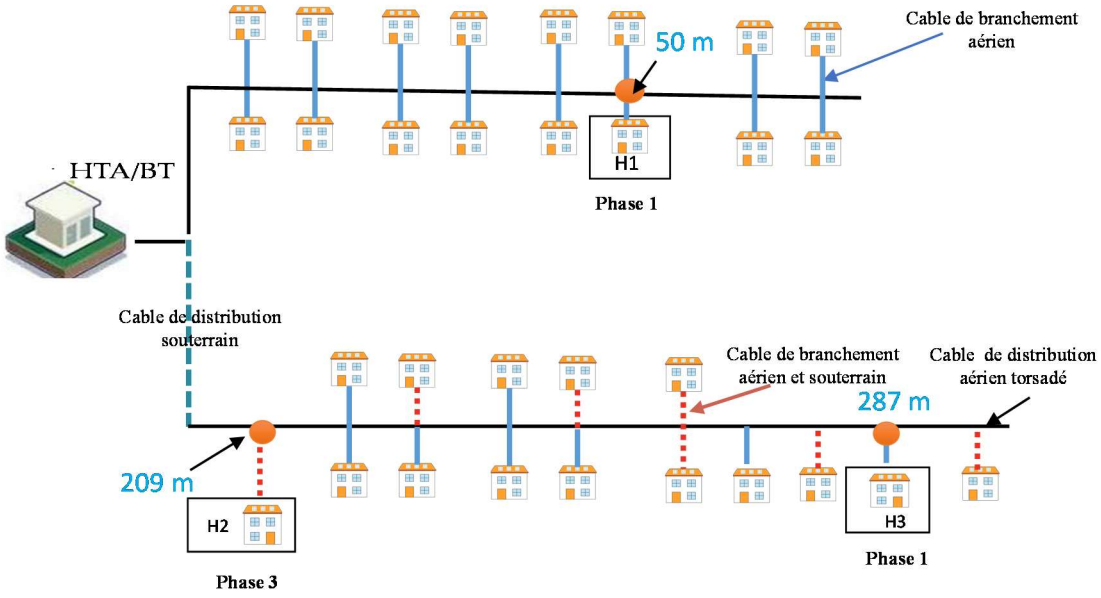


Figure 65 : Topologie proposée

Dans ce travail, la simulation puis la validation de la fonction de transfert du canal CPL et la mesure de de la diaphonie seront effectuées pour des configurations entre le poste de transformation et trois installations simulées du le site d'Ottmarsheim. L'installation 1 est connectée à la phase 1 de la première branche. L'installation 2 est connectée à la phase 3 de la deuxième branche. L'installation 3 est connectée à la phase 1 de la deuxième branche. Ces installations sont choisies parce qu'elles sont situées à des distances différentes du poste de transformation et sur des phases différentes.

3. Modélisation des câbles de distribution

Les câbles électriques BT ne sont pas vraiment conçus pour transmettre des signaux de hautes fréquences et ils engendrent une atténuation linéique dans ces bandes de fréquences [63]. Plusieurs types de câbles présentés dans le chapitre 1 nécessitent une modélisation prenant en compte leurs propriétés physiques. Dans la prochaine partie, la modélisation des câbles triphasés de distribution et de branchement est présentée en se basant sur l'approche circuit.

3.1 Modèle du câble proposé

Dans une transmission CPL bas débit, le câble électrique peut être caractérisé soit par ses paramètres primaires R, L, C et G qui sont linéiques ou par ses paramètres secondaires Zc (impédance caractéristique) et γ (coefficient de propagation) qui sont fonction des éléments R,

L, C et G [18], [64]. Les éléments primaires dépendent de la géométrie et de la nature des matériaux conducteurs et isolants. La résistance linéique R des fils conducteurs constituant la ligne de transmission s'exprime en Ω/m. Elle dépend beaucoup de l'effet de peau et de la proximité des différents conducteurs. La résistance linéique est fonction de l'épaisseur de peau. L'inductance linéique L s'exprime en H/m. La capacité linéique C est exprimée en F/m. Elle dépend de la permittivité de l'isolant utilisé. La conductance linéique s'exprime en S/m. Elle représente les pertes dues aux imperfections de l'isolant.

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

$$Z_c = \sqrt{\frac{(R + jl\omega)}{(G + jC\omega)}} \qquad \text{Équation 21}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jl\omega)(G + jC\omega)} \qquad \text{Équation 22}$$

De nombreux modèles de câbles de distribution BT sont proposés dans la littérature. Le modèle utilisé par Lefort et al. en [65] ne prend pas en compte le couplage inductif entre chaque deux conducteurs de phase et entre chaque conducteur de phase et le neutre. Les paramètres linéiques des trois phases sont considérés symétriques. Avec Kharraz et al. [66], deux approches de modélisation sont présentées. La première approche considère le câble électrique comme une ligne simple sans prendre en compte le couplage entre les différents conducteurs du câble. La deuxième approche consiste à caractériser le câble en prenant en compte le couplage inductif et capacitif dans le câble. Les travaux présentés en [66], [67] prennent en compte aussi le couplage inductif et capacitif des câbles BT.

A partir de ces travaux proposés dans la litterature, le modèle adopté doit prendre en compte tous les paramètres, sans simplification, afin d'avoir des résultats proches à la transmission réelle. Le câble éléctrique triphasé peut être modèlisé selon deux approches « circuit » ou « ligne de transmission »

3.1.1 Modèle triphasé selon l'approche circuit

Le schéma de la cellule élémentaire proposée dans ce travail est basé sur la modélisation de chaque conducteur de phase et du neutre. Dans ce modèle, R_{phase} et L_{phase} représentent la résistance et l'inductance linéique de chaque phase. Ce modèle implémente également les

couplages capacitifs et les pertes diélectriques entre les phases notés C12, C23, C13, G12, G23, G13 et entre chaque phase et le neutre notés C1N, C2N, C3N, G1N, G2N, G3N.

Le courant circulant sur une des lignes va générer un champ magnétique engendrant à son tour une différence de potentiel qui est représentée par la mutuelle inductance M entre les deux conducteurs. Le couplage inductif entre chaque paire de phases M12, M23, M13 et le couplage inductif entre chaque phase et le neutre M1N, M2N, M3N sont introduits dans le modèle présenté dans la Figure 66.

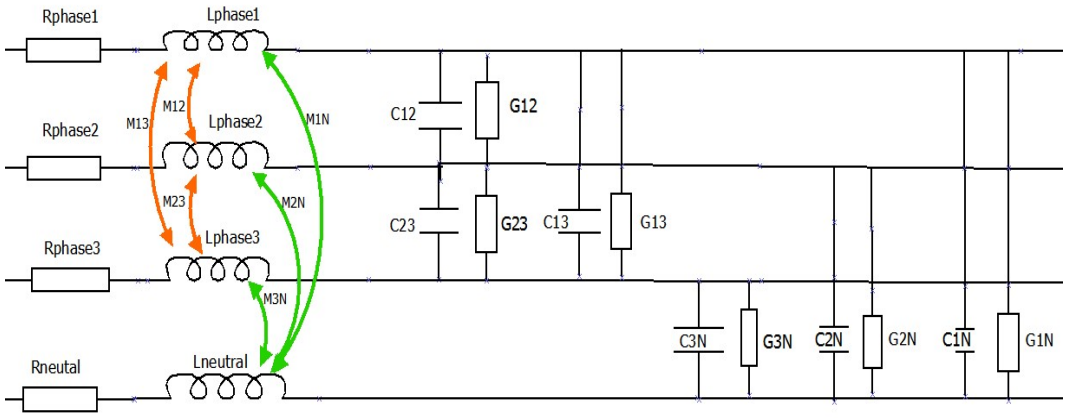


Figure 66 : Cellule élémentaire du modèle circuit d'un câble triphasé

3.1.2 Modèle triphasé selon l'approche ligne de transmission

Le schéma de la cellule élémentaire proposée intègre les résistances RNP1, RNP2 et RNP3 qui représentent la résistance propre de chaque ligne de transmission entre une phase et le neutre. LNP1, LNP2, LNP3 représentent l'inductance propre de chaque ligne de transmission entre une phase et le neutre et les paramètres M_NP1-NP2, M_NP2-NP3 et M_NP1-NP3 correspondent aux inductances mutuelles entre deux lignes de transmission.

Le couplage capacitif est représenté par les capacités mutuelles C12, C13, C23, C1N, C2N, C3N entre deux conducteurs, de même pour ainsi que les conductances G12, G13, G23, G1N, G2N, G3N. Le circuit équivalent d'un câble triphasé composé de 3 lignes de transmission (NP1, NP2 et NP3) est présenté sur la Figure 67. Ce modèle est adopté dans les travaux de [66].

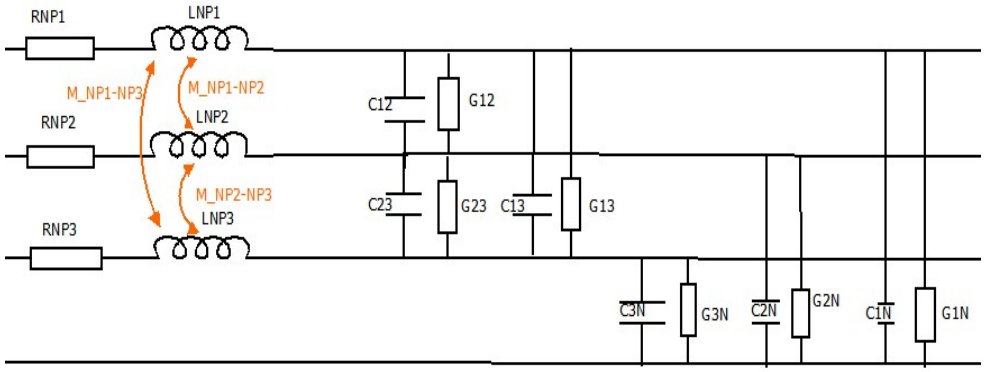


Figure 67 : Cellule élémentaire d'une ligne de transmission d'un câble triphasé

3.1.3 Relation de passage entre les deux modèles

La résistance de chaque de ligne de transmission est la somme de R_{phase} propre et R_{neutre}

$$R_{NP1} = R_{neutre} + R_{phase1} \quad \text{Équation 23}$$

$$R_{NP2} = R_{neutre} + R_{phase2} \quad \text{Équation 24}$$

$$R_{NP3} = R_{neutre} + R_{phase3} \quad \text{Équation 25}$$

Les inductances des lignes de transmission

$$L_{NP1} = L_{neutre} + L_{phase1} - 2M_{1N} \quad \text{Équation 26}$$

$$L_{NP2} = L_{neutre} + L_{phase2} - 2M_{2N} \quad \text{Équation 27}$$

$$L_{NP3} = L_{neutre} + L_{phase3} - 2M_{3N} \quad \text{Équation 28}$$

Les mutuelles entre chaque paire de lignes de transmission

$$M_{NP1-NP2} = M_{12} - M_{1N} - M_{2N} + L_N \quad \text{Équation 29}$$

$$M_{NP1-NP3} = M_{13} - M_{1N} - M_{3N} + L_N \quad \text{Équation 30}$$

$$M_{NP2-NP3} = M_{23} - M_{2N} - M_{3N} + L_N \quad \text{Équation 31}$$

Les capacités du modèle ligne de transmission sont directement les capacités en modèle circuit.

$$Cij = Cij \quad \text{Équation 32}$$

$$CiN = CiN \quad \text{Équation 33}$$

3.1.4 Choix du modèle

Ces deux approches donnent des résultats similaires. Le modèle adopté dans ce travail est donc le modèle circuit. L'approche circuit permet aussi la simulation de la transmission CPL-NB entre deux phases. La correspondance entre ces deux modélisations va permettre d'échanger des modèles de câble entre les laboratoires, le GREMAN et EDF R&D, utilisant chacun leur approche. Le modèle circuit adopté nécessite donc la détermination des paramètres primaires en fonction de la fréquence et l'intégration de ces paramètres dans un circuit équivalent qui représente la cellule élémentaire d'un mètre de câble.

3.2 Méthode d'extraction des paramètres primaires

Dans la littérature, il est possible de distinguer trois méthodes d'identification : la méthode analytique [66], la méthode des éléments finis [67] et plusieurs méthodes expérimentales [18], [65].

3.2.1 Méthode analytique : théorie des lignes de transmission

Les éléments linéiques dépendent de la géométrie et de la nature des matériaux des conducteurs. La résistance linéique R dépend de l'épaisseur de peau. Elle est donnée par l'Équation 14. :

$$e = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \qquad \text{Équation 34}$$

où μ et σ sont respectivement la perméabilité magnétique et la conductivité du matériau conducteur. L'expression de R s'écrit souvent comme suit :

$$R = \rho \frac{1}{\pi(r^2 - (r-e)^2)} \qquad \text{Équation 35}$$

où r représente le rayon du conducteur et ρ sa résistivité.

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

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} arcosh\left(\frac{D}{2r}\right) \qquad \text{Équation 36}$$

où D est la distance entre deux conducteurs, r étant le rayon du conducteur et μ_0 est la perméabilité magnétique du vide.

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

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln(\frac{D-r}{r})}$$ Équation 37

où D est la distance entre deux conducteurs, r le rayon du conducteur, ε_0 la permittivité du vide et $\varepsilon_r$est la permittivité relative du matériau.

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

$$G = 2\pi f . C . \tan(\delta)$$ Équation 38

avec δ l'angle de perte du diélectrique et C la capacité linéique.

3.2.2 Méthode numérique des éléments finis

La méthode des éléments finis est basée sur la discrétisation et la résolution numérique des équations de Maxwell afin de modéliser les grandeurs électromagnétiques dans chaque maille. Elle nécessite la définition des paramètres géométriques comme le diamètre, la longueur et la distance entre chaque conducteur du câble ainsi que les paramètres physiques de chaque conducteur la permittivité, perméabilité et à la conductivité. Elle fait appel à des logiciels scientifiques spécifiques dès qu'on souhaite traiter des structures importantes (réseau électrique) avec des détails dimensionnels fins (conducteur dans un câble)

3.2.3 Méthodes expérimentales

Il existe plusieurs méthodes expérimentales qui sont en fonction de l'appareillage utilisé et de la bande de fréquence visée.

3.2.3.1 Mesure de la matrices S

La matrice S est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Les équations suivantes définissent le passage de la matrice S mesurée entre deux conducteurs d'un câble triphasé vers la matrice Z pour en déduire les paramètres primaires RLCG.

$$Z = \begin{pmatrix} Z0.\frac{(1+\overline{S_{11}}).(1+\overline{S_{22}}) + \overline{S_{12}}\ \overline{S_{21}}}{(1-\overline{S_{11}}).(1-\overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}}\ \overline{S_{21}}} & \frac{2.Z0.\overline{S_{12}}}{(1-\overline{S_{11}}).(1-\overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}}\ \overline{S_{21}}} \\ \frac{2.Z0.\overline{S_{21}}}{(1-\overline{S_{11}}).(1-\overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}}\ \overline{S_{21}}} & Z0.\frac{(1+\overline{S_{11}}).(1-\overline{S_{22}}) + \overline{S_{12}}\ \overline{S_{21}}}{(1-\overline{S_{11}}).(1-\overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}}\ \overline{S_{21}}} \end{pmatrix}$$ Équation 39

La matrice impédance Z peut être exprimée en fonction des paramètres primaires comme suit :

$$\bar{Z} = \begin{pmatrix} \overline{Z_{11}} & \overline{Z_{12}} \\ \overline{Z_{21}} & \overline{Z_{22}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\,RL_1\,\omega + \frac{1}{G+jC\omega} & \frac{1}{G+jC\omega} \\ \frac{1}{G+jC\omega} & R_2 + j\,RL_2\,\omega + \frac{1}{G+jC\omega} \end{pmatrix}$$ Équation 40

$$R_1 = R_2 = real\,(\overline{Z_{11}} - \overline{Z_{12}})$$ Équation 41

$$C = imag(\frac{\omega}{\overline{Z_{12}}})$$ Équation 42

$$G = real(\frac{1}{\overline{Z_{12}}})$$ Équation 43

$$L_1 = L_2 = \frac{imag(\overline{Z_{11}} - \overline{Z_{12}})}{\omega}$$ Équation 44

3.2.3.2 Méthode de pont d'impédance

La méthode utilisant le pont d'impédance est basée sur deux types de mesure d'impédance. La première mesure d'impédance entre deux conducteurs d'un câble triphasé est une configuration de type court-circuit (CC). La deuxième mesure d'impédance est réalisée en circuit-ouvert (CO). Les paramètres primaires peuvent être calculés directement comme suit :

$$\mathrm{R_{mesure}}(\omega) = \mathrm{Réel}(\mathrm{Z_{cc}}(\omega))$$ Équation 45

$$\mathrm{L_{mesure}}(\omega) = \frac{\mathrm{Imag}(\mathrm{Z_{cc}}(\omega))}{\omega}$$ Équation 46

$$\mathrm{G_{mesure}}(\omega) = \mathrm{Réel}(\mathrm{Y_{co}}(\omega))$$ Équation 47

$$\mathrm{C_{mesure}}(\omega) = \frac{\mathrm{Imag}(\mathrm{Y_{co}}(\omega))}{\omega}$$ Équation 48

Les paramètres primaires peuvent être calculés aussi à partir des paramètres secondaires obtenus suite aux mesures en court-circuit et circuit-ouvert entre deux conducteurs d'un câble triphasé. Les paramètres secondaires sont obtenus à partir des équations suivantes :

$$Z_c(\omega) = \sqrt{Z_{cc} * Z_{co}}$$ Équation 49

$$\gamma = \frac{arc\,\tanh(\sqrt{Z_{cc}/Z_{co}})}{l}$$ Équation 50

Les principaux paramètres du câble sont déterminés par les équations suivantes :

$$R_{mesure}(\omega) = Réel(Z_c(\omega) * \gamma(\omega)) \quad \text{Équation 51}$$

$$L_{mesure}(\omega) = \frac{Imag(Z_c(\omega) * \gamma(\omega))}{\omega} \quad \text{Équation 52}$$

$$G_{mesure}(\omega) = Réel(\frac{Z_c(\omega)}{\gamma(\omega)}) \quad \text{Équation 53}$$

$$C_{mesure}(\omega) = Imag(\frac{\gamma(\omega)}{\omega * Z_c(\omega)}) \quad \text{Équation 54}$$

La méthode du pont d'impédance a été choisie afin d'extraire les paramètres linéiques du câble électrique. L'avantage de cette méthode expérimentale est lié à la simplicité de son implémentation. Les mesures ont été réalisées avec un analyseur d'impédance HP4294A dans la bande de fréquence de 9 kHz à 500 kHz.

3.3 Extraction des paramètres primaires du câble triphasé

La méthode d'extraction des paramètres est adaptée afin d'identifier les paramètres propres du câble. La configuration en court-circuit permet de calculer le couplage et d'extraire la mutuelle inductance car les éléments parallèles se trouvent court-circuités. La configuration en circuit-ouvert permet de déterminer le couplage capacitif ainsi que la conductance entre chaque deux conducteurs. Une mesure directe de l'impédance de chaque conducteur est ajoutée afin de mesurer les paramètres propres R et L de chaque conducteur. Chacune de ces étapes est présentée de façon détaillée.

Plusieurs types de câbles ont été caractérisés et modélisés avec différentes sections de phase et de neutre. Les phases sont numérotées afin de prendre en compte la dissymétrie géométrique des phases qui ne sont pas équidistantes entre elles et avec le neutre. Le blindage est en contact direct avec le neutre dans le cas du câble de distribution ou de branchement souterrain. Ce blindage n'est pas pris en compte dans notre modèle. Les modèle de type circuit des câbles sont ensuite implantés dans le logiciel de simulation LTSPICE.

3.3.1 Configuration 1 : Détermination de la résistance et de l'inductance propre

L'extraction de la résistance et de l'inductance propres des trois conducteurs de phase et du conducteur de neutre est réalisée à la suite d'une mesure directe de l'impédance de chaque conducteur comme le présente la Figure 68.

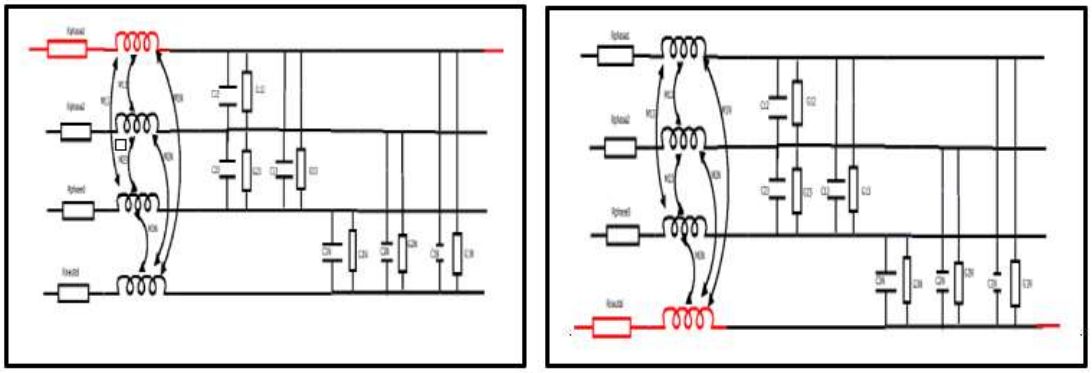


Figure 68 : Mesure directe de l'impédance du conducteur

- **Extraction des paramètres**

R_{phase} , R_{neutre}, L_{phase} et L_{neutre} sont calculés à partir l' Équation 55 et l'Équation 56 :

$$R_{conducteur} = Réel(Z_{direct}(\omega)) \qquad \text{Équation 55}$$

$$L_{conducteur}(\omega) = \frac{Imag(Z_{direct}(\omega))}{\omega} \qquad \text{Équation 56}$$

La Figure 69 représente les résistances linéiques obtenues pour un câble de branchement.

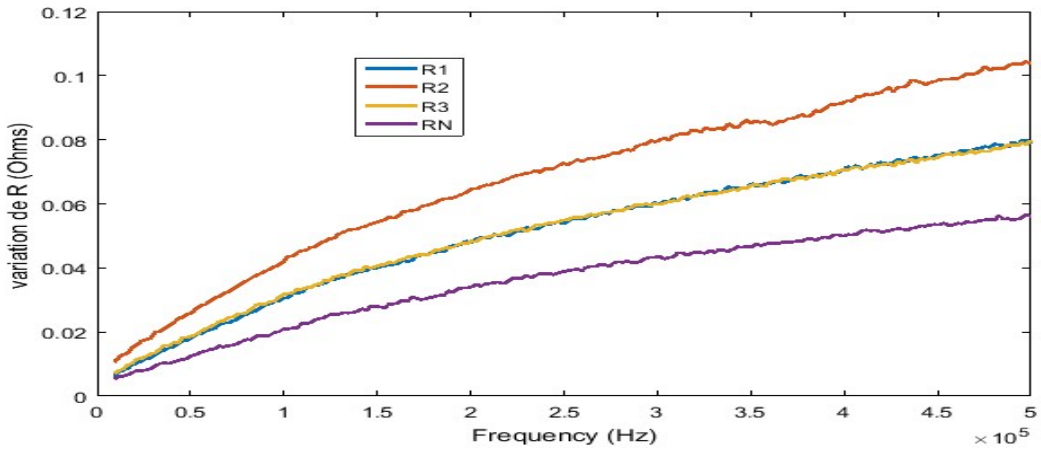


Figure 69 : Résistances propres du câble de branchement 4*35mm²

Les résultats obtenus sur la Figure 69 montrent que la résistance augmente en fonction de la fréquence, notamment en raison de l'effet de peau. Les résistances de la phase 1 et la phase 3 sont identiques. La résistance linéique de la phase 2 est différente de la résistance linéique des phases 1 et 3. Cette différence est due aux caractéristiques géométriques du câble. La résistance

du neutre est inférieure à la résistance des phases à cause de la différence de matériaux. Les phases sont en aluminium et le neutre est en plomb.

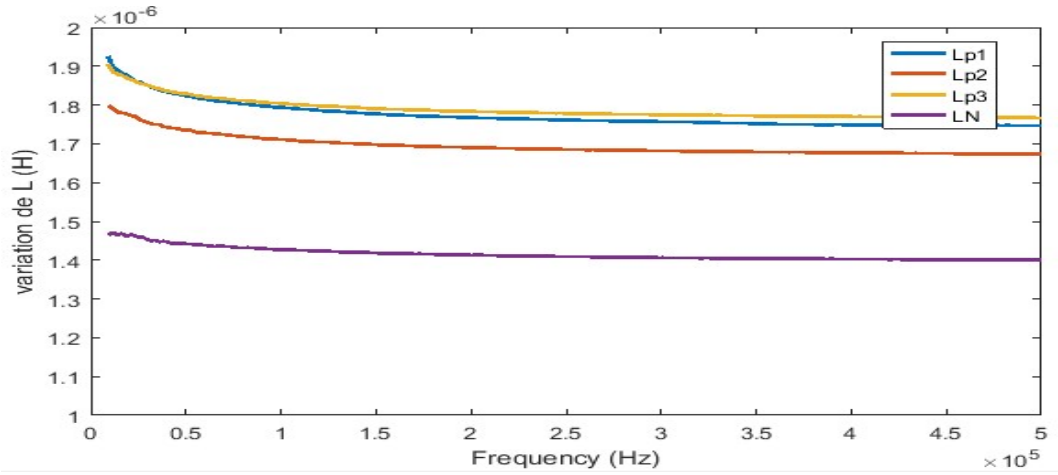


Figure 70 : Inductances propres du câble de branchement 4*35mm²

Les résultats présentés sur la Figure 70 montrent une diminution de l'inductance linéique avec la fréquence. On retrouve la même similitude que la résistance linéique pour les phases 1 et 3.

3.3.2 Configuration 2 : Détermination de la mutuelle inductance

La mesure consiste à court-circuiter chaque paire de conducteurs (phase-phase et phase – neutre) pour annuler le couplage capacitif présent entre eux comme le montre la Figure 71.

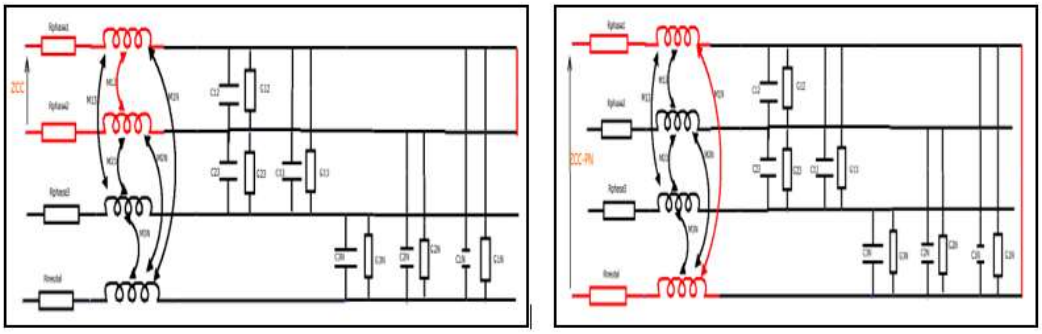


Figure 71 : Configuration de mesure en court-circuit

Les mutuelles inductances M12 et M1N sont calculées à partir des expressions suivantes :

$$L_{mesure12} = L_{phase1} + L_{phase2} - 2 * M12 \qquad \text{Équation 57}$$

$$L_{mesure1N} = L_{phase1} + L_{neutre} - 2 * M1N \qquad \text{Équation 58}$$

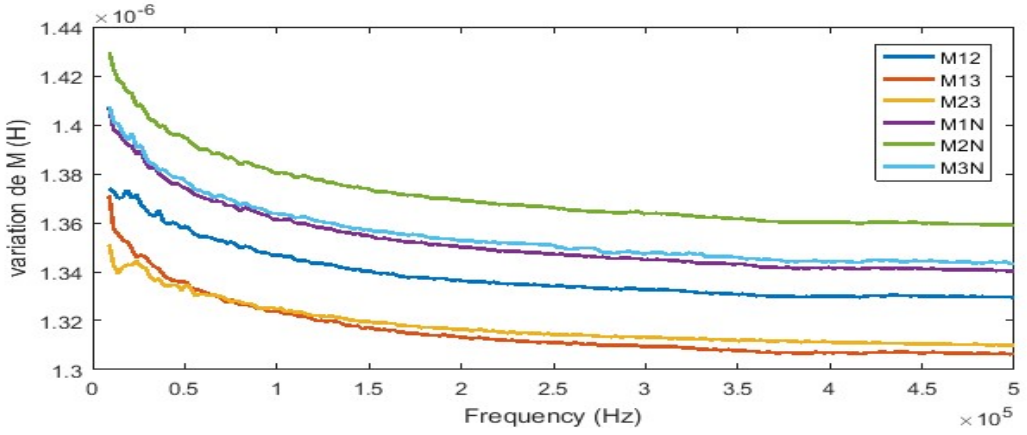


Figure 72 : Mutuelles inductances du câble de branchement 4* 35mm²

Les résultats présentés sur la Figure 72 montrent la diminution de la mutuelle inductance linéique avec la fréquence. Par ailleurs, l'inductance propre d'un conducteur de l'ordre de 1.3 uH/m est plus élevée que la mutuelle entre deux conducteurs, si on compare ces résultats à ceux de la Figure 70.

3.3.3 Configuration 3 : Détermination du couplage capacitif

La mesure en circuit-ouvert entre chaque paire de conducteurs (phase-phase et entre phase- neutre) permet de mesurer le couplage capacitif présent entre eux comme le présente la Figure 73.

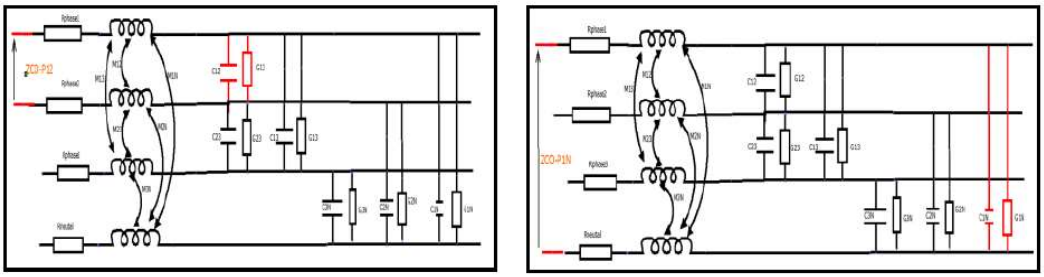


Figure 73 : Configuration de mesure en circuit ouvert

Les capacités et les conductances entre chaque paire de phases et entre chaque phase et le neutre sont calculées à partir des équations suivantes :

$$G_{mesure}(\omega) = Réel(\frac{Z_c(\omega)}{\gamma(\omega)})$$ Équation 59

$$C_{mesure}(\omega) = Imag(\frac{\gamma(\omega)}{\omega * Z_c(\omega)})$$ Équation 60

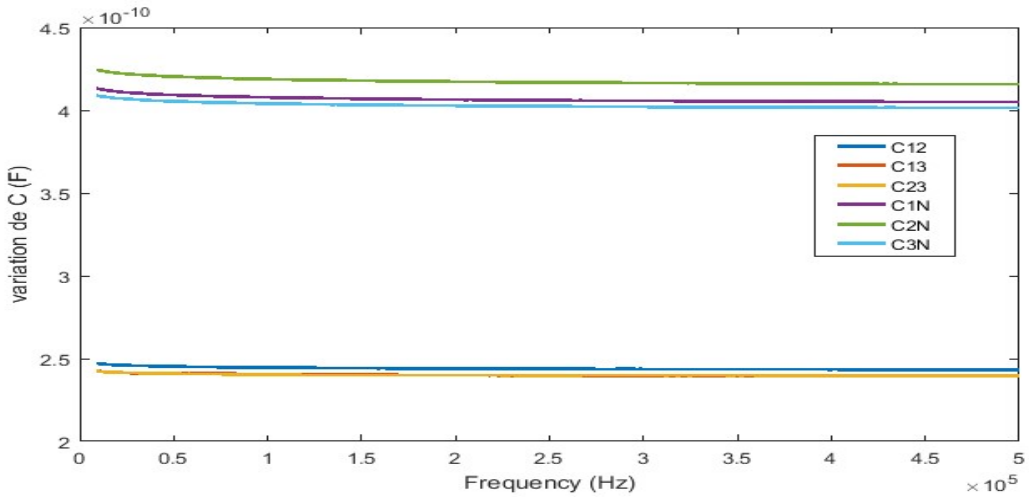


Figure 74 : Couplage capacitif du câble de branchement 4*35mm²

La capacité linéique est presque constante en fonction de la fréquence. Cette capacité entre phases (425 pF/m) est supérieure au couplage capacitif entre chaque phase et le neutre (250 pF/m). La Figure 75 représente la conductance issue de la mesure en circuit ouvert.

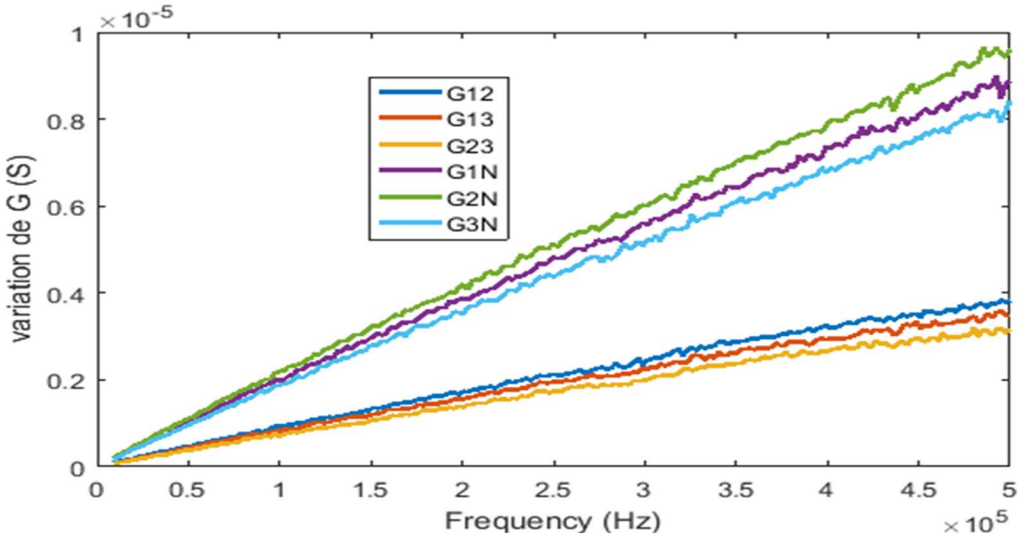


Figure 75 : Conductance du câble de branchement 4*35mm²

La conductance augmente rapidement avec la fréquence à cause des pertes des diélectriques. La conductance entre phases est plus importante que la conductance entre chaque phase et neutre.

3.3.4 Erreur de mesure liée à la longueur du tronçon

Les mesures sont faites sur des tronçons de câble de faible longueur. En réalité, les réseaux BT nécessitent des longueurs de câble importantes. La cellule élémentaire est donc cascadée afin de simuler la longueur voulue. Dans cette partie, l'intérêt consiste à étudier l'impact de la longueur du tronçon sur la précision de l'extraction des paramètres du câble. Les mesures des paramètres R, L, C et G sont réalisées pour un câble de section 50 mm² pour les 3 phases et le neutre. Les paramètres sont mesurés pour un tronçon de 2m et de 20 m et leurs valeurs ramenées pour une longueur unité. Les résultats sont présentés dans la Figure 76 , Figure 77 , Figure 78, Figure 79 et Figure 80. L'erreur est calculée pour tous les paramètres pour un mètre de câble. L'écart moyen et la valeur moyenne du paramètre ramené par mètre sont définis dans les équations suivantes :

$$Ecart\ moyen\ /1m = mean\ (X_{20}\text{-}X_2) \qquad \text{Équation 61}$$

$$Ecart\ moyen(\%)/1m = mean(\frac{X_{20} - X_2}{X_{20}}) \qquad \text{Équation 62}$$

L'erreur est calculée pour la résistance et l'inductance propres de chaque conducteur de phase et du neutre. Pour la capacité et la conductance linéique, elle est calculée entre chaque paire de conducteurs. Les résultats sont présentés dans le Tableau 12 , Tableau 13 et le Tableau 14:

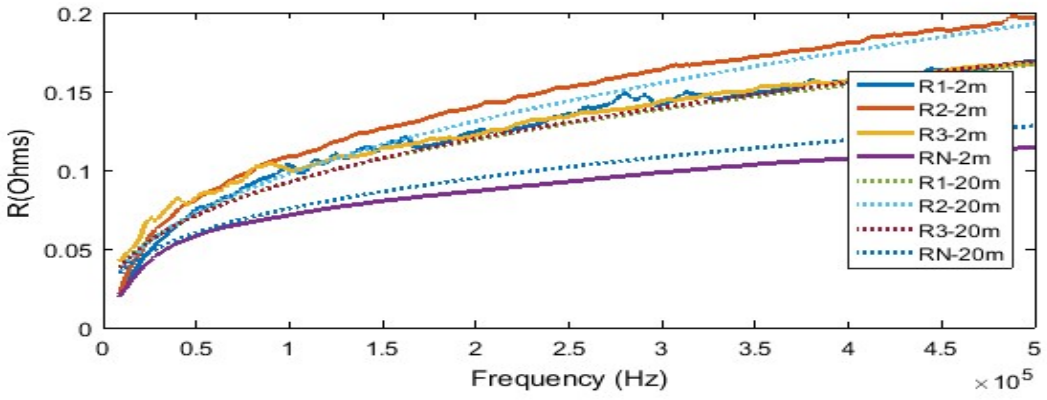


Figure 76 : Résistances linéiques des deux câbles

L'écart entre les paramètres d'un câble par mètre à partir d'un câble de 2m et de 20m est faible pour les résistances de chaque conducteur.

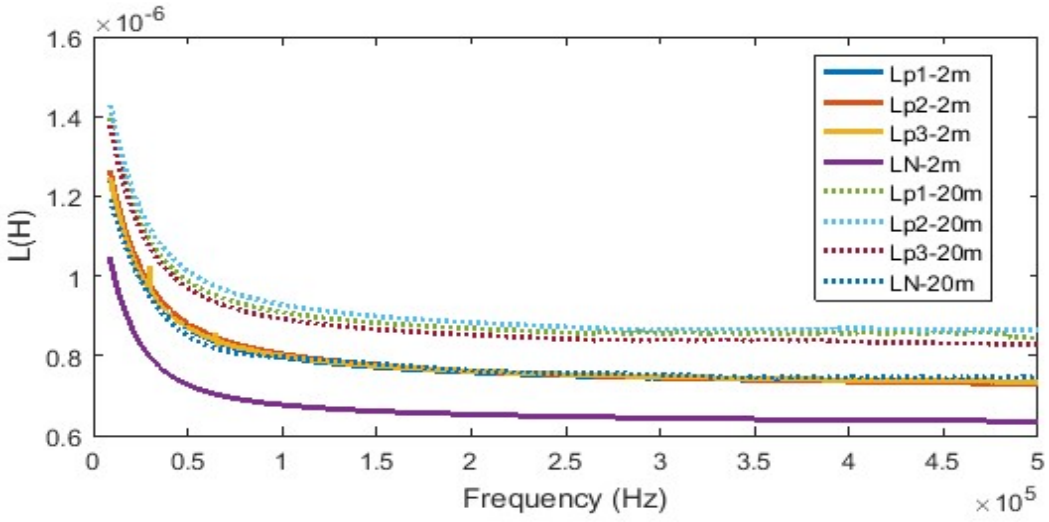


Figure 77 : Inductances linéiques des deux câbles

Tableau 12 : Ecart entre les paramètres R et L

	Résistance propre R /1m				Inductance propre L /1m			
	R1(Ω)	R2(Ω)	R3(Ω)	RN(Ω)	L1(nH)	L2(nH)	L3(nH)	LN (nH)
Ecart moyen	-0.0034	-0.0074	-0.0046	0.0086	116.25	127.47	946.62	114.35
Ecart max	0.0162	0.0139	0.0019	0.0148	153.68	170.97	133.06	168.79
Ecart moyen(%)	2.37	5.75	5.04	8.75	**13.06**	**14.09**	**10.82**	**14.62**

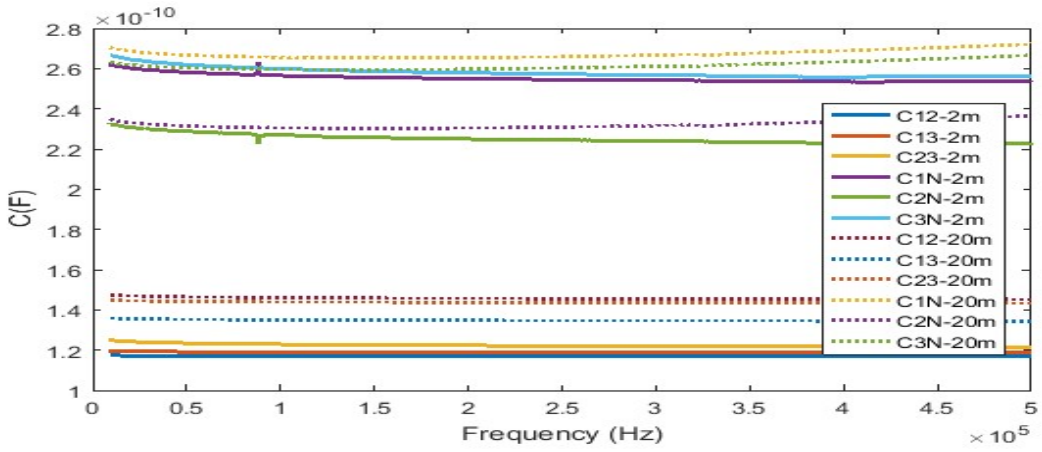


Figure 78 : Couplages capacitifs des deux câbles

L'écart entre les paramètres d'un câble par mètre à partir d'un câble de 2m et de 20m est faible pour le couplage capacitif entre les conducteurs.

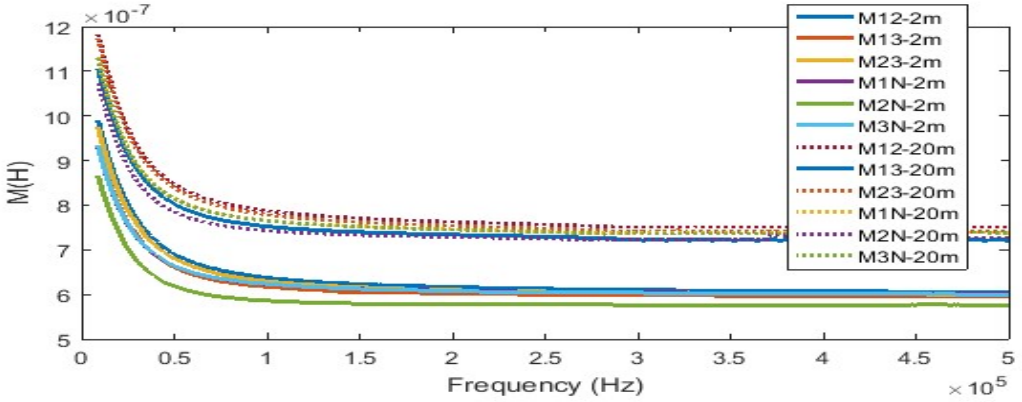


Figure 79 : Mutuelles inductances linéiques des deux câbles

Tableau 13 : Erreur liée à M et C

	M /1m						C /1m					
	M12(nH)	M13(nH)	M23(nH)	M1N(nH)	M2N(nH)	M3N(nH)	C12(pF)	C13(pF)	C23(pF)	C1N(pF)	C2N(pF)	C3N(pF)
Ecart moyen	147.6	1.3155	145.57	140.3	155.6	140.1	28.74	15.78	21.4	12.1	7.07	3.49
Ecart max	194.11	1.772	22.71	201.1	210.9	198	30	16.55	21.8	18.6	14.49	0.66
Ecart moyen(%)	**18.95**	**17.60**	**18.89**	**18.42**	**20.73**	**18.42**	**19.721**	**1.712**	**4.898**	4.54	3.01	1.32

On observe un écart moyen de 10% pour les inductances propres et de 18% pour les mutuelles inductances.

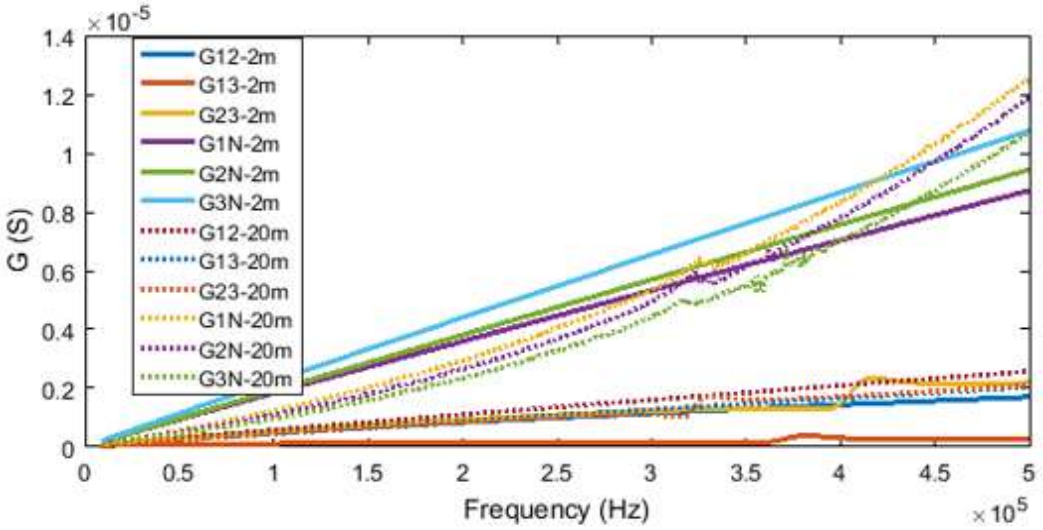


Figure 80 : Conductances linéiques des deux câbles /1m

Tableau 14 : Erreur liée à G

	G /1m					
	G12 (S)	G13 (S)	G23 (S)	G1N (S)	G2N (S)	G3N (S)
Ecart moyen	3.7857e-07	9.0956e-07	-5.7310e-08	3.3854e-07	-3.2860e-07	-1.5228e-06
Ecart max	8.6932e-07	1.7759e-06	4.3717e-07	3.7816e-06	2.4541e-06	-6.2277e-08
Ecart moyen (%)	**22.4181**	**79.3773**	**-11.3329**	**14.0919**	**-32.9118**	**-73.6498**

L'écart est important pour les conductances et il dépasse la valeur de 50%. Cette différence liée à la longueur du tronçon peut être expliquée par l'incertitude sur la longueur exacte du câble et sur la mesure de la conductance.

Nos mesures sont basées sur l'utilisation d'un analyseur de réseau qui permet d'obtenir des résultats suffisamment de précis. Notre modèle est donc retenu. La méthode d'extraction des paramètres a été appliquée sur différents types de câbles avec des tronçons de longueurs différentes.

3.4 Simulation du modèle sur LTSPICE

La simulation a été effectuée sur LTSPICE par la création d'une cellule élémentaire représentée par un symbole [68]. Les symboles seront cascadés afin de simuler différentes longueurs du câble. Le circuit d'une cellule élémentaire d'un câble triphasé est présenté à la Figure 81. Elle intègre tous les paramètres du câble qui évoluent en fonction de la fréquence. Cette variation fréquentielle sera introduite dans le modèle par l'interpolation de tous les paramètres à partir des mesures effectuées en fonction de la fréquence.

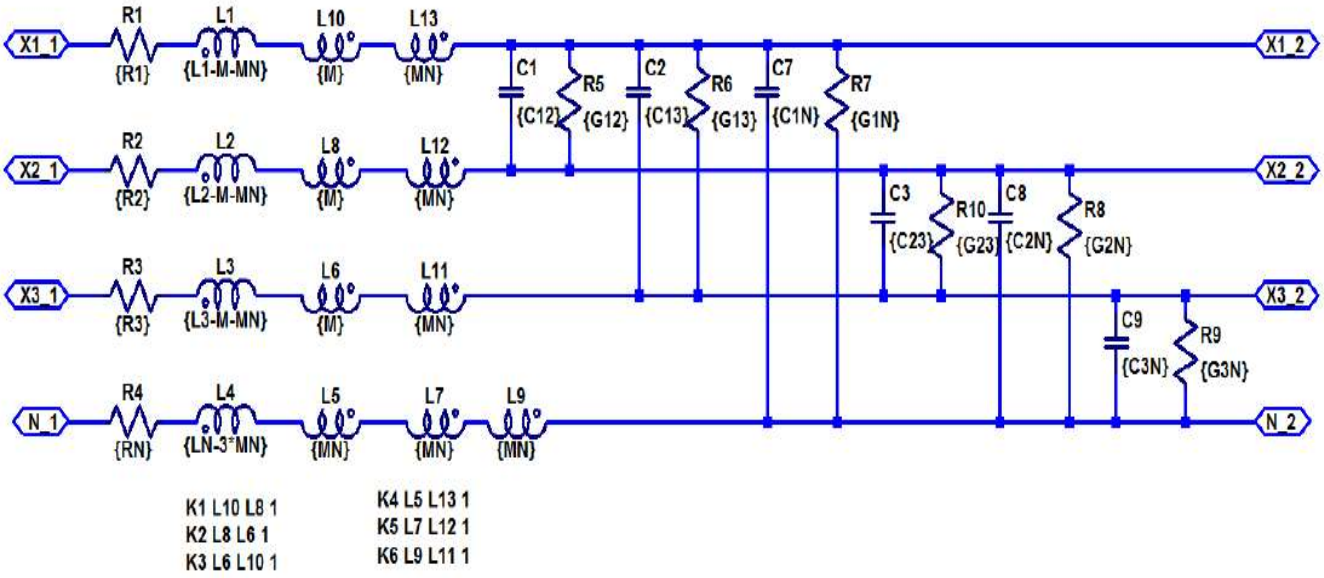


Figure 81 : Cellule élémentaire d'un mètre de câble sur LTSPICE

3.4.1 Interpolation des paramètres du câble

L'interpolation des paramètres de deux mètres de câble de branchement triphasé de section 4* 35 mm ² est effectuée sur MATLAB en utilisant la fonction d'interpolation « Power » du Toolbox « Curve Fitting ». Les équations sont présentées ci-dessous :

- **Résistance et inductance propres de chaque conducteur**

R1 = (6.489e-05)*(f^0.563)	L1 =(2.486e-06)*(f^ (-0.02774))
R2 =(3.133e-05)*(f^0.5987)	L2 =(2.144e-06)*(f^ (-0.01929))
R3 =(3.984e-05)*(f^0.5797)	L3 =(2.314e-06)*(f^ (-0.02119))
RN = (1.914e-05)*(f^0.6105)	LN =(1.606e-06)*(f^ (-0.01036))

- **Mutuelle inductance**

$$M12 = (1.481e\text{-}06)*(f^{\wedge}\ (0.008327))$$
$$M13 = (1.618e\text{-}06\ )*(f^{\wedge}\ (-0.01331))$$
$$M23 = (1.497e\text{-}06\ )*(f^{\wedge}(-0.007993))$$
$$M1N = (1.621e\text{-}06\ )*(f^{\wedge}(-0.01376))$$
$$M2N = (1.587e\text{-}06\ )*(f^{\wedge}(-0.01313\ ))$$
$$M3N = (1.578e\text{-}06\ )*(f^{\wedge}(-0.01251))$$

$$C12 = (2.565e\text{-}10)\ *(f^{\wedge}(\ -0.004086))$$
$$C13 = (2.503e\text{-}10)*(f^{\wedge}\ (-0.003471))$$
$$C23 = (2.495e\text{-}10)*(f^{\wedge}\ (-0.003162))$$
$$C1N = (4.462e\text{-}10)*(f^{\wedge}(-0.005468))$$
$$C2N = (4.343e\text{-}10)*(f^{\wedge}(-0.005419))$$
$$C3N = (4.27e\text{-}10)*(f^{\wedge}(\ -0.004782))$$

- **Conductance**

$$G12 = 1/((1.048e\text{-}11)*(f^{\wedge}0.9795))$$
$$G13 = 1/((6.132e\text{-}12)*(f^{\wedge}1.015\ ))$$
$$G23 = 1/((9.173e\text{-}12)*(f^{\wedge}0.9752))$$
$$G1N = 1/((2.482e\text{-}11)*(f^{\wedge}0.9824))$$
$$G2N = 1/((2.671e\text{-}11)*(f^{\wedge}0.9707))$$
$$G3N = 1/((1.65e\text{-}11)*(f^{\wedge}1.0036))$$

3.4.2 Simplification du modèle

Les résultats ont montré que les résistances linéaires des trois phases R1, R2 et R3 et des conductances entre phases et entre chaque phase et le neutre sont presque identiques. Dans cette simplification, les trois phases seront considérées comme symétriques et les paramètres de phase seront moyennés.

L'ensemble des paramètres primaires interpolés L, M et C varient faiblement en fonction de la fréquence. Ces paramètres vont donc être considérés comme constants. Ce modèle simplifié du câble blindé de 4 conducteurs diminue le nombre de paramètres et par conséquent le nombre de mesures de 18 à 6. Le modèle simplifié est appliqué pour plusieurs types et sections de câbles. Les paramètres du modèle simplifié d'un câble aérien torsadé, d'un câble souterrain et du câble de branchement présenté précédemment sont présentés ci-dessous.

- **Câble aérien torsadé NFC 33-209 avec une section de phase égale à 70 mm², une section du neutre de 54 mm² et un échantillon de longueur est égale à 1 m.**

$$Rphase = R1 = R2 = R3 = 0.0007628\ f^{0.356}\ \Omega/m$$
$$RN = 0.00054\ f^{0.346}\ \Omega/m$$
$$Lphase = L1 = L2 = L3 = 2.86e-06\ H/m$$
$$LN = 3.056e-06\ H/m$$
$$M = M12 = M13 = M23 = 2.13e-06\ H/m$$
$$MN = M1N = M2N = M3N = 2.35e-06\ H/m$$
$$Cphase = M12 = M13 = M23 = 90-12\ F/m$$
$$CN = M1N = M2N = M3N = 26e-12\ F/m$$
$$Gphase = G12 = G13 = G23 = 12.66e-6\ S/m$$
$$GN = G1N = G2N = G3N = 4.45e-6\ S/m$$

- **Câble souterrain NFC 33-210 avec une section de phase égale à 95mm², de section du neutre de 54mm² et un échantillon de longueur est égale à 2.5m.**

$$Rphase = R1 = R2 = R3 = 0.002061\ f^{0.37}\ \Omega$$
$$RN = 0.0036\ f^{0.37}\ \Omega$$
$$Lphase = L1 = L2 = L3 = 1.78e-06\ H$$
$$LN = 1.65e-06\ H$$
$$M = M12 = M13 = M23 = 1.5e-06\ H$$
$$MN = M1N = M2N = M3N = 1.49e-06\ H$$
$$Cphase = M12 = M13 = M23 = 98-12\ F$$
$$CN = M1N = M2N = M3N = 600e-12\ F$$
$$Gphase = G12 = G13 = G23 = 500e-9\ S$$
$$GN = G1N = G2N = G3N = 5e-6\ S$$

- **Câble de branchement 4*35mm² de longueur égale à 2m.**

$$Rphase = R1 = R2 = R3 = 0.0001324\ f^{0.4962} - 0.009103\ \Omega$$
$$RN = 6.953\ f^{0.5185} - 0.005561\ \Omega$$
$$Lphase = L1 = L2 = L3 = 1.85e - 06\ H$$
$$LN = 1.85e - 06\ H$$
$$M = M12 = M13 = M23 = 1.39e - 06\ H$$
$$MN = M1N = M2N = M3N = 1.35e - 06\ H$$
$$C = M12 = M13 = M23 = 4.25 - 10\ F$$
$$CN = M1N = M2N = M3N = 2.45e - 10\ F$$
$$G = G12 = G13 = G23 = 5.751\text{e} - 12\ f^{1.015} + 1.543\text{e} - 07\ \text{S}$$
$$GN = G1N = G2N = G3N = 3.85e - 10\ f^{-0.005419} + 4.616e - 11\ S$$

3.4.3 Configuration sur LTSPICE

Après la définition des paramètres R, L, C et G sous LTSPICE, la simulation des différentes longueurs est faite en cascadant la cellule de base. Les résultats de simulation d'un modèle simplifié seront validés par des mesures réalisées sur un réseau expérimental de même topologie. Deux configurations de simulation ont été adoptées sachant que l'injection est réalisée par un générateur de signal à l'aide d'un analyseur de réseau. Les autres bornes du câble sont chargées par une impédance de 50 Ohms

- **Configuration 1 : transmission en monophasé**

Le signal est injecté entre la phase 1 et le neutre (injection 1N) et les mesures sont effectuées entre la phase 1 et le neutre dans la partie réceptrice (réception 1N). Cette configuration (1N- 1N) est représentée dans la Figure 82.

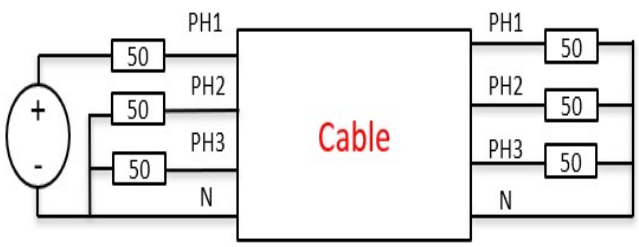


Figure 82 : Configuration de transmission en monophasé (1N-1N)

- **Configuration 2 : transmission en triphasé**

Le signal est injecté entre la phase 1 et la phase 2 (injection 12) et les mesures sont effectuées entre la phase 1 et la phase 2 du côté récepteur (réception 12). Cette configuration (12-12) est représentée dans la Figure 83Figure 82.

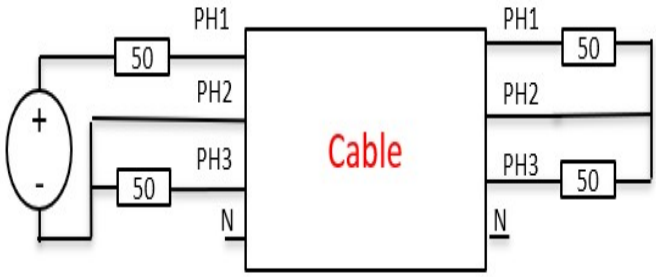


Figure 83 : Configuration de transmission en triphasé (12-12)

3.5 Résultats de simulation et validation du modèle

3.5.1 Validation de la fonction de transfert

Les mesures en transmission (paramètre S21 à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel) sont effectuées en deux configurations (1N-1N) et (12-12). Les valeurs obtenues sont comparées aux résultats de simulation sur la Figure 84.

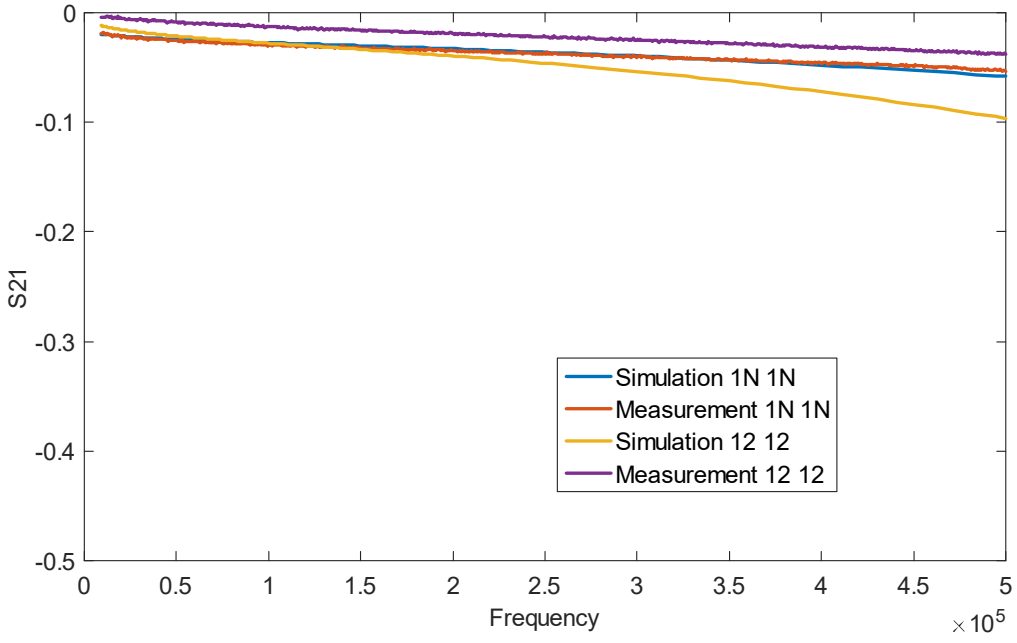


Figure 84 : Atténuation linéique d'un tronçon du câble souterrain

L'atténuation pour une longueur de câble aérien de 2,3 m augmente avec la fréquence mais elle reste très faible (inférieure à -0,1 dB) pour les deux configurations 1N-1N et 12-12. Les résultats de la simulation du modèle simplifié sont très proches des mesures, validant ainsi notre modèle.

3.5.2 Validation de la diaphonie

Dans cette partie, le modèle simplifié est utilisé pour simuler des configurations de diaphonie entre les différents conducteurs du câble. Les simulations sont comparées aux mesures dans les deux configurations suivantes :

- Le signal est injecté entre la phase 1 et le neutre et les mesures sont effectuées entre la phase 3 et le neutre du côté du récepteur (1N-3N).
- Le signal est injecté entre la phase 1 et la phase 2 et les mesures sont effectuées entre la phase 2 et la phase 3 du côté du récepteur (12-23).

Les résultats sont présentés dans la Figure 85 et comparés à la simulation.

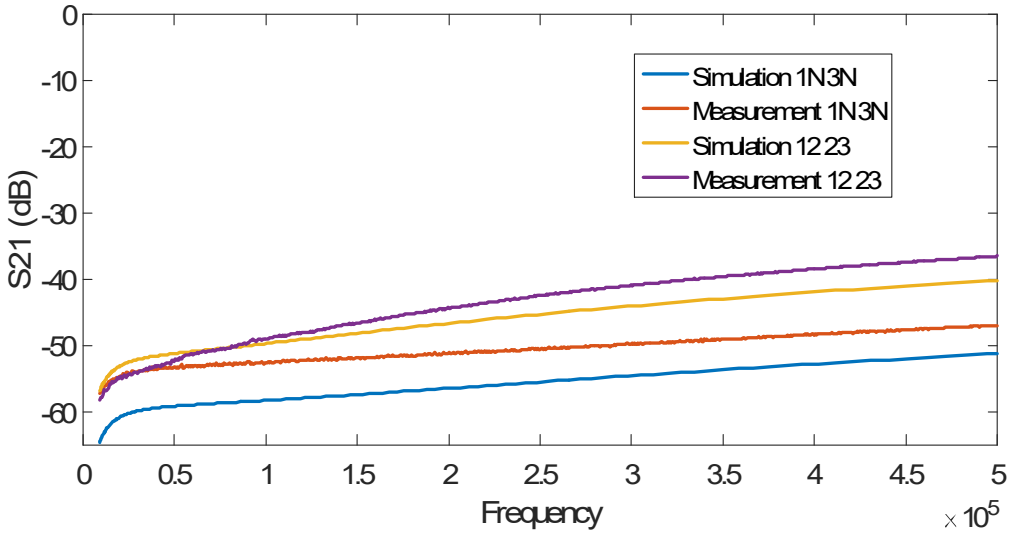


Figure 85 : Diaphonie mesurée pour un tronçon du câble souterrain

La variation de la diaphonie est importante dans la bande de 9 kHz à 500 kHz. Les résultats dans les deux configurations 1N-3N et 12-23 montrent que l'erreur entre la simulation et la mesure est inférieure à 10 dB.

L’étape suivante consiste à modéliser l’impédance d’accès de côté transformateur et de côté de l’installation.

4. Modélisation des impédances

Dans la littérature, plusieurs études ont modélisé le transformateur HTA\BT afin d’estimer l'impact du transformateur sur la communication entre réseau HTA et BT [40]. Actuellement en France, le déploiement du « smart compteur » dans le cadre du projet « Linky » est en aval du transformateur entre le « data concentrateur » installé dans le poste de transformation et les compteurs installés chez les clients. Dans ce travail, les impédances d’accès du côté transformateur et du côté client représente des charges terminales pouvant être modélisées par des impédances complexes [66]. L’impédance d’accès représente une désadaptation d’impédance entre l’impédance du réseau électrique et l’impédance du modem CPL. Dans un premier temps, cette désadaptation entraine des pertes de qualité de transmission traduisant la perte d’insertion du signal du côté générateur et un gain de réception faible du côté du récepteur. L’impédance d’accès caractérisée dans le chapitre 2 varie en fonction de la fréquence et du temps. La prise en compte de la variation fréquentielle de l’impédance d’accès dans la bande 9 kHz-500 kHz sera intégrée dans notre simulateur.

L'impédance complexe au niveau du transformateur et des installations ont été mesurées pendant la campagne de mesures à Ottmarsheim. Elles seront modélisées sur le logiciel LTSPICE par des circuits électriques équivalents (résistance, inductance et capacité) en fonction de la fréquence.

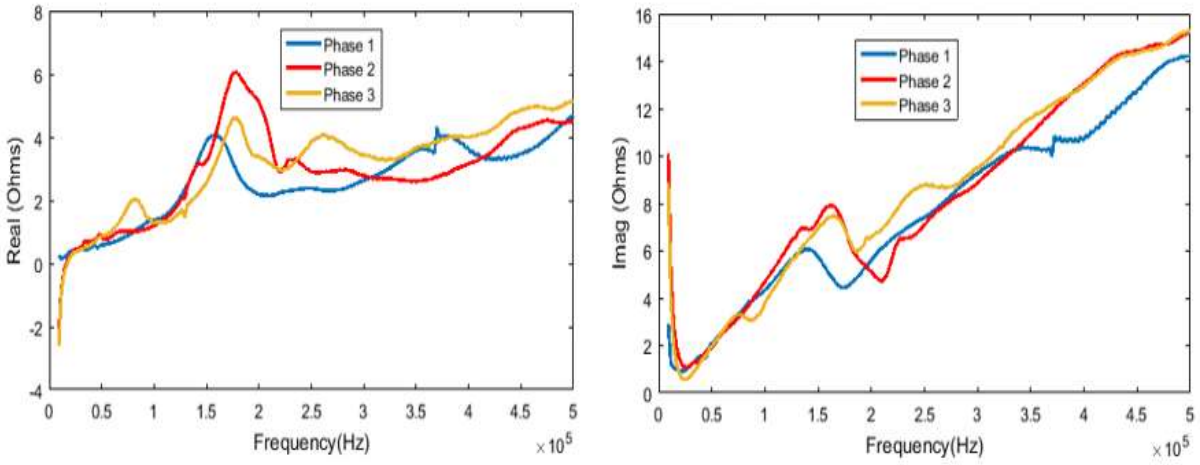


Figure 86 : Mesures de l’impédance d’accès au niveau des trois phases du transformateur

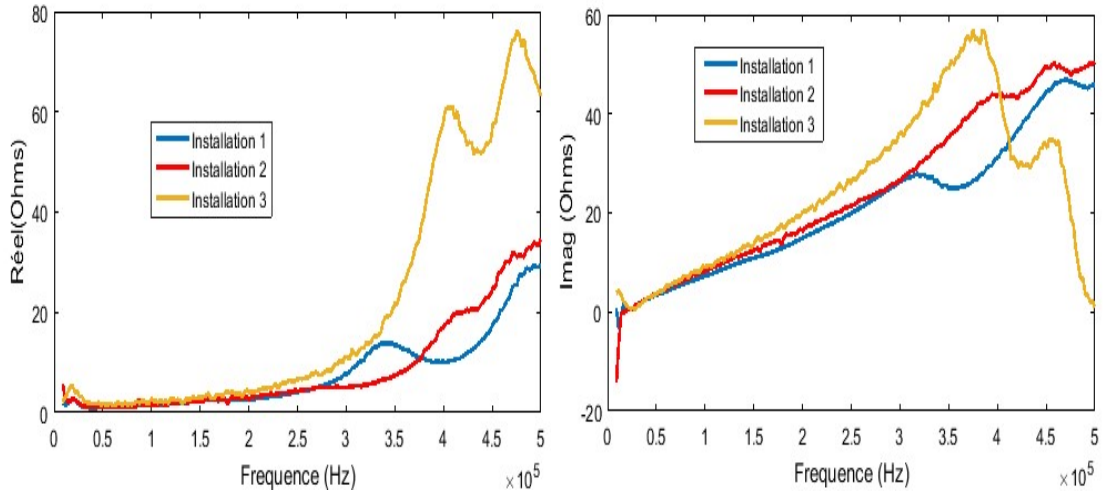


Figure 87 : Mesures de l'impédance d'accès au niveau des installations

La variation de l'impédance au niveau au niveau des installations dans site expérimental dans la bande CENELECA est de 4 Ω à 20 Ω à 90 kHz. Dans la bande FCC, les impédances d'accès sont élevées. Cela est expliqué par la simulation de ces installations par des charges RLC dans la bande CENELEC A. Ces charges ne sont pas conçues pour simuler l'installation du client dans la bande FCC.

4.1 Modélisation de l'impédance du transformateur

4.1.1 Interpolation des paramètres

La modélisation de la variation fréquentielle de l'impédance d'accès du côté transformateur est réalisée par les équations suivantes :

$$R_{transfo}(\omega) = Réel(Z_{transfo}(\omega)) \qquad \text{Équation 63}$$

$$L_{transfo}(\omega) = \frac{Imag(Z_{transfo}(\omega))}{\omega} \qquad \text{Équation 64}$$

L'impédance complexe est représentée par une résistance en série avec une inductance L. La résistance représente la partie réelle de l'impédance complexe et l'inductance représente la partie imaginaire. Afin d'introduire les valeurs de R et L sur l'outil LTSPICE, les paramètres seront interpolés par des fonctions mathématiques sur MATLAB en utilisant le Toolbox « Curve fitting ». Pour les valeurs de résistance, le choix de la fonction est basé sur la fonction "sin" offrant une interpolation simple et correcte dans la bande de fréquence de 9 kHz jusqu'à 500 kHz comme le montre le Tableau 15 et la Figure 88.

Tableau 15 : Equations d'interpolation des résistances du transformateur

Paramètre	Interpolation
Rphase1	Rtransfo1=5.21*sin(7.26e-06 *f-0.7397) +2.557 *sin(1.306e-05 *f +0.8296) + 0.6028*sin(4.037e-05*f +0.8757) + 0.4507*sin(5.254e-05*f+0.4809) +0.0621*sin(0.0001094 *f -4.033) + 0.232*sin(7.459e-05 *f -4.415) +0.2245*sin(8.749e-05 *f +0.6933) + 0.0857*sin(0.0001192 *f+2.12)
Rphase2	17.07*sin(8.231e-06*f -1.335) + 14.28 *sin(9.749e-06*f + 1.293) + 0.698*sin(4.013e-05*f +0.601) + 0.4332*sin(5.023e-05*f -0.5844) + 0.5814 *sin(2.906e-05 *f + 1.606) + 0.2081*sin(7.592e-05*f + 0.4013) +0.1518*sin(9.128e-05*f -2.426) +0.2106*sin(6.528e-05*f +2.119)
Rphase3	5.815*sin(6.55e-06*f -0.6778) + 2.219*sin(1.305e-05*f + 0.5011) + 2.158*sin(3.415e-05*f -1.122) + 0.2326*sin(6.552e-05*f -3.808) + 2.239*sin(3.596e-05 *f +1.418) + 0.3241*sin(4.853e-05 *f +0.3086) +0.1811*sin(7.472e-05*f+ 0.9534) +0.1058*sin(9.062e-05 *f -1.822)

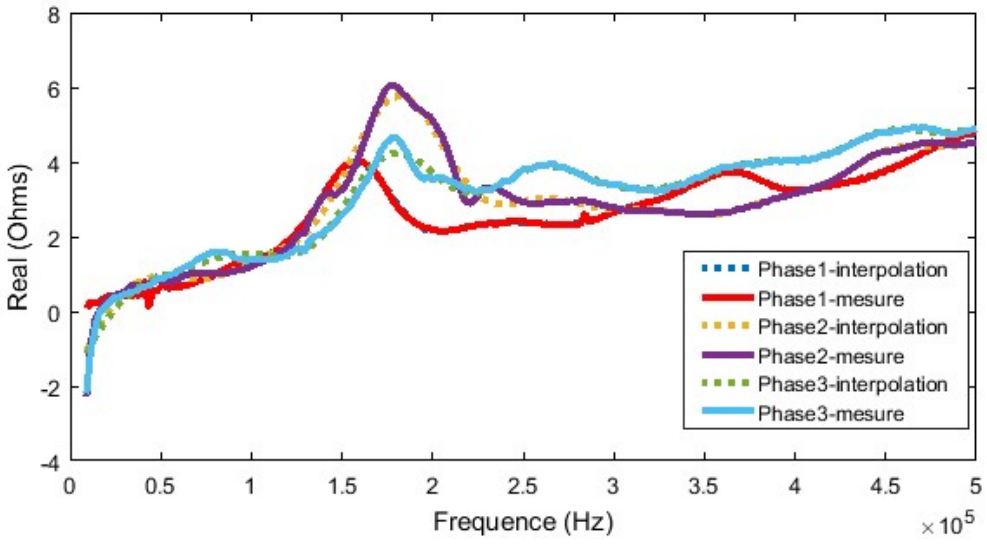


Figure 88 : Courbe d'interpolation des résistances du transformateur

Pour déduire les valeurs des inductances à partir des parties imaginaires des impédances complexes, c'est la fonction d'interpolation "Power" qui donne les meilleurs résultats. Les résultats d'interpolation sont présentés dans le Tableau 16 et la Figure 89.

Tableau 16 : Equation d'interpolation des $L_{transfo}$

Paramètre	Interpolation
Lphase1	(0.02505)*(f** -0.6196) + 3.737e-05 ;
Lphase2	(78.95)*(f** -1.245) + 2.333e-05 ;
Lphase3	(0.5059 f** -0.744) + 4.788e-05 ;

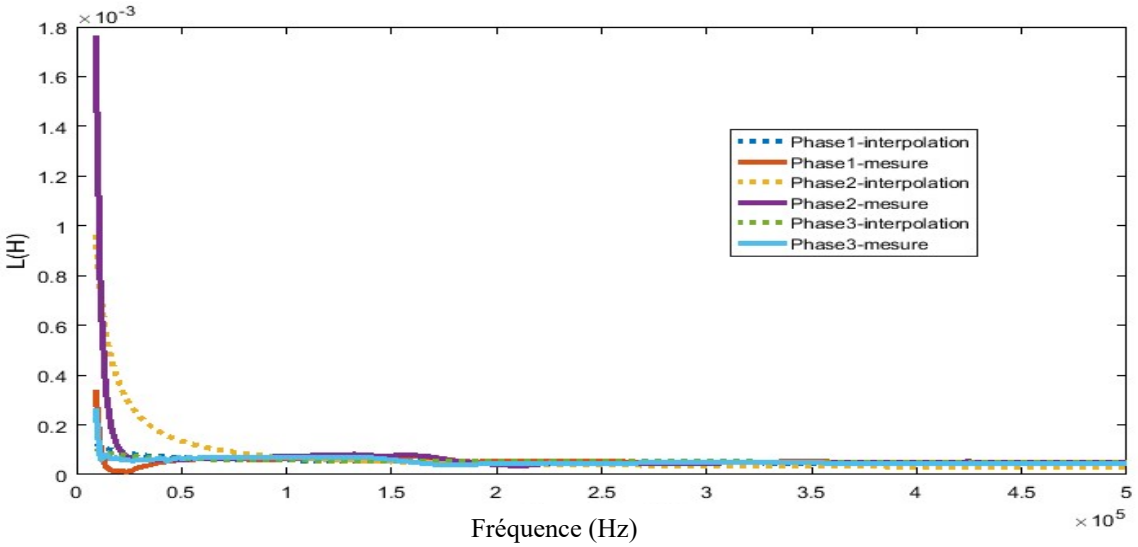


Figure 89 : Courbe d'interpolation des inductances du transformateur

La différence entre les mesures et les résultats de l'interpolation est présentée dans le Tableau 17 afin d'estimer les erreurs d'interpolation sur les résistances R et les inductances L.

Tableau 17 : Ecart entre les paramètres R et L

	Résistance			**Inductance**		
	R1(Ω)	R2(Ω)	R3(Ω)	L1(H)	L2(H)	L3(H)
Ecart moyen	0.018	0.0227	0.05908	2.4403e-06	1.2747e-07	-2.0839e-07
Ecart max	0.17	0.2801	0.37	2.1422e-04	1.7097e-07	8.0160e-04
Ecart moyen(%)	0.08150	0.105	0.1124	-9.4595	14.09	1.0597

L'erreur engendrée par l'interpolation des paramètres R et L reste faible. L'erreur maximale pour les résistances est inférieure à 37 mΩ.

4.2 Modélisation de l'impédance d'accès au niveau du compteur

Les impédances mesurées au niveau des installations clients H1, H2 et H3 sont modélisées par des résistances et des inductances dans le domaine fréquentiel. Ces paramètres sont interpolés par des fonctions mathématiques. Pour les valeurs de résistance, c'est la fonction "sin" qui a été retenue offrant une interpolation simple et correcte dans la bande de fréquence de 9 kHz à 500 kHz.

Tableau 18 : Equations d'interpolation des résistances de Zaccès

Paramètre	Interpolation
RH1	=20.75 *sin(8.568e-06 *f-1.223) + 16.16 *sin(1.406e-05 *f +0.7985) + 19.42 *sin(2.814e-05 *f +0.59) + 17.34 *sin(3.055e-05 *f+3.233)+ 1.064 *sin(4.842e-05 *f+3.185);
RH2	=22.01 *sin(6.065e-06 *f -0.2263) + 39.3 *sin(1.144e-05 *f+ 2.254) + 23.96 *sin(1.403e-05 *f+5.013) +0.3929 *sin(4.697e-05 *f+1.811) + 0.4839 *sin(6.391e-05 *f + 3.161);
RH3	=35.37*sin(6.893e-06*f-0.9639) + 30.89 *sin(1.679e-05*f +0.477) +14.03 *sin(2.34e-05 *f+2.439) +110.4*sin(7.043e-05*f-0.1401)+ 108.2*sin(7.075e-05*f +2.944)+ 3.495 *sin(5.858e-05 *f -1.034) ;

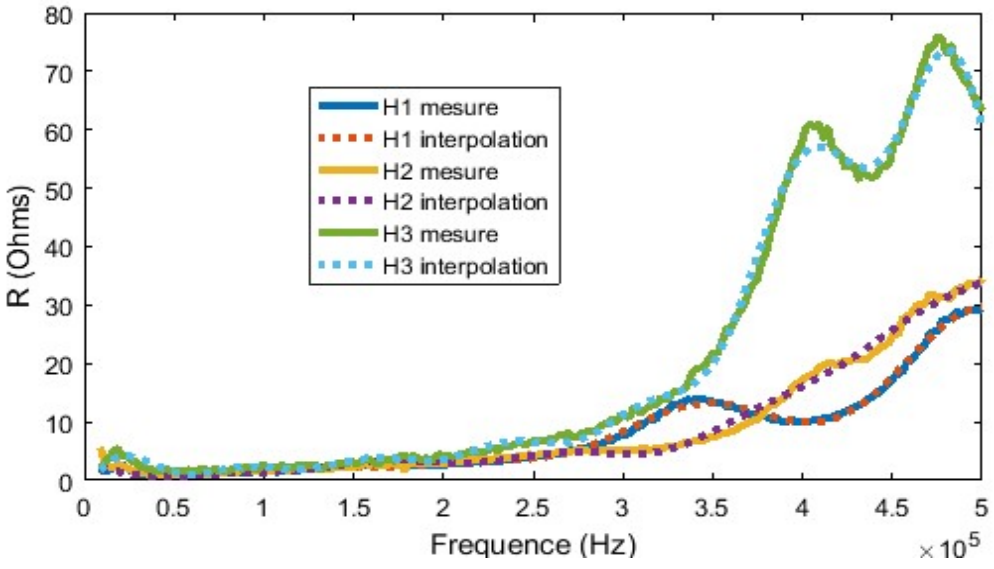


Figure 90 : Courbes d'interpolation des résistances de $Z_{accès}$

Pour les valeurs des inductances, les équations à intégrer dans l'outil LTSPICE sont présentées dans le Tableau 19.

Tableau 19 : Equation d'interpolation des inductances de Zaccès

Paramètre	Interpolation
Lphase1	L69= (-4.138e-05)*(f** -0.02477) +4.319e-05 ;
Lphase2	=(3.569)*(f** -1.163) +1.061e-05 ;
Lphase3	=3.224e-05 *sin(6.398e-06 *f+0.648) + 2.115e-05 *sin(1.28e-05 *f +2.685) +3.959e-06 *sin(5.119e-05 *f+2.228) +3.21e-06 *sin(6.398e-05 *f+2.299)+ 5.342e-06 *sin(2.559e-05 *f +2.883)+ 3.539e-06 *sin(3.839e-05 *f -+2.3) ;

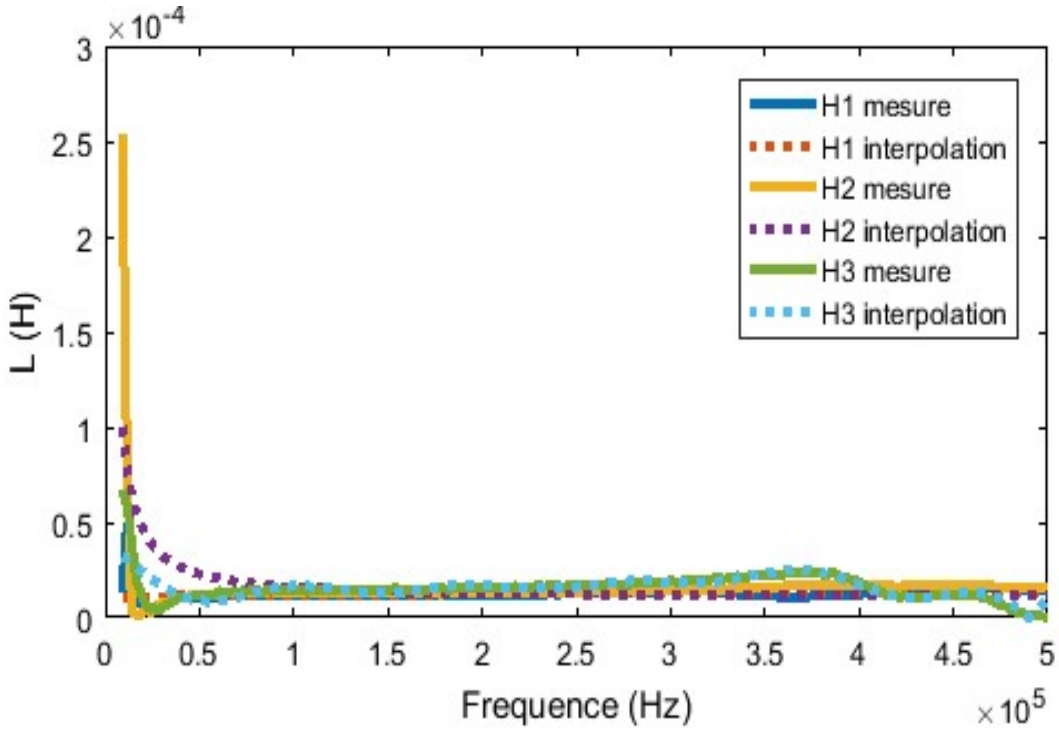


Figure 91 : Courbes d'interpolation des 'inductances de Zaccès

La différence entre la mesure et le résultat de l'interpolation est présentée à travers le calcul de l'écart moyen et maximal entre l'interpolation et la mesure dans le Tableau 18.

Tableau 20 : Erreur engendrée par l'interpolation sur R et L

	Résistance			Inductance		
	RH1(Ω)	RH2(Ω)	RH3(Ω)	LH1(H)	LH2(H)	LH3
Ecart moyen	0.0013	0.0128	0.0683	-1.0220e-09	-5.7814e-09	-1.8605e-07
Ecart max	1.0938	2.8798	4.2399	3.8265e-05	1.5384e-04	3.4785e-05
Ecart moyen(%)	-0.4415	0.0182	0.3592	-4.0008	**-62.2598**	**-30.9865**

L'erreur pour les résistances reste faible contrairement à l'erreur sur les inductances et principalement sur LH2 et LH3. Elle est importante en début de la bande fréquentielle jusqu'à 100 kHz. L'écart moyen dans la bande de 100 kHz jusqu'à 500 kHz est de 3.25 % pour LH2 et 1.42% pour LH3.La modélisation des câbles puis des impédances d'accès nous permet à présent d'aborder l'analyse de la topologie globale du réseau.

5. Simulation de la topologie globale

Le circuit équivalent développé sur LTSPICE est décrit dans la Figure 92.

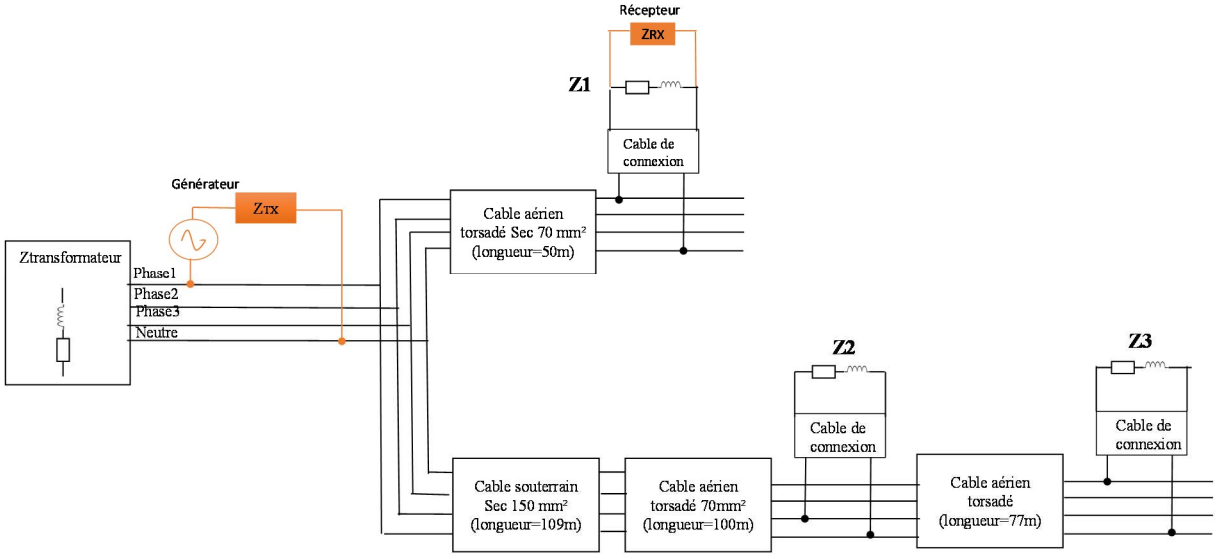


Figure 92 : Circuit équivalent sur le logiciel LTSPICE

Tous les éléments de la topologie sont représentés ensemble sur le logiciel LTSPICE selon la configuration présentée dans la Figure 65. Le circuit équivalent présenté dans la Figure 92 intègre les longueurs et les types de câble correspondants, les impédances mesurées au niveau des installations et au niveau du poste de transformation.

Pour la simulation du paramètre de transmission avec le logiciel LTSPICE entre le transformateur et la maison 1, le générateur est connecté entre la phase 1 et le neutre et en parallèle au niveau du transformateur. Le récepteur est connecté en parallèle au niveau du compteur. La simulation est effectuée dans la bande fréquentielle de 9 kHz à 500 kHz. Les impédances de référence côté générateur et côté récepteur sont fixées à 50Ω. La fonction de transfert correspond au paramètre de transmission S21.

Le temps de simulation de l'architecture complète est d'environ 1h. La simulation a été réalisée sur un ordinateur équipé d'un processeur Intel Core i5 avec 4 Go de mémoire vive. Le temps de simulation peut être réduit en augmentant la longueur de chaque cellule élémentaire des câbles de distribution et de branchement, diminuant ainsi le nombre de cellules à simuler.

5.1 Résultats et validation

Le simulateur développé va être validé en utilisant les données expérimentales obtenues sur les réseaux BT d'Ottmarsheim. Dans cette partie, les fonctions de transfert S21 simulée et mesurée en monophasé sont comparées. L'objectif est de reproduire en simulation la fonction de transfert à ± 10 dB.

5.1.1 Validation de la fonction de transfert

Dans le premier scénario, l'analyseur de réseau émetteur "Tx" et l'analyseur de réseau récepteur "Rx" sont connectés dans la branche résidentielle au niveau de l'installation H1. Le résultat de simulation est comparé à la mesure sur la Figure 93.

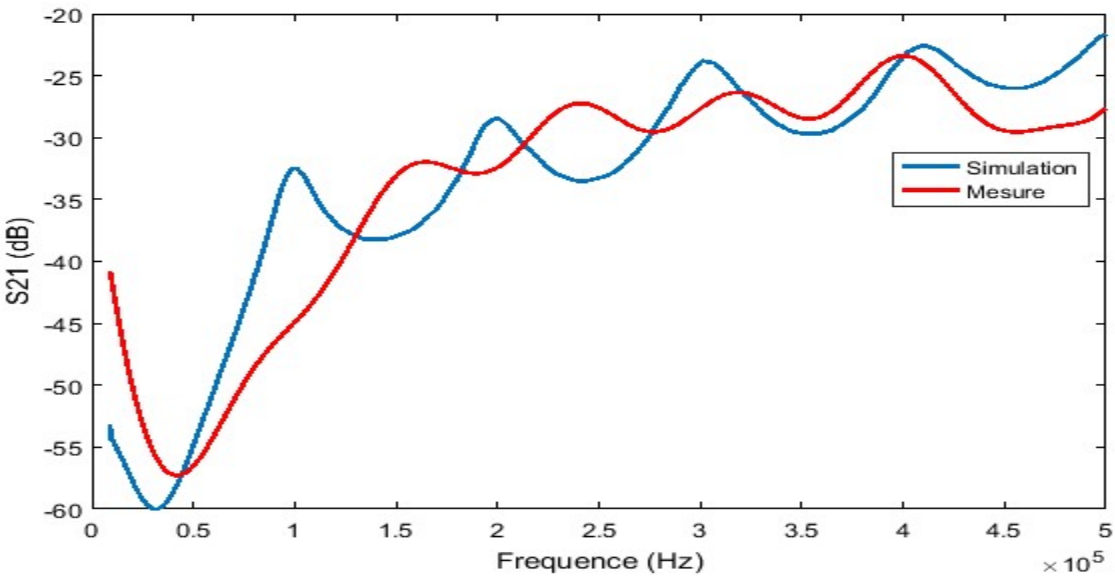


Figure 93 : Fonction de transfert dans la branche résidentielle (H1)

Le deuxième scénario consiste à simuler la fonction de transfert dans la branche semi-rurale entre le poste de transformation et l'installation client H3. Les résultats sont présentés sur la Figure 94.

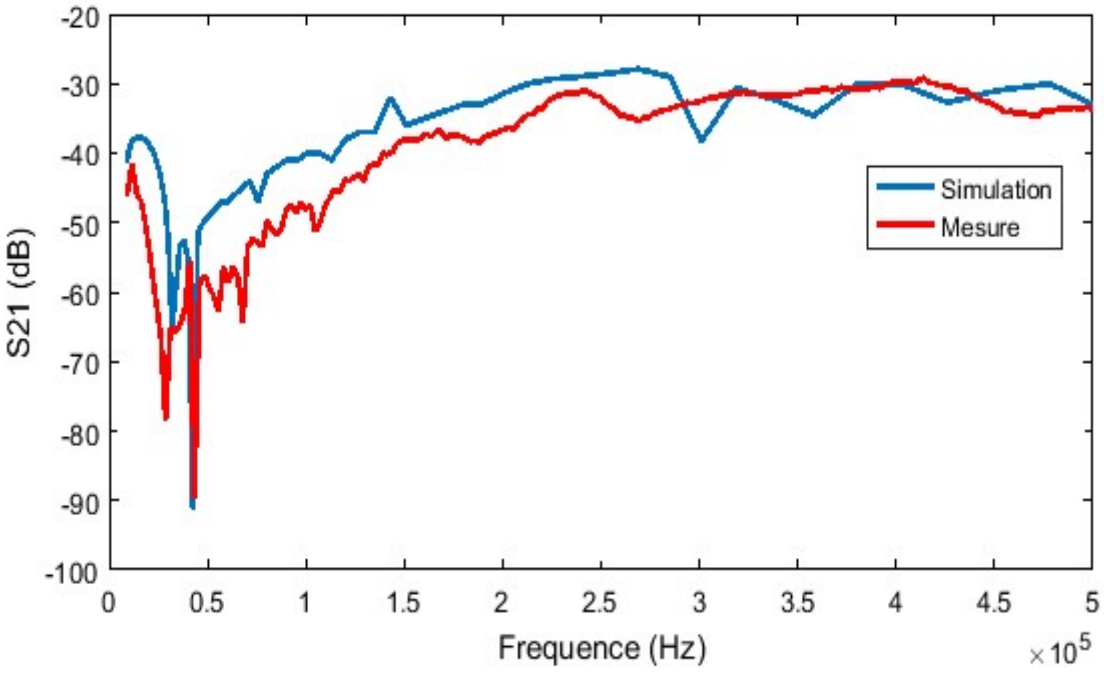


Figure 94 : Fonction de transfert dans la branche semi-rurale (H3)

Les résultats montrent une allure similaire entre la simulation de la fonction de transfert et sa caractérisation expérimentale dans les branches résidentielle et semi-rurale du site expérimental d'Ottmarsheim. L'erreur maximale de la fonction de transfert calculée au niveau de l'installation H1 et l'installation H3 est présentée dans le Tableau 21.

Tableau 21 : Erreur sur le gain de la fonction de transfert

	FT (H1)	**FT (H3)**
Ecart moyen (dB)	1.9	3.31
Ecart max (dB)	14	12

Cette erreur est liée à une incertitude sur les longueurs exactes des câbles dans la topologie proposée.

5.1.2 Validation de la diaphonie

L'installation client H2 est branchée sur la phase 3. Cette configuration permet de mesurer la diaphonie entre les câbles. Dans ce cas, l'analyseur Tx est connecté entre la phase 1 et le neutre au niveau du transformateur. L'analyseur Rx est connecté au niveau du compteur de l'installation H2 entre la phase 3 et le neutre.

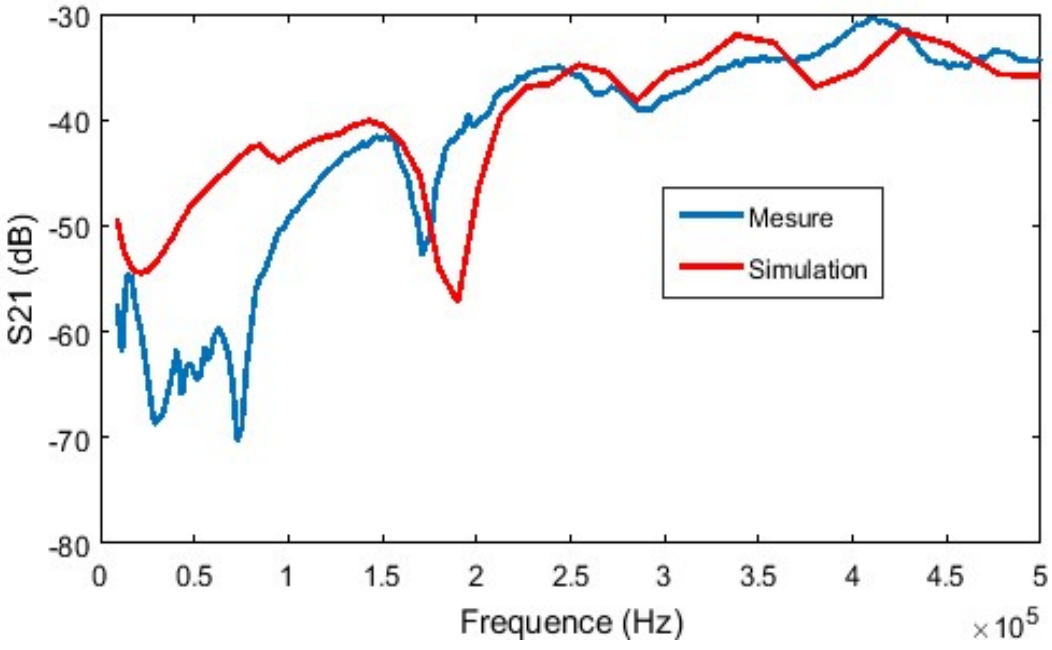


Figure 95 : Diaphonie mesurée à l'installation 2

Les résultats montrent une forte similitude entre la simulation de la diaphonie et sa mesure dans la branche semi-rurale du site expérimental d'Ottmarsheim avec une forte erreur en début de bande qui s'explique par l'erreur importante de l'interpolation de l'inductance LH2.

5.2 Fonction de transfert pour différentes impédances d'accès au réseau

Les pertes d'insertion du côté modem émetteur sont liées à l'impédance du point d'accès au réseau et à l'impédance du modem émetteur lui-même qui est différente de l'impédance caractéristique de la ligne. Cette impédance du modem appelée ZTX (f) varie d'un constructeur à un autre en fonction de la fréquence. Dans cette partie, l'impact de l'impédance de l'émetteur sur la transmission CPL-NB est étudié.

En utilisant le simulateur proposé précédemment, la fonction de transfert est simulée pour ZTX=10 Ω au niveau de l'installation H3 et comparée à celle simulée pour ZTX=50 Ω. La configuration de simulation est présentée sur la Figure 96. L'impédance du côté récepteur est fixée à 50 Ω.

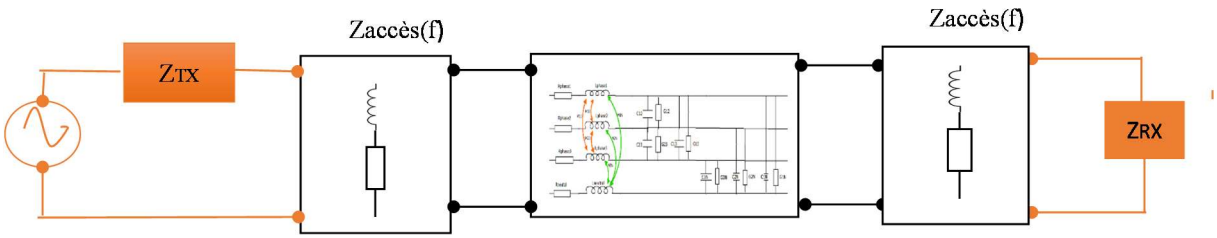


Figure 96 : Configuration de simulation

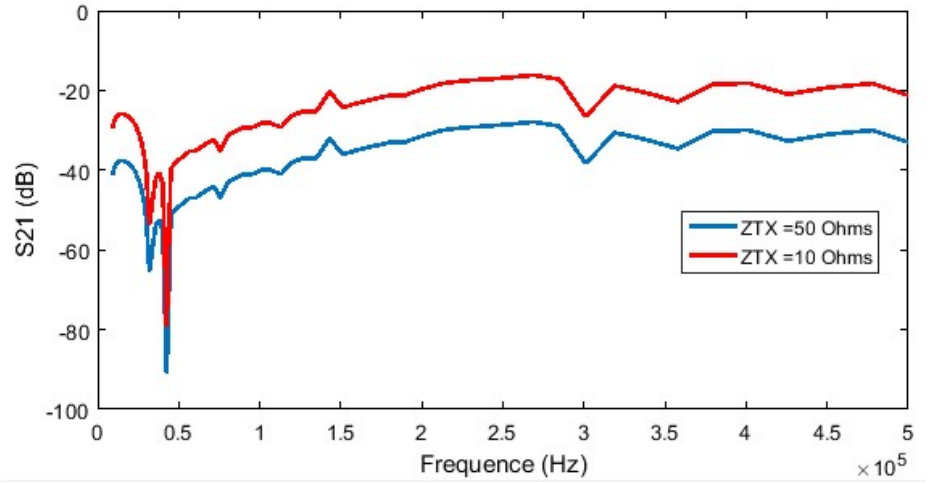


Figure 97 : Fonctions de transfert simulées pour différentes valeurs de ZTX

Les résultats de la simulation présents dans la Figure 97 montrent l'impact de l'impédance du générateur sur la transmission. Un gain de 8.82 dB a été observé pour ZTX égale à 10 Ω. Cet écart est constant sur toute la bande de fréquence 9-500 kHz. La diminution de ZTX engendre moins d'atténuation au niveau de la fonction de transfert. En réalité les modems émetteurs ont une impédance assez faible afin de garantir une bonne transmission du canal CPL-NB.

6. Conclusion

Dans ce travail, une modélisation à l'aide du logiciel LTSPICE de la topologie réelle pour la transmission CPL-NB a été présentée. Le simulateur est basé sur une modélisation Bottom - up. Tous les éléments du réseau BT sont modélisés par une approche circuit. Une bibliothèque de modèles de câbles de distribution et de branchement a été mise en place afin de simuler n'importe quelle topologie connue. Cette méthode de modélisation nécessite des mesures d'impédances d'accès des côtés émetteur et récepteur et de les modéliser sous forme d'éléments passifs sur LTSPICE.

Dans le simulateur, tous les éléments modélisés sont finalement des quadripôles en cascade. La fonction de transfert et la diaphonie sont estimées dans la bande de fréquence de 9 kHz à 500 kHz entre le poste de transformation et l'installation du client. La simulation dans une vraie branche résidentielle et semi-rurale montre la possibilité de reproduire le comportement d'un canal réel.

Le simulateur permet de déduire la fonction de de transfert du canal CPL-NB sans passer par des mesures d'atténuation du canal. En se basant sur la bibliothèque de câbles modélisés, le canal peut être estimé dans différentes configurations de transmission directe en monophasé ou en triphasé ou par diaphonie.

Les résultats du simulateur seront exploités dans le chapitre suivant afin d'émuler les caractéristiques du réseau de différents sites. Le simulateur constitue un outil rapide et facile de mise en œuvre qui permet l'estimation de la fonction de transfert pour n'importe quelle topologie.

Chapitre 4
Emulateur du canal CPL-NB

Sommaire

1. Introduction 158
2. Spécification de l'émulateur de canal CPL 158
2.1 Spécification des paramètres physiques 158
2.1.1 Communication en temps réel de la fonction de transfert complexe 158
2.1.2 Impédance d'accès 158
2.1.3 Intégration des différents types de bruit 160
2.1.4 Variation temporelle du canal CPL-NB 160
2.1.5 Bidirectionnalité 161
2.2 Spécification hardware 161
2.2.1 Carte FPGA 162
2.2.2 Module d'entrée/sortie NI 5783 163
2.2.3 LabVIEW FPGA 163
2.2.4 Transfert des données entre la carte FPGA et le microprocesseur 164
3. Implémentation 165
3.1 Acquisition du signal d'entrée 165
3.2 Emulation de la fonction de transfert 166
3.2.1 Méthodes d'émulation d'une fonction de transfert 166
3.2.1.1 Filtres numériques 166
3.2.1.2 Multiplication dans le domaine fréquentiel par la méthode FFT 168
3.2.1.3 Méthode choisie 169
3.2.2 Calcul des coefficients du filtre FIR 169
3.2.3 Implémentation des fonctions de transfert 172
3.3 Emulation de l'impédance 172
3.4 Emulation du bruit 174
3.4.1 Bruit du fond 174
3.4.2 Bruit impulsif périodique 175
3.4.3 Bruit impulsif apériodique 177
3.5 Architecture finale d'implémentation 178
4. Mise en place du banc émulateur 180
4.1 Conception du banc de test unidirectionnel 180
4.2 Banc de test unidirectionnel 181
4.2.1 Caractérisation du coupleur bidirectionnel 181

4.2.2 Configuration du banc bidirectionnel 182
5. Discussions et résultats 183
5.1 Interface utilisateur 183
5.2 Calibration du système 185
5.3 Résultats 186
5.3.1 Variation fréquentielle de la fonction de transfert 186
5.3.1.1 Modules de la fonction de transfert 186
5.3.1.2 Retard de groupe 188
5.3.1.3 Module de la fonction de transfert selon l'impédance de l'émetteur 189
5.3.2 Ajout du bruit au signal filtré 190
5.3.3 Capacités des canaux émulés 191
6. Conclusion 193

1. Introduction

Le cahier de charge de l'émulateur de canal CPL consiste en premier lieu à reproduire les fonctions de transfert entre deux points du réseau dans différents sites. Les impédances d'accès au réseau et les différents types de bruit dans la bande de fréquence de 9 kHz à 500 kHz seront aussi intégrés dans une plateforme « hardware » d'émulation. Les caractéristiques temporelles du canal CPL-NB du réseau électrique seront implémentées grâce aux caractéristiques temporelles du bruit.

Les caractéristiques du canal sont émulées sur une plateforme matérielle à partir des travaux de caractérisation présentés dans le chapitre 2 et du simulateur de la couche physique développé dans le chapitre3.

2. Spécification de l'émulateur de canal CPL

La spécification de l'émulateur nécessite

- l'étude de la faisabilité de l'émulation de certaines caractéristiques du canal,
- la définition du choix matériel à faire pour intégrer ces caractéristiques physiques.

2.1 Spécification des paramètres physiques

L'émulateur doit intégrer certains critères afin de prendre en compte des caractéristiques particulières du canal.

2.1.1 Communication en temps réel de la fonction de transfert complexe

L'émulateur doit reproduire les fonctions de transfert complexes des canaux CPL-NB. Ces fonctions de transfert doivent être implémentées en fonction de la fréquence. L'implémentation du module et de la phase de la fonction de transfert permet de prendre en compte le retard de propagation entre le TX et le RX. Les résultats de caractérisation présentés dans le chapitre 2 ont montré une grande variation de la fonction de transfert selon le type de site de mesure. L'intégration des différents canaux selon les sites sera présentée en choisissant un canal de référence par site.

2.1.2 Impédance d'accès

La fonction de transfert H(f) est dominée par trois effets principaux d'atténuation. La première est l'atténuation H1(f) associée à la désadaptation d'impédance du générateur ZTX(f)

avec l'impédance d'accès au réseau $Z_{accès}(f)$. La deuxième est l'atténuation linéique liée aux câbles. La troisième atténuation est liée à la désadaptation de l'impédance du côté récepteur entre $Z_{accès}$ (f) et ZRX (f). Dans notre cas, l'atténuation H2(f) représente la somme de l'atténuation liée aux câbles et les pertes liées à la désadaptation d'impédance du côté récepteur. Le modem émetteur comme le compteur « Linky » et le « data concentrateur » sont connectés au réseau. L'impédance d'accès du côté émetteur dépend de l'impédance de l'émetteur lui-même et de l'impédance du réseau. L'impédance du modem appelée ZTX (f) varie d'un constructeur à l'autre en fonction de la fréquence. Dans cette partie, l'étude de l'impact de l'impédance de l'émetteur sur la transmission CPL-NB sera étudiée. Pour surmonter les contraintes du canal CPL-NB (variation fréquentielle et temporelle de l'impédance d'accès et les pertes d'insertion), les modems CPL-NB nécessitent un circuit de couplage à faible impédance en mode de transmission et d'impédance d'entrée élevée en mode de réception. Le modem doit intégrer aussi un étage d'adaptation d'impédance aux lignes électriques pour éviter les pertes d'insertion.

La fonction de transfert globale H(f) peut être modélisée comme la contribution de deux fonctions de transfert H1(f) et H2(f) le montre l'Équation 65 et la Figure 98 [41].

$$\underline{H(f)} = \underline{H1(f)}.\underline{H2(f)} \qquad \text{Équation 65}$$

$$\text{Avec H1(f)} = \frac{\underline{\text{Zacces transfo (f)}}}{\underline{\text{Zacces transfo (f)}}+\underline{\text{ZTX(f)}}} \qquad \text{Équation 66}$$

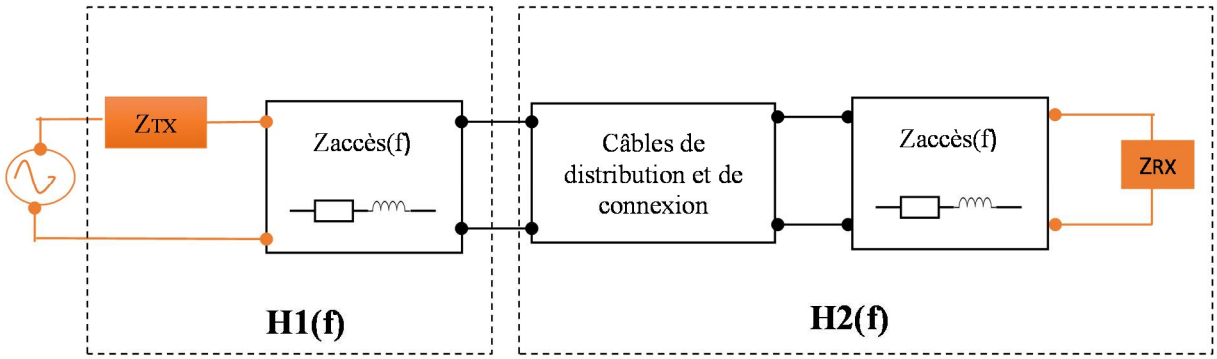


Figure 98 : Fonction de transfert du canal CPL-NB

A partir d'une mesure de $H_{50\,\Omega}$, la fonction de transfert de l'ensemble sous 50 Ω, s'écrit dans l'Équation 67.

$$H_{50\,\Omega}(f) = H1_{\,50\,\Omega}(f).H2\,(f) \qquad \text{Équation 67}$$

$$H2\,(f) = \frac{H_{50\,\Omega}(f)}{H1_{\,50\,\Omega}(f)} \qquad \text{Équation 68}$$

La fonction de transfert sur 2 **Ω** se déduit à partir de l'Équation 69 et l'Équation 70

$$H_{2\,\Omega}(f) = H1_{\,2\,\Omega}(f).H2\,(f) \qquad \text{Équation 69}$$

$$\text{Avec } \mathrm{H1_{2\Omega}(f)} = \frac{\underline{Z}\text{acces transfo (f)}}{\underline{Z}\text{acces transfo (f)+2}} \qquad \text{Équation 70}$$

2.1.3 Intégration des différents types de bruit

La communication CPL-NB est très impactée par les différents profils de bruit présents dans le réseau. Dans le chapitre 2 qui présente la caractérisation du bruit présent dans le canal CPL-NB, on constate la prédominance de trois types de bruit :

- le bruit stationnaire est caractérisé par le même niveau de bruit sur toutes les fréquences. Ce bruit coloré tend ensuite progressivement vers un bruit blanc gaussien
- le bruit impulsif périodique synchrone avec la demi-période du réseau électrique (10 millisecondes). Ce bruit est présent dans toutes les mesures de courte durée réalisées à Tours.
- le bruit impulsif apériodique caractérisé par un train d'impulsions de faibles durées, un niveau de bruit élevé et une fréquence de répétition à caractère aléatoire.

L'émulateur doit intégrer ces trois types des bruits ainsi que leurs caractéristiques temporelles.

2.1.4 Variation temporelle du canal CPL-NB

L'intégration de la variation temporelle du canal CPL-NB sera réalisée à travers la reproduction des caractéristiques dynamiques du canal. Dans notre cas l'intégration de la variation temporelle du bruit engendrera la variation temporelle du canal CPL-NB à court terme. Cela est réalisé à travers l'implémentation du bruit impulsif périodique à 50 Hz et du bruit impulsif apériodique.

2.1.5 Bidirectionnalité

L'objectif est de pouvoir réaliser une communication bidirectionnelle entre plusieurs modems CPL-NB, afin de s'approcher de la réalité dans le cas de la plateforme du « Smart metering ». Il s'agit donc de pouvoir communiquer dans les deux sens du modem testeur vers le DUT et vice versa.

2.2 Spécification hardware

La solution sélectionnée est basée sur une plateforme hardware FlexRIO de « Nationals Instruments ». Nationals Instruments met en œuvre cette puissante architecture basée sur un microprocesseur « CPU » et une carte FPGA avec ses matériels d'E/S reconfigurables (RIO). Cette architecture hybride, combine le microprocesseur et le FPGA sur le même circuit intégré.

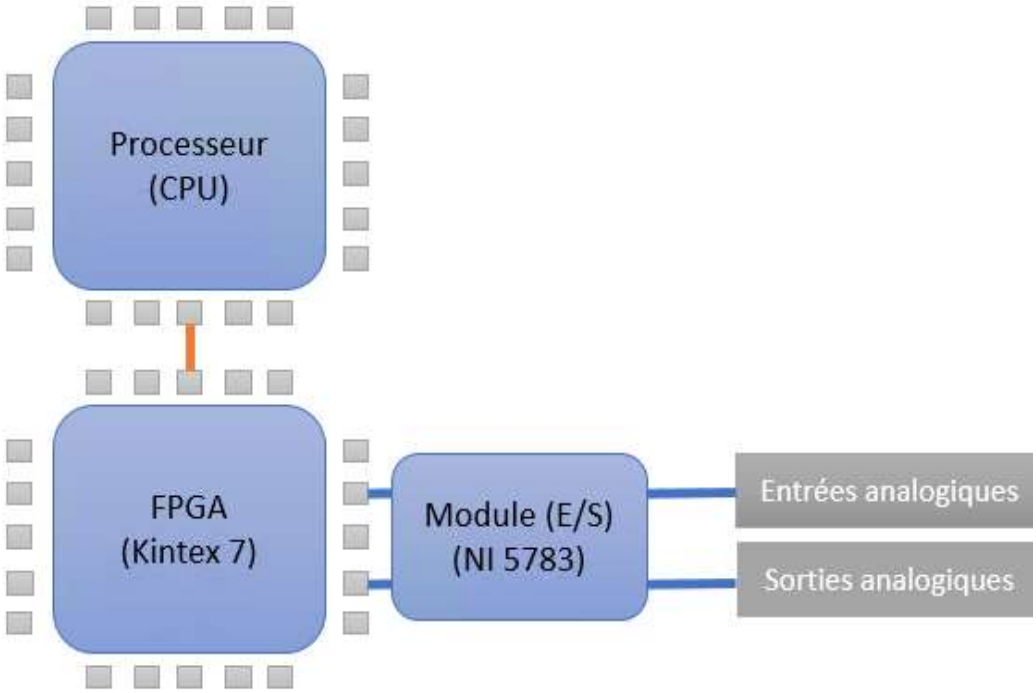


Figure 99 : Architecture du banc NI

Le CPU associé à un système d'exploitation est utilisé pour des nombreuses tâches telles que l'enregistrement des données. Dans notre cas le CPU sera utilisé pour commander la carte FPGA et pour générer les différents types du bruit. La carte FPGA est utilisée pour des opérations en temps réel qui nécessitent des hautes performances comme l'implémentation des fonctions de transfert. Le comportement de la carte FPGA est contrôlé par le CPU via des registres.

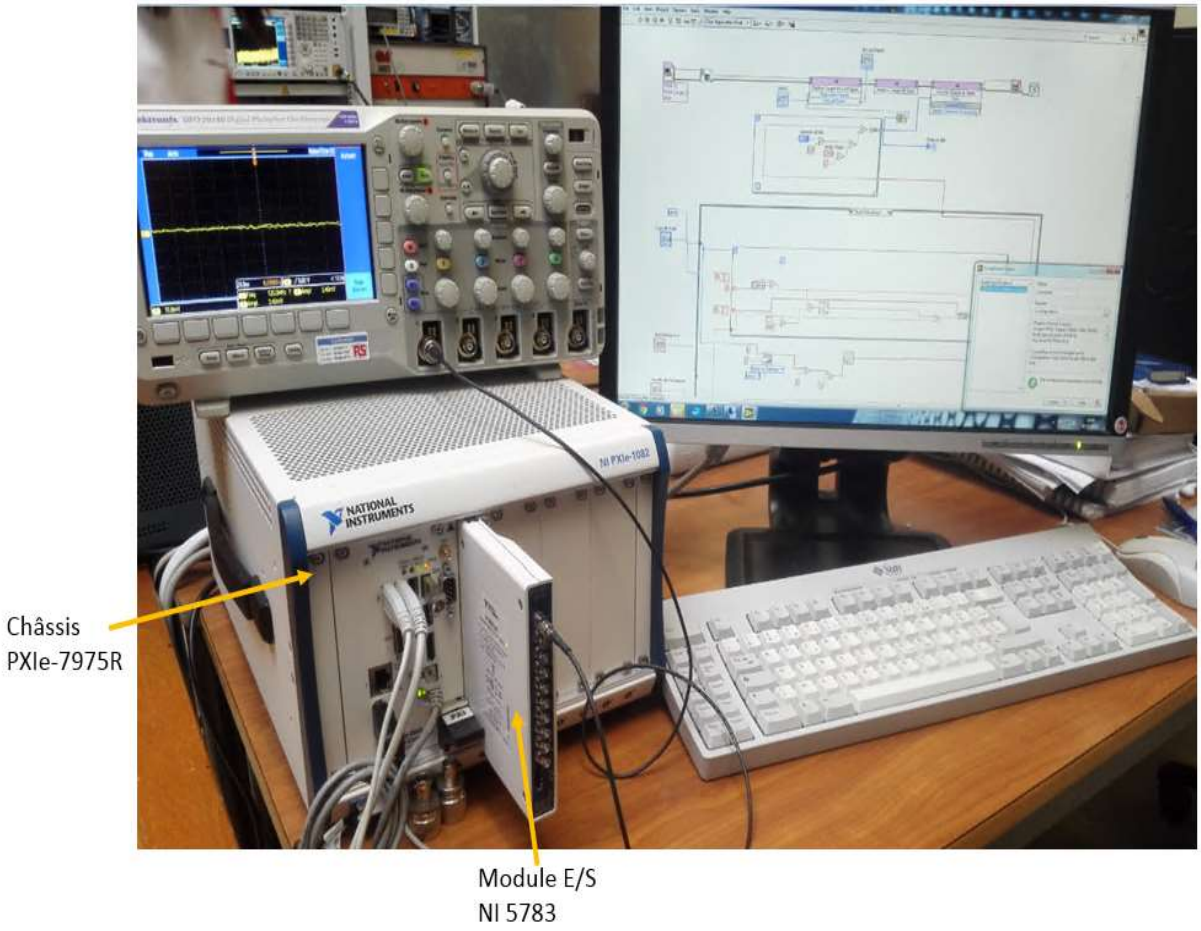


Figure 100 : Interface hardware complète de l'émulateur

2.2.1 Carte FPGA

La carte FPGA est une carte Kintex 7 équipée d'un nombre important de processeurs. Contrairement aux processeurs, les FPGA fonctionnent en parallèle, de sorte que plusieurs opérations de traitement différentes ne se trouvent pas en concurrence lors de l'utilisation des ressources. Chaque tâche de traitement indépendante est affectée à une section spécifique du circuit. Les différentes versions répondent à des exigences variées en termes de performances, d'utilisation des ressources et de vitesse. Les avantages des FPGA consistent à la création de plateformes hautement personnalisables et reconfigurables mettant en œuvre des tâches de traitement et de contrôle avec des circuits matériels et la capacité d'effectuer plusieurs opérations parallèles en un seul cycle d'horloge. Cela permettra d'implémenter en temps réel l'émulateur. Sa puissance de calcul est largement supérieure à celle des processeurs. Elle permet

également l'interfaçage avec un module E/S. La carte choisie est caractérisée par une bande passante système de 24 Go/s et une mémoire RAM de 8 Go.

2.2.2 Module d'entrée/sortie NI 5783

Le module E/S NI5783 intègre quatre canaux d'entrée analogiques 100 Mbits / s avec une conversion analogique-numérique de 16 bits, quatre canaux de sortie analogiques 16 bits (sélectionnables entre 100 MS / s et 200 MS / s) et un port trigger (Annexe 3).
Ce module E/S est piloté aussi par une interface de commande utilisateur pour configurer la sélection de l'horloge (horloge d'échantillonnage interne, cycle d'échantillonnage interne verrouillé sur une horloge de référence externe via le connecteur CLK / REF IN, horloge d'échantillonnage externe de 60 à 100 MHz via le CLK / REF IN).

Le module intègre deux convertisseurs analogique-numérique 16 bits « CAN » et numérique-analogique « CNA ». Ces appareils peuvent effectuer un échantillonnage allant jusqu'à 250 MS/s. Les données d'entrée analogiques 16 bits sont accessibles via un type de données I16 [69].

2.2.3 LabVIEW FPGA

Il est possible de programmer la carte FPGA sans connaissance du langage VHDL mais à travers LabVIEW qui est un langage de programmation graphique. LabVIEW FPGA intègre aussi des outils de compilation du code LabVIEW vers VHDL dans la partie FPGA. Il permet aussi de recevoir des rapports et des messages d'erreur le cas échéant au fur et à mesure de l'étape de la compilation.

Avec LabVIEW FPGA, on est capable de réaliser :

- la conception des applications basées sur FPGA en s'interfaçant avec des cibles matérielles reconfigurables d'entrée/sortie,
- la programmation avec le même environnement graphique utilisé pour des applications en temps réel,
- l'exécution des algorithmes avec des fréquences de traitement pouvant aller jusqu'à 300 MHz,
- l'intégration du code VHDL par une conversion du code LabVIEW vers VHDL.

Le projet LabVIEW permet de gérer des programmes qui s'appellent « VIs » ainsi que les cibles. Un fichier de projet LabVIEW comprend des références aux fichiers dans le projet, des informations de configuration, des informations de déploiement et des informations de

construction. Le « computer » représente la structure hybride sur laquelle est installé LabVIEW. La cible FPGA est intégrée dans le projet LabVIEW par sa référence. Sous la référence de la carte FPGA, le VI FPGA est le VI qui peut être exécuté sur la cible FPGA. Les outils de compilation de LabVIEW convertissent le VI FPGA en un schéma de circuit permettant de reconfigurer les blocs et les interconnexions sur la cible FPGA. Le VI qui s'exécute sur le microprocesseur s'appelle le VI HOST. Le module E/S connecté au châssis apparait comme matériel connecté à la cible FPGA dans le projet LabVIEW. Les opérations ont lieu à la vitesse déterminée par le flux de données du VI définie par une horloge. La fréquence d'horloge par défaut sur la plupart des cibles FPGA est de 40 MHz.

2.2.4 Transfert des données entre la carte FPGA et le microprocesseur

Le transfert des données entre la carte FPGA et le microprocesseur HOST est effectué à travers des mémoires DMA « Data Access Memory ». Il s'agit de la méthode la plus rapide disponible pour transférer de grandes quantités de données entre la cible FPGA et le HOST. Les avantages de l'utilisation de la communication DMA pour le transfert de données entre une cible FPGA et du HOST consiste à

- la libération le processeur hôte pour effectuer d'autres calculs pendant le transfert de données,
- la synchronisation automatiquement des de données entre le HOST et la cible FPGA
- le transfert de grands ensembles de données.

Un canal DMA est constitué de deux mémoires tampon FIFO. La première est sur le processeur HOST et la deuxième est sur la partie FPGA. Après avoir créé une FIFO DMA, un programme LabVIEW est nécessaire sur FPGA pour écrire des données dans la mémoire tampon appropriée. Sur le HOST un programme LabVIEW est créé pour lire des données à partir de la mémoire tampon.

Comme la communication DMA est basée sur des FIFO, le transfert de données s'effectue élément par élément. Le premier élément dans un « buffer » est le premier élément transféré dans l'autre « buffer ». L'illustration suivante montre un exemple de ce transfert de données. Le transfert est décrit sur la Figure 101

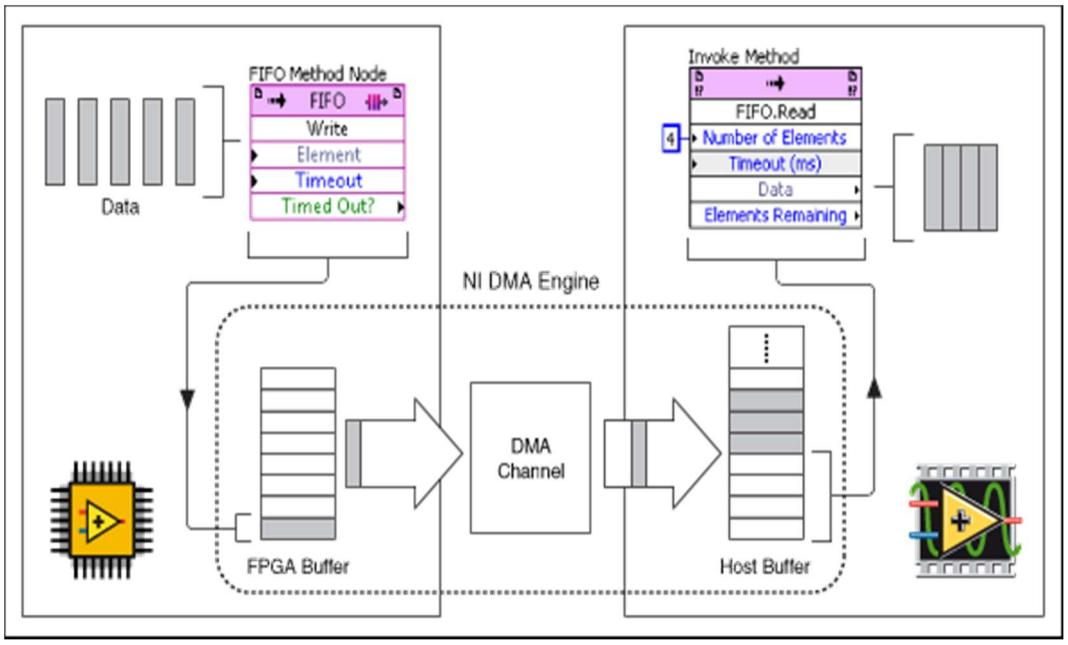


Figure 101 : Transfert des données à travers les FIFOs [70]

3. Implémentation

Dans cette partie, les méthodes d'émulation de la fonction de transfert, du bruit, et de l'impédance sont détaillées.

3.1 Acquisition du signal d'entrée

La première étape réalisée est la configuration du module E/S et l'acquisition du signal d'entrée. L'acquisition du signal à travers le module INPUT est réalisée au niveau du FPGA. L'horloge de la boucle cadencement du signal d'acquisition se réfère à l'horloge du module « IO Module\Data Clock ». La fréquence d'échantillonnage du signal d'entrée est donc égale à 100MS/s . Le programme LabVIEW est présenté dans l'Annexe 4.

L'interface au niveau du HOST permet :

- La sélection du port d'entrée (AI0, AI1, AI2, AI3)
- La configuration du type et du niveau du trigger afin de déclencher l'acquisition quand une trame passe.

L'acquisition du signal sur le FPGA et le transfert vers le microprocesseur (HOST) sont présentés sur la Figure 102. Le programme LabVIEW est présenté dans Annexe 5.

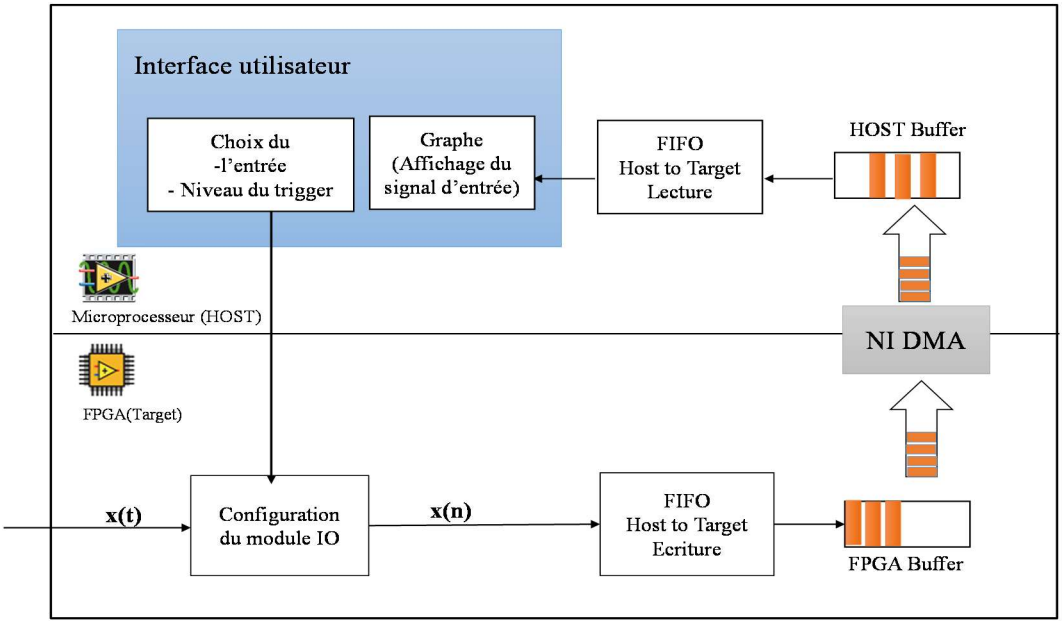


Figure 102 : Méthode d'envoi du signal d'entrée vers le HOST

3.2 Emulation de la fonction de transfert

Cette tâche consiste en premier lieu à l'émulation de la fonction de transfert (module, phase) en tenant compte la variation fréquentielle. Le choix des fonctions de transfert a été fixé sur quatre canaux de références qui correspondent aux sites rural, semi rural, résidentiel et urbain dense. Ce nombre limité des canaux couvre différentes topologies de réseau et présente leurs caractéristiques typiques telles que la sélectivité en fréquence.

3.2.1 Méthodes d'émulation d'une fonction de transfert

Il existe deux possibilités pour implémenter des algorithmes d'émulation de la fonction de transfert sur un système embarqué.

3.2.1.1 Filtres numériques

La différence entre le filtre numérique et le filtre analogique est le concept de coefficients. Les coefficients remplacent les valeurs des condensateurs, des inducteurs et des résistances, de sorte que ces coefficients sont des nombres simples pouvant être utilisés dans un microprocesseur ou une carte FPGA pour concevoir un filtre numérique en effectuant simplement des calculs. Le filtrage numérique est une approche classique basée sur une convolution dans le domaine temporel. Il existe deux types de filtre qui peuvent êtres implémenté sur FPGA les filtres à réponse impulsionnelle finie « FIR » et ceux à réponse impulsionnelle infinie « IIR ».

- **FIR**

Le modèle du filtre FIR est dérivé de l'algorithme de Levy [71] qui spécifie la représentation de la réponse de canal obtenue par des mesures avec un filtre à réponse impulsionnelle finie. Sa fonction de transfert est présentée dans l'Équation 71.

$$H(z) = a_0 + a_1(z)^{-1} + \cdots + a_n(z)^{-n} \qquad \text{Équation 71}$$

Avec FPGA, les filtres FIR sont relativement faciles à concevoir. Le signal temporel en entrée est convolué avec la réponse impulsionnelle du filtre FIR qui correspond à la fonction de transfert.

Afin de calculer l'échantillon de sortie y (n) à l'instant n, un groupe d'échantillons d'entrée à N différents moments x (n), x (n-1), x (n-2), x (n-N + 1) est requis. Le groupe de N échantillons d'entrée est multiplié par N coefficients et les produits sommés ensemble pour former le résultat final y présenté dans Équation 72 et la Figure 103. On considère donc un filtre FIR de longueur M et d'ordre N=M-1.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N} a_k x(n-k) \qquad \text{Équation 72}$$

- x[n] : valeurs successives du signal d'entrée,
- ak : coefficients de la fonction de transfert du filtre,
- y[n] : valeurs successives du signal de sortie,
- n : nombre de coefficients du filtre (détermine l'ordre).

Si on remplace l'entrée x[n] par une impulsion δ[n], la sortie est y(n)=h(n) :

$$h(n) = y(n) = \sum_{k=0}^{N} a_k \delta(n-k) \qquad \text{Équation 73}$$

$$h_k = a_k$$

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{N} h_k \, z^{-k} \qquad \text{Équation 74}$$

$$H(\omega) = \sum_{k=0}^{N} h(k) \, e^{-jk\omega T_e} \qquad \text{Équation 75}$$

La représentation d'un filtre FIR à travers le diagramme de flux est décrite dans la Figure 103

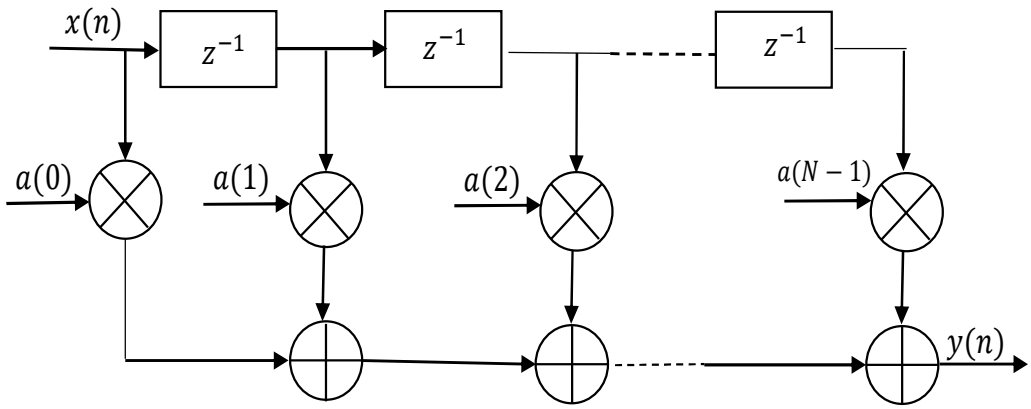


Figure 103 : Diagramme de flux du filtre FIR

- **IIR**

Les filtres numériques à réponse impulsionnelle infinie IIR ont l'avantage de pouvoir concevoir divers filtres. Une fois que le modèle a été spécifié en termes appropriés pour une méthode d'approximation donnée, il est possible de calculer l'ordre du filtre qui correspond à la spécification et d'obtenir les coefficients du filtre à temps discret par substitution directe dans un ensemble d'équations de conception [72]. Théoriquement, la réponse impulsionnelle d'un filtre IIR n'atteint jamais zéro et est une réponse infinie. Un filtre récursif est un filtre qui, outre les valeurs d'entrée, utilise également les valeurs de sortie précédentes.

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_Q z^{-Q}}{1 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_P z^{-P}}$$ Équation 76

Le filtre FIR est caractérisé par une réponse de phase linéaire et sa stabilité permanente. [72], ce qui n'est pas le cas pour le filtre IIR. Le filtre IIR est utilisé dans les applications qui nécessitent l'information sur la phase.

3.2.1.2 Multiplication dans le domaine fréquentiel par la méthode FFT

Cette méthode nécessite des algorithmes FFT (algorithmes à transformée de Fourier rapide). Une convolution dans le domaine temporel est corrélée à une multiplication dans le domaine fréquentiel. Le signal temporel acquis est transformé dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier discrète. Le produit entre le signal d'entrée X(f) et la fonction de transfert H(f) est réalisé dans le domaine fréquentiel. Le signal filtré est converti par la suite dans le domaine temporel via la transformée de Fourier discrète inverse. [73]

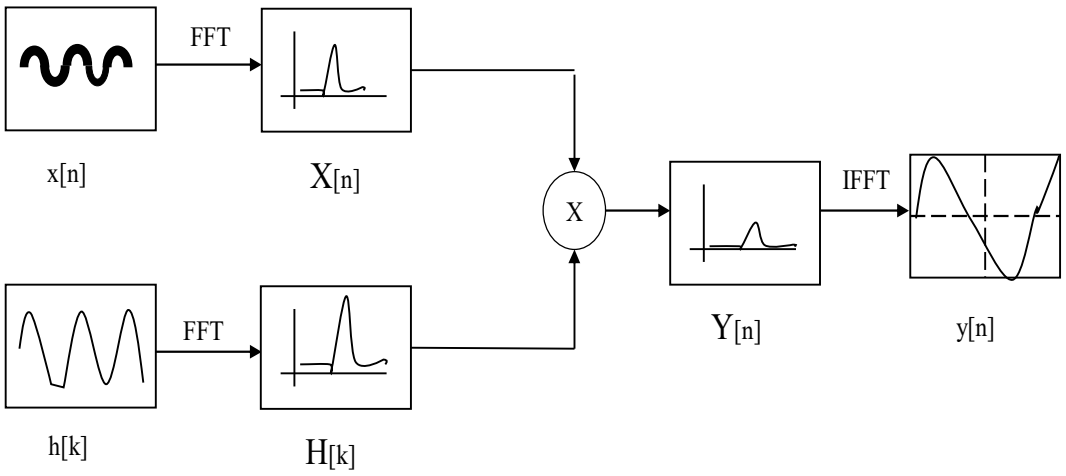


Figure 104 : Algorithme de multiplication dans le domaine fréquentiel

3.2.1.3 Méthode choisie

Pour modéliser les canaux CPL-NB, nous avons opté pour l'utilisation des filtres FIR. Ce choix est basé sur l'utilisation d'une structure « FIR Compiler 7.2 » de LabVIEW FPGA qui présente de nombreux avantages. Elle permet de réduire considérablement les efforts d'implémentation matérielle. Le FIR compiler 7.2 est caractérisé par une excellente architecture pour les filtres en haute vitesse (filtrage temps réel), une très faible latence et excellente performance.

3.2.2 Calcul des coefficients du filtre FIR

Deux principales méthodes de conception de filtres FIR existent pour la modélisation du comportement des lignes électriques vis-à-vis d'une transmission CPL-NB. La première est la méthode de la fenêtre et le la seconde est une méthode d'optimisation basée sur l'algorithme de Parks-McClellan.

- **La méthode des fenêtres**

Cette méthode a été proposée en 1988 par P. Janardhanan et M.N. Neelakantan. [74]. La réponse impulsionnelle h(n) du filtre est obtenue à partir de l' Équation 77.

$$h1(n) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} H(\omega)e^{-i\omega n}\,d\omega \qquad \text{Équation 77}$$

Il est nécessaire, pour rendre ce filtre utilisable, de la tronquer à un ordre fini N. Le principe de troncature est équivalent à multiplier la réponse impulsionnelle h(n) par la fenêtre rectangulaire Wn. Les fenêtres qui peuvent être utilisées sont Hanning, Hamming, Kaiser et Blackman.

$$W(n) = \{^{1\ pour\ n=0,1....N-1}_{0\ ailleurs}$$ Équation 78

L'expression de la réponse impulsionnelle devient :

$$h(n) = h1(n)W(n) = \{^{h1(n)\ pour\ n=0,1....N-1}_{0\ ailleurs}$$ Équation 79

- **Méthode de Parks-McClellan**

L'approche mathématique la plus utilisée jusqu'à présent dans le cas des coefficients à précision infinie est celle de Parks-McClellan [75]. Le filtre FIR à phase linéaire conçu par Parks-McClellan utilisant l'algorithme de Remez représente la meilleure approximation au sens de Chebyshev avec des coefficients à précision infinie. L'importance de cette méthode réside dans la combinaison entre la rapidité de la procédure de Remez avec la capacité de conception d'une grande classe de types de filtre, avec des filtres peu communs tels que les filtres passe-bande à bandes multiples, filtre avec la transformée de Hilbert et des filtres plus communs tels que les filtres passe bande, coupe bande, passe bas et passe haut. La réponse en fréquence peut ainsi être approximée.

Le calcul des coefficients est réalisé sur Matlab. Sous Matlab, il existe plusieurs fonctions qui conçoivent un filtre FIR à phase linéaire utilisant l'algorithme de Parks-McClellan comme la fonction « Firpm ». La fonction « Firls » conçoit un filtre à phase linéaire FIR, qui minimise l'erreur quadratique, de la réponse fréquentielle. La fonction renvoie une ligne vectorielle b contenant n + 1 coefficients de l'ordre n du filtre FIR dont les caractéristiques de fréquence-amplitude correspondent approximativement à celles données par les vecteurs.

Les performances de chaque algorithme « Firls » et « Firpm » ont été comparées afin de choisir l'algorithme le plus adapté. La fonction « Firls » permet un ajustement optimal entre la réponse en fréquence souhaitée et le module de la fonction de transfert mesurée.

La méthode « Firls » est plus stable et suit parfaitement la fonction de transfert d'origine. L'algorithme Matlab de calcul des coefficients du filtre FIR est décrit dans l'Annexe 4.

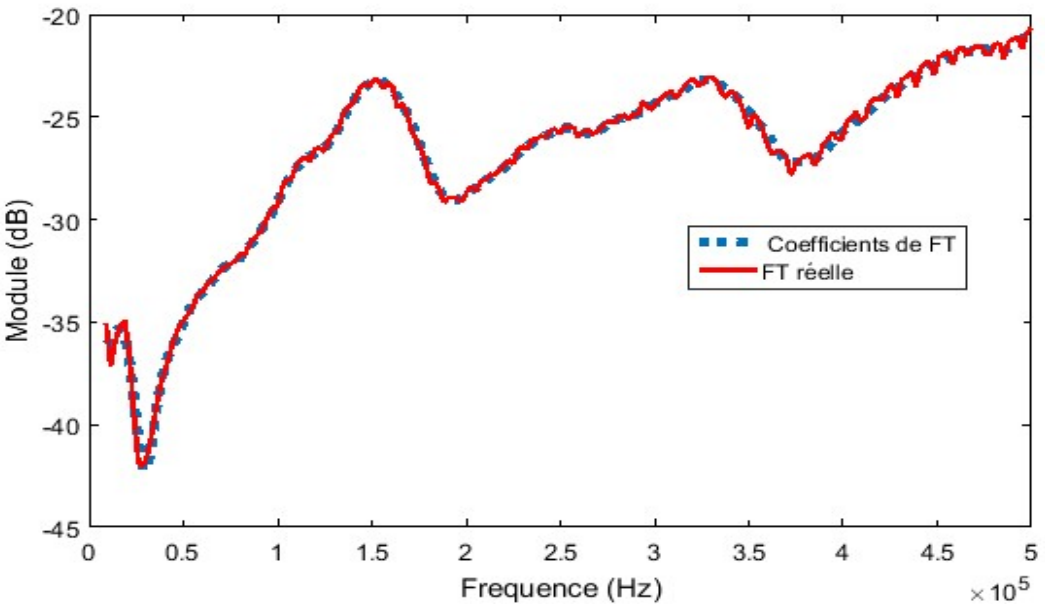


Figure 105 : Fonction de transfert reconstruite à partir des coefficients extraits

La fonction Firls retourne des coefficients qui correspondent à une réponse impulsionnelle symétrique comme le montre la Figure 106.

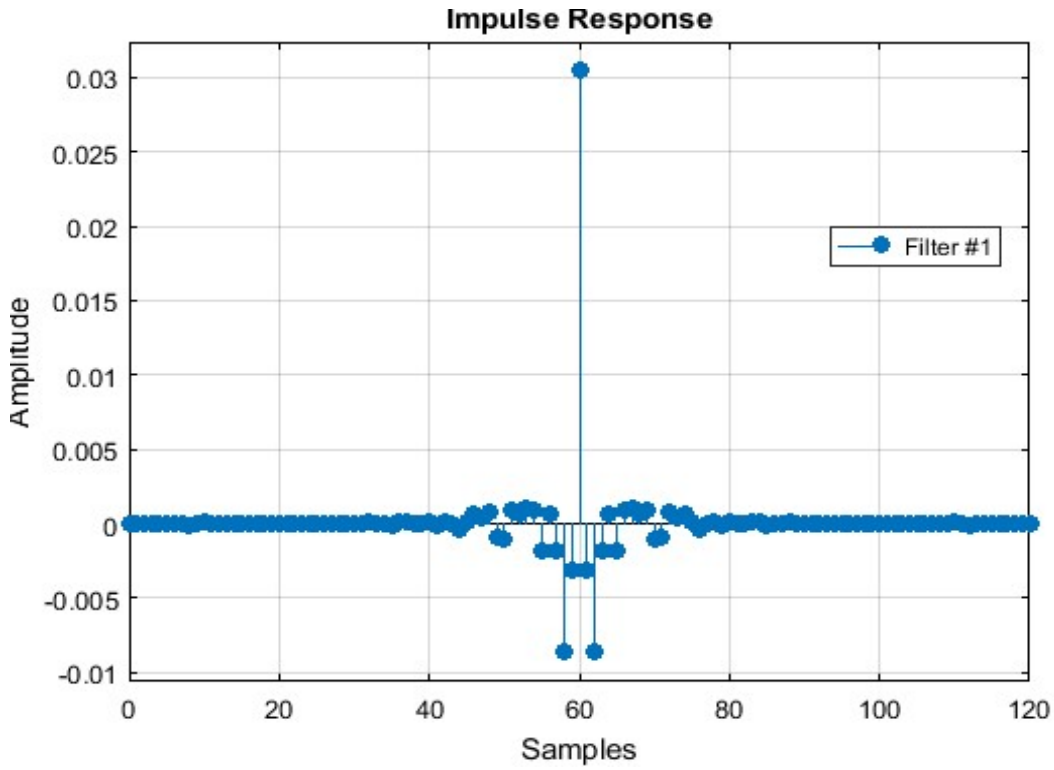


Figure 106 : Coefficients du filtre FIR

La combinaison la plus optimale pour modéliser cet exemple de canal en minimisant l'écart entre le modèle et la mesure a été choisie pour un ordre du FIR égale à 130.

3.2.3 Implémentation des fonctions de transfert

Quatre canaux de références ont été choisis pour implémenter la fonction de transfert en fonction de la fréquence selon le site. Pour chaque fonction de transfert, un fichier de coefficients a été créé. Chaque fichier de coefficients est implémenté dans un filtre FIR dans la structure « FIR Compiler » durant une étape de configuration présente dans l'Annexe 4. La sélection du type de site est faite au niveau du HOST qui constitue notre interface de commande. La commande est envoyée vers FPGA à travers un nœud de commande. La Figure 107 représente la méthode d'émulation et de commande de quatre fonctions de transfert en fonction de la fréquence.

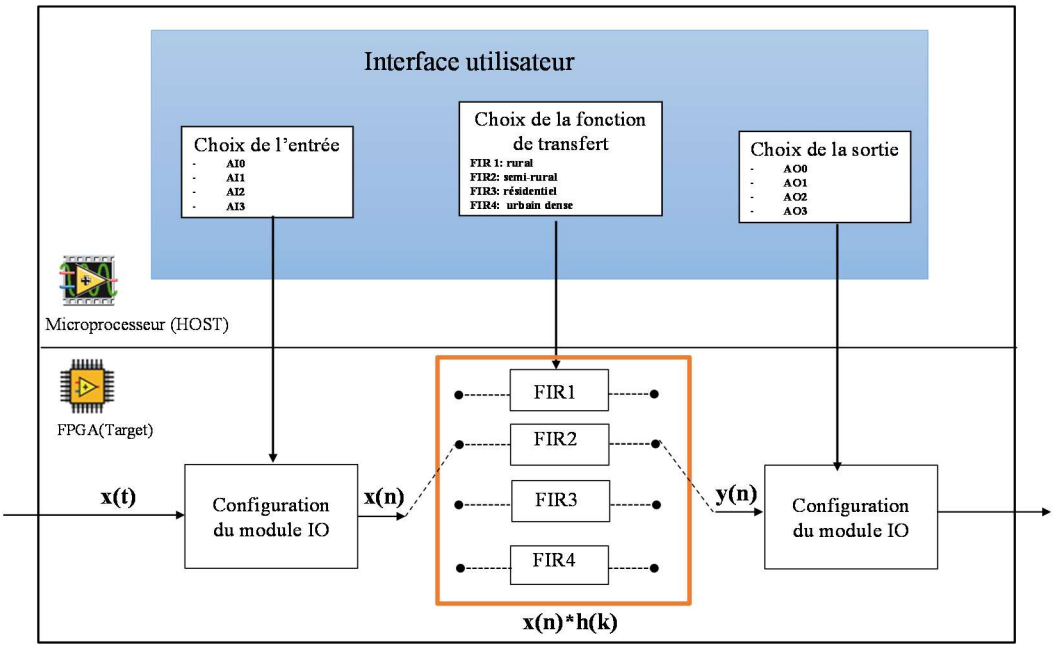


Figure 107 : Implémentation des fonctions de transfert en FPGA

3.3 Emulation de l'impédance

L'impédance d'accès en fonction du modem ZTX est différente d'un constructeur à un autre. L'émulateur intègre la variation de la fonction de transfert liée à la variation de l'impédance du modem ZTX (f) modifiant les pertes d'insertion du signal transmis. Pour émuler cet impact, la déduction de la fonction de transfert H(f) pour ZTX=2Ω et ZTX= 10Ω à partir de la fonction de transfert mesurée lorsque ZTX= 50Ω (présentée dans le chapitre 2) a été réalisée comme le montre la Figure 108.

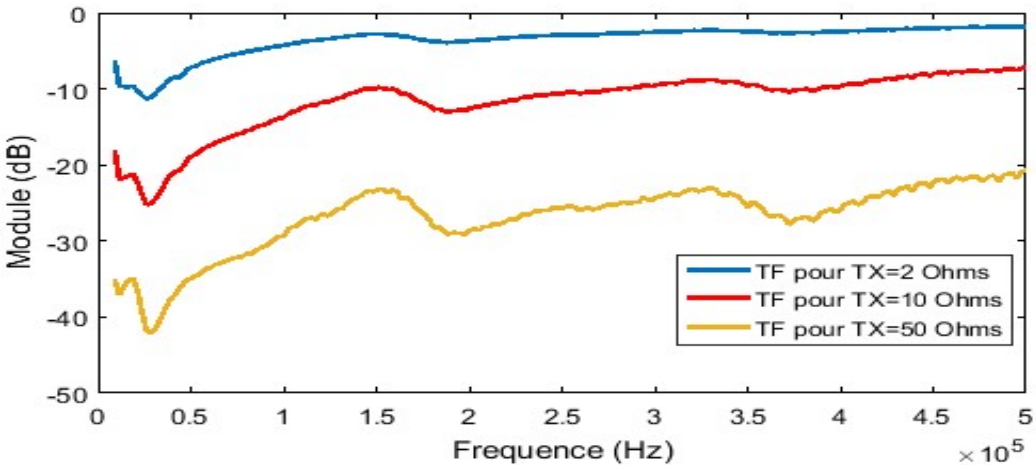


Figure 108 : Fonction de transfert pour différentes ZTX en site résidentiel

Chaque fonction de transfert est implémentée dans un filtre « FIR compiler 7.2 » ce qui nous donne en total 12 blocs filtres FIR implémentés au niveau de la carte FPGA comme le présente la Figure 109.

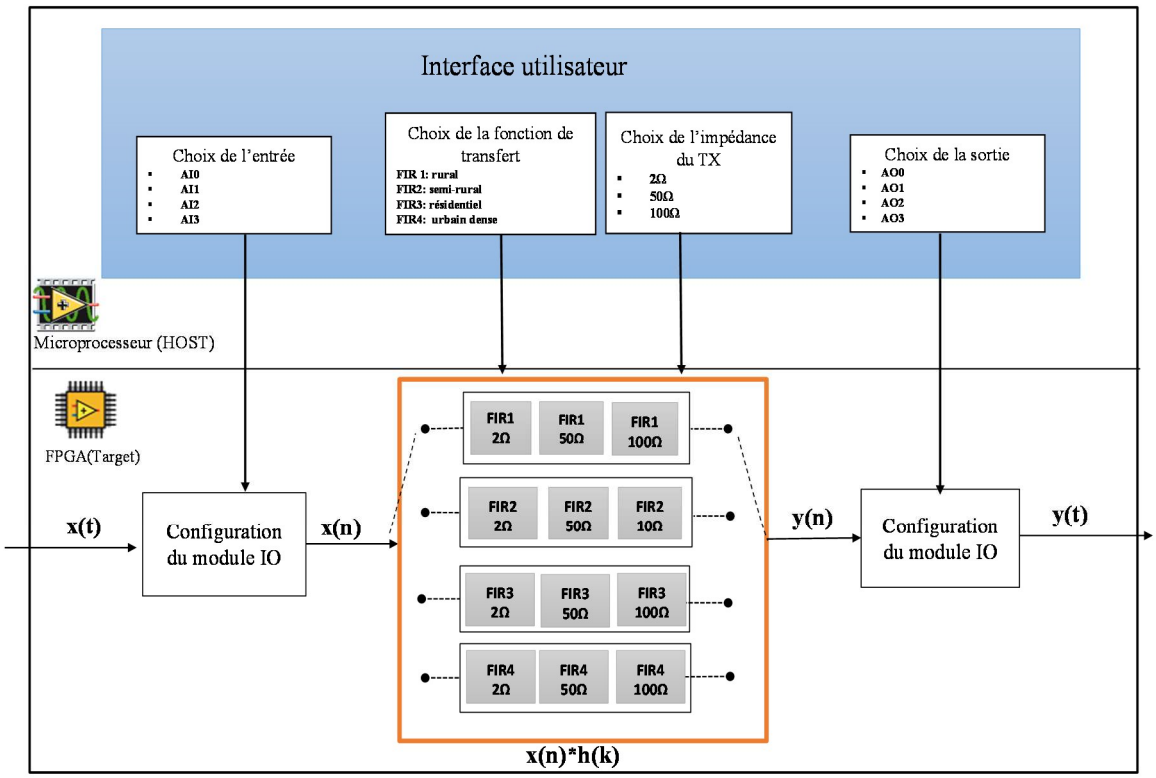


Figure 109 : Emulation sur FPGA de l'impédance

Le programme LabVIEW développé pour l'émulation de la fonction de transfert en faisant l'impédance ZTX est présenté dans l'Annexe 5.

3.4 Emulation du bruit

3.4.1 Bruit du fond

Le canal avec bruit blanc gaussien additif (AWGN) est largement utilisé dans l'investigation des communications numériques. Ce bruit a une valeur moyenne nulle et une valeur de variance de 1 (loi de distribution normale standard N (0,1)). Le bruit additif blanc gaussien AWGN est souvent utilisé comme un modèle de canal dans lequel le seul défaut de communication est un ajout de bruit blanc avec une densité spectrale de probabilité constante et avec une amplitude ayant une distribution gaussienne[45], [76]. La fonction de densité de probabilité $f(x)$ du motif de bruit gaussien est définie par l'Équation 80.

$$f(x) = \frac{1}{s\sqrt{2\pi}} e^{\left[\left(-\frac{1}{2}\right)\left(\frac{x}{s}\right)^2\right]} \quad \text{Équation 80}$$

$$n_1(t) = s * random(t, f(x)) \quad \text{Équation 81}$$

Avec s est la valeur absolue de l'écart type spécifié.

Le VI « AWGN » génère la séquence pseudo-aléatoire gaussienne en utilisant une version modifiée de la méthode Box-Muller pour transformer des nombres aléatoires uniformément distribués en nombres aléatoires distribués en gaussien. LabVIEW utilise un algorithme de génération de congruence linéaire (LCG) à très long cycle pour générer les nombres pseudo-aléatoires uniformes. Le bruit AWGN $n_1(t)$ est généré par la carte FPGA.

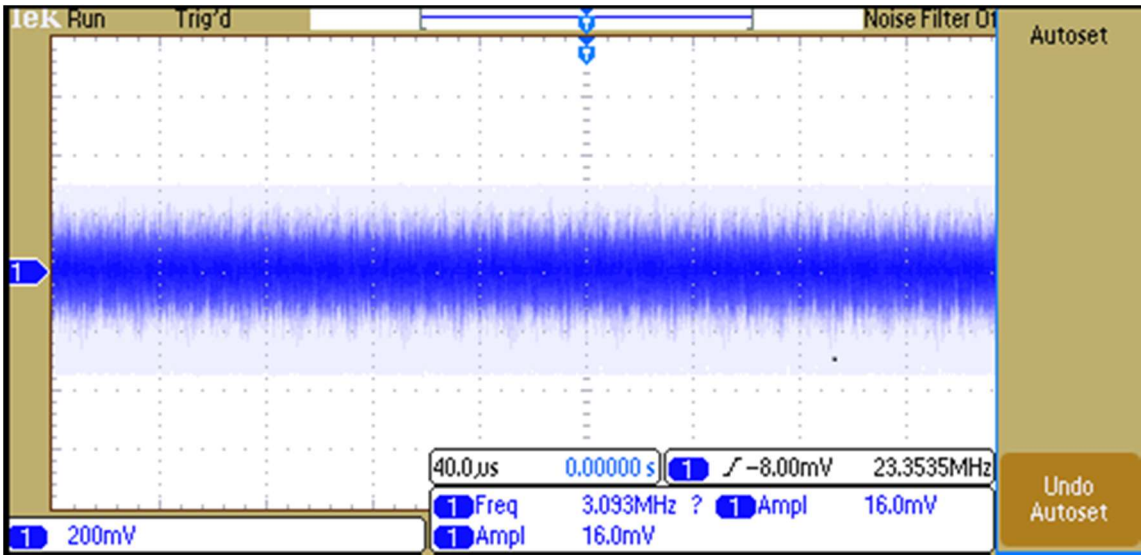


Figure 110 : Bruit stationaire émulé

3.4.2 Bruit impulsif périodique

Les caractéristiques cyclo stationnaires du bruit sont émulées dans le domaine temporel. Le bruit impulsif peut être modélisé par une oscillation amortie exponentiellement décroissante comme le montre la Figure 111 et l'Annexe 5.

$$n_2(t) = \begin{cases} Asin(2\pi ft) * e^{-\alpha t}, \\ 0 \quad , \quad sinon \end{cases} \qquad \text{Équation 82}$$

- A : l'amplitude
- f : la fréquence d'oscillation
- α: le facteur d'amortissement de l'impulsion

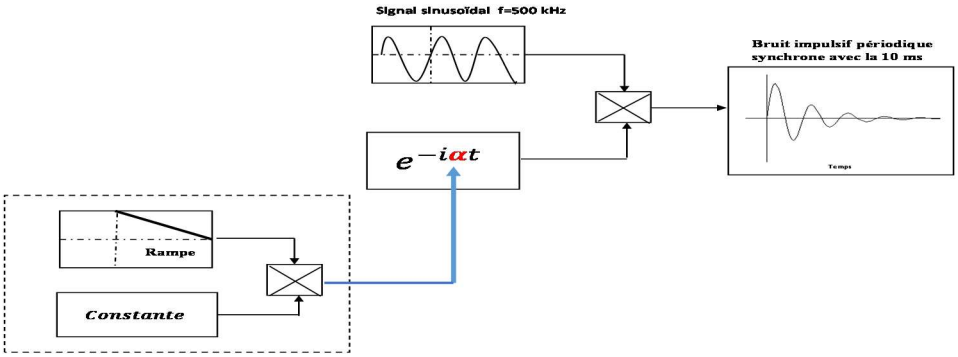


Figure 111 : Algorithme de génération du bruit impulsif périodique

Le facteur d'amortissement détermine comment l'oscillation diminue et détermine ainsi la durée de l'impulsion. Les paramètres de génération sont décrits dans le tableau suivant :

Tableau 22 : Caractéristiques du bruit périodique

	Paramètre	
Bruit impulsif périodique	Durée d'une période	20 millisecondes
	Nombre des impulsions par période	2
	Durée d'impulsion	100 µs
	Fréquence d'oscillation	20 kHz

Le bruit temporel est observé sur l'oscilloscope. La génération du bruit périodique synchrone avec une période de 10 millisecondes est présentée dans la Figure 112 et la Figure 113.

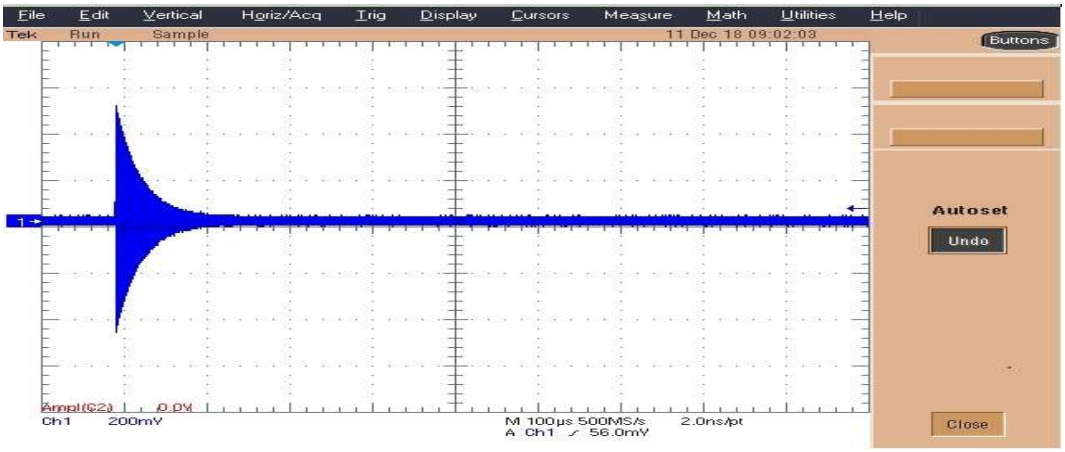


Figure 112 : Bruit impulsif périodique émulé

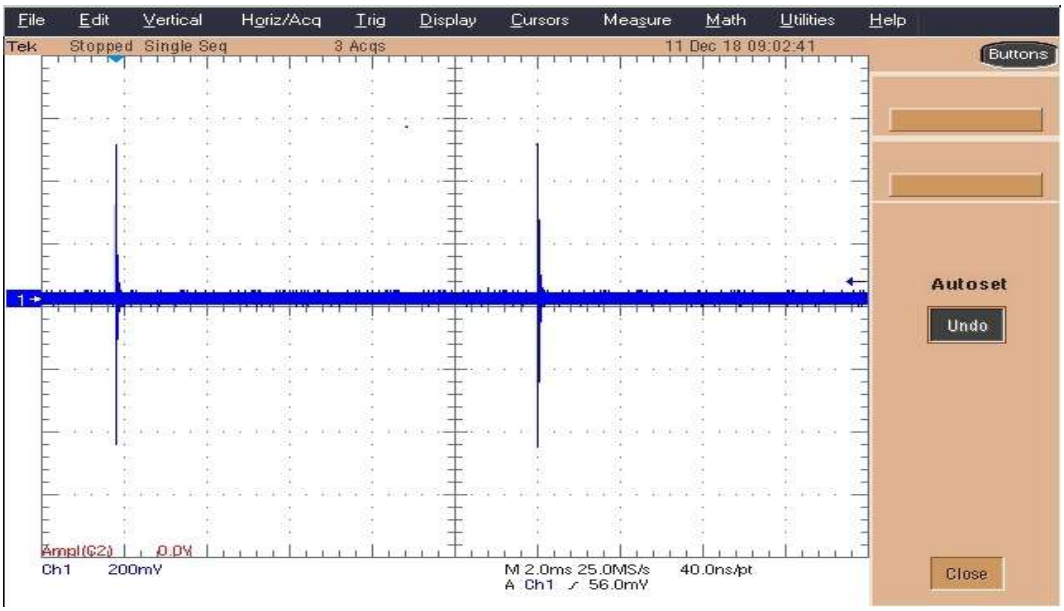


Figure 113 : Bruit impulsif périodique émulé sur une période

3.4.3 Bruit impulsif apériodique

Le bruit impulsif apériodique peut être représenté par une somme des impulsions indépendantes aléatoires. Ce bruit est généré en temps réel sur le HOST simultanément avec le génération de bruit impulsif périodique avec le réseau électrique de 50 Hz (Annexe 5) .

Dans notre cas, le choix est fixé sur la génération de trois impulsions durant chaque période avec une apparition aléatoire. Pour la génération de bruit impulsif apériodique, « la fonction Impulse Pattern VI » a été utilisée. Le bruit impulsif apériodique $n_3(t)$ est la somme de trois impulsions définies temporellement dans le Tableau 23 et la Figure 114..

$$n_3(t) = pulse_1(t) + pulse_2(t) + pulse_3(t) \qquad \text{Équation 83}$$

Tableau 23 : Paramètres du bruit impulsif apériodique émulé

	Paramètre	
Bruit impulsif apériodique	Fenêtre d'apparition	20 millisecondes
	Nombre d'impulsions	3
	Durée de l'impulsion Δt	1µs
	Amplitude des impulsions (A)	A max=1V

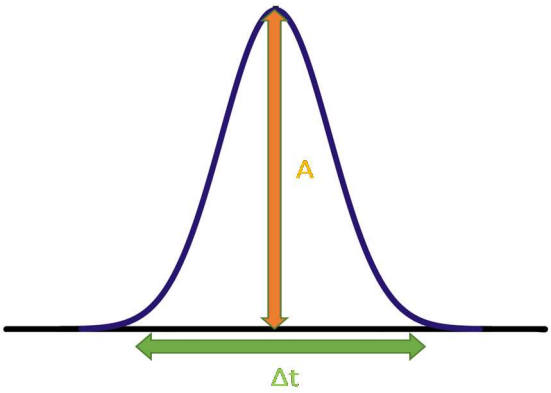


Figure 114 : Paramètres de l'impulsion

Le résultat de génération du bruit impulsif apériodique est mesuré sur l'oscilloscope comme le montre la Figure 115.

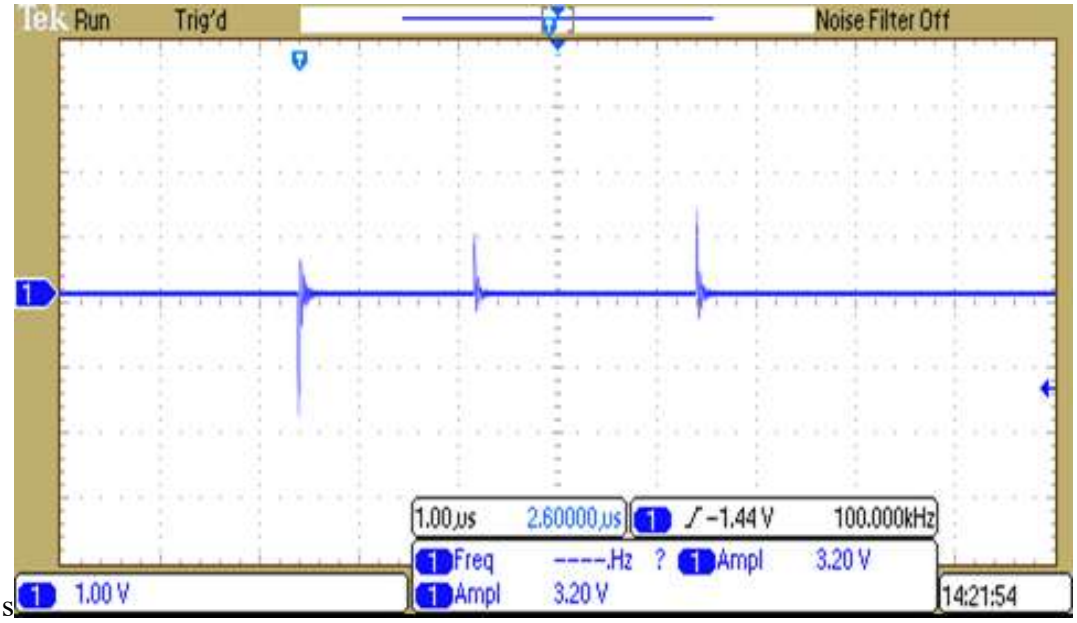


Figure 115 : Bruit impulsif apériodique émulé

3.5 Architecture finale d'implémentation

L'acquisition du signal d'entrée sur FPGA et le transfert des données vers le HOST a été réalisé à travers une DMA FIFO « Target to HOST ». Le signal d'entrée est par la suite filtré sur FPGA. L'utilisateur doit sélectionner le type du canal CPL-NB émulé (l'impédance du générateur ZTX et le type du site).

Le signal filtré est sommé par la suite par un bruit total (stationnaire et/ou cyclo stationnaire et/ou impulsif apériodique sur FPGA) exprimé dans l'Équation 84.

$$n(t) = n_1(t) + n_2(t) + n_3(t) \qquad \text{Équation 84}$$

Le bruit impulsif périodique synchrone avec la fréquence de 50 Hz et le bruit impulsif apériodique sont générés sur HOST et transmis vers FPGA à travers une deux DMA FIFO « HOST to FPGA ». L'interface a un « buffer » de taille 65536 échantillons. Dès que le tampon est rempli, les échantillons sont transférés vers FPGA. La sommation des trois types de bruit est réalisée au niveau du FPGA. Le signal filtré et bruité est envoyé ensuite vers le convertisseur numérique analogique et transmis par la suite vers le récepteur Rx.

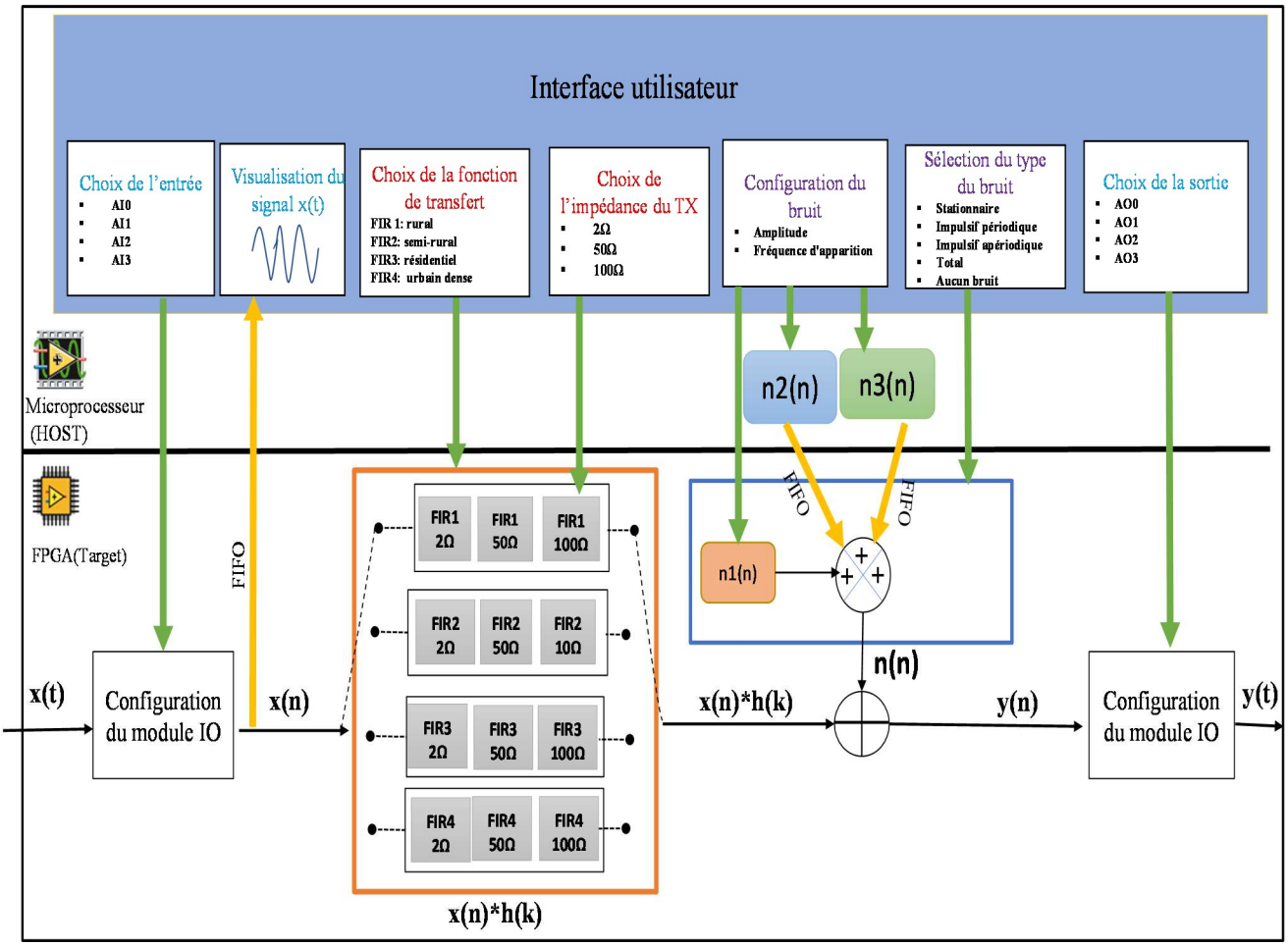


Figure 116 : Interface totale d'émulation

L’interface utilisateur globale développée sur le VI HOST est présentée sur la Figure 121. Les performances matérielles de l’émulateur en termes de ressources sont décrites dans l’Annexe 6.

4. Mise en place du banc émulateur

4.1 Conception du banc de test unidirectionnel

Plusieurs étages sont conçus pour l’émulation du canal. Le premier étage est l’isolation du réseau. Pour réussir à alimenter le modem testeur et le « Device Under test DUT » à partir du réseau, un transformateur d’isolement ainsi que deux filtres passe-bas sont proposés. Le premier filtre passe-bas avec une fréquence de coupure faible protège la configuration de test des bruits indésirables et des perturbations du réseau. Le second filtre passe-bas est utilisé pour que les signaux ne passent pas directement de l'émetteur au récepteur via le réseau électrique. Deux coupleurs sont utilisés du côté émetteur et récepteur avec une bande passante de 1 kHz à 1 MHz. Le schéma de chaque coupleur est présenté dans la Figure 17.

La deuxième partie du banc émulateur intègre principalement la solution de « Nationals Instruments » avec tout le développement software présenté précédemment pour l’émulation des pertes d’insertion à l’entrée de la carte, de la fonction de transfert et du bruit présents dans le canal. Les convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique sont intégrés dans le module NI 5783 connecté directement à la carte FPGA. Le banc émulateur est présenté sur la Figure 117.

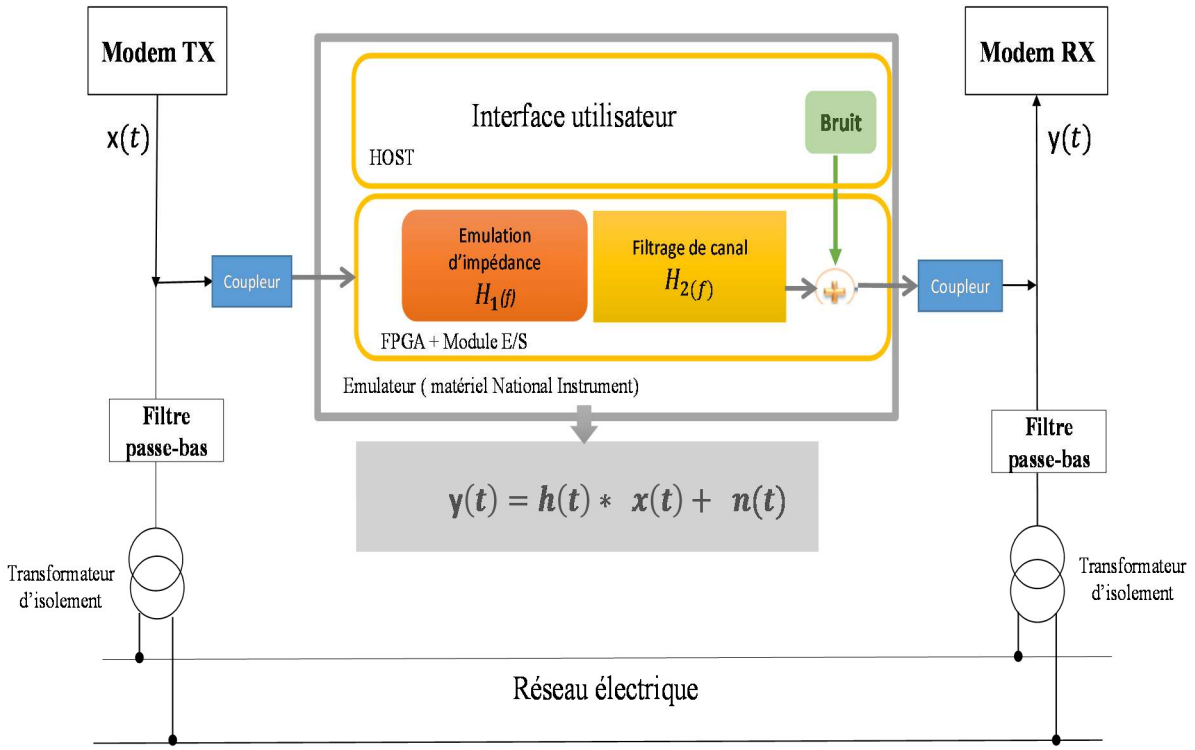


Figure 117 : Banc émulateur unidirectionnel

4.2 Banc de test unidirectionnel

4.2.1 Caractérisation du coupleur bidirectionnel

L'implémentation du banc de test émulateur bidirectionnel a été réalisée en utilisant deux coupleurs bidirectionnels. Un coupleur bidirectionnel permet de mesurer la transmission d'énergie le long d'une ligne de transmission. Une partie directe de l'énergie part du port IN vers la partie OUT. A l'intérieur du coupleur, il existe deux lignes de transmission placées très près l'une de l'autre. Le rapport de couplage entre deux lignes est exprimé en pourcentage ou en dB. Les caractéristiques du coupleur directionnel dépendent de la puissance maximale à transmettre, de la qualité de la bande de fréquence d'utilisation et aussi de facteur de couplage. Le schéma interne d'un coupleur bidirectionnel est décrit sur la Figure 118. Pour notre application deux coupleurs sont utilisés de référence « ZFDC-10-6 »

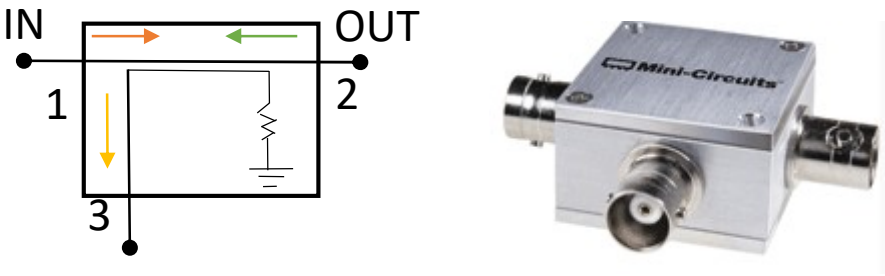


Figure 118 : coupleur bidirectionnel

Les atténuations entre le port 1 et le port 2 (S21) et entre le port 1 et le port 3 (S31) sont caractérisées à travers une mesure des paramètres S en utilisant un analyseur de réseau

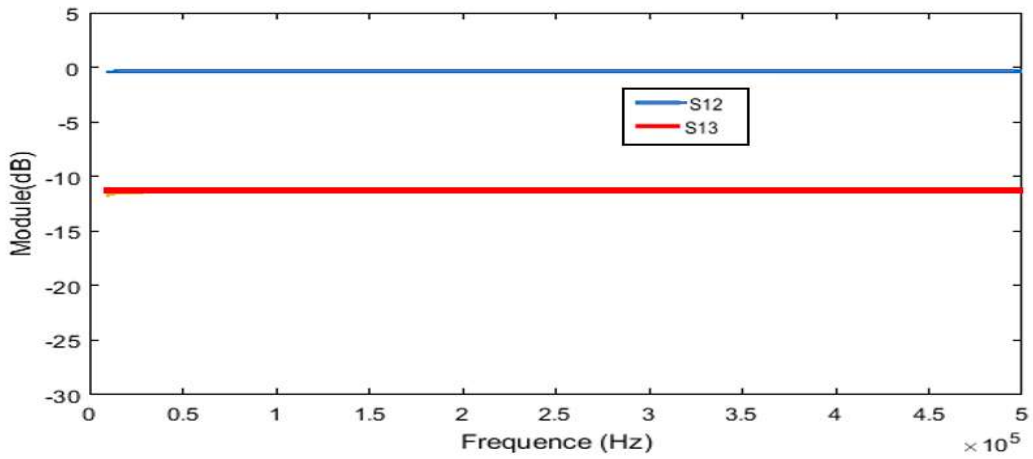


Figure 119 : Atténuation entre port 1, 2 et 3

Le coupleur bidirectionnel « ZFDC-10-6 » est caractérisé par atténuation de 11 dB entre le port 1 et le port 3 dans la bande de fréquence entre 9 kHz et 500 kHz. L'atténuation entre le port 1 et le port 2 est égale à 0.45 dB dans toute la bande de 9 à 500 kHz. L'atténuation est plate sur toute la bande comme le montre la Figure 119. Les impédances mesurées au niveau des ports 1,2 et 3 sont égales à 50Ω.

4.2.2 Configuration du banc bidirectionnel

La Figure 120 illustre le chemin de signal complet du modem 1 au modem 2. Dans le sens 1 de la communication, le signal x(t) passe vers l'entrée de l'émulateur AI0 à travers le port 1 du coupleur bidirectionnel. Le signal est converti en un signal numérique au niveau du module d'acquisition NI 5783. Le signal est traité par la carte FPGA avant d'être transmis à la sortie

AO0. Le signal sera ensuite transmis vers le modem 2 à travers le port 2 du coupleur C2. La même communication est faite pour le deuxième sens

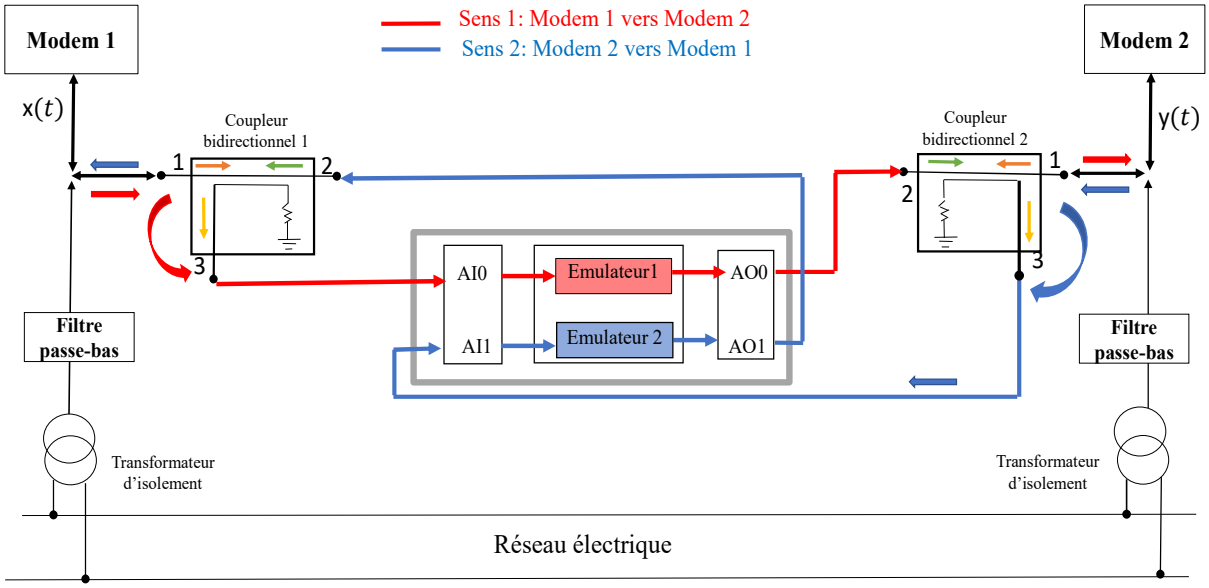


Figure 120 : Banc émulateur bidirectionnel

5. Discussions et résultats

5.1 Interface utilisateur

L'interface de configuration de l'émulateur est présentée sur la Figure 121.

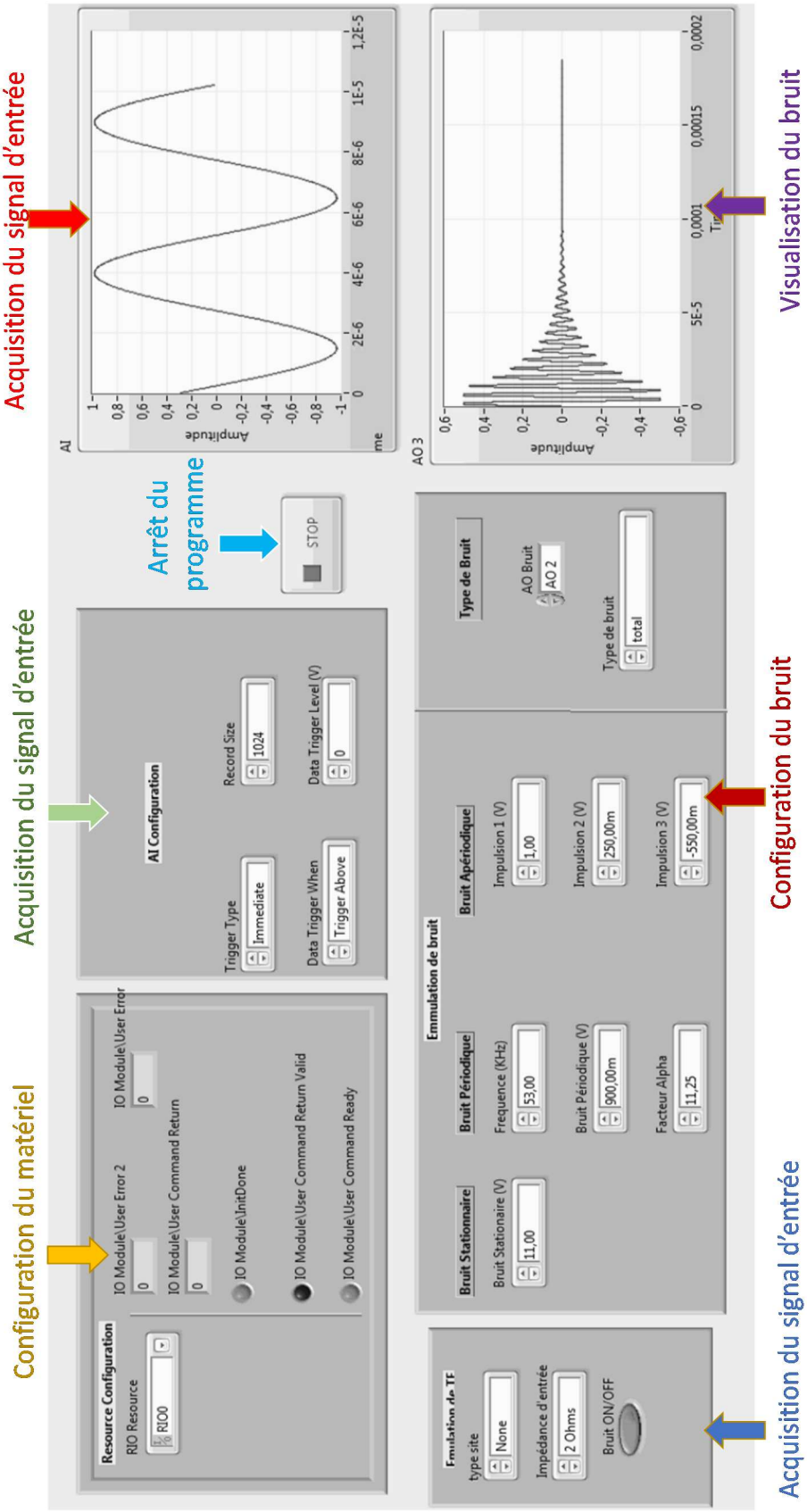


Figure 121 : Interface finale d'utilisation sous LabVIEW

Une étape d'initialisation de la carte FPGA et du module d'acquisition est nécessaire. Cette configuration est réalisée depuis l'interface utilisateur. La sélection de l'entrée et du niveau du trigger est possible à partir de l'interface utilisateur créé au niveau du programme LabVIEW sur HOST afin de programmer l'acquisition du signal. Le signal temporel acquis sur le HOST est affiché dans un graphe afin de visualiser le signal INPUT. L'interface de sélection de la fonction de transfert selon le type du site et de l'impédance du transmetteur ZTX est réalisée sur le VI HOST au niveau de l'interface utilisateur. La sélection du type de bruit généré et des paramètres de configuration (amplitude, fréquence, etc.) peut s'effectuer également à travers l'interface de configuration sur le HOST. Le signal de sortie peut être additionné au signal filtré selon le choix de l'utilisateur à travers le bouton « bruit ON/OFF ». Le canal de sortie est aussi configuré par l'utilisateur.

5.2 Calibration du système

La qualité de la fonction de transfert de canal émulé est influencée par le filtre numérique, le module d'E/S et les deux circuits de couplage. L'étape de calibration consiste à déduire l'atténuation du signal liée au matériel utilisé pour l'émulation.

La Figure 122 illustre le chemin de signal complet de l'émetteur (Tx) au récepteur (Rx). Afin de quantifier l'erreur d'émulation liée à la boucle du couplage, de conversion CAN et CNA et de filtrage numérique, l'atténuation représentée à la Figure 122 est mesurée lorsque la fonction de transfert est égale 0 dB.

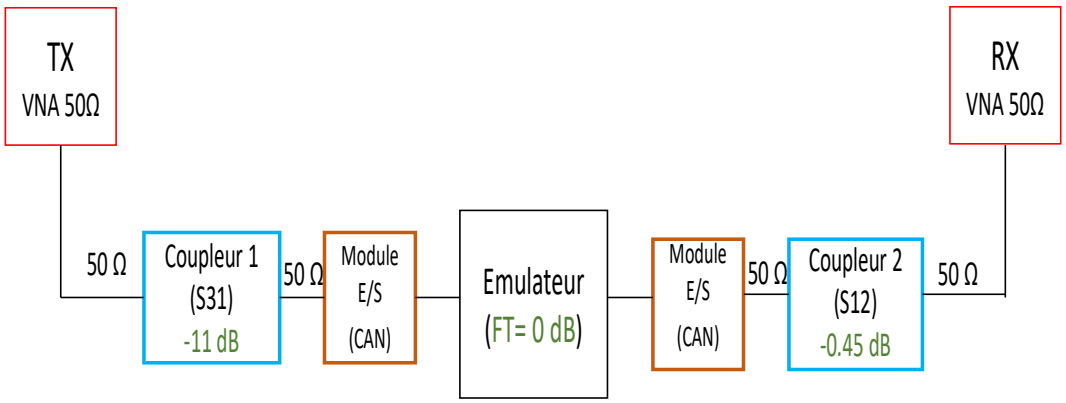


Figure 122 : Boucle de calibration du banc émulateur bidirectionnel

Les résultats de mesures sont présentés dans la Figure 123.

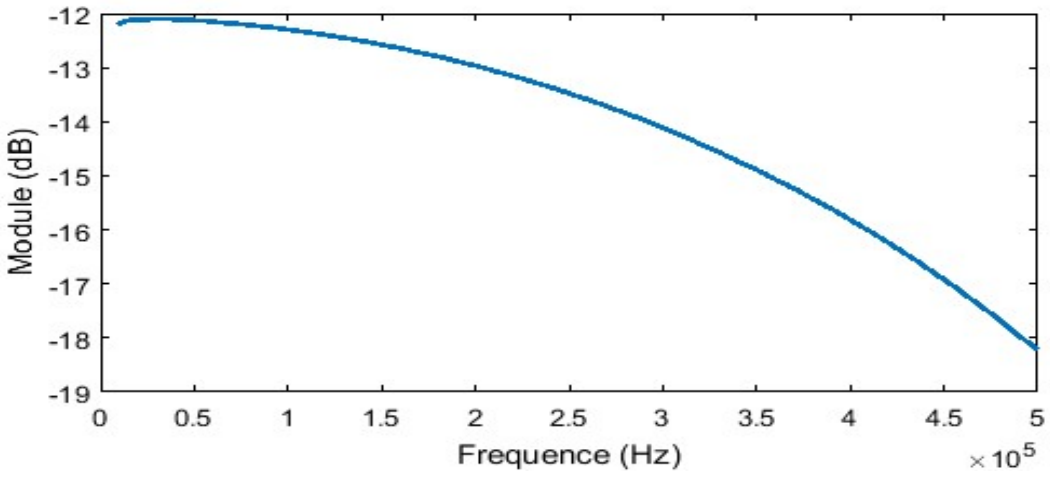


Figure 123 : Atténuation de la boucle de transmission pour FT= 0 dB

Cette atténuation est compensée au niveau du calcul des coefficients des différentes fonctions de transfert. Toutes les fonctions de transfert sont compensées par l'atténuation présentée dans la Figure 123.

5.3 Résultats

5.3.1 Variation fréquentielle de la fonction de transfert

La fonction de transfert de canal est également mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau (HP 8753E). Les modules de la fonction de transfert des quatre canaux de référence sont présentés sur la Figure 124, la Figure 125, la Figure 126 et la Figure 127.

5.3.1.1 Modules de la fonction de transfert

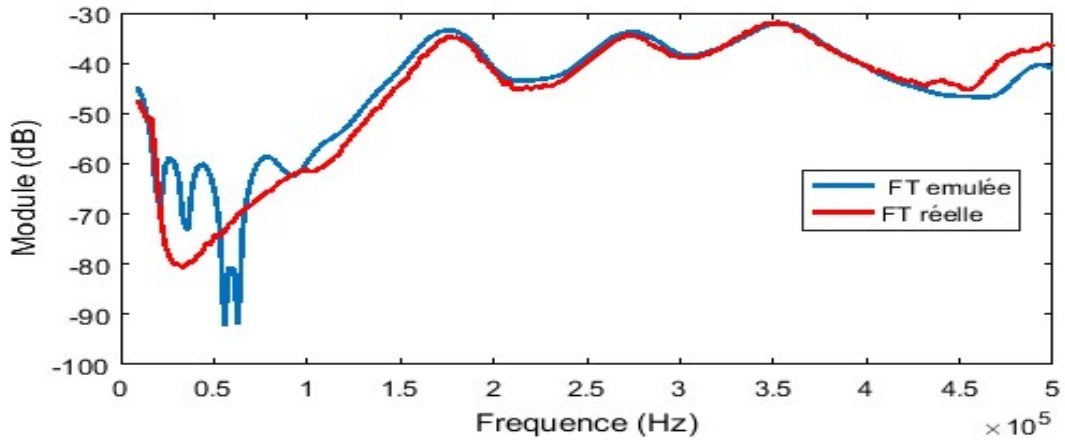


Figure 124 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le site rural

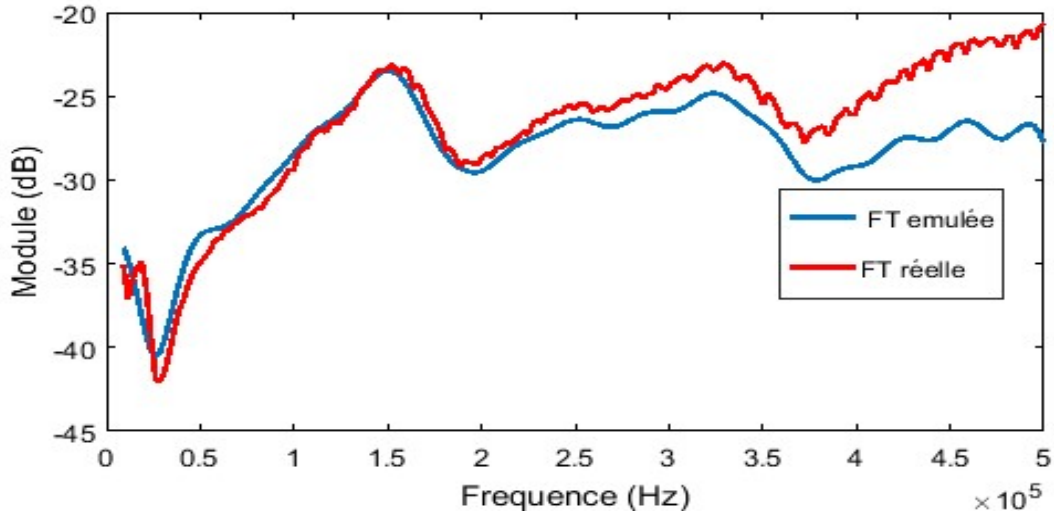


Figure 125 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le résidentiel

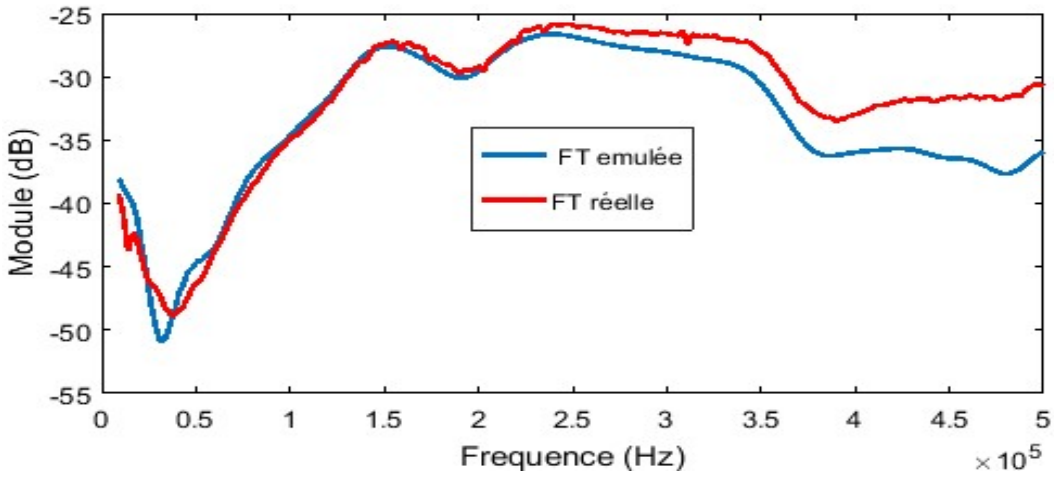


Figure 126 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le site semi-rural

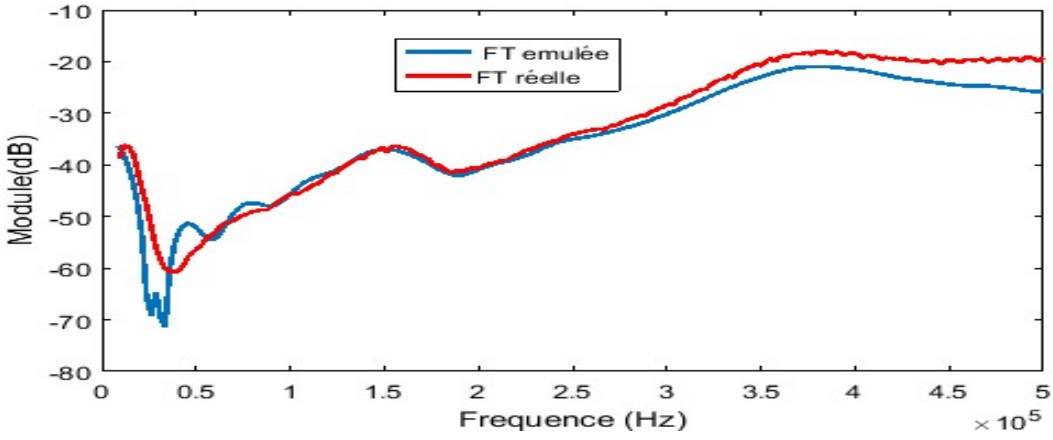


Figure 127 : Fonction de transfert émulée et mesurée sur le site urbain dense

Le calcul d'erreur est précisé dans le Tableau 24 pour la bande de 9 kHz jusqu'à 250 kHz et dans le Tableau 25 pour la bande de 250 kHz jusqu'à 500 kHz.

Tableau 24 : Erreur d'émulation entre 9 kHz et 250 kHz

	Rural	Résidentiel	Semi-rural	Urbain dense
Ecart moyen (dB)	6.3	1.95	1.76	2.5
Ecart max (dB)	20	3.1	3.7	11

Tableau 25 : Erreur d'émulation entre 250 kHz et 500 kHz

	Rural	Résidentiel	Semi-rural	Urbain dense
Ecart moyen (dB)	0.95	7.1	3.8	4.1
Ecart max (dB)	3.2	13	6.25	8

L'émulateur reproduit avec suffisamment de précision les caractéristiques de la fonction de transfert (la variation fréquentielle, amplitudes). L'écart constaté est lié principalement au calcul de la réponse du filtre FIR et aussi à la stabilité du filtre.

5.3.1.2 Retard de groupe

Le retard de groupe est aussi mesuré sur l'analyseur de réseau. Le nombre de coefficients du filtre FIR est fixé à 130 en cas d'émulation des quatre fonctions de transfert et à 30 en cas d'émulation de la fonction de transfert de 0 dB. Les résultats de mesure sont présentés sur la Figure 128.

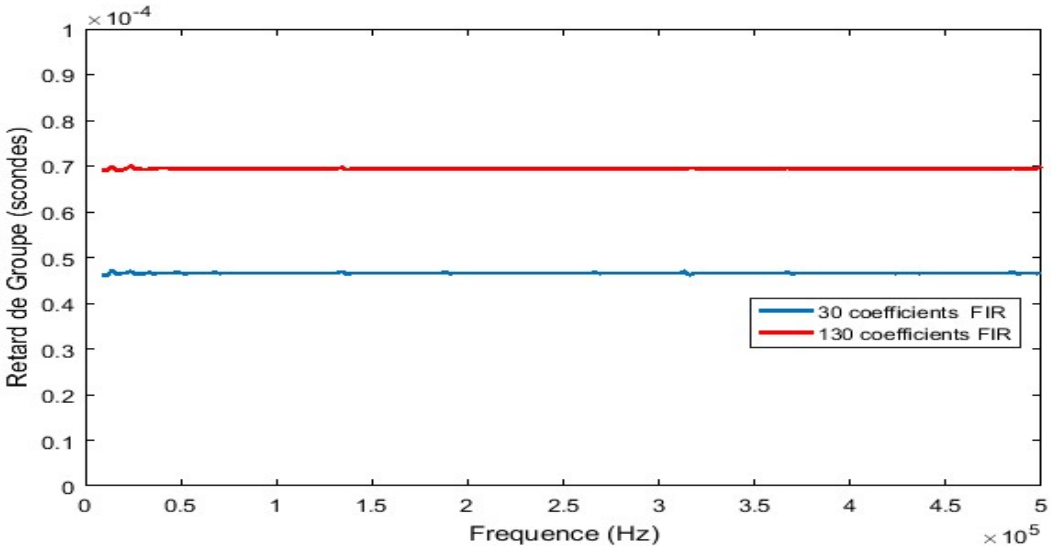


Figure 128 : Retard de groupe mesuré

Les mesures montrent un retard entre l'émetteur TX et le récepteur RX de 69 microsecondes sur toute la chaine, dans le cas où le nombre de coefficients est égal à 130. Ce retard est moins important dans le deuxième cas pour 30 coefficients (47 microsecondes). L'impact de ce retard sur la communication en temps réel entre deux modems pour la technologie CPL-G3 sera étudié plus tard pendant les travaux de test du banc émulateur.

5.3.1.3 Module de la fonction de transfert selon l'impédance de l'émetteur

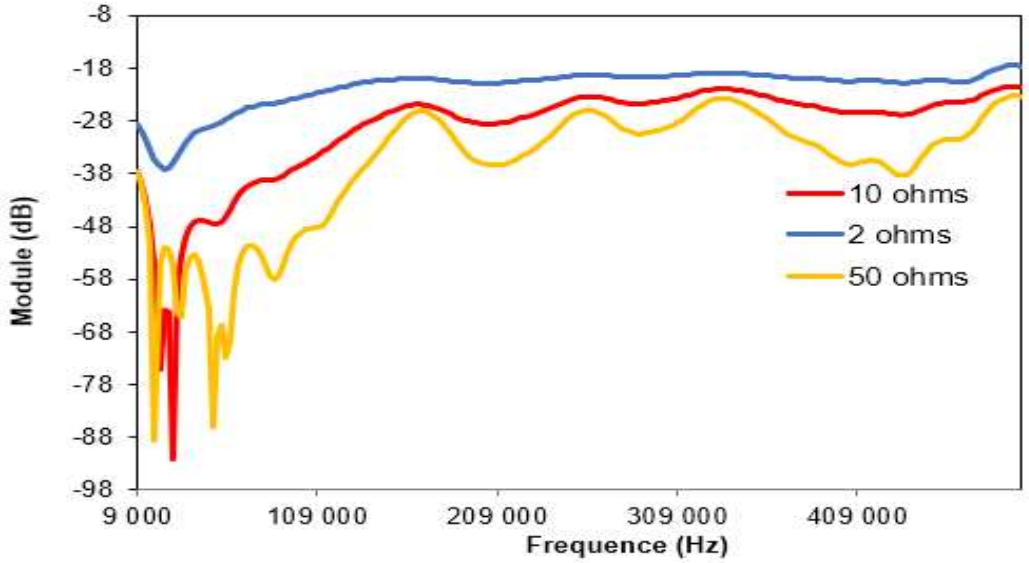


Figure 129 : FT émulées pour ZTX= 2Ω, 10Ω et 50Ω dans le site résidentiel

La variation de la fonction de transfert en fonction de l'impédance de référence ZTX montre une similarité par rapport aux fonctions de transfert calculées présentes dans la Figure 108.

5.3.2 Ajout du bruit au signal filtré

Le signal reçu du côté du récepteur est visualisé au niveau de l'oscilloscope. Le signal reçu est filtré et bruité comme le montre la Figure 130.

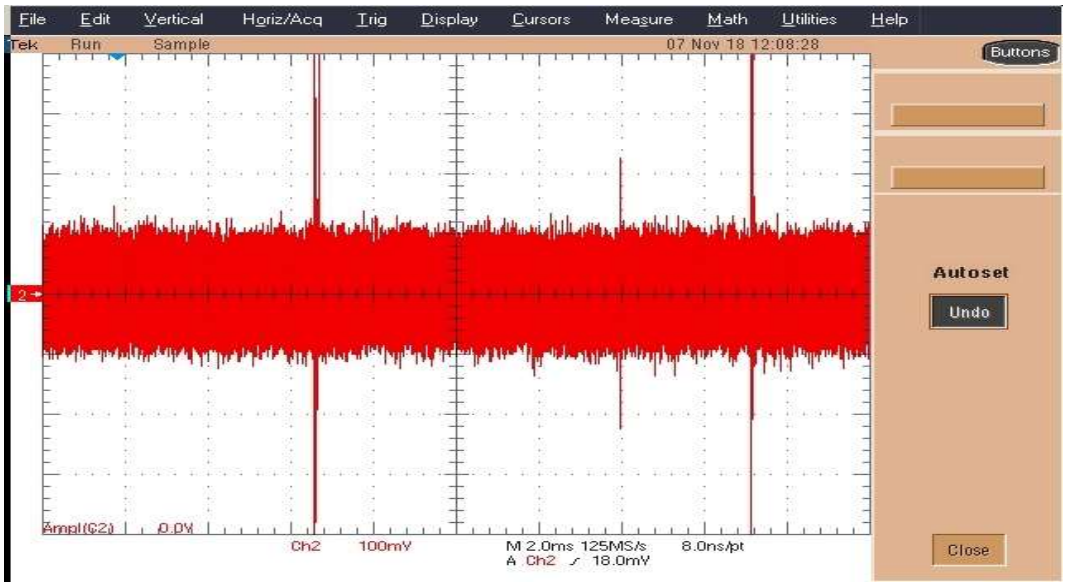


Figure 130 : Signal reçu au niveau du DUT

La mesure spectrale du bruit total est présentée sur la Figure 131.

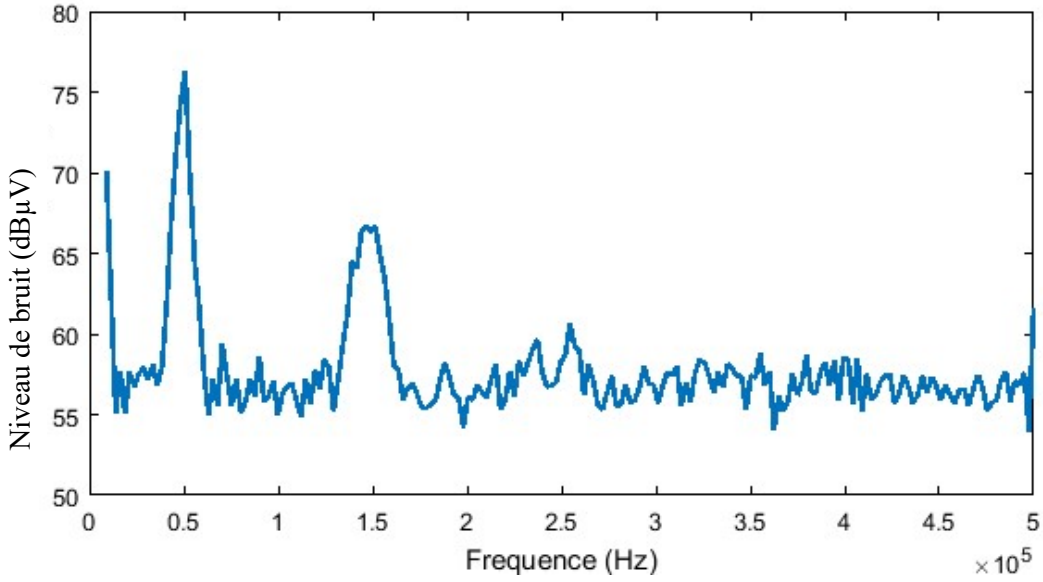


Figure 131 : Spectre du bruit généré par l'émulateur

Le signal montre un bruit de fond de 48 dBµV en moyenne, des raies de 70 dBµV à la fréquence de 50 kHz et des raies secondaires aux fréquences égales à 150 kHz, 250 kHz et 325 kHz. Les caractéristiques du bruit sont proches de celles mesurées sur terrain dans la Figure 53 et la Figure 54. En changeant le type de site, l'utilisateur est capable de configurer les caractéristiques du bruit selon les informations présentes dans le Tableau 26.

Tableau 26 : Caractéristiques du bruit selon le site du côté client

Type du bruit	Caractéristique	Urbain dense	Semi-rural	Rural	Résidentiel
De fond	Amplitude	50 mV	50 mV	50 mV	100 mV
Impulsif périodique	Amplitude	100 mV	50 mV	200 mV	700 mV
	Temps de cycle	10 ms	10 ms	10 ms	10 ms
	Durée	3 ms	2 ms	2 ms	1 ms
Impulsif apériodique	Amplitude	> 1V	>500 mV	> 2V	>400 mV
	Durée	1 ms	2 ms	2 ms	2 ms

5.3.3 Capacités des canaux émulés

Afin de pouvoir évaluer l'émulateur, le calcul des capacités du canal est indispensable à partir des fonctions de transfert et des bruits émulés Les résultats seront par la suite comparés aux résultats expérimentaux présentés dans le chapitre 2. Les capacités du canal par porteuse sont calculées à partir de l'Équation 20 dans la bande CENELEC A et FCC.

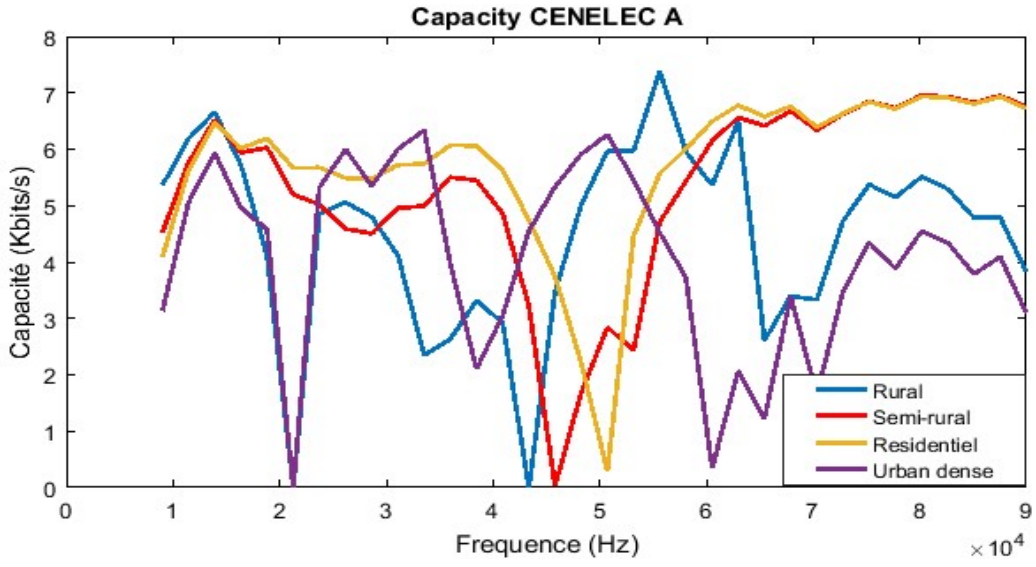


Figure 132 : Capacité du canal émulée en CENELEC A

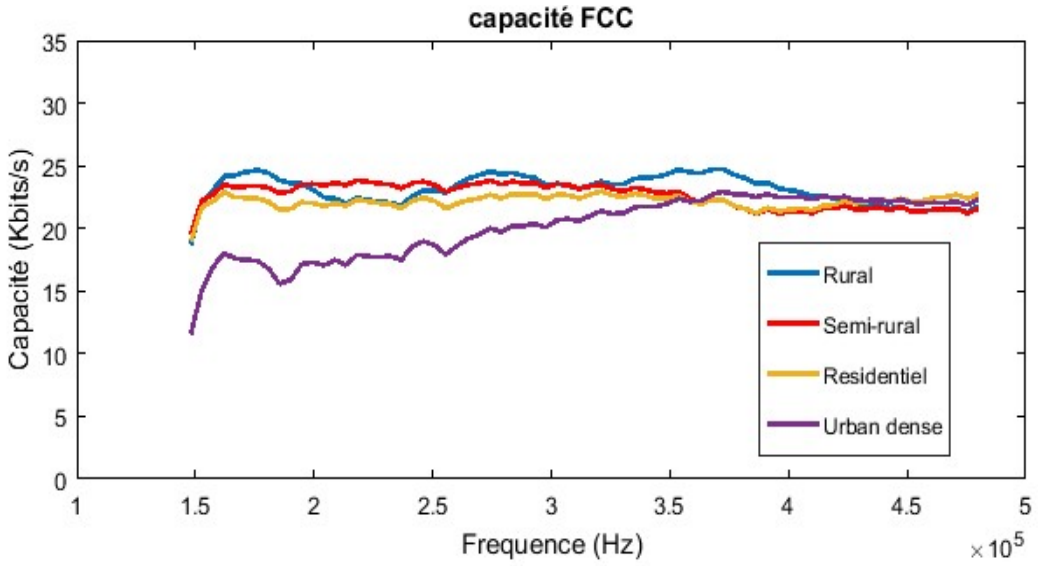


Figure 133 : Capacité du canal émulée en FCC

Les capacités totales du canal sont calculées par la suite pour l'ensemble des 36 porteuses dans la bande CENELEC A et pour les 72 porteuses dans la bande FCC. Les résultats sont classés dans le Tableau 27 et le Tableau 28 . Les capacités totales émulées sont comparées à celle mesurées dans les sites réels à Tours.

Tableau 27 : Capacité du canal totale en CENELEC A

Capacité du canal CENELEC A (kbits/s)	Urbain dense	Semi-rural	Rural	Résidentiel
Issue mesure	170	216	102	136
Issue émulation	175.54	181.47	169.84	194.46

Tableau 28 : Capacité du canal totale en FCC

Capacité du canal FCC (Mbits/s)	Urbain dense	Semi-rural	rural	Résidentiel
Issue mesure	1.58	2.21	1.31	1.92
Issue émulation	1.44	1.62	1.66	1.59

L'émulateur montre une impossibilité de communication sur certaines porteuses en CENELEC A caractérisées par une capacité nulle. En FCC, la capacité du canal est constante et autours de 24 kbits/s. Les bandes passantes des différents canaux décrits par le calcul des capacités totales dans toutes les porteuses sont proches des résultats réels.

6. Conclusion

Ce dernier chapitre a présenté la mise en place d'un banc émulateur du canal CPL-NB. Une plateforme hybride de « Nationals Instruments » qui intègre une carte FPGA afin d'assurer une émulation en temps réel avec un microprocesseur et un module E/S a été choisie.

La première partie du travail se concentre sur l'acquisition du signal d'entrée et de l'affichage au niveau de l'interface utilisateur sur LabVIEW. Plusieurs fonctions de transfert ont été émulées selon le type de site et l'impédance du transmetteur en se basant sur des modèles de filtres numériques FIR. L'émulation du bruit a été réalisée au niveau du HOST par des modèles mathématiques. Les différents types de bruit émulés consistent principalement en un bruit blanc gaussien, un bruit impulsif périodique et un bruit impulsif apériodique. Ces types de bruit ont été choisis grâce à leurs caractéristiques temporelles dominantes dans le canal CPL- NB. La dernière tache de ce travail consiste en l'implémentation de l'émulateur dans un banc de test et le test de la communication bidirectionnelle entre deux modems.

Une étude comparative des caractéristiques de l'émulateur par rapport aux caractéristiques réelles présentées dans le chapitre 2 a été réalisée à travers le calcul des capacités du canal dans la bande CENELEC A et FCC.

Des tests de la communication CPL-G3 entre deux vrais modems seront effectués prochainement à travers le banc émulateur.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Ces travaux de thèse se sont positionnés principalement sur la caractérisation du canal CPL- NB en France à travers deux campagnes de mesures sur deux sites (expérimental et réel). La modélisation de la transmission CPL-NB à partir d'une topologie connue dans la bande de fréquence entre 9 kHz et 500 kHz a utilisé l'approche ascendante. Les résultats ont ensuite permis la mise en place d'un banc de test émulateur afin de reproduire le comportement réel du réseau.

Dans le premier chapitre, le contexte général de la thèse a été présenté. Nous avons présenté un état de l'art sur le réseau électrique français, le CPL-NB et ses applications, les caractéristiques du canal CPL-NB. Différents travaux réalisés au niveau de la caractérisation du réseau dans différents pays, la modélisation du canal à travers deux approches ascendante et descendante et l'émulation du canal outdoor ont été abordés.

Dans le deuxième chapitre, la première partie a été consacrée à la comparaison des caractéristiques du canal CPL-NB dans différents sites réels de la ville de Tours. Ces sites ont des topologies différentes en termes de densité de clients, types et longueurs de câbles et profils de bruit. La deuxième partie a été consacrée à l'étude de l'impact des charges domestiques sur l'impédance globale d'une installation et la classification de ces charges en deux catégories (impactantes et non impactantes) selon leurs modes de fonctionnement et selon leur connexion ou déconnexion au réseau. L'impédance d'accès vue par le compteur et par le data concentrateur au niveau du transformateur a été caractérisée. La caractérisation de la fonction de transfert a nécessité le développement d'une plateforme de mesure pour étudier les fonctions de transfert complexe du canal CPL-NB. La différence observée par site est liée au type et longueurs des câbles ainsi qu'aux impédances d'accès. Les canaux sont caractérisés par des phases non linéaires. A partir de la mesure de la fonction de transfert complexe, la réponse impulsionnelle est calculée afin de pourvoir émuler la fonction de transfert en prenant en compte le module et la phase. Les profils de bruit étudiés dans les différents sites à Tours montrent qu'il existe de plusieurs types. Le bruit impulsif élevé généré périodiquement toutes les 10 millisecondes apparait sur de très courtes durées. Le bruit de fond ne dépasse pas les 200 mV dans tous les sites et sa puissance diminue significativement avec la fréquence. Les spectres de bruit mesurés dans les différents sites ont montré aussi la présence du bruit à bande étroite à certaines fréquences, bruits correspondant à la radiodiffusion. A partir des mesures de la

fonction de transfert et du bruit dans tous les sites, le SNR et la capacité du canal ont été déduits dans la bande de fréquence 9-500 kHz. La variation du SNR a montré que la qualité du réseau urbain dense offre un SNR plus élevé que les autres sites. Cela se traduit par une capacité de canal théorique par sous-porteuse élevée dans la bande CENELEC A et FCC.

Dans le chapitre 3, une modélisation à l'aide du logiciel LTSPICE de la topologie réelle pour la transmission CPL-NB a été présentée. Le simulateur est basé sur une modélisation Bottom-up. Tous les éléments du réseau BT sont modélisés par une approche circuit. Une bibliothèque de modèles de câbles de distribution et de connexion est mise en place afin de simuler n'importe quelle topologie connue. Cette méthode de modélisation nécessite la mesure des impédances d'accès des côtés émetteur et récepteur et leur modélisation sous forme des éléments passifs sur LTSPICE. Le modèle cascade tous les éléments modélisés dans un circuit équivalent au niveau de LTSPICE. La fonction de transfert et la diaphonie sont estimées dans la bande de fréquence de 9 kHz à 500 kHz entre le poste de transformation et l'installation du client. La simulation d'une branche résidentielle et semi-rurale montre une similitude avec les mesures effectuées sur le terrain. Le simulateur permet de déduire la fonction de transfert complexe du canal CPL-NB sans passer par des mesures d'atténuation du canal. En se basant sur la bibliothèque des câbles modélisés, le canal peut être estimé dans différentes configurations de transmission en directe ou par diaphonie.

Le dernier chapitre présente la mise en place d'un émulateur du canal CPL-NB. Le travail est basé en premier lieu sur le choix de la plateforme « hardware ». Le choix arrêté est un système hybride de Nationals Instruments qui intègre une carte FPGA afin d'assurer une émulation en temps réel. La deuxième tâche effectuée est l'émulation de la fonction de transfert au niveau de la carte FPGA en se basant sur un filtre numérique FIR. L'émulation du bruit est basée sur des modèles mathématiques. Les différents types de bruit émulés sont principalement le bruit blanc gaussien, le bruit impulsif périodique et le bruit impulsif apériodique. Ces types de bruit ont été choisis grâce à leurs caractéristiques temporelles dominantes dans le canal CPL- NB. La variation de l'impédance de l'émetteur est implémentée niveau de l'émulateur par un recalcul de la fonction de transfert et la re-implémentation des nouveaux coefficients du filtre FIR. La dernière tâche de ce travail consiste à implémenter de l'émulateur dans un banc de test pour la transmission CPL-NB et à réaliser une communication bidirectionnelle entre deux modems.

Les travaux réalisés dans cette thèse, devront être complétés par l'intégration de la variation à court terme de la fonction de transfert du canal (variation chaque 10 millisecondes) par l'intégration des caractéristiques temporelles de l'impédance d'accès du côté émetteur et récepteur. Le développement d'un banc émulateur point multipoint a un grand intérêt afin de reproduire la communication réelle d'un data concentrateur avec plusieurs compteurs.

Bibliographie

[1] K. Dostert, M. Zimmermann, T. Waldeck, and M. Arzberger, “Fundamental Properties of the Low Voltage Power Distribution Grid Used as a Data Channel,” *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 11, no. 3, pp. 297–306, May 2000.

[2] “Barème pour la facturation des raccordements au Réseau Public de Distribution d’électricité concédé à Enedis.” [En ligne].:https://www.cre.fr/content/download/17306/211949 [Consulté le: 25-Oct-2018].

[3] Y. Brument, J.-L. Fau, C. Guillaume, and P. Williams, “Low voltage mains cables: working towards a common optimised design for both ERDF and EDF energy,” in *IET Conference Publications*, 2009, pp. 457–457.

[4] Er Liu, Yangpo Gao, G. Samdani, O. Mukhtar, and T. Korhonen, “Broadband characterization of indoor powerline channel and its capacity consideration,” in *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005*, vol. 2, pp. 901–905.

[5] A. Usman and S. H. Shami, “Evolution of Communication Technologies for Smart Grid applications,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 19, pp. 191–199, Mar. 2013.

[6] K. Razazian, M. Umari, A. Kamalizad, V. Loginov, and M. Navid, “G3-PLC specification for powerline communication: Overview, system simulation and field trial results,” in *ISPLC2010*, 2010, pp. 313–318.

[7] “Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz. General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances – BSI British Standards.” [Consulté le: 05-Oct-2018].

[8] J. Lin, M. Nassar, and B. L. Evans, “Impulsive Noise Mitigation in Powerline Communications Using Sparse Bayesian Learning,” Mar. 2013.

[9] “G3-PLC Alliance Home.” [En ligne], http://www.g3-plc.com/home/, [Consulté le: 25-Oct-2018].

[10] “PRIME Alliance | Advanced Meter Reading & Smart Grid Standard.” [En ligne]. Available: http://www.prime-alliance.org/, [Consulté le: 25-Oct-2018].

[11] D. Shaver, D. H. Su, and D. Popa, “Narrowband OFDM power line communication challenges, standardization, and semiconductor’s role,” in *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2013, pp. 2993–2997.

[12] V. Oksman and J. Zhang, “G.HNEM: the new ITU-T standard on narrowband PLC technology,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 36–44, Dec. 2011.

[13] “Accueil | Enedis.” [En ligne] : https://www.enedis.fr/, [Consulté le: 25-Oct-2018].

[14] S. Galli, A. Scaglione, and Z. Wang, “For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid,” *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 998–

1027, Jun. 2011.

[15] J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil, M. M. Kissaka, and N. H. Mvungi, “The Influence of Load Impedance, Line Length, and Branches on Underground Cable Power-Line Communications (PLC) Systems,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 1, pp. 180–187, Jan. 2008.

[16] Zhai Mingyue, “Measurements and Channel Characteristics of LV Power Line Communications Networks in China,” in *2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2006, pp. 212–216.

[17] Guangbin Chu, Jianqi Li, and Weilin Liu, “Narrow band power line channel characteristics for low voltage access network in China,” in *2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2013, pp. 297–302.

[18] “Romain Lefort - Contribution des technologies CPL et sans fil à la supervision des réseaux de distribution d’électricité - UPthèses - Les thèses en ligne de l’Université de Poitiers.” [En ligne], http://theses.univ-poitiers.fr/notice/view/44682. [Consulté le: 09-Oct-2018].

[19] R. Vines, H. Trussell, K. Shuey, and J. O’Neal, “Impedance of the Residential Power-Distribution Circuit,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-27, no. 1, pp. 6–12, Feb. 1985.

[20] M. Zimmermann and K. Dostert, “A multipath model for the powerline channel,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, Apr. 2002.

[21] M. Zimmermann and K. Dostert, “Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 1, pp. 249–258, 2002.

[22] L. T. Berger, A. Schwager, and J. J. Escudero-Garzás, “Power Line Communications for Smart Grid Applications,” *J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 2013, pp. 1–16, 2013.

[23] C. Kaiser, N. Otterbach, and K. Dostert, “Spectral correlation analysis of narrowband power line noise,” in *2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, 2017, pp. 1–6.

[24] L. Bai, M. Tucci, S. Barmada, M. Raugi, T. Zheng, L. Bai, M. Tucci, S. Barmada, M. Raugi, and T. Zheng, “Impulsive Noise Characterization in Narrowband Power Line Communication,” *Energies*, vol. 11, no. 4, p. 863, Apr. 2018.

[25] A. A. Sheikh, Q. Idrees, M. Ahmad, M. A. Arshad, I. Mahmood, U. U. Fayyaz, I. E. Rana, and N. A. Zaffar, “Feasibility of NB-PLC in LT power distribution network of electric utility in Pakistan,” in *2016 Clemson University Power Systems Conference (PSC)*, 2016, pp. 1–7.

[26] S. Barmada, A. Musolino, and M. Raugi, “Innovative model for time-varying power line communication channel response evaluation,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no.

7, pp. 1317–1326, Jul. 2006.

[27] F. J. C. Corripio, J. A. C. Arrabal, L. D. del Rio, and J. T. E. Munoz, “Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 7, pp. 1327–1338, Jul. 2006.

[28] W. Liu, M. Sigle, and K. Dostert, “Channel characterization and system verification for narrowband power line communication in smart grid applications,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 28–35, Dec. 2011.

[29] H. Meng, S. Chen, Y. Guan, “Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel,” *Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 3, pp 1057 - 1064 , Jul. 2004.

[30] G. Avril, F. Moulin, A. Zeddam, M. Tlich, and F. Nouvel, “Impulsive noise detection on masked carriers,” in *2008 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2008, pp. 369–373.

[31] S. Galli and T. Banwell, “A Novel Approach to the Modeling of the Indoor Power Line Channel—Part II: Transfer Function and Its Properties,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 3, pp. 1869–1878, Jul. 2005.

[32] Masashi Kitayama and Junichi Abe, “Channel model simulation technique for Power Line Communications,” in *2008 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2008, pp. 351–356.

[33] D. Pyda, M. Habrych, K. Rutecki, and B. Miedzinski, “Analysis of Narrow Band PLC Technology Performance in Low-Voltage Network,” *Elektron. ir Elektrotechnika*, vol. 20, no. 5, pp. 61–64, May 2014.

[34] T. Sartenaer and P. Delogne, “Deterministic modeling of the (shielded) outdoor power line channel based on the multiconductor transmission line equations,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 7, pp. 1277–1291, Jul. 2006.

[35] M. Katayama, T. Yamazato, and H. Okada, “A mathematical model of noise in narrowband power line communication systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 7, pp. 1267–1276, Jul. 2006.

[36] W. Liu, *Emulation of narrowband powerline data transmission channels and evaluation of PLC systems*. KIT Scientific Publishing, 2013.

[37] N. Weling, “Flexible FPGA-based powerline channel emulator for testing MIMO-PLC, neighborhood networks, hidden node or VDSL coexistence scenarios,” in *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2011, pp. 12–17.

[38] N. Weling, A. Engelen, and S. Thiel, “Broadband MIMO powerline channel emulator verification and testing results,” in *2015 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 2015, pp. 59–64.

[39] Yan Zhao, Xiaofang Zhou, and Chao Lu, “A new channel emulator for low voltage broadband power line communication,” in *2013 IEEE 10th International Conference on ASIC*, 2013, pp. 1–4.

[40] A. E. Dulay, R. I. R. Astillero, P. G. P. La Rosa, R. J. L. L. Tan, A. D. Tapang, and A. Santos, “Performance evaluation of G3 narrowband PLC standard for transmission through single and paired transformer,” in *2016 3rd MEC International Conference on Big Data and Smart City (ICBDSC)*, 2016, pp. 1–6.

[41] J. Bausch, T. Kistner, A. Moreau, S. Sauvage, and S. Milanini, “Advanced "Orphelec" test equipment and novel test procedures,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2005.*, 2005, pp. 385–389.

[42] I. Aouichak, A. Achouri, J.-C. Le Bunetel, and Y. Raingeaud, “Narrowband PLC Channel Workbench to Emulate Transmission in Smart Grid,” *J. Control Sci. Eng.*, vol. 4, pp. 51–60, 2016.

[43] W. Liu, M. Sigle, and K. Dostert, “Advanced emulation of channel transfer functions for performance evaluation of powerline modems,” in *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2011, pp. 446–451.

[44] M. Bauer, W. Liu, and K. Dostert, “Channel emulation of low-speed PLC transmission channels,” in *2009 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2009, pp. 267–272.

[45] W. Liu, Chen Li, and K. Dostert, “Emulation of AWGN for noise margin test of powerline communication systems,” in *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2011, pp. 225–230.

[46] S. Tsuzuki, T. Takamatsu, H. Nishio, and Y. Yamada, “An Estimation Method of the Transfer Function of Indoor Power-line Channels for Japanese Houses.” ,[En ligne], https://pdfs.semanticscholar.org/9010/7f74f69f321dd6260eae59475c246f8e2f87.pdf, [Consulté le: 26 janvier 2017]

[47] G. Hallak and G. Bumiller, “Impedance measurement of electrical equipment loads on the power line network,” in *2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, 2017, pp. 1–6.

[48] M. A. O. Kharraz, C. Lavenu, P. Jensen, D. Picard, and M. Serhir, “Characterization of the input impedance of household appliances in the FCC frequency band,” in *2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, 2017, pp. 1–6.

[49] H. Tian, R. Yuan, F. Li, Z. Huang, S. Wang, S. Li, K. Zhong, X. Yang, and G. Lu, “Analysis on Impedance Related Signal Attenuation for Power Line Communication,” in *2011 Fourth International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, 2011, pp. 468–471.

[50] Guangbin Chu, Jianqi Li, and Weilin Liu, “Narrow band power line channel

characteristics for low voltage access network in China," in *2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2013, pp. 297–302.

[51] J. Bausch, T. Kistner, M. Babic, and K. Dostert, "Characteristics of Indoor Power Line Channels in the Frequency Range 50 - 500 kHz," in *2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2006, pp. 86–91.

[52] I. Aouichak, I. Elfeki, Y.Raingeaud, J-C. Le Bunetel, "Amélioration de débit CPL avec filtrage et étude d'impédance", *19ème Colloque International & Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique, Juillet 201*8.

[53] W. Liu, "Emulation of narrowband powerline data transmission channels and evaluation of PLC systems", *KIT Scientific Publishing, 2013.*

[54] W. Liu, M. Sigle, and K. Dostert, "Channel phase distortion and its influence on PLC systems," in *2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2012, pp. 268–273.

[55] G. R. Colen, C. A. G. Marques, T. R. Oliveira, F. P. V. de Campos, and M. V. Ribeiro, "Measurement setup for characterizing low-voltage and outdoor electric distribution grids for PLC systems," in *2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*, 2013, pp. 1–5.

[56] W. Zhou, Y. Liu, H. Zhou, and M. Miao, "A wide frequency-regulated precision OCXO," in *2009 IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 22nd European Frequency and Time forum*, 2009, pp. 968–969.

[57] R. Boroditsky and J. Gomez, "Testing phase noise of Ultra Low Phase Noise OCXO — Challenges and solutions," in *2012 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings*, 2012, pp. 1–5.

[58] I. Elfeki, T. Doligez, I. Aouichak, J.-C. Le Bunetel, and Y. Raingeaud, "Estimation of PLC transmission line and crosstalk for LV outdoor electrical cables," in *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2017, pp. 1–6.

[59] E. A. Teixeira, F. S. Marques, S. G. de Araujo, E. M. de Souza, T. M. Johnson, and M. V. Ribeiro, "Modeling and performance analysis of PLC channels with external interference in outdoor and indoor environments," in *2008 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2008, pp. 222–227.

[60] S. Tsuzuki, S. Yamamoto, T. Takamatsu, and Y. Yamada, "Measurement of Japanese Indoor Power-line Channel." , [En ligne], https://pdfs.semanticscholar.org/4f1b/b1f0085372fd23a02bc4e85d8906ba49ac37.pdf, [Consulté le : 21 aout 2016]

[61] O. G. Hooijen, "On the channel capacity of the residential power circuit used as a digital communications medium," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 10, pp. 267–268, Oct. 1998.

[62] M. Nassar, J. Lin, Y. Mortazavi, A. Dabak, I. Kim, and B. Evans, “Local Utility Power Line Communications in the 3–500 kHz Band: Channel Impairments, Noise, and Standards,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 29, no. 5, pp. 116–127, Sep. 2012.

[63] H. Meng, S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. So, E. Gunawan, and T. T. Lie, “A transmission line model for high-frequency power line communication channel,” in *Proceedings. International Conference on Power System Technology*, vol. 2, pp. 1290–1295.

[64] A. Achouri, “Contribution à l’évaluation des technologies CPL bas débit dans l’environnement domestique ” [En ligne], http://www.applis.univ-tours.fr/theses/2015/anouar.achouri_4820.pdf. [Consulté le: 09-juin-2016].

[65] R. Lefort, R. Vauzelle, A.-M. Poussard, and V. Courtecuisse, “Transmission performance estimation of power line communication systems on distribution networks,” in *2013 IEEE Grenoble Conference*, 2013, pp. 1–6.

[66] M. A. Ou Kharraz, “Caractérisation du réseau basse tension français dans la bande de fréquence utilisée par les courants porteurs en ligne [9-500kHz] en bande étroite.,” *http://www.theses.fr*, May 2017.

[67] N. Idir, Y. Weens, and J.-J. Franchaud, “Skin Effect and Dielectric Loss Models of Power Cables EMI filter for wide-band semi-conductors (SiC and GaN) View project Planar magnetic components : Modeling, Design and thermal aspects for Power Electronic Converters View project Skin Effect and Dielectric Loss Models of Power Cables,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 16, no. 1, 2009.

[68] D. Guezgouz, “Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL,” [En ligne], https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00922801. [Consulté le: 18-juin-2016].

[69] “DEVICE SPECIFICATIONS NI 5783 Four Channel Transceiver Adapter Module.”

[70] “Module d’adaptation d’E/S numériques pour FlexRIO - National Instruments.” [En ligne], https://www.ni.com/fr-fr/shop/select/digital-io-adapter-module-for-flexrio. [Consulté le: 09-Oct-2018].

[71] E. C. Levy, “Complex-curve fitting,” *IRE Trans. Autom. Control*, vol. AC-4, no. 1, pp. 37–43, 1959.

[72] Y. Singh and S. Tripathi, “Analysis of Digital IIR Filter with LabVIEW,” 2010.

[73] A. E. Dulay, R. Sze, A. Tan, Y.-H. Huang, R. Yap, and L. Materum, “FPGA implementation of an indoor broadband power line channel emulator,” in *2017 International Conference on Information and Communications (ICIC)*, 2017, pp. 218–223.

[74] P. Janardhanan and M. N. Neelakantan, “Very fast method for the design of FIR digital filters with linear phase,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 35, no. 2, pp. 253–254, 1988.

[75] J. McClellan, T. Parks, and L. Rabiner, “A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters,” *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. 21, no. 6, pp. 506–526, Dec. 1973.

[76] Y. Fan and Z. Zilic, “BER Testing of Communication Interfaces,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 57, no. 5, 2008.

[77] Xilinx and Inc, “FIR Compiler v7.2 LogiCORE IP Product Guide Vivado Design Suite.”

Annexes

Annexe 1 : Inventaire des câble de distribution et de branchement

❖ **Câble de distribution**

Norme	Type de câble aérien torsadé	Matière
NF C 33-209	3 x 35 mm² + 1 x 54,6 mm²	Aluminium
NF C 33-209	3 x 70 mm² + 1 x 54,6 mm²	Aluminium
NF C 33-209	3 x 70 mm²+ 1 x 54,6 mm² + 1 x 16 mm²	Aluminium
NF C 33-209	3 x 70 mm² + 1 x 54,6 mm² + 2 x 16 mm²	Aluminium
NF C 33-209	3 x 70 mm² + 1x 54,6 mm² + 3 x 16 mm²	Aluminium
NF C 33-209	3 x 70 mm²+ 1x 70 mm²	Aluminium
NF C 33-209	3 x 70 mm²+ 1x 70 mm² + 1 x 16 mm²	Aluminium
NF C 33-209	3 x 70 mm² + 1x 70 mm² + 2 x 16 mm²	
NF C 33-209	3 x 150 mm² + 1x 70 mm²	
NF C 33-209	3 x 150 mm² + 1x 70 mm² + 1 x 16 mm²	
NF C 33-209	3 x 150 mm² + 1x 70 mm² + 2 x 16 mm²	
NF C 33-209	3 x 150 mm² + 1x 70 mm² + 3 x 16 mm²	

Norme	Type de câble souterrain	Matière
NF C 33-210	4 x 50 mm²	Aluminium
NF C 33-210	3 x 95 mm² + 1 x 50 mm²	Aluminium
NF C 33-210	3 x 150 mm² + 1 x 70 mm²	Aluminium
NF C 33-210	3 x 240 mm² + 1 x 95 mm²	Aluminium
NF C 33-210	3 x 150 mm² + 1 x 70 mm² AT	Aluminium
NF C 33-210	3 x 240 mm²+ 1 x 95 mm² AT	Aluminium

❖ **Câble de branchement**

Norme	Type de câble aérien torsadé	Matière
NF C 33-209	2 x 16 mm²	Aluminium
NF C 33-209	2 x 25 mm²	Aluminium
NF C 33-209	2 x25 mm² + 2x 1,5 mm²	Aluminium
NF C 33-209	4 x 16 mm²	Aluminium
NF C 33-209	4 x 16 mm² + 2 x 1,5 mm²	Aluminium
NF C 33-209	4 x 25 mm²	Aluminium
NF C 33-209	4 x 25 mm² + 2 x 1,5 mm²	Aluminium

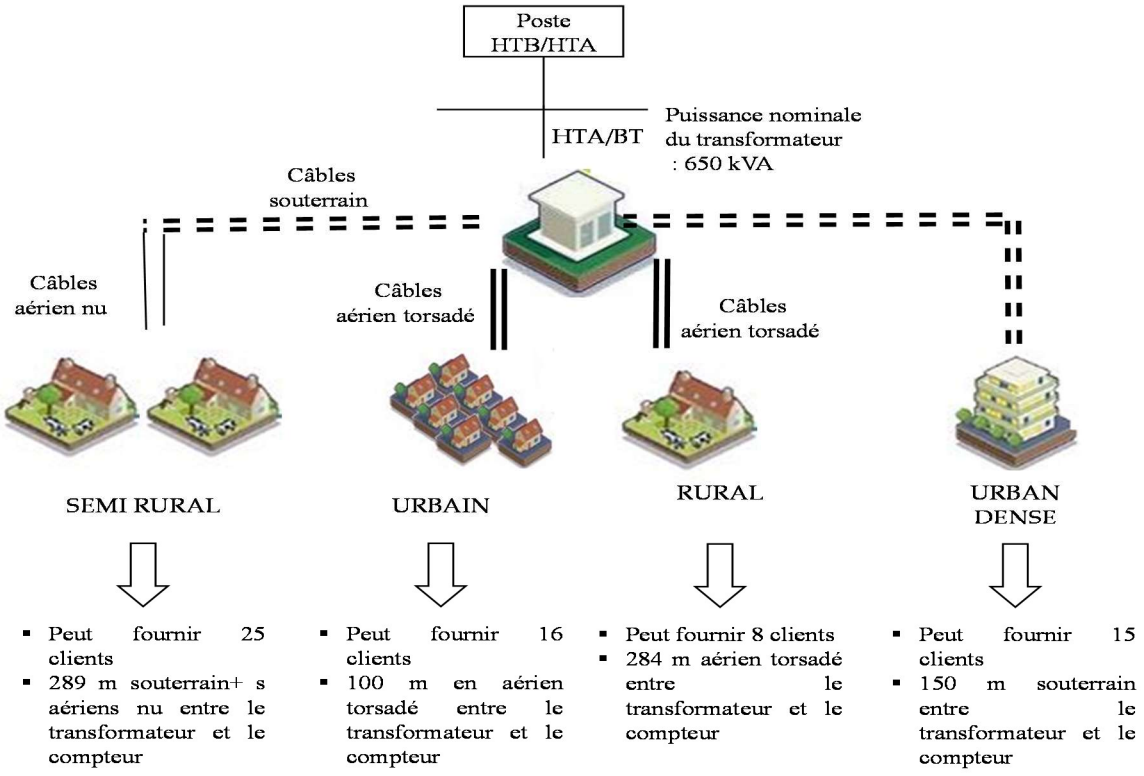
Norme	Type de câble	Matière
NF C 33-210	2 x 35 mm²	Aluminium
NF C 33-210	2x 35 mm2 + 2 x 1,5 mm2	Aluminium
NF C 33-210	2 x 35 mm2 + téléreport	Aluminium
NF C 33-210	2 x 35 mm2 + 2 x 1,5 mm2 AT	Aluminium
NF C 33-210	2 x 35 mm2 + téléreport AT	NF C 33-210
NF C 33-210	4 x 16 mm2	Aluminium
NF C 33-210	4 x 25 mm2	Aluminium
NF C 33-210	4 x 35 mm2 + téléport non étanche	
NF C 33-210	4 x 35 mm2	
NF C 33-210	4 x 35 mm2 2 x 1,5 mm2	
NF C 33-210	4 x 35 mm2 + téléport étanche	
AR2V	2 x 35 mm2	
AR2V	4 x 35 mm2	

Annexe 2 : Résultats de caractérisation dans le site d'expérimentation d'Ottmarsheim

❖ **Sites d'expérimentation**

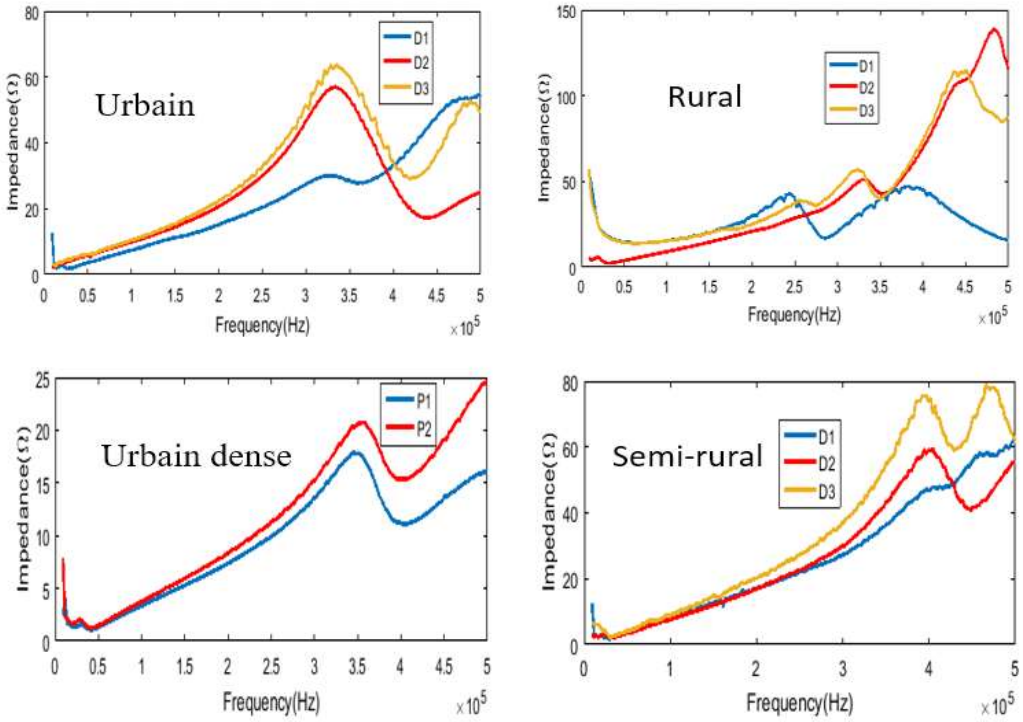
Le site contient quatre branches, chaque branche a des caractéristiques distinctives (type de câbles, longueur, nombre de clients ...). Les branches représentent quatre différents réseaux BT typiquement urbain, urbain dense, rural et semi-rural. Toutes les branches sont connectées au même poste de transformation HTA\BT. Les installations domestiques dans le site d'expérimentation sont simulées par des composants passifs (résistances, des inductances et des capacités). Elles varient en fonction de la fréquence. L'impédance ne varie pas dans le domaine temporel.

Les types et les longueurs des câbles de distribution ainsi que le nombre des clients connectés à la même branche sont décrits ci-dessous



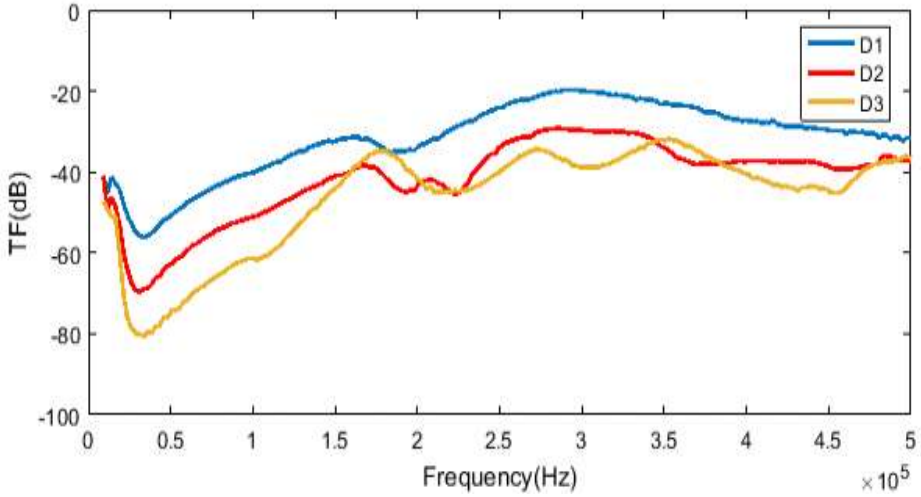
❖ **Impact de la distance sur l'impédance d'accès**

Dans le site expérimental, nous avons accès à tous les compteurs connectés en amont des charges installées. L'impédance a été mesurée au niveau des différents points du côté du client. Le premier point "D1"est caractérisé par la distance la plus proche par rapport au transformateur. Le deuxième point est situé au milieu à une distance "D2" du transformateur Le troisième point D3 est le plus éloigné par rapport au poste de transformation.



❖ **Impact de la distance**

Dans le site expérimental, la fonction de transfert a été mesurée en différents points de la branche rurale du côté client. Le premier point est le plus proche du transformateur "D1", le deuxième point est situé au milieu de la distance de dérivation "D2" et le troisième point est le plus éloigné de du poste de transformation "D3".

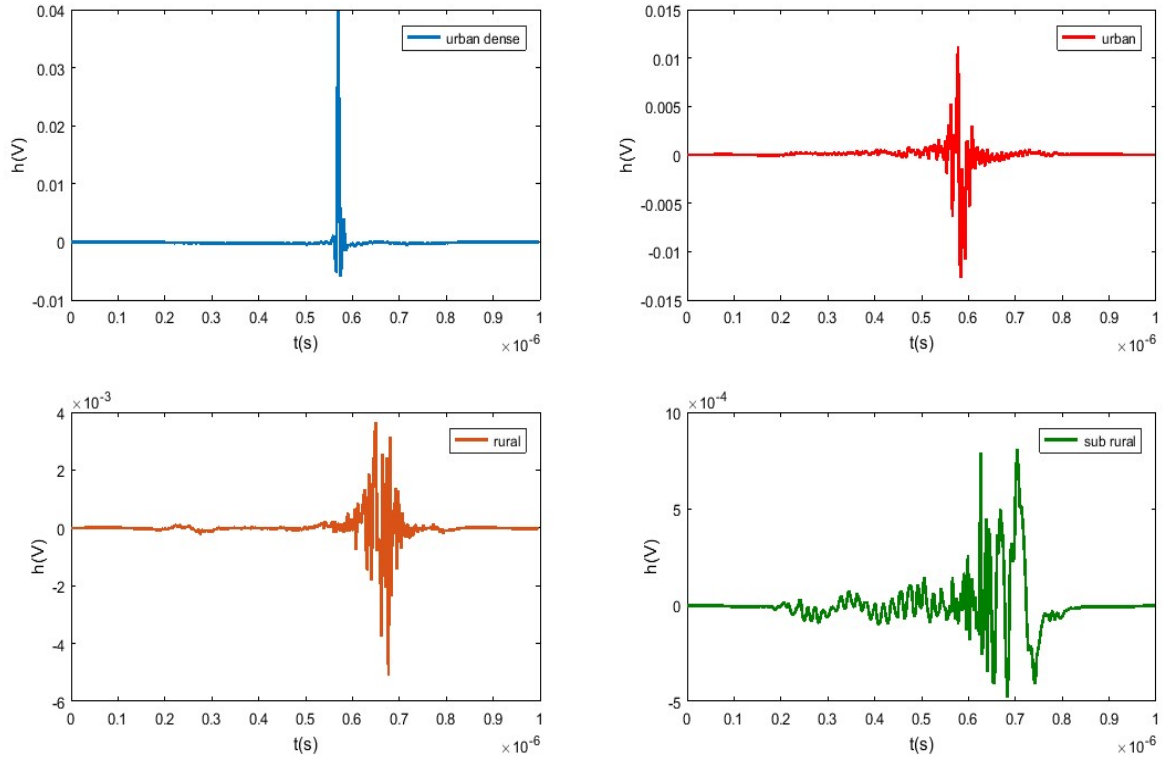


L'atténuation augmente avec la distance. Le point le plus distant est 284m du transformateur. Il représente la plus grande atténuation fortement impactée par l'atténuation du câble.

❖ **Calcul de la réponse impulsionnelle**

La réponse impulsionnelle d'un canal peut être calculée à partir de l'amplitude et de la phase de la fonction de transfert mesurée afin de caractériser l'impact de la distorsion de phase non linéaire sur les communications. La réponse impulsive est calculée à partir de la transformée de Fourier inverse.

$$h(n) = \frac{1}{N}\sum H(k)e^{\frac{j2\pi(k-1)(n-1)}{N}}, 1 \leq n \leq N$$



Annexe 3 : Caractéristique du Module E/S

- **Caractéristiques de l'entrée E du module NI 5783**

Paramètre Input	NI 5783
Nombre des entrées AI	4à 50 Ω
Fréquence d'échantillonnage	100 Mega Samples/s
Convertisseur analogique-numérique CAN	Type Quad, 16-bit Part number AD9653
Tension d'entrée maximale	2.030 Vpk-pk

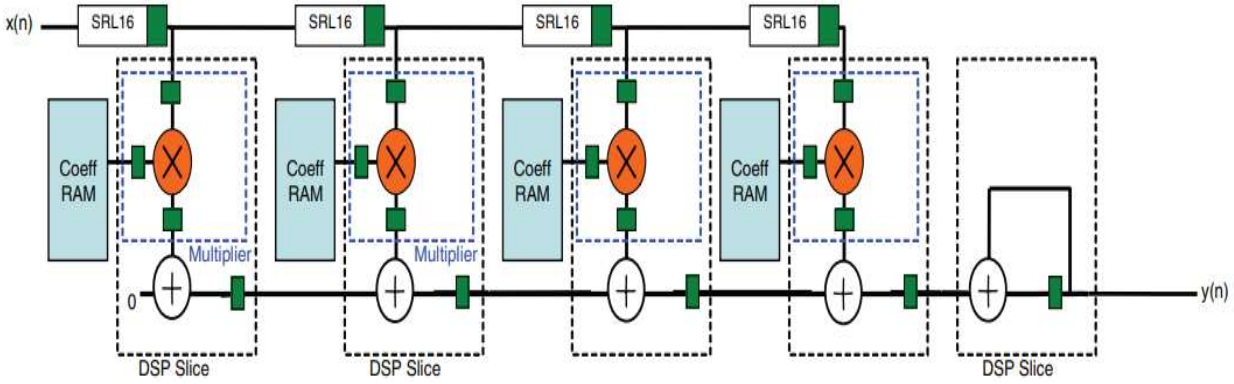
- **Caractéristique de la sortie S du module NI 5783**

Paramètre output	NI 5783
Nombre de sorties AO	4à 50 Ω
Fréquence d'échantillonnage	100 MHz
Convertisseur numérique –analogique CNA	Type Quad, 16-bit Part number DAC3484
Tension de sortie maximale	50 Ω 1.001 Vpk-pk High-Z 2.002 Vpk-pk

Annexe 4 : Implémentation du FIR compiler

❖ **Ressources matérielles utilisées**

Les principaux composants utilisés pour implémenter l'algorithme de FIR sont les additionneurs, les multiplicateurs et les éléments de stockage. Les coefficients sont stockés dans la RAM en tant que mémoire « LUT » pour la multiplication avec des échantillons de données stockés eux aussi dans les la RAM. La multiplication des échantillons avec les coefficients correspondants et les blocs additionneurs forment le bloc « slice DSP48 ». Une restriction à la largeur de sortie, est imposée limitant la longueur de sortie à 48 bits. La structure de filtre FIR prend un échantillon d'entrée dans la RAM et un coefficient dans la ROM d'horloge et produit un échantillon de sortie de chaque cycle.



❖ **Programme de calcul des coefficients sur Matlab**

```
f2= 0: 0.5/199:0.5;
data=TF_dense1;
data3=resample (data,200,201);
Frequency2=resample (Frequency,100,201);
data4= 10.^ (data3./20);
b= firls(100,[0.35 0.65],data4);
fvtool(b)
[h,w] = freqz(b,2,100);
```

❖ **Configuration du FIR compiler**

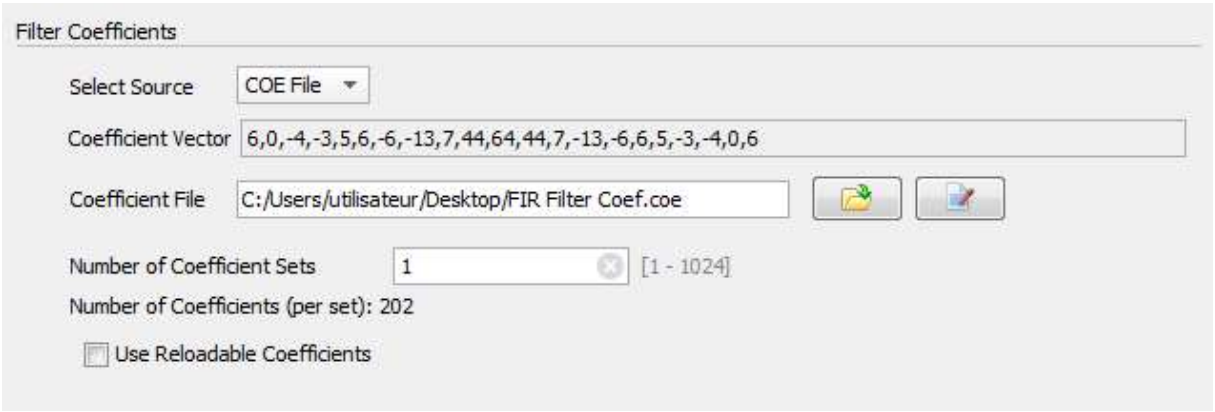
La réponse fréquentielle du filtre est configurée à travers une interface qui s'appelle « RE-customize IP ». L'entité du filtre FIR peut prendre en compte :

- 256 séries de coefficient avec une valeur d bloc qui peut aller de 2 à 2048 coefficients par série,
- des données d'entrée d'une précision allant jusqu'à 49 bits
- de soefficients de filtre d'une précision allant jusqu'à 49 bits
- une prise en charge de plusieurs canaux de données parallèles
- une prise en charge de la fréquence d'échantillonnage supérieure à la fréquence d'horloge

La réponse en fréquence de l'ensemble de coefficients actuellement sélectionné est représentée par rapport à la fréquence normalisée. Les coefficients sont calculés par rapport à 0.5* la fréquence normalisée qui constituent la bande passante du filtre.

- **Implémentation des coefficients**

Les coefficients de filtre sont fournis au compilateur FIR à l'aide d'un fichier de coefficients avec une extension «. coe ». Il s'agit d'un fichier texte ASCII avec un en-tête à une seule ligne qui définit la base de la représentation numérique utilisée pour les données de coefficient, suivi des valeurs de coefficient elles-mêmes (N-tap)[77].

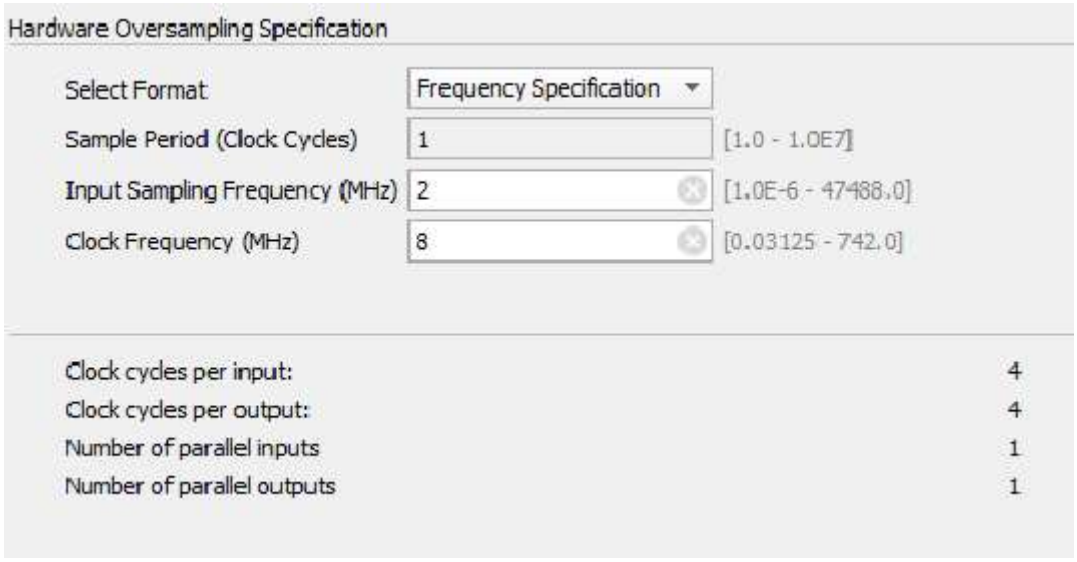


- **La fréquence d'échantillonnage et fréquence d'horloge**

La fréquence d'échantillonnage au niveau du filtre FIR compiler 7.2 doit être aux moins deux fois la fréquence maximale d'émulation qui est égale à 500 kHz dans notre cas.

$$f_{echantillona} \geq 2.f_{max}$$

La fréquence d'horloge de la boucle cadencé et la fréquence d'échantillonnage sont fixées donc à 2 MHz. Le nombre de blocs DSP et le nombre de calculs des cycles d'horloge peuvent être configurés selon le nombre des coefficients et la fréquence d'horloge interne du bloc FIR et la fréquence d'échantillonnage définie aussi au niveau du filtre FIR.



L'horloge de la boucle cadencée de signal d'acquisition du signal prend l'horloge du module « IO Module\Data Clock » de 100 MHz. Pour communiquer entre deux boucles avec deux horloges différentes, on a créé une FIFO « Target scoped » en écriture dans la première boucle d'acquisition du signal et « Target scoped » en lecture sur la deuxième boucle de filtrage.

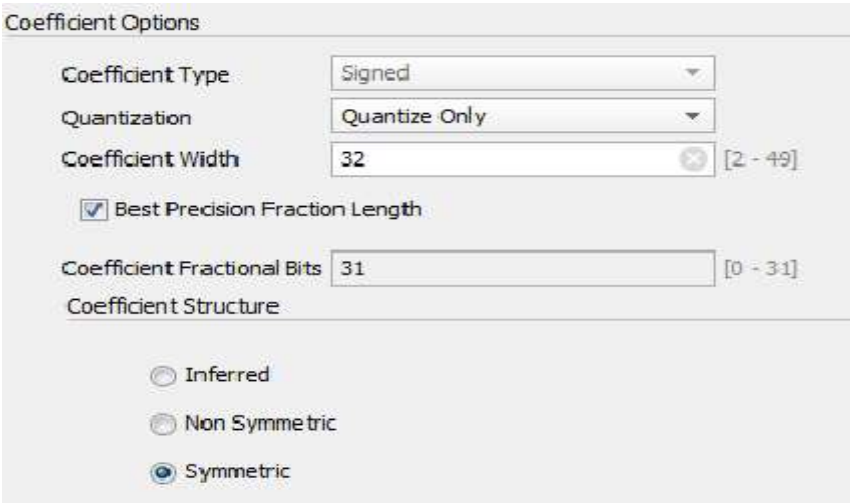
- **La quantification des coefficients**

Plusieurs paramètres doivent êtres configurés afin de définir la longueur des coefficients appelés au niveau du « FIR compiler 7.2 ». La largeur des coefficients « Coefficient Width » définit la précision en bits des coefficients de filtre. Le bits fractionnaires des coefficient « Coefficient Fractional Bits » spécifie le nombre de bits de coefficient utilisés pour représenter la partie fractionnaire des coefficients de filtre fournis. La valeur de la largeur en bits est statique et est automatiquement déterminée en calculant la largeur requise en bits pour représenter la valeur maximale. Elle peut être définie automatiquement en cochant l'option « Longueur de fraction de précision optimale » : « Best Precision Fraction Length ». Dans notre cas, les

coefficients sont signés avec une largeur de coefficient de 32 bits et un coefficient de largeur fractionnaire de 16 bits (Fix32_16). Deux types de quantification sont possibles pour quantifier les coefficients lorsque les coefficients sont non entiers (contenant des informations fractionnaires).

La méthode « Quantize Only » quantifie les coefficients à la largeur de bit de coefficient spécifiée. Les valeurs de coefficient sont divisées en bits entiers et fractionnaires. La largeur entière est déterminée en analysant les coefficients de filtrage pour trouver la valeur entière maximale. Les bits restants sont alloués pour représenter la partie fractionnaire des valeurs de coefficient. Lorsque la largeur de bit de coefficient spécifiée est inférieure à la largeur de bit de nombre entier requise, les coefficients sont arrondis de manière appropriée.

La méthode « Maximize Dynamic Range » permet de maximiser la dynamique de quantification en utilisant tous les bits configuré au niveau du « coefficient bit width ». Pour cet exemple, les coefficients sont signés avec une largeur de coefficient de 10 bits et un coefficient de largeur fractionnaire de 5 : Fix10_5. Les coefficients spécifiés sont compris entre -12,34 et +13,88. Considérant que la largeur de bit de coefficient est un entier uniquement, 10 bits donnent une valeur positive maximale de 511 et une valeur négative maximale de -512. La largeur de bit fractionnaire est de 5 bits. Ccela donne un nombre positif maximum représentable de 511 / (2 ^ 5) = 15,96875 et un maximum nombre de représentations négatif de -512 / (2 ^ 5) = - 16. Tous les coefficients sont mis à l'échelle par le facteur 15,96875 / 13,88 = 1,1504863 (= + 1,2176dB) avant la quantification. Le facteur de mise à l'échelle global est calculé comme défini précédemment et affiché dans l'IDE Vivado.



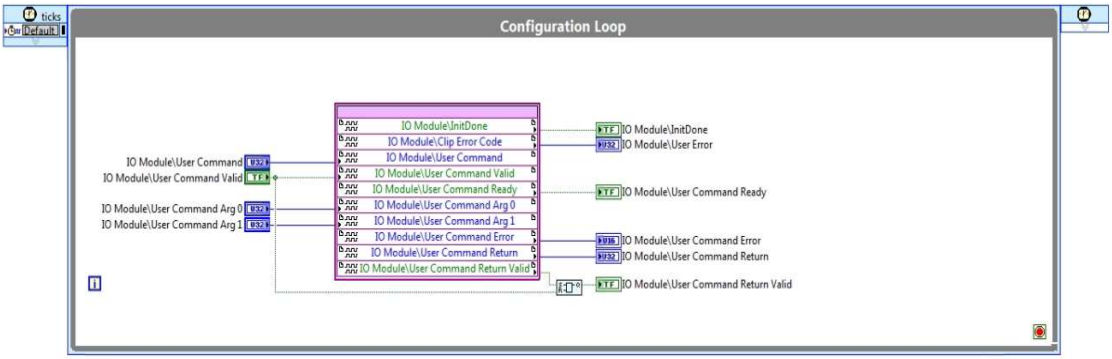
- **Configuration des entrées et sorties du filtre FIR**

Les données d'entrée du filtre peuvent être spécifiées comme signées ou non signées. Plusieurs paramètres doivent êtres configurés afin de définir la longueur du signal d'entrée et de sortie du bloc « FIR compiler 7.2 ». Le paramètre « Input Data Width » présente la précision (en bits) des échantillons de données d'entrée du filtre. Ce paramètre est automatiquement défini dans l'intégrateur IP mais peut également être configuré. La configuration de la longueur des bits fractionnels de données d'entrée est nécessaire pour configurer la partie fractionnaire des échantillons de données à l'entrée du filtre. La longueur du signal à la sortie du filtre est précisée au niveau du paramètre « Output width ». Lorsque l'option « précision complète » est sélectionnée, la précision de sortie (en bits) des échantillons de données de sortie du filtre est calculée automatiquement. Dans notre cas, le mode « Truncate LSBs » est sélectionné afin de réduire la longueur de la sortie.

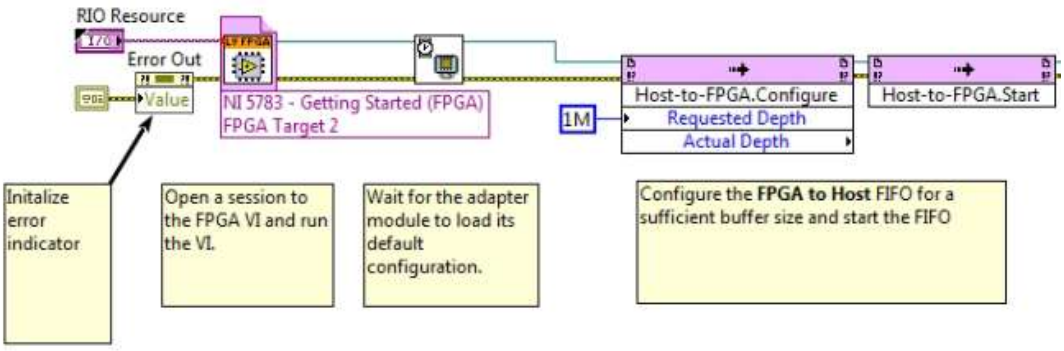


Annexe 5 : Programmation LabVIEW

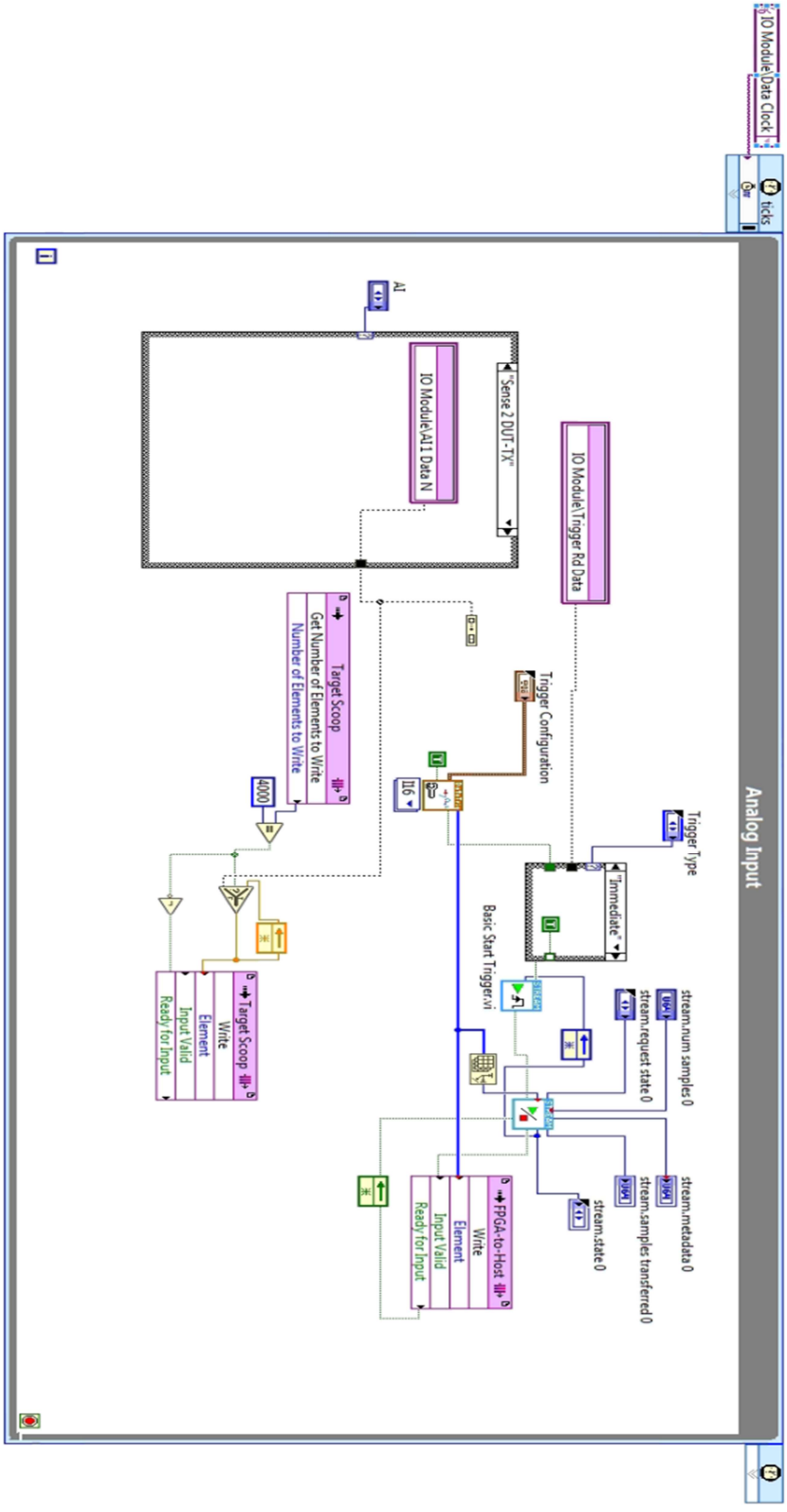
- **Configuration du matériel DU Module E/S sur le HOST**



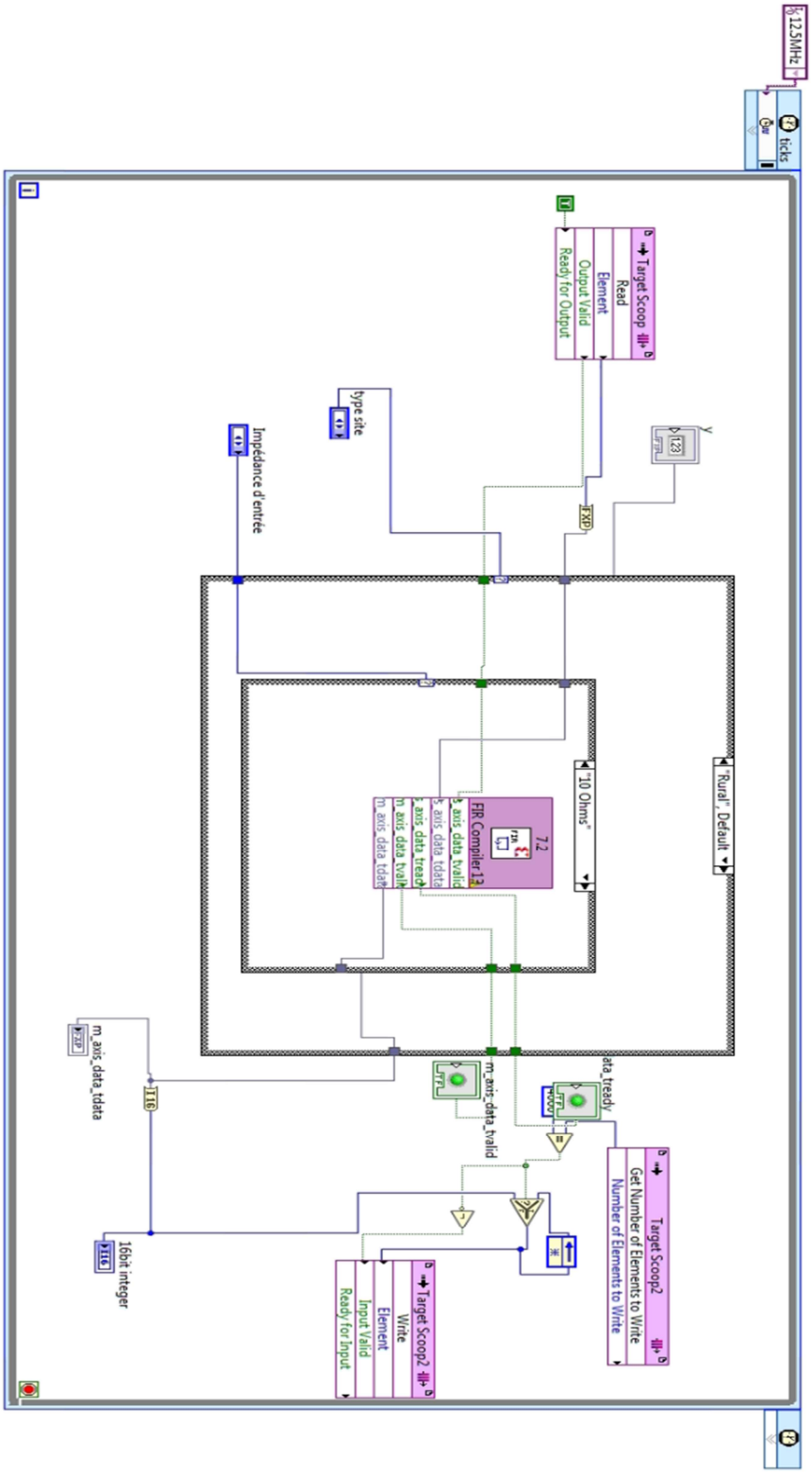
- **Configuration de la carte FPGA sur le HOST**



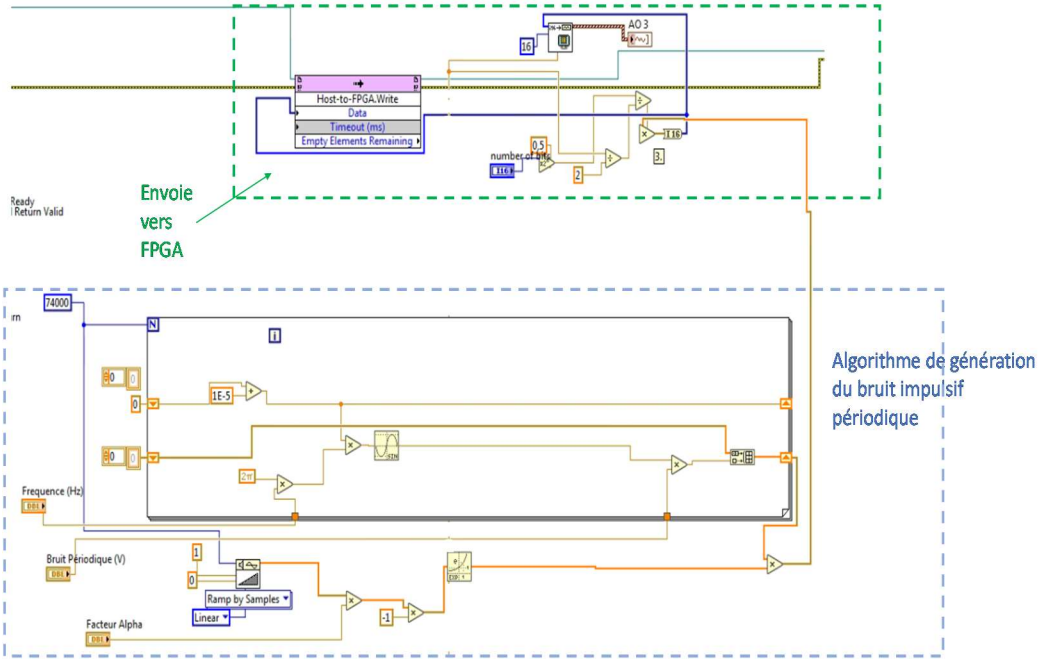
❖ **Acquisition Input**



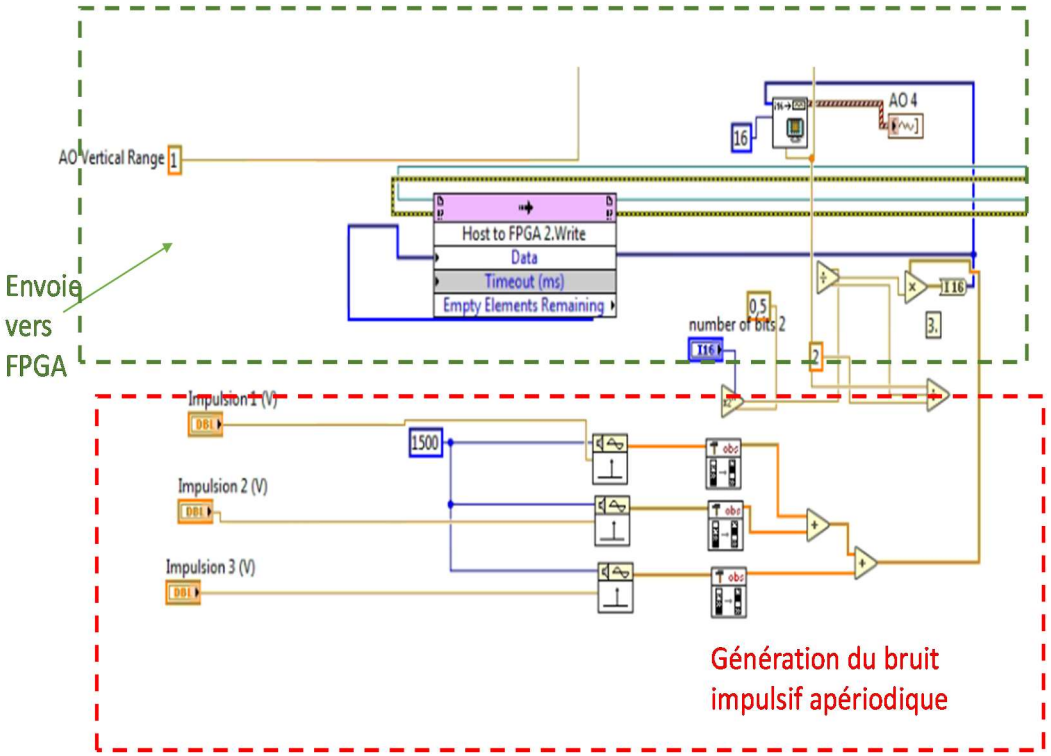
❖ **Programme LabVIEW d'émulation de la fonction de transfert et de l'impédance**



❖ **Emulation du bruit impulsif périodique**



❖ **Emulation du bruit impulsif apériodique**



Annexe 6 : Performance de l'émulateur

Les ressources indiquées se réfèrent à des slices, des LUT, des blocs de mémoire RAM, et des DSP. Le nombre de slices DSP utilisées par le compilateur FIR est principalement déterminé par le nombre de coefficients, modifié par tout changement de débit, et par le taux de suréchantillonnage matériel par canal (défini par le rapport Période d'échantillonnage ou Fréquence d'échantillonnage / fréquence d'horloge divisé par le nombre des canaux). La sélection de largeur de bits de données et de coefficients et du mode « Truncate LSBs » de sortie peut également affecter l'utilisation du nombre de slices DSP48. Les ressources utilisées dans notre système sont définis dans le tableau suivant :

Ressources	utilisée	totale	Pourcentage d'utilisation
Slice registres	21931	63550	34.5
Nombre de LUT	53550	254200	21.1
Nombre de DSP48	309	1540	20.1
Block RAM	292	795	36.7

Imene ELFEKI

Développement d'un émulateur pour la communication CPL bas débit

Résumé

Le CPL-NB est la technologie la plus déployée pour le développement des plateformes de « Smart Metering » comme les compteurs Linky en France. Avant le déploiement, les compteurs passent par un processus de certification afin d'étudier leurs performances face aux caractéristiques physiques du canal. Notre objectif de la thèse est de faire évoluer les tests de performance en reproduisant physiquement le canal CPL-NB dans la bande de 9 kHz jusqu'au 500 kHz à l'aide d'un système d'émulation « hardware ».

Pour ce faire, une étude de caractérisation du réseau basse tension (BT) français est réalisée suite à deux campagnes de mesure à Ottmarsheim et à Tours. L'objectif est de comprendre la variation temporelle et fréquentielle des différentes caractéristiques du canal selon les sites. Un simulateur est aussi proposé afin de pouvoir simuler la fonction de transfert du canal CPL-NB dans n'importe quelle topologie du réseau BT. Cette modélisation est basée sur une approche ascendante qui consiste à modéliser tous les éléments du réseau électrique (câbles, installation client, transformateur…). En se basant sur les mesures et les simulations réalisées, un émulateur du canal est développé. Cet émulateur reproduit la variation fréquentielle de quatre fonctions de transfert caractérisant quatre topologies différentes. Différents types du bruit ont été émulés avec des caractéristiques temporelles différentes dans le canal. L'impact de l'impédance du système émetteur pour la communication CPL-NB a aussi été pris en compte. Le banc de test mis en place reproduit la bidirectionnalité du canal CPL-NB en temps réel.

Résumé en anglais

Narrowband powerline communication (NB-PLC) is the most widely deployed technology in today's applications, and particularly for the development of smart metering platforms such as France's LinkyTM communicating meter. The meters must be subjected to a certification process before their deployment. This stage aims at studying their capabilities against the physical characteristics of the channel. The objective of this research activity consists in upgrading the certification by physically reproducing the NB-PLC channel in the frequency range between 9 and 500 kHz from an efficient hardware emulation system.First of all, a complete experimental measurement campaign was setup in various sites (i.e., rural, urban, etc.) located in France to fully characterize the low voltage (LV) NB-PLC channel. The objective was to get a better understanding of the impact of the temporal and frequency variations on its various characteristics. The main contribution consisted in estimating the theoretical channel capacity which constitutes a major interest for the users and actors of the electrical system. Then, a channel simulator was proposed to simulate the transfer function of the NB-PLC channel, whatever the topology of the LV network. This modeling is based on a bottom-up approach that consists in modeling all elements of the network (i.e., cables, customer installation, transformer etc.). Finally, from the measurements and simulations' results, a channel emulator was developed on FPGA. This emulator reproduces the frequency variation of four selected transfer functions which characterize four different topologies. Several types of noise were also emulated with various temporal characteristics. The impact of the impedance of the transmitter system on the PLC communication was taken into consideration. To conclude, a test bench reproduces the bidirectional end-to-end data communication in real time.