UNIVERSITÉ FRANÇOIS - RABELAIS DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE «Santé, Sciences, Technologies

Laboratoire de Microélectronique de Puissance

THÈSE présentée par :

Djamel GUEZGOUZ

soutenue le : **13 décembre 2010**

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

Discipline/ Spécialité : Électronique

Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL

THÈSE dirigée par :

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

RAPPORTEURS :

M. EL KHAMLICHI DRISSI Khalil	Professeur, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand
M. IDIR Nadir	Professeur, Université de Lille 1

JURY :

M. EL KHAMLICHI DRISSI Khalil	Professeur, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand
M. IDIR Nadir	Professeur, Université de Lille 1
M. LE BUNETEL Jean-Charles	Maître de conférences HDR, Université François Rabelais, Tours
M. MACHMOUM Mohamed	Professeur, Ecole Polytechnique de Nantes
M. RAINGEAUD Yves	Maître de conférences, Université François Rabelais, Tours
M. MARY Hervé	Directeur du Laboratoire des Applications Numériques, Tauxigny

A mes parents et à ma femme

Remerciements

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une thèse CIFRE entre le Laboratoire de Microélectronique de Puissance (LMP) de l'université François Rabelais, et le Laboratoire des Applications Numériques (LAN) du groupe HF-Company.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur Jean-Charles Le Bunetel, maître de conférences HDR, et Monsieur Yves Raingeaud, maître de conférences à l'université de Tours, qui ont assuré la direction de cette thèse. Je tiens à leur adresser mes plus vifs remerciements pour être toujours restés accessibles et disponibles, ce qui m'a permis de terminer ce travail dans les meilleurs délais.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance à Monsieur EL Khalmichi Drissi Khalil Professeur à l'Université Blaise Pascal (Clermont Ferrand) et à Monsieur Idir Nadir Professeur à l'Université de Université de Lille 1, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. J'adresse également mes sincères remerciements à Mohamed Machmoum, Professeur à l'École Polytechnique de Nantes, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de cette thèse.

Je voudrais exprimer toute ma gratitude envers Monsieur Frédéric Badager, chef de projet au Laboratoire des Applications Numériques, Pour ses précieux conseils techniques et son grand esprit de partage de savoir faire. Je lui adresse mes remerciements pour la grande disponibilité dont il a fait preuve durant les trois années de thèse.

J'exprime aussi mes remerciements à tous mes anciens collègues du LAN pour leur sympathie et pour la bonne ambiance qui régnait durant les trois années de thèse. Je remercie aussi Monsieur Dhia Chariag, thésard au LMP pour son aide à la mise en œuvre des mesures expérimentales.

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

Résumé

Le réseau électrique s'utilise aujourd'hui comme support de transmission des signaux Ethernet. C’est le concept des courants porteurs en ligne. Ce principe permet d’éviter l'ajout de câbles spécifiques aux signaux Ethernet. Cette technique de transmission s'avère de plus en plus performante. Elle permet d’obtenir des débits de transmission supérieurs aux transmissions Wifi. Cependant, la complexité des réseaux électriques, les différents appareils qui y sont connectés et l'environnement électromagnétique lié aux différents appareils présents peuvent dégrader les performances de cette technologie de transmission. La connaissance de l’ensemble de l’environnement de l'habitat avec ses sources de perturbations internes comme les appareils électroménagers ou les alimentations électriques à découpage est insuffisamment maîtrisée. De même l'impact réel d'un équipement sur cet environnement et sur des services en fonctionnement demande à être développé. L’objectif est d’appréhender et de modéliser l'environnement domestique et les comportements des équipements qui y sont déployés. Pour cela, ce mémoire présente plusieurs méthodes pour modéliser les lignes électriques dans l'habitat.

Les modélisations existantes sont difficilement généralisables à un réseau électrique quelconque. Elles nécessitent des mesures sur le réseau à étudier pour en déduire les paramètres des modèles. Nous proposons une modélisation de type circuit électrique. L'intérêt de cette approche réside dans la simplicité de l'outil de simulation d'un réseau électrique, réalisé par la mise en cascade de plusieurs blocs intégrés à la librairie SPICE. Un travail de caractérisation de câbles électriques, des appareils domestiques et des différents accessoires présents est nécessaire. Un protocole de mesure des impédances des appareils sous tension a été développé. Les blocs SPICE proposés prennent en compte la variation des paramètres des câbles et des impédances en fonction de la fréquence contrairement aux modèles SPICE existants.

Une campagne de caractérisation expérimentale en termes de bruit, d'impédance et de pertes d'insertion sur un réseau de test nommé « PLC READY » a été entreprise. Le rayonnement émis lors d'une transmission CPL est également abordé. Ce travail a aussi permis de comparer le comportement de différentes technologies de câble.

Mots clés : CPL, ligne de transmission, Modélisation et rayonnement électromagnétique.

Abstract

Nowadays, the power line grid is used for data transmission by means of Power Line Communication systems (PLC) also called Broadband Power Line Communication (BPLC). The main advantage of this technology is that it provides an existing infrastructure of wires and wall sockets that are easy to access throughout a building, and offering physical data rates comparable with other existing communication technologies such as Wi-Fi. However, the power line grid complexity, the various connected household appliances and the housing electromagnetic environment may induce, in some cases, errors on the PLC link or in worst cases, cause communication or connectivity failures. The knowledge of the whole housing environment including internal sources of disturbance, like electrical network topology and connected household devices, and their real impact on the PLC propagation channels is insufficiently characterized and modeled. The objective of the current thesis is to study the electromagnetic environment of the indoor power line network, and to model the potential impacts of both the power line grid topology and the household devices on the PLC physical layer.

The existing modeling approaches are difficult to generalize to any power grid. Measurements on the network to be studied are required in order to deduce the models parameters. In this study, we propose a new modeling method based on a circuitry approach. Its main interest consists in the simplicity of the power line grid simulation tool, which is based on a series of symmetric SPICE circuits integrated to the SPICE library. To this aim, the characterization of the power cable, of the electrical accessories and the household devices is necessary. The impedance of powered household devices was measured according to a simple measurement protocol. As compared with existing SPICE models, the proposed one takes into account the variation of the whole primary parameters of the electrical cable as a function of frequency.

An experimental characterization of the so called PLC Ready test bench was carried out in terms of noise, impedance and insertion losses. The radiated electromagnetic field during a PLC communication is also measured. This work also allowed to compare the frequency behaviour of various technologies of cable.

Keywords : PLC, transmission line, Modeling, Noise & radiated electromagnetic field.

Table des matières

Liste des tableaux 12
Liste des figures 13
Liste des figures 13
Introduction 19
Chapitre 1 Cadre général de l'étude 25
1 Introduction 27
2 Contexte de l'étude 27
2.1 L'environnement EM domestique et les sources de perturbations rencontrées dans la maison 27
2.2 Coexistence des appareils électriques domestiques communicants et non communicants 29
3 État de l'art 29
3.1 Transmission par Courants Porteurs en Ligne 29
3.2 Historique de la technologie CPL 33
3.3 Principe de la technologie CPL 34
4 Compatibilité Électromagnétique 42
4.1 Mécanismes de couplage des perturbations EM présents dans les transmissions CPL 43
4.2 Les normes CEM applicables aux appareils électriques déployés dans l'environnement domestique 47
4.3 La technologie CPL haut débit et les normes CEM (EN55022 pour l'Europe) ... 48
4.4 Statut normatif actuel 51
5 Conclusion 53
Chapitre 2 Modélisation du réseau électrique domestique 55
1 Introduction 57
2 État de l'art dans la modélisation d'un réseau électrique 58
3 Modélisation rigoureuse en simulation 3D avec CST Microwave Studio 61
3.1 Outil de simulation et approche adoptée 61
3.2 Configuration et paramètres du câble simulé 61
3.3 Optimisation du temps de simulation 3D 62
3.4 Étude paramétrique sur la permittivité relative 64
3.5 Étude paramétrique sur l'angle de perte 66

3.6 Conclusion 67
4 Modélisation d'un réseau électrique à l'aide d'un logiciel de type circuit 68
4.1 Paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission 68
4.2 Approche déterministe de l'étude d'un réseau électrique 72
4.3 Approche circuit de la modélisation d'un réseau électrique 80
4.4 Approche circuit nécessitant l'extraction des paramètres 83
4.5 Modélisation de type circuit, avec quadripôle en T et par interpolation polynomiale des paramètres R(f), L(f), C(f) et G (f) 92
5 Modélisation du réseau électrique domestique 102
5.1 Caractérisation expérimentale des appareils domestiques sous tension 102
5.2 Simulation d'un réseau électrique complet 105
6 Impact des appareils électriques domestiques sur les canaux de propagation CPL 107
7 Conclusion 109
Chapitre 3 Caractérisation expérimentale d'un réseau électrique domestique 111
1 Introduction 113
2 Méthode de mesure 113
2.1 Coupleurs CPL 113
2.2 Protocole de mesure 116
3 Impact de la topologie du réseau sur la réponse fréquentielle 118
3.1 Structure filaire considérée 118
3.2 Effet de la présence d'une dérivation 118
3.3 Impact de la longueur de la dérivation 120
3.4 Impact de la position de la dérivation 121
3.5 Effet de l'impédance à l'extrémisé de la dérivation 123
3.6 Influence d'une charge connectée en parallèle d'un modem CPL 125
4 Caractérisation d'un réseau électrique expérimental 127
4.1 Description du banc de test PLC READY et des configurations de mesure 128
4.2 Mesure du bruit électromagnétique du réseau électrique 130
4.3 Mesure de l'impédance d'entrée du réseau électrique 133
4.4 Mesure des pertes d'insertion (paramètre S_{21}) 135
4.5 Analyse statistique des résultats de mesure 137
4.6 Critères d'analyse statistique 138
4.7 Analyse statistique des pertes d'insertion 141
5 Étalement temporel du canal (Spread Delay) 146

6 Variabilité du canal de propagation CPL en fonction du temps 147
7 Conclusion 149
Chapitre 4 Bruit conduit et Champ électromagnétique rayonné 151
1 Introduction 153
2 Réseau électrique et bruits 154
2.1 Classification des bruits sur le réseau électrique 154
2.2 Méthodologies de mesure du bruit 158
2.3 Analyse des résultats de mesure 160
3 Rayonnement électromagnétique généré par une transmission CPL 163
3.1 Introduction 163
3.2 Configurations expérimentales de test 165
3.3 Modélisation de la configuration expérimentale de test 171
3.4 Champ EM rayonné par une transmission CPL 179
4 Conclusion 198
Conclusion 199

Liste des tableaux

Tableau 1. Classification des réseaux électriques 30
Tableau 2. Évolution de la bande passante et des performances du CPL 34
Tableau 3. Limitation des perturbations conduites, communication CPL désactivée 53
Tableau 4. Limitation des perturbations conduites, communication CPL activée 53
Tableau 5. Limitation des perturbations rayonnées par les appareils de classe B, mesurées à 10m 53
Tableau 6. Paramètres géométrique et technologique du câble 77
Tableau 7. Valeurs des paramètres R, L, C et G calculés à 1MHz 77
Tableau 8. Composants utilisés dans la réalisation des coupleurs 114
Tableau 9. Configuration de l'analyseur de réseau 116
Tableau 10. Moyenne du bruit mesuré sur les trois types de câbles 132
Tableau 11. Caractéristiques statistiques de l'impédance d'entrée 135
Tableau 12. Bande de cohérence-Liaison directe et indirecte 146
Tableau 13. Étalement temporel 146
Tableau 14. Antennes utilisées 166
Tableau 15. Configuration de l’analyseur de spectre 166

Liste des figures

Figure 1. Structure simplifiée du réseau électrique 31
Figure 2. Partition du réseau électrique global 32
Figure 3. Réseaux Outdoor et Indoor 32
Figure 4. Coupleurs inductif et capacitif 34
Figure 5. Modèle OSI 35
Figure 6. Modèle CPL HomePlug 35
Figure 7. Schéma synoptique de la couche physique 37
Figure 8. Étage de codage de type Turbo 37
Figure 9. Constellation 16-QAM 39
Figure 10. Spectre des sous-porteuses utilisées dans la modulation OFDM 40
Figure 11 : Modulation OFDM 41
Figure 12. Implémentation numérique de la modulation OFDM 41
Figure 13. Structure d'une trame de données 42
Figure 14. Notions de la CEM 43
Figure 15. Interprétation graphique de la définition de la CEM 43
Figure 16. Couplage capacitif 44
Figure 17. Couplage par impédance commune 44
Figure 18. Couplage inductif 45
Figure 19. Limites des perturbations émises par les équipements CPL dans la bande 1,6MHz-30MHz 50
Figure 20. Structure d'un réseau électrique simple 59
Figure 21. Signal reçu au point C 60
Figure 22. Structure 3D d'un câble électrique 62
Figure 23. Mise en cascade de N cellules pour simulé 12m de câble 63
Figure 24.Structure simulée 64
Figure 25. Impact de la permittivité électrique sur la réponse fréquentielle du câble électrique 65
Figure 26. Impact de la permittivité électrique sur l'impédance caractéristique du câble électrique 65
Figure 27. Impact de l'angle de perte sur la réponse fréquentielle d'un câble électrique 66
Figure 28. Impact de l'angle de perte sur la réponse fréquentielle du câble électrique 67
Figure 29. Comparaison entre simulation et mesure-câble de 12m 68

Figure 30. Modèle infinitésimale d'une ligne bifilaire 69
Figure 31. Quadripôle modèle d'une ligne de transmission..... 72
Figure 32. a) structure du réseau simple, b) considération des deux fils électrique, c) schéma électrique équivalent 73
Figure 33. Réseau électrique avec M nœuds et N branches..... 75
Figure 34. Schéma équivalent du réseau électrique à M nœuds et N branches 75
Figure 35. Réseau électrique simple avec une seule dérivation..... 77
Figure 36. Module de la fonction de transfert-dérivation terminée par circuit-ouvert 78
Figure 37. Phase de la fonction de transfert-dérivation en circuit-ouvert..... 79
Figure 38. Module de la fonction de transfert-dérivation fermée sur 33Ω 79
Figure 39. Phase de la fonction de transfert-dérivation dérivation fermée sur 33Ω 79
Figure 40. Validation du modèle SPICE R, L, C et G-fixes 82
Figure 41. Modèle R, L, C et G (R & G variables)..... 83
Figure 42. Modèle circuit de R, de L, de C et de G 84
Figure 43. Modèle quadripôle 84
Figure 44. Paramètres S d'un câble de 1m..... 86
Figure 45. Impédance en court-circuit pour 9,5m de câble électrique..... 86
Figure 46. Câble soudé au connecteur BNC 88
Figure 47. L'évolution des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f) 88
Figure 48. Modèle RL et RC..... 89
Figure 49. Comparaison entre R mesurée et simulée..... 89
Figure 50. Comparaison entre L mesurée et simulée..... 90
Figure 51. Comparaison entre C mesurée et simulée..... 90
Figure 52. Comparaison entre G mesurée et simulée..... 90
Figure 53. Modèle d'une cellule élémentaire de 25cm de câble bifilaire 91
Figure 54. Validation de l'approche circuit 91
Figure 55. Modèle quadripôle en T..... 93
Figure 56. Paramètres S d'une longueur de 25cm 93
Figure 57. Variation des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f) extraits des paramètres S 95
Figure 58. Modélisation polynomiale 96
Figure 59. Points de liaison du quadripôle..... 97
Figure 60. Description du quadripôle..... 97
Figure 61. Script contenant le polynôme de la résistance..... 98
Figure 62. Source contrôlée associée à chaque polynôme..... 98

Figure 63. Mise en cascade des cellules élémentaires. 99
Figure 64. Pertes d'insertion simulées et mesurées sur 1m de câble électrique..... 100
Figure 65. Réseau électrique simple-hors tension..... 101
Figure 66. Comparaison du coefficient S_{21} simulateur-mesure 101
Figure 67. Limites du modèle 102
Figure 68. Banc de mesure de l'impédance des appareils domestiques..... 103
Figure 69. Impédance des appareils domestiques 104
Figure 70. Modèle fréquentiel d'une impédance associée à un fichier de mesure..... 105
Figure 71. Code SPICE d'une impédance associée à un fichier de mesure..... 105
Figure 72. Réseau simple avec une seule dérivation et un lecteur DVD, et son modèle SPICE 106
Figure 73. Impédance mesurée du lecteur DVD 106
Figure 74. Perte d'insertion du réseau électrique avec une seule dérivation et prise en compte de l'impédance du lecteur DVD. 106
Figure 75. Réseau électrique simple avec une TV alimentée par une dérivation 107
Figure 76. Impédance de l'écran TV-LCD-Samsung en marche..... 108
Figure 77. Impact de l'impédance d'un écran TV-LCD sur la réponse fréquentielle du réseau électrique 108
Figure 78. Impact de l'impédance du lecteur DVD sur la réponse fréquentielle du réseau électrique 108
Figure 79. Schéma du coupleur CPL 114
Figure 80. Coupleur CPL 114
Figure 81. Pertes d'insertion du coupleur CPL..... 115
Figure 82. Plan de calibration 116
Figure 83. Schéma de câblage d'un réseau simple avec une seule dérivation et points de branchements..... 118
Figure 84. Comparaison entre câble sans dérivation et câble avec dérivation..... 120
Figure 85. Effet de la longueur de la dérivation..... 120
Figure 86. Réseau avec deux dérivations 121
Figure 87. Impact de la position de la dérivation entre l'émetteur et le récepteur CPL 122
Figure 88. comparaison-dérivation à 2m du récepteur ou à 2 m de l'émetteur 122
Figure 89. Impact de la variation de la charge branchée au bout de la dérivation sur la réponse fréquentielle..... 124

Figure 90. Impact d'une dérivation de 1m sur la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple 124
Figure 91. Effet d'une impédance branchée parallèlement au récepteur 125
Figure 92. Schéma de câblage d'un réseau électrique simple-Impédance basse branchée via un cordon électrique de 2m 126
Figure 93. Réseau électrique avec et sans branchement d'une basse impédance en parallèle du récepteur 126
Figure 94. Schéma synthétique du banc de test 129
Figure 95. Points de mesure de la DSP maximale du bruit 129
Figure 96. Points de mesure de l'impédance d'entrée 130
Figure 97. Mesure des pertes d'insertion 130
Figure 98. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 2 – Prise à 3m 131
Figure 99. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 3 – Prise à 3m 131
Figure 100. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 4 – Prise à 15m 132
Figure 101. L'impédance d'entrée mesurée sur la prise 23m de la branche 3 134
Figure 102. Fonction cumulative de probabilité de l'impédance d'entrée 134
Figure 103. Pertes d’insertion entre 7m et 16m 136
Figure 104. S_{21} entre la prise 7m de la branche 1 et la prise 23m de la branche 3 137
Figure 105. Profil de puissance de la fonction de la réponse impulsionelle entre le la prise de référence et la prise 23m de la troisième branche 140
Figure 106. Fonction d'auto corrélation pour les trois types de câble-prise 7m et prise 11m 142
Figure 107. Fonction d'auto corrélation pour les trois types de câble-prise 7m et prise 16m 142
Figure 108. Bande de cohérence pour les trois niveaux de corrélation 0,5, 0,7 et 0,9, pour les trois types de câble 143
Figure 109. Configurations de mesure sur liaisons directes 143
Figure 110. Perte d'insertion liaisons directes 144
Figure 111. Cas 1-récepteur branché à la prise 23m de la branche 3 145
Figure 112. Cas 2-récepteur branché à la prise 15m de la branche 4 145
Figure 113. Spectrogramme de la variation temporel des pertes d’insertion 148
Figure 114. Coefficient de corrélation 148
Figure 115. Dispositif de mesure de l’impact du bruit sur le débit 155
Figure 116. Bruit généré par une alimentation à découpage 155
Figure 117. Impact de l’alimentation à découpage sur la transmission CPL 156
Figure 118. Dispositif de mesure temporelle du bruit sur le réseau électrique 159

Figure 119. Bruit généré par une lampe basse consommation 161
Figure 120. Bruit généré par le chargeur de téléphone portable 161
Figure 121. Spectrographe du bruit généré par la lampe basse consommation et par le chargeur de téléphone 162
Figure 122. Bruit mesuré sur le réseau électrique 162
Figure 123. Spectre CPL 164
Figure 124. Topologie du banc de transmission CPL 168
Figure 125. Banc de test PLC READY 169
Figure 126. Banc de test PLC READY (document LAN) 170
Figure 127. Description du banc de test amovible 171
Figure 128. Disposition du banc de test dans la chambre 171
Figure 129. Module et phase de l'impédance des appareils électriques domestiques branchés au banc de test 172
Figure 130. Branchement des appareils électriques 173
Figure 131. Paramètres S mesurés du cordon électrique 174
Figure 132. Paramètres R, L, C et G du modèle cordon électrique 174
Figure 133. Composition interne de la multiprise simple 175
Figure 134. Impédances en court-circuit et circuit-ouvert des deux barres 176
Figure 135. La variation de C et de L en fonction de la fréquence 176
Figure 136. Validation du modèle circuit des deux barres parallèles 177
Figure 137. Modèle électrique de la barrette de la multiprise 177
Figure 138. Modèle électrique du réseau testé 178
Figure 139. Fonctions de transfert simulée et mesurée 178
Figure 140. FCP de l'erreur relative entre la mesure et la simulation 179
Figure 141. Champ électrique de référence entre 150kHz et 30MHz 181
Figure 142. Champ magnétique de référence entre 150kHz et 30MHz 181
Figure 143. Champ électrique de référence dans la bande 30MHz-200MHz 182
Figure 144. Champ électrique de référence dans la bande 200MHz-1GHz 182
Figure 145. Écart entre le champ E de référence et celui rayonné par les appareils électriques 183
Figure 146. Écart entre le champ H de référence et celui rayonné par les appareils électriques 183
Figure 147. Écart entre le champ E de référence et celui rayonné par les appareils électriques 30MHz-200MHz 184

Figure 148. Mesure du champ H en chambre anéchoïque - bande [150kHz, 30MHz]..... 186
Figure 149. Mesure du champ E en chambre anéchoïque - bande [150kHz, 30MHz] 186
Figure 150. Comparaison des courants MD MC et des champs E et H 187
Figure 151. Comparaison champ électrique (PLC READY et extérieur)..... 189
Figure 152. Comparaison champ magnétique (PLC READY et extérieur)..... 189
Figure 153. Impact du type de flux vidéo sur le champ électrique rayonné entre 150kHz et 30MHz..... 190
Figure 154. Impact du type de flux vidéo sur le champ magnétique rayonné entre 150kHz et 30MHz..... 191
Figure 155. Champ électrique rayonné par le câble RO2V et le câble écranté..... 192
Figure 156. Champ magnétique rayonné par le câble RO2V et le câble écranté..... 193
Figure 157. Banc de test LCL 194
Figure 158. LCL-Champ E et Champ H rayonnés..... 195
Figure 159. Branchement de la résistance de déséquilibre 196
Figure 160. Champ électrique du réseau déséquilibré 196
Figure 161. Champ E mesuré à 1m et la restriction de base à l'exposition 197
Figure 162. Champ H mesuré à 1m et la restriction de base à l'exposition..... 197

Introduction

Le développement accéléré de la convergence numérique voix-données-images dans l'habitat auquel on assiste depuis la généralisation de l'accès au haut-débit, se traduit par une offre croissante de services. Ces services visent à anticiper et à répondre aux préoccupations de tout un chacun en termes de sécurité, de santé, de confort et de divertissement ; ils représentent un enjeu important du développement économique.

On ne téléphone plus avec un poste filaire mais en utilisant le réseau internet avec la voix sur IP, on n'enregistre plus les émissions de télévision sur un magnétoscope, mais on les télécharge depuis un serveur distant. On ne loue plus de films, mais on utilise des services de VoD (Video On Demand). Ces exemples montrent que la convergence numérique dans l'habitat est rendue possible grâce aux différentes technologies de communication à distance et notamment la technologie xDSL largement déployée. Selon l'ARCEP plus de 18 millions d'abonnés au premier trimestre 2009 en France. Ce chiffre reflète le nombre d'habitats connectés au réseau internet via un modem routeur ADSL. Les fournisseurs d'accès à internet proposent à leurs clients trois services : internet, vidéo et VoIP. Nous pouvons attribuer un terminal à chaque service, un démodulateur pour la vidéo, un téléphone pour la voix sur IP et un ordinateur pour les données (internet). Ces terminaux sont souvent installés loin du modem ADSL. La liaison entre eux peut être réalisée en utilisant plusieurs technologies de communication, Ethernet, Wifi ou la transmission par courants porteurs en ligne (CPL). Cette dernière technique consiste à utiliser le réseau électrique omniprésent dans l'habitat comme support de transmission numérique à haut débit. Ainsi, elle permet de mettre en liaison avec le modem ADSL n'importe quel terminal branché au réseau électrique domestique. Grâce à ces technologies de communication, l'habitat d'aujourd'hui est devenu interactif et sa gestion à distance est maintenant possible. L'utilisateur peut ainsi contrôler à distance la température de l'habitat, l'allumage et l'extinction du chauffage, le suivi de l'activité de personnes âgées ou handicapées, le système de sécurité ou la surveillance des enfants partout dans la maison via une caméra IP. La gestion de la consommation de l'énergie en temps réel est désormais possible.

La technologie CPL est ainsi placée au cœur de la convergence numérique dans l'habitat. Son plus grand avantage réside dans l'utilisation du réseau électrique comme support de transmission pour offrir un débit pouvant atteindre plusieurs centaines de Mbits/s. Elle permet d'éviter des travaux importants dans un bâtiment qui consisteraient à ajouter des câbles spécifiques aux réseaux Ethernet. Néanmoins les fils électriques dans l'habitat n'ont pas été conçus pour transporter des signaux HF. Dès lors, plusieurs phénomènes physiques

surgissent lors de la transmission tels que l'atténuation, la dispersion, le changement de phase et le rayonnement électromagnétique. De plus, le réseau électrique peut se comporter comme une antenne réceptrice et capte les perturbations électromagnétiques issues de sources extérieures. Par ailleurs, du fait de sa topologie, le réseau électrique agit comme un filtre sélectif en fréquence. Il laisse apparaitre plusieurs évanouissements spectraux au niveau de sa réponse fréquentielle. Tous ces phénomènes ont un impact direct sur la bande passante donc sur le débit d'échange de données entre deux modems CPL. En effet, des problèmes in situ sont rencontrés par les opérateurs et les installateurs conduisant à des dysfonctionnements de services. Citons par exemple la chute considérable du débit CPL lorsque l'on branche l'alimentation de la LiveBox et un modem CPL sur la même multiprise. Le blocage, le brouillage ou la pixellisation de l'image vidéo sont d'autres problèmes rencontrés lors de l'utilisation d'un variateur de lumière ou la fermeture d'un portail électrique de garage. Ceci n'est pas étonnant compte tenu du véritable foisonnement de technologies et des équipements électriques connectés au réseau électrique domestique comme les appareils électroménagers. Leur impédance change le caractère fréquentiel du réseau électrique vis-à-vis de la transmission CPL. Même si ces appareils respectent les normes CEM en termes de perturbations électromagnétiques émises sur le réseau électrique, leur effet sur la transmission CPL n'est pas anodin. Les résultats de tests réalisés sur des modems commercialisés montrent que ces perturbations engendrent une chute de débit allant jusqu'à 50% par rapport à sa valeur nominale.

Des efforts sont certes mis en œuvre dans les comités de standardisation pour rendre ces technologies de plus en plus robustes et compatibles. Des contraintes sont imposées aux équipements pour limiter leurs effets perturbateurs et garantir leur bon fonctionnement dans leur environnement. Cependant, la maîtrise de l'ensemble de l'environnement domestique, y compris les sources internes de perturbation comme les appareils électroménagers, l'impact réel d'un équipement sur celui-ci et sur des services en fonctionnement sont insuffisamment connus en l'état.

L'étude présentée ici porte sur la modélisation du réseau électrique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL par une approche circuit de type SPICE. Les paramètres du modèle sont extraits à partir de la mesure des paramètres S. L'impédance des appareils électroménagers est estimée par une méthode expérimentale puis intégrée au simulateur SPICE sous forme de scripts. Dans le cadre de cette étude, nous nous sommes intéressés au comportement fréquentiel de plusieurs types de câble de technologies

différentes. Nous avons également étudié le rayonnement électromagnétique issu d'un réseau électrique lors d'une transmission CPL haut débit. Ce travail a été effectué en partenariat avec la société LAN (Laboratoire des Applications Numériques).

Le premier chapitre, traitera le cadre général de l'étude. Il sera décomposé en trois parties principales : l'historique de la technologie CPL et le principe de fonctionnement des modems CPL HomePlug AV, les mécanismes de couplage électromagnétique au sein du réseau électrique et le statut normatif de la technologie CPL.

Le deuxième chapitre développera la modélisation du réseau électrique. Nous commencerons par un état de l'art sur la modélisation des câbles et du réseau électrique. Nous détaillerons l'approche déterministe et l'approche circuit. Des résultats de simulation seront comparés aux mesures. Par la suite, nous développerons une approche de modélisation circuit dite polynomiale et nous présenterons ces résultats sur un câble électrique. Ce modèle sera ensuite utilisé pour simuler un réseau électrique simple. Le modèle proposé sera validé par la mesure. Nous définirons un protocole de mesure de l'impédance des appareils électroménagers en fonctionnement. Ces résultats seront utilisés pour leur modélisation. Enfin nous traiterons de l'impact de quelques appareils électriques domestiques sur la réponse fréquentielle du réseau électrique.

Le troisième chapitre portera sur la caractérisation expérimentale d'un réseau électrique représentatif d'une installation électrique domestique. Un banc de test a été réalisé en utilisant trois types de câble de technologies différentes. Nous décrirons la méthode de mesure des pertes d'insertion et de l'impédance d'entrée du réseau électrique pour permettre la comparaison du comportement fréquentiel des trois types de câble. Cette analyse permettra de présenter l'impact de la topologie du réseau électrique sur la bande de cohérence et le temps de cohérence du canal de propagation. Enfin, nous conclurons avec l'étude de la stationnarité du canal de propagation CPL.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude du champ électromagnétique émis lors d'une transmission CPL par le réseau électrique précédemment caractérisé. Nous présenterons les différentes campagnes de mesures menées (en laboratoire, à l'extérieur et en chambre anéchoïque) et leurs résultats. Nous utiliserons l'approche polynomiale proposée pour modéliser le réseau électrique testé. Le résultat de simulation sera confronté à la mesure pour validation. Nous nous attacherons à présenter l'impact du changement de la géométrie du réseau électrique, l'impact du taux de conversion de mode (LCL) sur le champ électromagnétique rayonné.

Chapitre 1

Cadre général de l’étude

Chapitre 1 : Cadre générale de l’étude

1 Introduction

La technologie CPL est le facteur principale de la convergence numérique dans l’habitat. Elle représente l’extension des systèmes xDSL dans l’habitat car elle permet de récupérer les données à partir de n’importe quelle prise électrique. La transmission des données sur le réseau électrique n’est pas un nouveau concept. Il a été utilisé en 1950 pour la commande des relais à distance en utilisant des signaux basses fréquences. Actuellement ce type de transmission utilise des fréquences allant de quelques kHz à des dizaines de MHz. Cependant, le réseau électrique n’est pas conçu pour supporter des signaux situés dans cette gamme de fréquences. Son rôle principal est de transporter l’énergie électrique afin d’alimenter les dispositifs électriques généralement rencontrés dans l’environnement domestique.

L’objectif de ce chapitre est triple, il permettra tout d’abord de décrire la diversité de l’environnement domestique, de présenter le réseau de distribution électrique et de décrire la situation normative de la technologie CPL.

Dans un premier temps nous, présenterons l’état de l’art relatif à l’environnement électromagnétique de l’habitat, à la coexistence des systèmes CPL et aux sources de perturbation électromagnétique. L'historique de la technologie CPL sera également exposé.

Dans un second temps, nous décrirons le principe de fonctionnement des modems CPL HomePlug AV et nous nous focaliserons sur l’évolution de la technologie CPL et de celle des normes CEM. Le statut normatif de cette technologie sera aussi exposé. Nous présenterons enfin les standards CPL et les différentes spécifications issues des alliances formées par les acteurs mondiaux de cette technologie.

2 Contexte de l'étude

2.1 L’environnement EM domestique et les sources de perturbations rencontrées dans la maison

Les technologies xDSL sont les solutions actuelles pour l’accès au haut débit ainsi qu’aux services proposés à ce jour (données-vidéo-VoIP) pour tout abonné à la téléphonie classique en Europe. Leur particularité réside dans l’utilisation d’un réseau cuivre existant,

dédié à la transmission de la parole pour véhiculer des données numériques dans la bande 44kHz-2,2MHz [1]. En complément, la technologie CPL est le moyen le plus utilisé ces dernières années pour rendre possible l'accès aux services hauts débits dans l'ensemble de l'habitat. L'originalité de cette technologie réside dans l'utilisation d'un support de transmission installé par défaut dans l'habitat qui est le réseau de distribution de l'énergie électrique domestique, appelé aussi réseau «*Indoor*». Sa bande passante est située entre 1,8MHz et 30MHz. La technologie CPL est actuellement considérée comme le facteur majeur du développement de la convergence numérique dans l'habitat. Le déploiement massif des systèmes de communication dans un environnement domestique associé à l'utilisation des fréquences de plus en plus élevées, laisse apparaître de nouveaux problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) [2]. Ces perturbations ont une relation étroite avec l'environnement électromagnétique domestique et le support de transmission. Plus la bande passante est importante, plus le support physique est susceptible de rayonner. Les systèmes DSL sont principalement sensibles aux interférences électromagnétiques et aux bruits d'origine naturelle (bruits cosmique et atmosphérique) [1]. Ils sont également vulnérables aux bruits générés par les différents éléments rencontrés par le câble téléphonique jusqu'à son arrivée dans l'habitat. Nous citons comme exemple les interférences émises par un ascenseur dans un immeuble et couplées sur le câble téléphonique passé dans les colonnes montantes. Les systèmes CPL sont impactés par la topologie du réseau domestique, par l'impédance des appareils domestiques communicants et non communicants et par les différents types de bruits observés sur le réseau électrique domestique. Ces réseaux sont envahis par les appareils électroménagers qui peuvent être de véritables sources de perturbations électromagnétiques. Ces sources génèrent des bruits de différentes natures notamment le bruit impulsif apériodique émis lors de la mise en route d'un ordinateur ou d'une lampe basse consommation [3]. Cela provoque dans certains cas la détérioration de la qualité des services vidéo et plus généralement des services « temps réel » [2]. Cette dégradation est aussi induite par la variation temporelle rapide du caractère fréquentiel du réseau électrique, elle-même engendrée par la variation de l'impédance des appareils électriques domestiques. Toutefois, les modems CPL ont la capacité de réagir à certaines perturbations lentes ou rapides et de s'adapter à leur support de transmission afin d'assurer le débit nécessaire pour une qualité de service donnée.

2.2 Coexistence des appareils électriques domestiques communicants et non communicants

Les équipements et systèmes électriques prévus pour fonctionner dans un environnement résidentiel doivent respecter les normes imposées par la directive européenne, à titre d'exemple la norme EN55022 pour la susceptibilité des appareils de traitement de l'information « ATI » [4]. Ceci devrait permettre à ces systèmes de cohabiter et coexister dans le même environnement. Cependant les moyens de communication filaire et sans fil ne cessent de se développer. La bande de fréquence utilisée par ces différentes technologies est en constante extension, provoquant parfois un chevauchement spectral, par exemple entre les bandes radioamateur et la transmission par courants porteurs et le VDSL (1MHz-30MHz). Même si le support de transmission n'est pas le même, ceci n'empêche pas les systèmes d'interagir mutuellement en provoquant des dysfonctionnements. Les appareils domestiques non communicants provoquent des perturbations non désirées, se propageant sur le réseau électrique, en mode conduit ou en mode rayonné. Les limites de niveau de perturbations imposées par les normes CEM applicables sur les produits électriques déployés au sein de l'habitat n'impliquent pas le bon fonctionnement de l'ensemble de ces équipements dans leur environnement. Les équipements CPL haut débit sont apparus récemment, les normes CEM existantes ne sont pas forcément adaptées à cette nouvelle technologie tant sur l'aspect émission que sur l'aspect immunité. De plus, le comportement du milieu de propagation joue un rôle important vis-à-vis des mécanismes de couplage électromagnétique issus de la transmission CPL ou des équipements électriques en fonctionnement. En effet l'habitat peut être vu comme un milieu hostile aux communications et vis-à-vis des systèmes électriques qui y sont déployés.

3 État de l'art

3.1 Transmission par Courants Porteurs en Ligne

La technologie CPL consiste à utiliser un support de transmission existant sans recourir à un câblage supplémentaire. Ce support de transmission est le réseau de transport de l'énergie électrique qui fait office de support de transmission pour la couche physique selon le modèle OSI (Open System Interconnection). Dès lors, il convient de bien comprendre la structure du réseau électrique qui se distingue par un maillage dense et une topologie complexe. Les réseaux électriques sont partitionnés en plusieurs catégories selon leur niveau

de tension comme indiqué dans le Tableau 1. Cette classification des réseaux électriques permet de définir et de distinguer les rôles et les responsabilités des acteurs du réseau électrique (RTE, ERDF, EDF).

Tableau 1. Classification des réseaux électriques

Catégorie de réseau électrique	Niveau de tension (France)
THT-Très haute tension	225kV-400kV
HT-Haute tension	65kV-90kV
MT-Moyenne tension	20kV
BT-Basse tension	380V triphasé et 230V monophasé

Les réseaux électriques haute tension se chargent du transport de l'énergie en provenance des centrales de production vers les grands points de consommation telles que des zones urbaines très peuplées ou des industries grandes consommatrices. Ils sont aussi utilisés afin de transporter l'énergie d'un pays à un autre [5]. Les réseaux électriques moyenne tension sont connectés au réseau HT via des transformateurs HT/MT afin de prendre le relais et distribuer l'énergie dans les zones urbaines et rurales étendues. Les réseaux BT sont à leur tour connectés aux réseaux MT à l'aide des transformateurs MT/BT. Ces réseaux BT font office d'interface entre le transformateur MT/BT et le compteur électrique installé chez le client final. Leur structure est sous forme d'arborescence composée de branches principales et de branches secondaires (Figure 1). Le réseau électrique domestique est le dernier point de la chaîne de distribution de l'énergie, il est connecté au réseau BT par l'intermédiaire du compteur électrique. Il est souvent classé comme un réseau électrique BT, à l'exception de son cadre juridique, car n'appartenant pas aux fournisseurs d'énergie mais au client final. Il est de nature privative.

Chaque partie du réseau électrique global, du HT au BT, est gérée par une entité distincte, considérée comme responsable pour le transport de l'énergie voire pour la transmission par CPL à travers le réseau électrique (voir Figure 2). Le marché de la commercialisation de l'électricité en France a connu une ouverture considérable à la concurrence, suite à l'instauration de la directive européenne de 1996 et mise à jour en 2003. Depuis l'année 2004, les consommateurs professionnels d'électricité sont devenus éligibles, c'est-à-dire qu'ils peuvent librement choisir leur fournisseur d'énergie. Depuis 2007, le client

particulier est devenu éligible quant au choix de son fournisseur d'énergie. La RTE (Réseau et Transport de l'Énergie) est une entreprise anonyme juridiquement indépendante d'EDF. Elle assure le transport de l'énergie électrique, l'équité de traitement, la transparence de traitement de ses clients et la confidentialité des informations sensibles. Elle se charge des lignes THT et HT et dessert aussi les clients ayant une forte consommation telle que la SNCF. Dans le même cadre, une autre entreprise indépendante issue d'EDF nommée ERDF a été créée en 2008. Concrètement, son rôle est de raccorder les foyers français au réseau électrique quel que soit le fournisseur d'énergie. Elle s'occupe aussi du raccordement des sources d'énergies renouvelables (panneaux solaires, éoliennes, micro centrales hydrauliques…) au réseau électrique. Dans le cadre de la modernisation des réseaux électriques en France, ERDF a lancé le projet Linky en association avec le fabricant américain de semi conducteur nommé MAXIM et l'entreprise Sagem, fabricant de compteurs électriques. Ils ont proposé un standard CPL ouvert nommé : PLC G3 Specification [6]. Cette solution permet le transport de données issues des compteurs électriques vers les postes sources via le réseau MT. Ces informations sont relatives à la consommation électrique de l'habitat, au changement de la tarification et à la mise en service d'une installation à distance. L'intégration de cette solution aux systèmes de gestion du réseau électrique, engendre une réduction des coûts dans les zones rurales [6]. Les produits CPL G3 sont compatibles avec les standards FCC, ARIB et CENELEC.

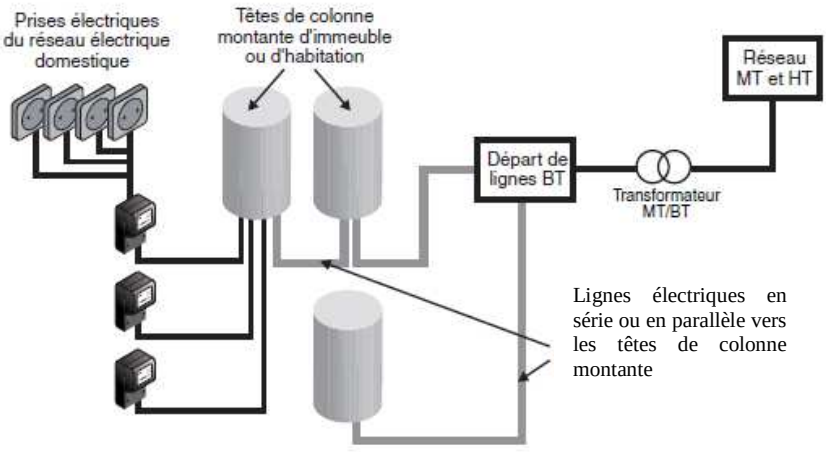


Figure 1. Structure simplifiée du réseau électrique [7]

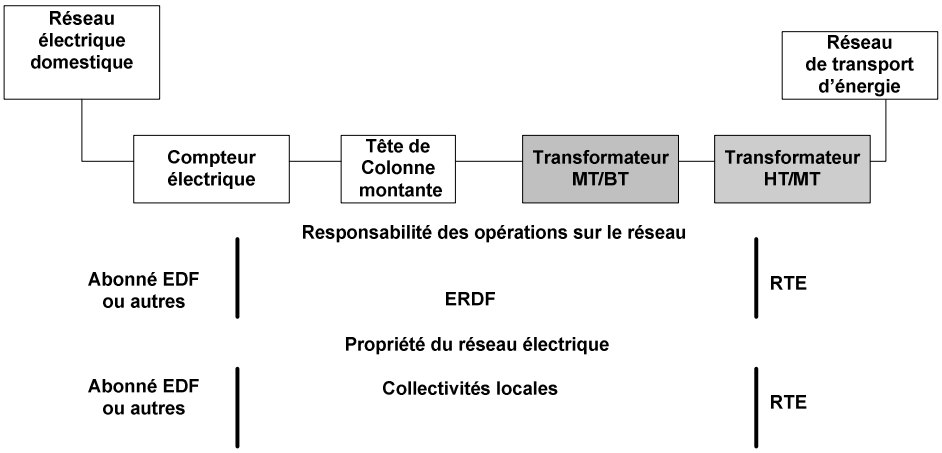


Figure 2. Partition du réseau électrique global [7]

Le réseau électrique se distingue par son omniprésence et son maillage très dense. Il représente une alternative potentielle au déploiement des câbles téléphoniques, notamment dans les zones rurales. De point de vue de sa structure arborescente, le réseau électrique peut être comparé au réseau commuté de France Telecom, même si ce dernier n'est pas présent dans tous les foyers français. Le transformateur MT/BT est le point de concentration de toutes les lignes qui alimentent les bâtiments, les maisons ou les appartements. Le réseau électrique offre la possibilité de réaliser la couverture du dernier kilomètre d'un réseau de télécommunication [1] (voir Figure 3). Le réseau d'accès internet est connecté aux transformateurs MT/BT à l'aide d'un coupleur, une station de base est installée au pied du transformateur. Son rôle est d'encapsuler les paquets IP issus du réseau internet sous une forme adéquate pour leur transmission sur les câbles électriques. Parallèlement, la station de base collecte les signaux issus des différents terminaux pour les transmettre au réseau d'accès internet. Nous parlons dans ce cas d'une offre « Quadruple Play » : internet, vidéo, VoIP et fourniture d'énergie. Le réseau électrique est décomposé en deux parties vis-à-vis de la transmission CPL. La première partie, nommée « *Outdoor* » est localisée entre le point de concentration et les compteurs électriques. La deuxième appelée « *Indoor* » représente le réseau électrique domestique.

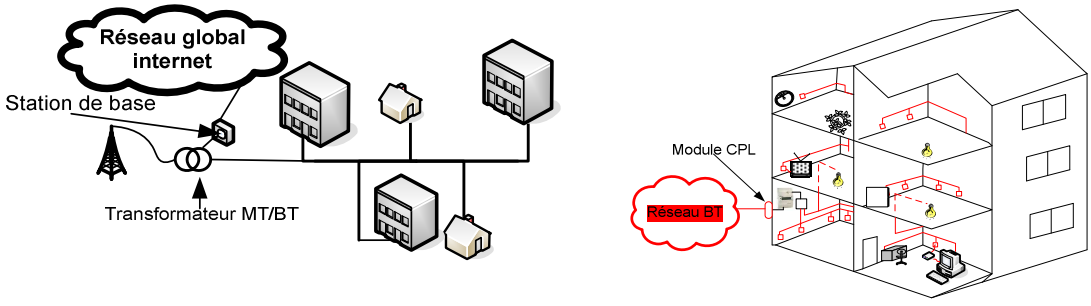


Figure 3. Réseaux Outdoor et Indoor

3.2 Historique de la technologie CPL

Depuis longtemps le réseau électrique est non seulement utilisé pour fournir l'énergie électrique est aussi mis à profit pour transmettre des commandes ou des données numériques. C'est le principe des Courants Porteurs en Ligne (CPL). Cette technique de transmission a été utilisée pour la première fois en 1950 aux USA sur des lignes électriques MT/BT de longue distance, afin de commander et de contrôler le réseau électrique public en utilisant des fréquences porteuses allant de 100Hz-1kHz [7]. En 1960, le gestionnaire de transport d'électricité français RTE opte pour le CPL bas débit pour la gestion du réseau à distance. Cinq ans après, EDF utilise le CPL bas débit pour son système PULSADIS permettant le déclenchement du changement de tarif à distance (heures creuses et heures pleines). Ce dispositif consiste à utiliser un signal dont la fréquence est égale à 175Hz avec une amplitude de 0,9% de la tension secteur, soit 2,1V-2,3V. En 1983, l'anglais Edward Davy propose un système mesurant à distance le niveau de tension des batteries installées loin des centrales téléphoniques entre London et Liverpool [7]. Ces travaux sur les techniques de télémétrie ont fait office d'un dépôt de brevet anglais, référencé sous le numéro 24833. Les systèmes présentés concernent le réseau CPL « *Outdoor* ». Un des premiers systèmes CPL bas débit « *Indoor* » bidirectionnel opérant dans la bande CENELEC (9kHz-148,5kHz) a vu le jour en 1990. Depuis, la technologie CPL s'est peu à peu ouverte au grand public par la voie de la domotique. Différents industriels commercialisent des modules CPL permettant de piloter tout type d'appareil électrique à l'intérieur d'un bâtiment ou d'une maison individuelle [8]. Le contrôle et la commande des appareils sont réalisés en utilisant les protocoles de communication X-10 et X11-2 qui exploitent la bande CENELEC-C [9]. Cette technologie est toujours utilisée par de nombreux industriels. En 2006, une solution plus robuste et plus performante a été apportée par le standard HP-CC (HomePlug Command and Control) de l'alliance HomePlug. Les applications domestiques les plus connues sont l'allumage et l'extinction de la lumière, le réglage d'un système de chauffage et la sécurité. Les acteurs du CPL se sont multipliés en mettant en avant l'atout de cette technologie qui réside dans l'omniprésence de l'infrastructure électrique caractérisée par un maillage et une densité très riche. Depuis l'apparition des premiers produits CPL, au début des années 2000, nous assistons à une évolution permanente de cette technologie en termes de performances et de bande passante utilisée (voir Tableau 2). Cette évolution a été très fortement soutenue par l'évolution des techniques de traitement du signal, modulation à porteuses multiples, codage et égalisation du canal de propagation. Parallèlement, des alliances et des associations de

plusieurs industriels ont été formées afin d'accompagner et d'encourager le développement de cette technologie, mais aussi d'étudier sa faisabilité en laboratoire et en conditions réelles.

Tableau 2. Évolution de la bande passante et des performances du CPL

Modem	**HomePlug 1.0**	**HomePlug 1.0 Turbo**	**HomePlug HP AV 1.1**	**UPA**	**HD-PLC**
Bande passante	4,5MHz-20MHz	4,5MHz-28MHz	1,8MHz-30MHz	0-30MHz	2MHz-28MHz
Débit physique	14Mbits/s	85Mbits/s	200Mbits/s	200Mbits/s	190Mbits/s

3.3 Principe de la technologie CPL

On appelle système CPL, tout équipement électrique et électronique qui utilise le réseau électrique comme support de transmission. Le principe de la transmission par courants porteurs en ligne est de superposer au signal d'alimentation électrique 50Hz ou 60Hz selon les pays, des signaux hautes fréquences (porteurs de l'information) de faible puissance. L'injection de ces signaux sur le réseau électrique est réalisée à l'aide de coupleurs de type inductif ou capacitif (voir Figure 4). Ces dispositifs assurent le filtrage de la composante basse fréquence (50Hz) et l'isolation galvanique entre les équipements de communication et les lignes de puissance.

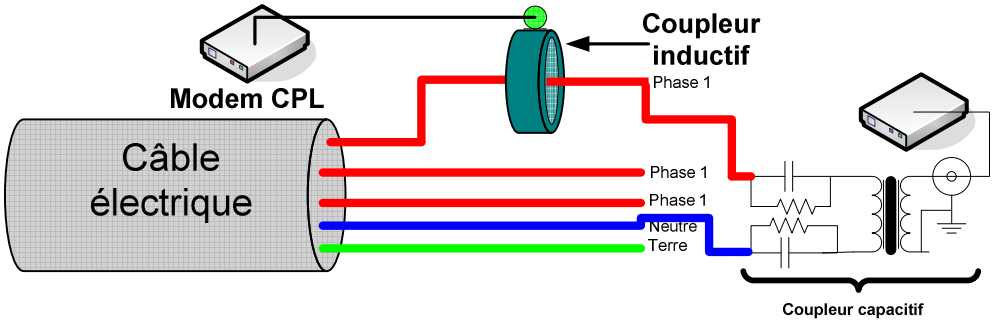


Figure 4. Coupleurs inductif et capacitif

Les modems CPL disposent de deux ports. Un port généralement de type Ethernet et un port d'alimentation qui a un double rôle, l'alimentation du modem et la transmission du signal dit CPL sur le réseau électrique. Le principe de cette transmission est de récupérer les trames Ethernet issues d'un terminal (ordinateur ou autre) connecté au port Ethernet en utilisant les adresses MAC et de les encapsuler dans des trames spécifiques. Ces trames sont

par la suite adaptées à leur transmission à travers le réseau électrique. Le principe de fonctionnement est généralement représenté par des modèles définis sous forme de couches.

Le modèle OSI (voir Figure 5) comporte sept couches. Dans ce modèle chaque couche utilise un protocole différent des autres. Cependant, elle doit fournir un service à la couche supérieure et en demande un autre à la couche inférieure. Les modems CPL sont situés au niveau des deux premières couches (couche physique et couche de liaison).

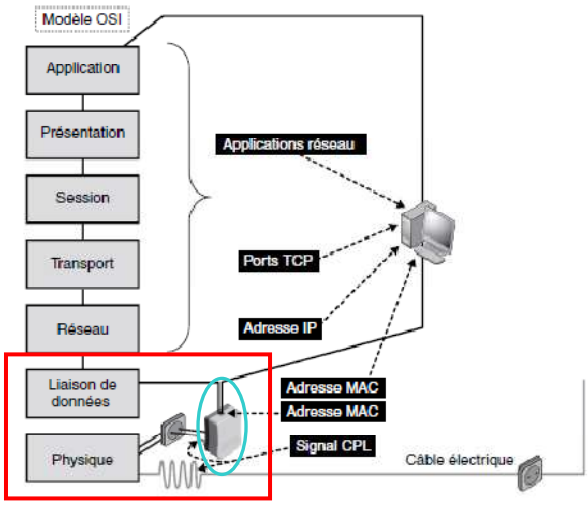


Figure 5. Modèle OSI [7]

La Figure 6 représente le schéma fonctionnel simplifié d'un système HomePlug [10]. Il est décomposé en trois couches :

- la couche CL (convergence layer),
- la couche MAC,
- la couche physique.

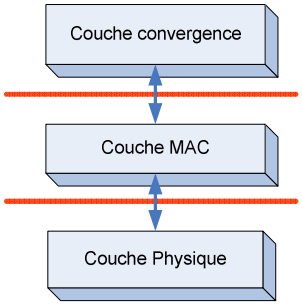


Figure 6. Modèle CPL HomePlug

3.3.1 La couche de convergence

La couche CL ou couche de convergence joue le rôle d'interface entre une couche supérieure et la couche MAC. Elle se charge de la classification des flux de données. Elle associe à chaque flux la connexion correspondante avec la couche MAC. Elle se charge aussi de l'encapsulation des trames Ethernet dans des paquets CPL avant de les transmettre à la couche MAC. La classification des flux de données est réalisée selon des règles définies par le standard HPAV :

- Adresse Ethernet destination,
- Adresse Ethernet source,
- VLAN,
- IPV4 adresse source,
- IPV4 adresse destination,
- Port TCP source,
- Port TCP destination.

3.3.2 La couche MAC

La couche MAC se charge de la bonne transmission des paquets issus de la couche de convergence. Ces paquets sont d'abord numérotés et groupés pour former des salves qui sont par la suite envoyées à la couche physique sous forme de trames binaires. Elle les retransmet en cas de perte incorrigible. Le mécanisme utilisé est appelé ARQ (Automatic Repeat Request)[11]. Il consiste à garder une copie de la trame envoyée qui n'est supprimée qu'après l'acquittement de bonne réception de la couche MAC du récepteur. La couche MAC est aussi responsable de la gestion de l'accès au support de transmission afin d'éviter les collisions et d'optimiser la transmission sur le réseau électrique. Elle garantit ainsi un niveau de qualité de service (QoS) notamment exigé par les services temps réel tels que les flux vidéo HD. Ceci est possible en utilisant les techniques d'accès au support de transmission, nommées CSMA/CA (Carier Sens Multiple Access/Collision Avoidance) et TDMA (Time Division Multiple Access). De plus, un codage de type CRC32 est utilisé au niveau de cette couche pour vérifier la bonne réception des données binaires.

3.3.3 La couche physique

La couche physique reprend les trames issues de la couche MAC, formées de 1 et de 0 et les convertit sous forme d'un signal analogique défini par la spécification HomePlug AV 1.1. La Figure 7 illustre le principe de fonctionnement de cette couche en mode transmission.

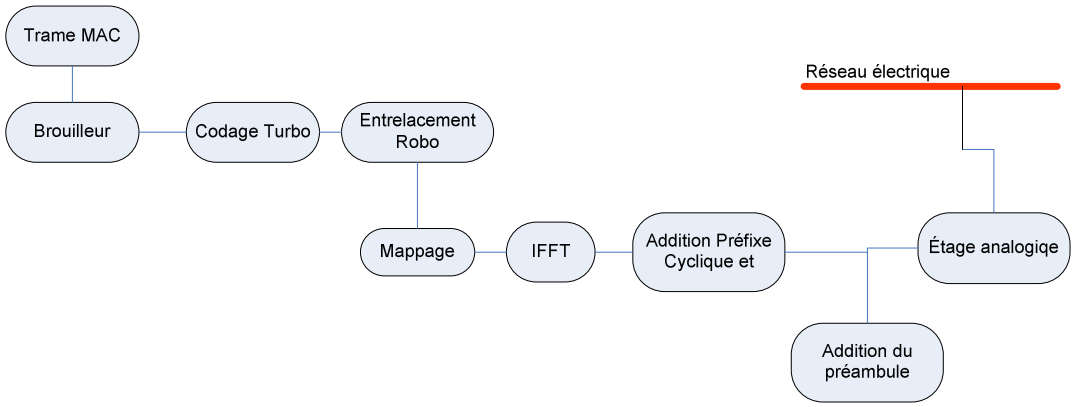


Figure 7. Schéma synoptique de la couche physique [10]

Nous allons présenter le rôle de chaque bloc de ce synoptique.

3.3.3.1 Brouillage

Les données binaires passent d'abord dans un bloc brouilleur nommé Scrambler, qui permet de leurs fournir une distribution aléatoire évitant ainsi une suite de 0 ou de 1 incompatible avec une transmission synchrone. Cette opération d'embrouillage est réalisée en effectuant une opération logique de type XNOR entre les données et une séquence pseudo aléatoire générée par un polynôme défini dans la spécification HomePlug 1.1.

3.3.3.2 Codage des trames

Une opération de codage est réalisée juste après le brouillage en utilisant un codeur de type Turbo (voir Figure 8), dont le rendement est égal à 1/2 ou à 16/21 après une opération de poinçonnage (opération permettant d'augmenter le rendement du codeur). Autrement dit, une trame de 128 bits à l'entrée du codeur avec un rendement de 1/2 nécessitera 256 bits en sortie du codeur Turbo. Les données sont par la suite dupliquées afin de créer de la redondance de données et générer les bits de parité. Ainsi la probabilité de récupération des données en cas de pertes augmente.

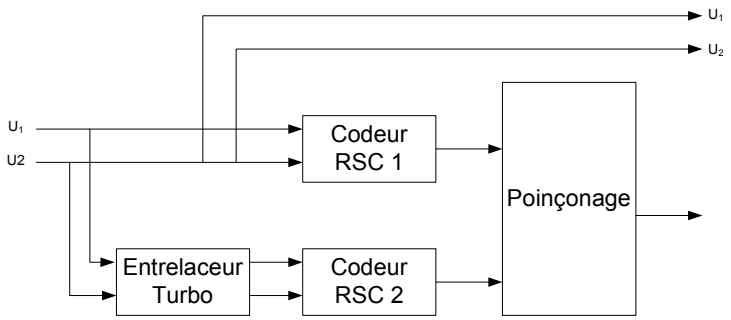


Figure 8. Étage de codage de type Turbo

3.3.3.3 Entrelacement robuste

Les données codées sont mélangées à l'aide d'un entrelaceur avant de réaliser la modulation. Ce mécanisme permet de distribuer les bits contenant la même information sur plusieurs symboles OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Il permet la récupération des données perdues en présence d'un train de bruits impulsifs dont la durée temporelle est égale à celle d'un symbole OFDM. L'entrelacement augmente la robustesse de la transmission et améliore le fonctionnement du turbo décodeur en dispersant les erreurs de transmission. Dans le cas de la spécification HomePlug AV 1.1, l'entrelacement est dédié à disperser les erreurs qui se regroupent en fréquence.

3.3.3.4 Mappage des données

Les données sont par la suite distribuées sur les porteuses dédiées à la transmission. Le type de modulation à utiliser pour chaque sous-porteuse est défini selon le rapport signal sur bruit (SNR) calculé en utilisant l'Équation 1. Les modems HomePlug AV utilisent la modulation d'amplitude en quadrature 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM,…1024-QAM. A travers ce mécanisme les données binaires sont converties en un signal analogique complexe (partie réelle et partie imaginaire).

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log\left(\frac{E\left[x(t)^2\right]}{E\left[n(t)^2\right]}\right)\frac{BW_{signal}}{BW_{bruit}} \qquad \text{Équation 1}$$

où :

x(t) est le signal utile,

n(t) est le bruit,

BW est la bande passante.

3.3.3.5 Modulation QAM BPSK et QPSK

La plupart des technologies CPL utilisent des techniques de modulations numériques connues telles que la modulation d'amplitude et de phase, la modulation binaire de phase BPSK ou la modulation de phase à quatre états QPSK. Le bloc de mappage est capable de distinguer les données à transmettre des trames de contrôle. Ces dernières sont modulées en BPSK (Binary Phase Shift Key) et X-QAM. Les trames de contrôle sont uniquement modulées en QPSK (mode robuste) afin de garantir leur bonne réception et le bon décodage des données.

La modulation QAM consiste à associer à chaque suite de n bits appelée symbole, un point particulier au sein d'une constellation. Elle correspond à une combinaison d'une modulation de phase et d'une modulation d'amplitude augmentant le nombre de bits par symbole. Ce dernier est composé d'une partie réelle I et d'une partie imaginaire Q, permettant de créer les combinaisons nécessaires au sein de la constellation (voir Figure 9).

La modulation QPSK est une modulation à quatre états de phase avec une amplitude constante. Chaque état correspond à un symbole numérique constitué de deux bits (00, 01, 11, 10). Entre un symbole et un autre, un seul bit change d'état afin d'éviter les changements de phase brusques et donc un étalement spectral important.

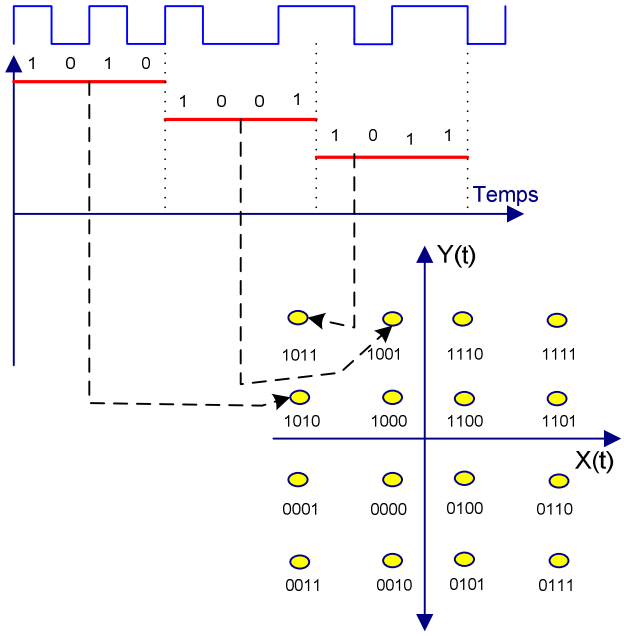


Figure 9. Constellation 16-QAM

3.3.3.6 IFFT Inverse Fast Fourier Transformation

La technologie CPL repose sur la modulation multi porteuse. Elle consiste à distribuer les données à transmettre sur N porteuses modulées en X-QAM et espacées de Δf. Contrairement aux systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupe toute la durée de la transmission. Ceci permet de faire face aux problèmes des canaux multitrajets caractérisés par leur étalement temporel considérable. Les modems CPL HP-AV utilisent la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

L'OFDM est une technique de modulation multiporteuse. Elle consiste à diviser la bande passante en plusieurs sous-bandes ou porteuses espacées de Δf, de façon à ce qu'elles soient orthogonales (voir Figure 10). Cette condition permet de limiter les interférences inter-porteuses et facilite l'égalisation du canal à la réception des données. Un ensemble d'informations est transmis en une seule fois pendant une durée T_s (temps du symbole OFDM) tel que $T_s = \frac{1}{\Delta f}$.

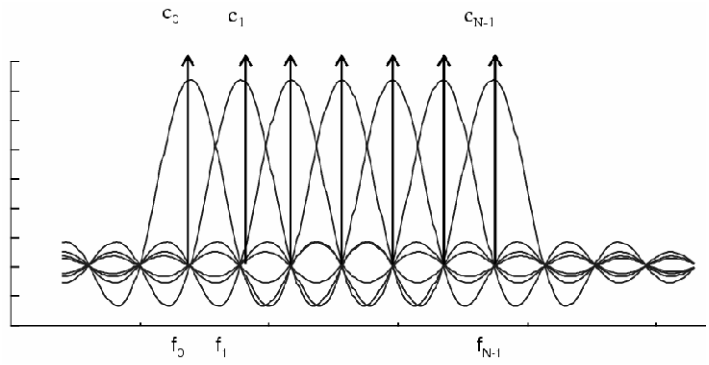


Figure 10. Spectre des sous-porteuses utilisées dans la modulation OFDM

Cette technique de modulation est basée sur la transformée de Fourrier inverse sur chaque sous-porteuse contenant le symbole complexe issu de la modulation 2^q-QAM, où q est le nombre de bits par sous-porteuse. Le signal OFDM S(t) dans le domaine temporel est défini par :

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \qquad \text{Équation 2}$$

Où :

f_0 est la fréquence centrale de la première sous-porteuse,

k est l'indice de la sous-porteuse, tel que $k \in [0, N-1]$,

C_k est le $k^{ième}$ symbole complexe issu du modulateur QAM,

N est le nombre de sous-porteuses.

Le schéma de principe de ce type de modulation est illustré sur la Figure 11. L'implémentation de cette architecture est impossible en raison du grand nombre de sous-porteuses nécessaires pour une transmission à haut débit.

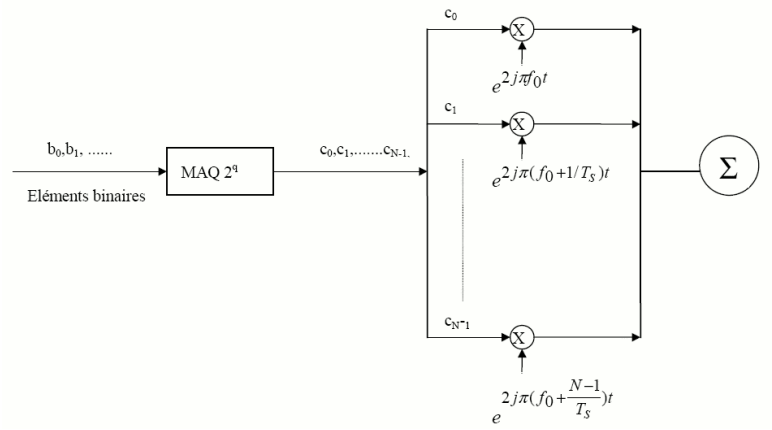


Figure 11 : Modulation OFDM [12]

En échantillonnant S(t) et en le ramenant en bande de base, nous obtenons S_n tel que :

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \qquad \text{Équation 3}$$

En choisissant le nombre de porteuses $N=2^n$ le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut s'obtenir par une simple IFFT (voir Figure 12).

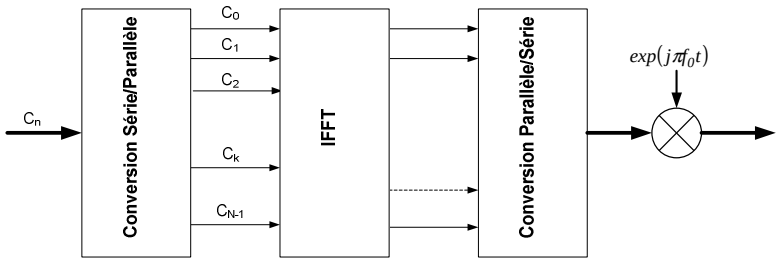


Figure 12. Implémentation numérique de la modulation OFDM [12]

Les modems CPL HP AV utilisent N=3072 dans la bande 1.8MHz-30MHZ. D'autres technologies CPL tels que les modems CPL Panasonic basés sur la transformée en ondelettes utilisent une implémentation numérique différente.

3.3.3.7 Addition du préfixe cyclique

Dans le but de faire face aux échos du signal OFDM issus du phénomène de trajets multiples, un préfixe cyclique est ajouté au symbole OFDM brut. Cette opération consiste à terminer le symbole OFDM numéro N par une copie d'une partie du symbole N-1. Le préfixe est inséré entre chaque symbole OFDM. Sa longueur est choisie de telle sorte que le retard de groupe du canal ne cause pas d'interférences entre les symboles OFDM successifs ou des sous-porteuses adjacentes. Sa durée temporelle est souvent nommée intervalle de garde et déterminée en fonction du nombre d'échantillons inclus dans cette période. Par exemple le

standard G3-PLC (CPL bas débit bande de CENELEC) stipule que le préfixe cyclique a une longueur de 30 échantillons.

3.3.3.8 Le préambule

Chaque trame physique est précédée par un préambule composé de 10 symboles OFDM souvent nommés SYNCP et deux autres nommés SYNCM (voir Figure 13). Ces symboles sont pré-stockés au niveau du transmetteur et sont émis devant les symboles de données. Les symboles SYNCP sont utilisés pour le contrôle du gain (Automatic Gain Control), la synchronisation, l'évaluation du canal et l'estimation de la phase initiale. Les symboles SYNCM sont identiques aux SYNCP sauf que toutes les porteuses sont décalées de π, en d'autres termes : SYNCM = - SYNCP. Cette distance de phase entre les symboles P et M est utilisée pour la synchronisation des trames.

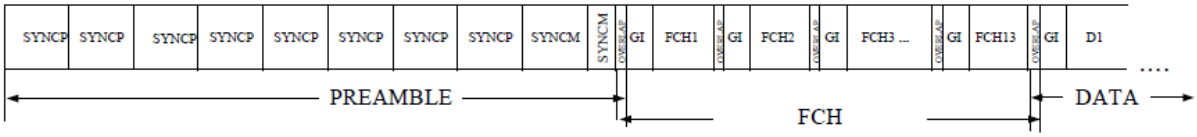


Figure 13. Structure d'une trame de données [6]

Nous avons présenté dans cette partie les techniques de transmission par CPL en prenant comme exemple principal la technologie HomePlug à laquelle nous avions accès. Notre problématique s'inscrit dans le cadre de la compatibilité électromagnétique de ces équipements. Avant d'aborder le problème normatif du CPL, il nous semble important de rappeler quelques définitions de la compatibilité électromagnétique et les différents mécanismes de couplage susceptibles d'être rencontrés au sein d'un réseau électrique domestique.

4 Compatibilité Électromagnétique

Selon la directive européenne, « la compatibilité électromagnétique est l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement » [13]. Pour chaque appareil électrique ou système, la définition précédente se résume en deux notions connues dans le domaine de la CEM, l'émissivité et l'immunité (voir Figure 14). Ces deux notions sont associées à deux termes : conduite ou rayonnée. La distinction entre les deux est faite par le support de

transmission de la perturbation qui est soit le conducteur électrique soit par l'air ambiant. Ces notions mettent en scène trois éléments :

- le système perturbateur, la source de perturbation EM,
- le système perturbé, victime des perturbations EM,
- les mécanismes de couplage responsables du transfert de la perturbation.

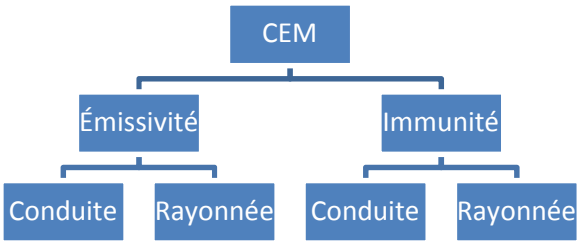


Figure 14. Notions de la CEM

La Figure 15 résume le concept de la CEM et situe le niveau de la compatibilité des équipements et les systèmes électriques en termes d'émissivité et d'immunité. Un système quel qu'il soit, doit se positionner dans la marge de la compatibilité afin de pouvoir fonctionner correctement dans son milieu et sans perturber les systèmes voisins.

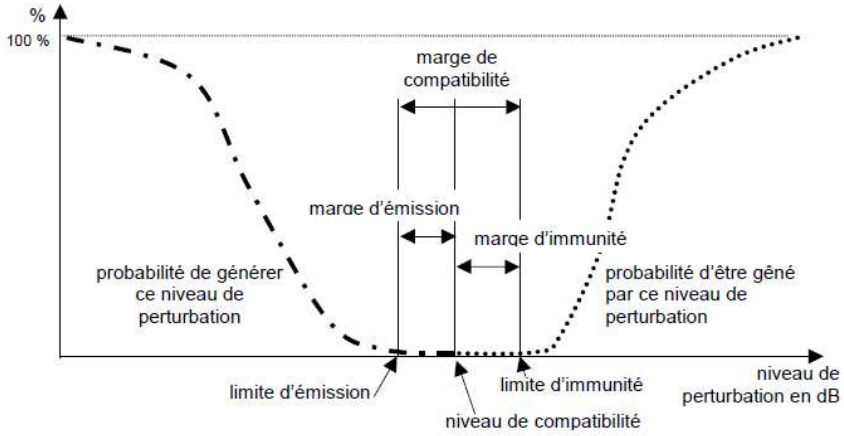


Figure 15. Interprétation graphique de la définition de la CEM [14]

4.1 Mécanismes de couplage des perturbations EM présents dans les transmissions CPL

Bien que le mécanisme de transmission des perturbations électromagnétique dans l'environnement domestique ne soit pas simple à analyser, nous pouvons distinguer plusieurs mécanismes connus (diaphonie capacitive, diaphonie inductive, couplage par masse commune) et deux modes de propagation (mode commun et mode différentiel).

Les mécanismes de couplage se divisent en deux catégories distinctes. Les mécanismes de couplage par conduction et les mécanismes de couplage par rayonnement. Toutefois, ces perturbations peuvent passer d'une forme de propagation à une autre par différents mécanismes de couplage tels que le couplage d'un champ électrique sur un conducteur et le couplage d'un champ magnétique sur une boucle.

4.1.1 Illustration des mécanismes de couplage par conduction les plus connus

4.1.1.1 Couplage capacitif

Considérons un circuit perturbateur P1 siège d'une différence de potentiel V_S. L'existence d'un phénomène de couplage capacitif entre P1 et un circuit perturbé nommé P2 traduit l'apparition d'un courant s'écoulant dans ce dernier. Ceci est dû aux capacités parasites entre les deux circuits P1 et P2 et entre chaque circuit et le plan de masse. La Figure 16 illustre ce principe de couplage.

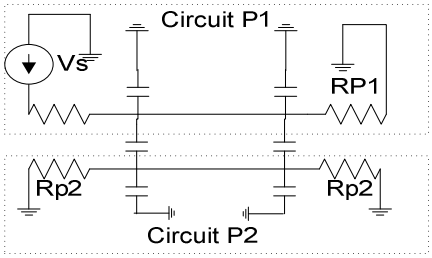


Figure 16. Couplage capacitif

4.1.1.2 Couplage par impédance commune

Le couplage par impédance commune est mis en évidence lorsqu'un courant circule entre deux sous ensembles du circuit à travers une impédance commune. Cette dernière constitue une liaison commune entre ces deux circuits. La chute de tension dans l'impédance commune provoquée par la variation rapide d'un courant fort peut perturber les systèmes partageant cette même masse.

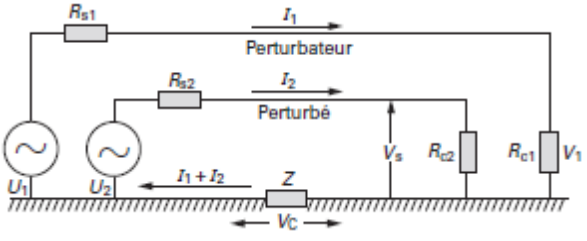


Figure 17. Couplage par impédance commune [15]

4.1.1.3 Couplage inductif

Le couplage inductif concerne le passage d'un courant relativement important dans un circuit perturbateur. Il est caractéristique des circuits à basse impédance. Le passage d'un courant dans un fil conducteur engendre la création d'un champ magnétique H entourant ce dernier. L'Équation 4 établit la relation entre ce champ magnétique et le courant I.

$$H(A/m) = I/2\pi r \qquad \text{Équation 4}$$

Afin d'illustrer ce mécanisme de couplage, nous prenons comme exemple deux circuits voisins nommés respectivement C1 et C2 et présentés sur la Figure 18.

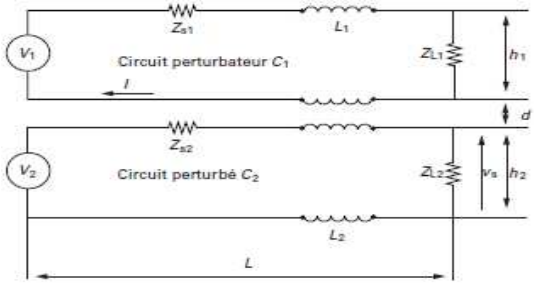


Figure 18. Couplage inductif

Le circuit perturbateur est parcouru par un courant sinusoïdal i(t) tel que $i(t) = \hat{I}\, sin(\omega t)$. Ce courant va créer un champ magnétique variable traversant le circuit voisin (C2) et le perturber en provoquant un courant longitudinal sur ce dernier. Ce courant perturbateur donnera à son tour naissance à une tension V_S aux bornes de la charge Z_{L_2}. Le rapport entre la tension induite V_S et le courant perturbateur I est souvent nommé dans la littérature impédance de transfert Z_T [15] et dépend de l'inductance mutuelle nommée M, de l'inductance L_2 et de l'impédance de charge du circuit perturbé. L'Équation 5 exprime l'impédance de transfert entre les deux circuits en fonction de ces paramètres.

$$Z_T = \frac{Z_{L_2} M}{L_2} \qquad \text{Équation 5}$$

4.1.2 Les mécanismes de couplage par rayonnement

Les types de couplage présentés précédemment sont fondés sur des champs proches. La source et la victime sont très proches pour qu'il puisse y avoir un échange mutuel entre les deux. Leur effet est évalué à proximité immédiate de la source. Nous parlons d'un couplage en champ lointain dans le cas où la source émet des champs périodiques de fréquence f, à une

distance suffisante pour qu'on n'en perçoive plus que le rayonnement électromagnétique. Les distances considérées sont fonction de la longueur d'onde λ du signal exprimé en mètres défini par l'Équation 6. Alors, le rapport entre le champ électrique et le champ magnétique est égal à 377 Ω.

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{Équation 6}$$

Où :

c est la célérité de la lumière dans le vide,

f est la fréquence du signal,

ε_r est la permittivité relative du milieu.

Il existe deux types de couplage en champ lointain; le couplage du champ électrique sur un fil et le couplage du champ magnétique sur une boucle.

4.1.2.1 Couplage d'un champ électrique sur un fil

Lorsqu'un fil électrique terminé par une impédance est éclairé par un champ électromagnétique tangentiel, ce dernier produit un courant linéique sur ce fil. La caractéristique haute impédance du circuit a pour conséquence la récupération d'une tension parasite qui est l'image de ce courant.

4.1.2.2 Couplage d'un champ magnétique sur une boucle

Lorsqu'un champ magnétique traverse une boucle fermée, il donne naissance à un courant proportionnel à la surface de la boucle et à la fréquence de variation du champ. Selon que la boucle est court-circuitée ou en circuit-ouvert, nous récupérons soit un courant parasite soit une tension parasite.

Pour résumer, le couplage en champ lointain, la structure et les dimensions de la victime sont à l'origine de leur distinction des mécanismes en champ proche présentés précédemment.

Lors d'une transmission CPL dans un réseau électrique domestique, tous les mécanismes cités ci-dessus peuvent exister simultanément. Par conséquent, il est très difficile de distinguer la contribution de chaque mécanisme de couplage. Comme les câbles électriques sont souvent proches les uns des autres, on peut alors parler d'un couplage champ proche (capacitif, inductif ou impédance commune). Parallèlement, leur dimension fait en sorte qu'ils

se comportent comme une antenne émettrice-réceptrice dans la bande de fréquence CPL (1,8MHz-30MHz). Les perturbations sont alors transmises et reçues en mode rayonné (couplage champ lointain).

4.2 Les normes CEM applicables aux appareils électriques déployés dans l'environnement domestique

La normalisation est un ensemble de processus permettant de donner à des documents de référence le statut de norme et de les publier comme tels. La normalisation comporte deux phases, une phase d'élaboration technique et une phase de décision par la démonstration de l'existence d'un consensus [13]. Une norme est une donnée de référence, résultant d'un choix collectif raisonné, en vue de servir de base d'entente pour la solution de problèmes répétitifs. Le respect des normes en vigueur dans le domaine de la CEM est rendu obligatoire en Europe par la publication de la directive européenne 92/31/CEE depuis le 1 janvier 1996. Il permet le marquage CE sur les produits commercialisés et assure la compatibilité électromagnétique entre les équipements électriques ou électroniques. Les normes sont classées en trois catégories :

- les normes, produits spécifiques : elles sont dédiées à un produit ou à une famille de produits spécifiques. Elles précisent les limites particulières à respecter pour l'émissivité et l'immunité,
- les normes génériques : elles spécifient les tests applicables aux équipements et systèmes déployés dans un environnement précis, en l'absence d'une norme spécifique applicable. Elles sont spécifiées par rapport à l'environnement de l'équipement sous test, à savoir environnement résidentiel, commercial, industrie légère ou environnement industriel,
- les normes fondamentales : leur rôle est de définir et de décrire les problèmes posés par la CEM, les méthodes et les moyens de mesure de base sans indiquer les critères de dégradation ou de limite de perturbation.

Les normes sont mises en place par les organismes normatifs. Au niveau mondial, l'organisme de régulation est la CEI (Commission Électrotechnique Internationale) créée en 1904. Son équivalent en Europe est le CENELEC (Comité Européen de Normalisation ÉLECtrique). Les normes sont référencées selon plusieurs systèmes de désignation et selon l'organisme normatif qui leur a donné naissance :

- références CENELEC : ENV ou EN (ENV 61000-X-X, EN55015),
- références CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques): CISPR 13,
- références CEI : CEI 61000-X-X par exemple CEI 61000-4-6.

Les normes CEM génériques souvent appliquées aux appareils déployés dans l'habitat sont :

- EN 55081-1 pour les perturbations conduites et rayonnées (émissivité),
- EN 55082-1 pour les perturbations conduites et rayonnées (immunité).

Les normes CEM spécifiques, généralement utilisées pour les appareils domestiques, sont :

- EN 55013 pour les récepteurs de radiodiffusion,
- EN 55014 pour l'émission des équipements électroménagers et des outils portatifs,
- EN 55015 pour l'émission des lampes fluorescentes et des luminaires,
- EN 55022 pour l'émission des équipements de traitement de l'information,
- EN 60555-1 pour la définition des harmoniques provoquées par les équipements électroménagers,
- EN 60555-3 pour la variation de tension provoquée par les équipements électroménagers.

Il est important de rappeler que le respect des normes CEM applicables au produit n'est pas suffisant pour le marquage CE. Il faut appliquer toutes les normes se rapportant au produit et à son environnement.

4.3 La technologie CPL haut débit et les normes CEM (EN55022 pour l'Europe)

Les systèmes CPL haut débit se situent dans un cadre normatif difficile à appréhender [16]. Ceci est dû aux différentes interprétations faites par les acteurs de la normalisation tels que les radiodiffuseurs, les industriels et les groupes de standardisation. Il est très difficile d'assurer à la fois, une bonne protection des services radio contre les interférences EM issues de la propagation d'un signal CPL sur le réseau électrique et l'optimisation des performances des systèmes CPL.

A ce jour les équipements CPL sont considérés comme des ATI (Appareils de Traitement de l'Information). Par conséquent, ils doivent respecter la norme européenne EN 55022 relative à la publication CISPR 22 en termes d'émission de perturbations EM en mode conduit et en mode rayonné. La norme EN 55022 définit les limites du niveau de perturbation

EM émis à la fois sur l'accès de télécommunication et sur le port d'alimentation de l'équipement. Ceci est valable pour deux catégories d'équipements : les appareils de classe B prévus pour fonctionner dans un environnement résidentiel et les appareils de classe A prévus pour fonctionner dans un environnement de nature industrielle. Il est important de noter que les équipements CPL utilisent un port unique pour l'alimentation et pour la communication CPL. L'application de ces normes impose un gabarit spectral pour le signal CPL.

Le niveau de limitation des interférences dépend de la bande de fréquences observée. Pour les fréquences allant de 150kHz à 30MHz, les équipements CPL doivent respecter le gabarit imposé par la norme pour le mode conduit. Au delà de 30MHz, les équipements CPL doivent respecter le gabarit imposé par la norme en mode rayonné. A l'heure actuelle, les équipements CPL haut débit respectent les limitations de perturbation de la classe A sur les accès de télécommunication. Il est important de rappeler que la norme est plus stricte concernant les perturbations sur les bornes d'alimentation pour les appareils de classe B, car ils sont susceptibles de provoquer des brouillages radio. Les industriels et les organismes de standardisation se sont mis d'accord sur l'utilisation des fréquences allant de 1,8 à 30MHz afin d'atteindre un débit suffisant, à l'exception des fréquences interdites utilisées par d'autres services telles que les bandes radioamateur, les diffusions maritime et militaire qui resteront sans doute les plus protégées.

Aucune norme n'est en vigueur concernant la limitation des perturbations émises en mode rayonné pour des fréquences en dessous de 30MHz. Néanmoins, le débat reste ouvert au sein des organismes internationaux de standardisation tels que le CISPR, la CEI et l'ETSI (*European Telecommuncation Standards Institute*) qui travaillent étroitement avec le CENELEC en Europe, la FCC (*Ferederal Communications Commission*) aux USA, la RegTP (*Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post*) en Allemagne et la BBC (*British Broadcast Corporation*) au Royaume-Uni. Diverses propositions ont été émises par chacun de ces organismes, mais aucune harmonisation n'a été proposée. La Figure 19 représente l'amplitude maximale du champ électrique mesuré à 3 m des lignes électriques selon les pays (NB30 pour Allemagne, EN55022 Europe, FCC 15 USA et la MPT1570 Royaume-Uni).

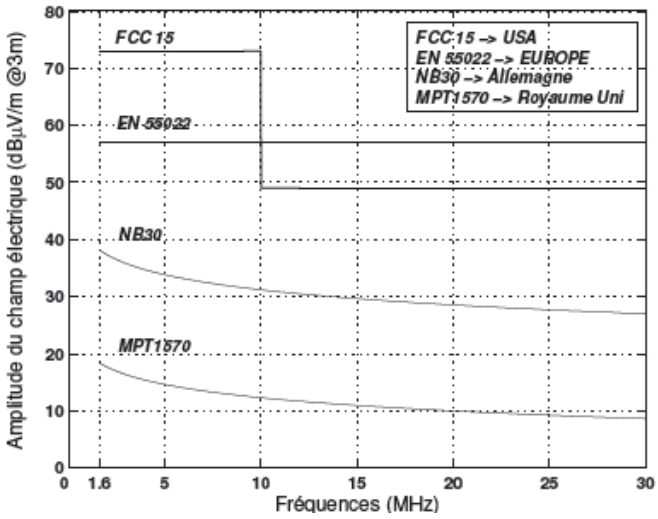


Figure 19. Limites des perturbations émises par les équipements CPL dans la bande 1,6MHz-30MHz [17]

Contrairement à la technologie CPL haut débit, celle du CPL bas débit se trouve régie par une norme européenne claire et précise, connue sous la référence EN 50065. Cette norme autorise l'utilisation de la bande de fréquence allant de 9kHz à 140kHz. Cette bande est divisée en quatre sous-bandes A, B, C et D pour lesquelles sont données les limitations de l'amplitude du signal émis. L'équivalent de cette norme CENELEC existe aux USA et au Japon avec une limite haute de la bande fréquentielle étendue à 500kHz au lieu de 140kHz.

L'immunité en mode conduit des équipements CPL haut débit est aussi un sujet de débat au sein des comités de standardisation. Il est clair que la technologie CPL représente une menace EM contre les services radio et autres opérant dans la même bande fréquentielle. Il est important de rappeler qu'un équipement CPL est souvent victime de bruits impulsifs générés par les différents appareils connectés au réseau électrique. Il est alors important de prendre en compte l'aspect immunité des équipements CPL en fonctionnement. La norme CEI 61000-4-6 (norme CEI 61000 partie 4, subdivision 6) se rapporte aux prescriptions relatives à l'immunité en conduction des équipements électriques et électroniques aux perturbations électromagnétiques provoquées par des émetteurs RF, dans la plage de fréquences allant de 9kHz à 80MHz. Cette norme concerne tous les équipements électriques et électroniques ayant au moins un câble de raccordement ou une mise à la terre au travers duquel un champ électrique puisse se coupler. Son application en basse fréquence, notamment sur les petits dispositifs raccordés avec un câble court, n'est pas une tâche facile à cause de leur petite dimension. De plus, elle concerne uniquement les perturbations en mode commun. Les

perturbations de mode différentiel, qui peuvent exister sur le réseau électrique et perturber fortement les équipements CPL, ne sont pas considérées dans cette norme.

4.4 Statut normatif actuel

Plusieurs alliances, groupes nationaux et internationaux se penchent actuellement sur l'aspect de la standardisation des systèmes CPL aux niveaux des différentes couches (couches de convergence, MAC et physique) afin d'assurer une bonne coexistence et une bonne interopérabilité entre les différents produits CPL, et aussi établir des règles efficaces pour assurer la compatibilité EM des équipements CPL et des appareils connectés au réseau électrique. Les cinq principaux organismes sont : IEEE, OPERA, HomePlug Powerline Alliance, ETSI-PLT et CISPR.

- **L'IEEE Standards Association** (Institute of Electronical and Electronics Engineers, INC) définit des standards dans les domaines industriels de l'aérospatial, l'informatique et des télécommunications. Un groupe d'étude IEEE BPL (Broadband Power Line IEEE Study group) a été créé le 20 juillet 2004 et divisé en trois groupes de travail :
  - **Le groupe IEEE-°1675** se charge des problématiques de sécurité et de matériel utilisé lors de l'installation des équipements CPL sur le réseau électrique BT, MT et HT.
  - **Le groupe IEEE-°1775** se charge de mettre en place des règles CEM ainsi que les méthodes et les équipements de mesure nécessaires.
  - **Le groupe IEEE-P1901** développe une spécification pour le haut débit (>100Mbps débit physique) pour les équipements utilisant le réseau électrique comme support de transmission. Ce standard utilise les fréquences inférieures à 100MHz. L'objectif principal est de définir une spécification des couches MAC et physique communes à tous les équipements CPL. L'IEEE P1901 a été favorable à la proposition du consortium HomePlug/Panasonic qui regroupe le plus grand nombre d'industriels « grand public ». Cette proposition devrait assurer la coexistence et l'interopérabilité entre les équipements IEEE P1901 qui seront déployés dans le futur. Cependant la proposition d'UPA et de DS2 (leaders européens du CPL) a été refusée. Toutefois, le standard intégrera à terme les fonctionnalités avancées, requises dans le domaine de l'accès (802.1q et 801.1p).

- **L’alliance OPERA** (Open PLC European Research Alliance) est une alliance européenne de recherche et de développement financée par l’UE (Union Européenne) afin d’accompagner le développement de la technologie CPL en Europe et de mettre en place un nouveau standard européen. Elle traite l’ensemble des problématiques CPL : couche MAC, couche physique, CEM, Routage, matériel et sécurité. L’alliance OPERA soutient la spécification européenne DS2 pour faire face à l’alliance américaine HomePlug Powerline.
- **L’alliance HomePlug Poweline** est l'alliance internationale la plus connue. Elle a été formée par les leaders du CPL en mars 2000. Sa vocation est de promouvoir la technologie CPL dans différents domaines tel que le déploiement à haut débit des trois services (Donnés-Vidéo-VoIP) dans l'habitat et la gestion de l'énergie avec la contribution de l'alliance ZIGBEE+. L’objectif de l'alliance Homeplug Powerline est de s'assurer que les produits CPL commercialisés par les membres de l’alliance sont interopérables en mettant en place la spécification Homeplug 1.0 pour les modems 14Mbps puis les NetPlug et la Homeplug 1.1 avant l'apparition du standard IEEE P1901.
- **Le groupe ETSI-PLT** est un groupe de travail au sein de l’ETSI (Telecommunication Standards Institute) connu par son succès de standardisation du système GSM (Global System Mobile). L’objectif du groupe de travail ETSI-PLT est l’harmonisation des spécifications existantes et la conformité des technologies CPL avec les directives européennes en étudiant les différentes techniques permettant d’éviter les interférences avec les services de la radio diffusion telle que la CEM cognitive [18]. Par ailleurs ce groupe s’intéresse à l’étude de la coexistence des technologies CPL et VDSL via les événements de test (Plugtest), réalisés avec la contribution de plusieurs industries.
- **L’organisme CISPR** a mené des travaux au niveau international, précisément au sein du groupe de travail CISPR/I/PT-PLT dont le but est d’élaborer un amendement de la norme CISPR 22 applicable aux équipements PLT (Power Line Transmission). Un premier jet a été élaboré au sein de ce groupe limitant le niveau de perturbations émises en mode conduit et proposant une méthode de mesure à suivre. Cette proposition n’est autre qu’une adaptation de la publication CISPR 22 afin de rendre possible son application sur les équipements CPL. La mesure doit être réalisée selon deux états de l’équipement sous test ; communication CPL activée et désactivée. Le Tableau 3 et le Tableau 4 résument cette proposition et stipulent le type de détection à

utiliser pour la mesure et la limitation du niveau des perturbations. Cependant, aucune proposition n'est d'actualité concernant le mode rayonné. Les niveaux de perturbation applicables sont résumés dans le Tableau 5. Cette proposition a été rejetée et un autre projet de standardisation est en cours de discussion. Plusieurs techniques proposées sont en cours de discussion dans le but de protéger les services radios [16]. Ces techniques imposent aux systèmes CPL d'éteindre ou d'atténuer les porteuses associées d'une manière statique ou dynamique. Dans ce cas, une gestion dynamique de la puissance d'émission est nécessaire.

Tableau 3. Limitation des perturbations conduites, communication CPL désactivée

Bande de fréquences en MHz	**Limites** dB(µV)	
	Quasi-peak	**Average**
0,15 à 0,50	66 à 56	56 à 46
0,50 à 5	56	46
5 à 30	60	50

Tableau 4. Limitation des perturbations conduites, communication CPL activée

Bande de fréquences en MHz	**Limites** dB(µV)	
	Quasi-peak	**Average**
1,605 à 5	56	46
5 à 30	60	50

Tableau 5. Limitation des perturbations rayonnées par les appareils de classe B, mesurées à 10m

Bande de fréquences en MHz	**Limites- Quasi-peak** dB(µV/m)
30 à 230	30
230 à 1 000	37

5 Conclusion

Nous avons pu voir dans ce chapitre l'évolution des systèmes CPL et leur principe de fonctionnement en se basant sur la technologie HomePlug AV. Il faut noter que d'autres technologies existent aussi. Nous citerons à titre d'exemple l'HD-PLC et l'UPA comme

système CPL équivalent à l'HomePlug AV. Nous avons présenté les différents mécanismes de couplage électromagnétique qui existent au sein du réseau électrique et qui peuvent apparaître en même temps. Nous avons aussi mis l'accent sur le statut normatif de la technologie CPL haut débit. Actuellement la norme EN55022 semble être la seule norme applicable au CPL. Cependant, son interprétation vis-à-vis des systèmes CPL haut débit ne semble pas très claire aux seins des organismes de standardisation. De plus, cette norme ne traite en aucun cas le niveau de champ EM émis lors d'une transmission entre deux modems CPL dans la bande 150kHZ-30MHz. Du point de vue CEM, les systèmes CPL haut débit se situent dans un contexte très complexe.

Un nouveau standard IEEEP1901 a été défini dans le but de rendre les systèmes CPL haut débit interopérables. Il prévoit l'extension de leur bande passante pour aller jusqu'à 50MHz. La future génération CPL haut débit intègre cette extension pour fournir un débit pouvant atteindre les 400Mbits/s comme débit physique. Ce standard mettra fin au problème de coexistence entre les modems CPL de différentes technologies.

Malgré la robustesse des modems CPL vis-à-vis des perturbations EM véhiculées par le réseau électrique domestique, ce dernier peut s'avérer hostile à ce type de transmission. Sa topologie complexe et variable dans le temps engendre un comportement fréquentiel sélectif du réseau électrique. L'impédance des appareils électroménagers affecte aussi le caractère fréquentiel de ce support de transmission. Dès lors, il convient de mieux appréhender le comportement du support de transmission CPL. Nous allons nous intéresser dans la suite de l'étude à la modélisation des canaux de propagation CPL dans la bande 150kHz-50MHz.

Chapitre 2

Modélisation du réseau électrique domestique

Chapitre 2 : Modélisation du réseau électrique domestique

1 Introduction

La fonction de transfert d'un réseau électrique entre deux points d'accès représente l'atténuation et le déphasage que subira le signal CPL durant sa propagation à travers le réseau avant d'atteindre le récepteur. Cette fonction dépend de la topologie du réseau, du type de câble électrique utilisé, des charges connectées aux prises électriques. Nous rappelons que le débit de données lors d'une transmission CPL est tributaire de la fonction de transfert du réseau électrique et du bruit vus par les modems. Par conséquent, l'étude du comportement fréquentiel du réseau électrique devient inévitable afin d'optimiser la transmission des données. Les modèles de propagation permettent de prévoir les performances d'un système ou d'un réseau de transmission sans recourir à des mesures systématiques dont la mise œuvre est lourde et coûteuse.

La modélisation du réseau électrique domestique et la prise en compte de l'effet des charges électriques sur son comportement fréquentiel feront l'objet de l'étude présentée dans ce chapitre. Nous allons présenter dans un premier temps l'état de l'art dans la modélisation du réseau électrique domestique. Dans un second temps, nous décrirons la modélisation rigoureuse d'un câble électrique en utilisant un logiciel commercial de simulation 3D. Cette méthode permettra la détermination des paramètres technologiques du câble électrique à savoir l'angle de perte et la permittivité électrique. Ces paramètres seront utilisés dans le calcul des paramètres primaires du câble électrique. Puis, nous détaillons deux différentes approches de modélisation du réseau électrique domestique. La première est dite déterministe et est basée sur la théorie des lignes de transmission. La deuxième est de type circuit. Cette dernière est divisée en plusieurs parties. La première concerne la modélisation d'un câble électrique en considérant les paramètres primaires constants en fonction de la fréquence. La deuxième porte sur la prise en compte de la variation fréquentielle de la résistance linéique et de la conductance linéique du câble électrique. La troisième est la prise en considération de la dépendance fréquentielle de l'ensemble des paramètres primaires extraits de la mesure suivant deux méthodes distinctes. La modélisation circuit de chaque paramètre primaire est détaillée et validée par la mesure. Enfin, nous décrirons le protocole de mesure de l'impédance des

appareils électriques domestiques. Les résultats obtenus seront intégrés au modèle pour étudier l'impact de ces appareils sur les canaux de propagation CPL.

2 État de l'art dans la modélisation d'un réseau électrique

La technologie CPL consiste à superposer des signaux HF (dans la bande 1,8MHz-30MHz) à un signal BF (50Hz ou 60Hz selon les pays). Elle utilise le réseau de distribution d'énergie comme support physique de transmission. Étant donné que les fils électriques dans l'habitat n'ont pas été conçus pour transporter ces signaux HF, plusieurs phénomènes physiques surgissent lors de la transmission, tels que l'atténuation, la dispersion et le changement de phase. Du fait de sa topologie, le réseau électrique se comporte comme un filtre sélectif en fréquence. Il laisse apparaitre plusieurs évanouissements spectraux au niveau de sa réponse fréquentielle. Ce phénomène a un impact considérable sur la largeur de la bande passante exploitée par les modems CPL lors d'une transmission.

Plusieurs études ont été menées sur la modélisation du réseau électrique vis-à-vis des canaux de propagation. Les premiers travaux dans le domaine sont ceux de Philips [19] et Zimmerman [20] [21] sur l'approche multitrajet souvent qualifiée de méthode empirique car les paramètres du modèle sont extraits de la mesure. Cette méthode est basée sur le principe de la réflexion multiple d'un signal HF se propageant sur le réseau électrique. Ce phénomène est principalement engendré par la structure du réseau contenant un certain nombre de discontinuités d'impédance provoquées soit par le branchement de ramifications sur une liaison directe, soit par l'impédance des appareils domestiques. L'avantage de cette approche réside dans la non nécessité connaitre la topologie du réseau électrique et les charges domestiques connectées. Cependant, la méthode multitrajet reste très sensible à la précision des mesures ainsi qu'au nombre de trajets pris en considération. La fonction de transfert du réseau électrique entre deux points d'accès est modélisée [21] par l'Équation 7.

$$H(f)=\sum_{i=1}^{N} g_i \cdot e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i} \cdot e^{-j2\pi f(d_i/v_p)} \qquad \text{Équation 7}$$

Où :

N est le nombre de trajets considérés,

g_i est le coefficient de transmission du trajet i,

f est la fréquence,

a_0, a_1 et k sont les paramètres du profil d'atténuation de la fonction de transfert estimés à partir des mesures de la fonction de transfert en utilisant la méthode des moindres carrés,

d_i est la distance du trajet i calculée à partir du temps de propagation et de la vitesse de propagation,

v_p est la vitesse de propagation.

Afin d'illustrer l'approche multitrajet nous considérons la structure d'un réseau électrique simple avec une seule ramification terminée par un circuit-ouvert au point D (voir Figure 20). La structure a été simulée en utilisant le logiciel (CST Design). Elle est excitée au point A par un générateur dont l'impédance est réelle et égale à 50Ω, et fermée sur un récepteur 50Ω connecté au point C. L'impédance Zr branchée au point D est infinie (circuit-ouvert).

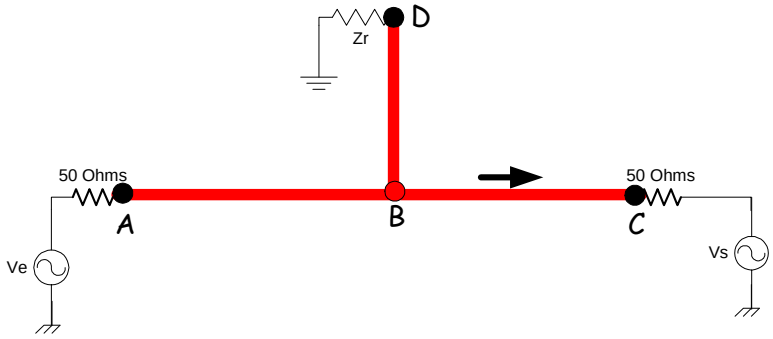


Figure 20. Structure d'un réseau électrique simple

La Figure 21 représente le signal émis (gaussienne large bande 100MHz) et le signal reçu, notés respectivement Ve(t) et Vs(t). Nous observons plusieurs pics significatifs. Le premier correspond au trajet direct (ABC) et les autres correspondant à des trajets indirects (ABDBC, ABCBC….). Connaissant la vitesse de propagation du signal, nous pourrions remplacer l'échelle de temps par la distance. Nous pouvons ainsi identifier le trajet parcouru par chaque partie du signal émis en comparant la distance de chaque pic avec la dimension du réseau électrique.

Par ailleurs, nous constatons la présence de plusieurs pics de faibles amplitudes dus aux réflexions du signal reçues au point C. Ces réflexions sont engendrées par la désadaptation d'impédance entre le réseau électrique et le récepteur. Le signal Vs(t) représente la réponse impulsionnelle du réseau électrique simple considéré. Chaque partie du

signal reçu est caractérisée par son retard et son atténuation par rapport au signal incident. Ainsi les paramètres de l'Équation 7 peuvent être estimés avec précision par l'algorithme FDML (Frequency Domain Maximum Likelihood) ou par la méthode MMP (Method Matrix Pencil) présentées dans [22]. Le premier algorithme est initialement conçu pour les trajets de propagation d'un signal radio Ultra Large Bande. Le deuxième est une méthode d'analyse à haute résolution. Cette méthode donne une meilleure précision avec un temps de calcul plus important dans l'estimation des trajets multiples [23].

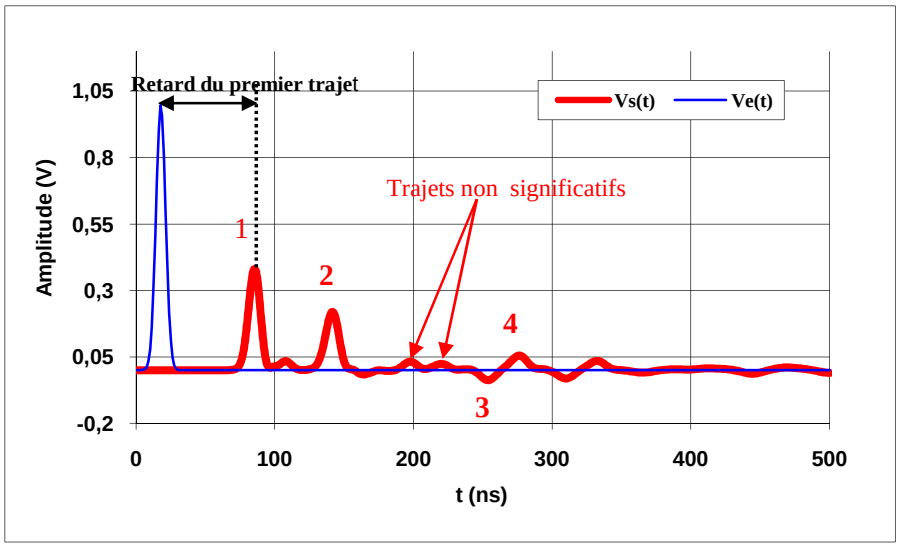


Figure 21. Signal reçu au point C

Le modèle multitrajet a été utilisé dans [24] sous forme plus étendue. Sa complexité devient alors fortement tributaire de la topologie du réseau électrique. Ceci rend la méthode difficilement applicable aux topologies complexes du réseau électrique « *Indoor* », notamment dans le cas où les branches contiennent elles mêmes des nœuds. Un algorithme de calcul numérique plus simplifié a été présenté dans [25]**.** Ayant l'approche de propagation multi trajets comme point de départ, la topologie du réseau électrique ainsi que les charges qui y sont connectées ont été représentées sous forme matricielle. Cette méthode est limitée par l'hypothèse qu'une connexion directe entre un émetteur et un récepteur ne peut exister. D'autres travaux présentés dans [26] modélisent la fonction de transfert d'un réseau électrique entre deux points d'accès par des filtres numériques RIF basés sur la méthode multi trajets. Le point fort de cette méthode réside dans la facilité de l'implémentation numérique du modèle en utilisant un DSP. Cette approche est basée sur la transformée en Z d'un filtre numérique dont le nombre de coefficients peut aller jusqu'à 50 pour une meilleure précision [27].

D’autres travaux de modélisation du réseau électrique sous forme de matrices chaînes sont proposés dans [28][29]. Cette méthode est souvent qualifiée d'approche déterministe. Elle s’appuie sur la théorie des lignes de transmission présentée par la suite.

Nous allons tout d’abord nous intéresser à la modélisation d’un câble électrique par une approche déterministe puis par deux modélisations de type circuit. Ces modèles seront utilisés afin de simuler un réseau électrique simple. Nous allons tout d’abord présenter une méthode de modélisation rigoureuse qui nous permettra de déterminer les paramètres technologiques d’un câble électrique (permittivité électrique de la gaine et son angle de perte).

3 Modélisation rigoureuse en simulation 3D avec CST Microwave Studio

3.1 Outil de simulation et approche adoptée

Cette approche est basée sur l’utilisation d’un logiciel commercial nommé CST-STUDIO. Elle consiste à résoudre les équations de Maxwell en 3D afin de calculer la réponse fréquentielle d’un câble ou d’un réseau électrique à l’aide d’un solveur temporel, fréquentiel ou modal [30]. La structure du câble électrique est construite en 3D après la définition du volume de calcul. La simulation 3D permet de prendre en considération tous les phénomènes électromagnétiques issus de la propagation d’un signal large bande sur un câble électrique. La structure est excitée par un port guide d’onde.

3.2 Configuration et paramètres du câble simulé

Nous avons simulé un câble électrique bifilaire de 12m dans la bande 1MHz-30MHz. Dans cette étude, l’effet du fil de terre est ignoré. La structure est composée de deux conducteurs cylindriques en cuivre et de deux gaines isolantes. Elles sont nommées respectivement gaine interne et gaine externe. Ces dernières sont constituées d’un matériau isolant caractérisé par sa permittivité relative et son angle de perte. Les deux conducteurs dont la section est égale à 2,5mm², sont parallèles et espacés de 5mm. Ils sont recouverts par la gaine interne dont l’épaisseur est égale à 1mm, afin d’isoler chaque fil par rapport à l’autre. La gaine externe englobe l’ensemble de ces deux fils isolés par la gaine interne (voir Figure 22).

L’ensemble de la structure est excité par un port de type guide d’onde dont l’impédance est déterminée en fonction de celle de la structure afin d’éviter la réflexion du

signal vers le générateur. Pour calculer les paramètres S du câble, nous avons utilisé le « solveur temporel ». Le maillage de la structure est raffiné automatiquement par le logiciel pour atteindre une précision de 1% sur les résultats obtenus.

Le rapport longueur sur diamètre des deux conducteurs est très important, 6741 pour un câble de 12m. Cela augmente exponentiellement le nombre de mailles dans le volume de calcul ce qui accroît implicitement le temps de calcul et les ressources informatiques nécessaires. Entre 3 et 4 jours de simulation pour un câble électrique de 12m (cette durée dépend des ressources informatiques). L'optimisation de cette durée est décrite par la suite.

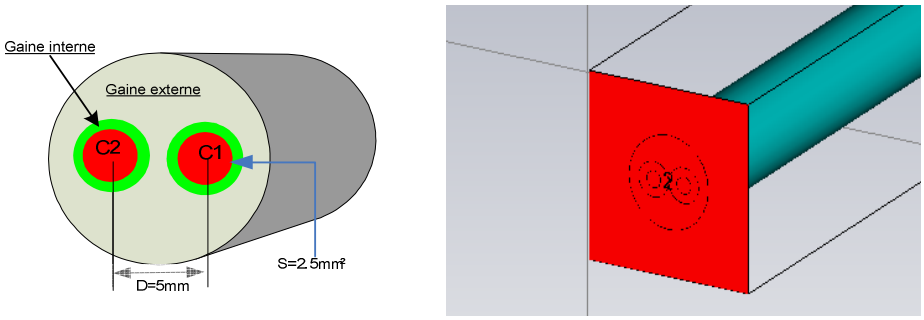


Figure 22. Structure 3D d'un câble électrique

3.3 Optimisation du temps de simulation 3D

Le volume de calcul nécessaire pour la simulation d'une longueur de câble électrique, peut être très important. Il dépend de la bande de fréquences étudiée (1MHz-30MHz), et de la taille de la structure. De plus, la géométrie du câble électrique impose un maillage assez dense afin de prendre en considération la forme des fils conducteurs dont la section est égale à 2,5mm². Le rapport de la longueur sur le diamètre pour 3m de câble de type 2,5mm² est égal à 1857. Le temps de calcul est fortement tributaire du raffinement de maillage qui lui-même détermine la précision des résultats. Le temps de calcul varie de 3 à 7 jours voire plus. Il est donc nécessaire de réduire le temps de simulation. Dans cette optique, nous avons réduit le volume de calcul à 20mm autour de la structure et imposé deux plans de symétrie axiale l'un pour le champ électrique E et l'autre pour le champ magnétique H. Nous avons imposé un champ E nul sur les parois latérales du volume de calcul. Ces choix ont permis de diviser le temps de calcul par 2. Afin de le réduire davantage, nous avons adopté une méthode optimale qui consiste à réaliser chaque simulation en deux étapes successives. La première consiste à construire et simuler en 3D une partie élémentaire du câble considéré (par exemple une longueur de 1m). Nous calculons ensuite sa matrice S ainsi que son impédance caractéristique

en utilisant le solveur temporel. La deuxième étape repose sur l'utilisation du modèle CST-DESIGN généré lors de la première étape [31]. L'analyse du comportement d'un câble complet nécessite la mise en cascade de N cellules représentatives d'une longueur élémentaire.

Le simulateur convertit la matrice S obtenue pour la longueur élémentaire en matrice de transmission nommée T (voir Équation 8). La matrice T du câble complet est le produit des matrices de transmission de N cellules. Il suffit de convertir cette dernière en formalisme S pour obtenir la matrice S du câble électrique simulé (voir Équation 9). Nous définissons de cette manière un macro modèle du câble (voir Figure 23). Cette méthode sera utilisée pour la suite de nos travaux afin d'étudier l'effet de la permittivité électrique et l'angle de perte du diélectrique sur la réponse fréquentielle du câble.

$$T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\Delta S}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ \frac{-S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{pmatrix} \qquad \text{Équation 8}$$

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{\Delta T}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & \frac{T_{21}}{T_{22}} \end{pmatrix} \qquad \text{Équation 9}$$

Où ΔS et ΔT représentent respectivement le déterminant de la matrice S et de la matrice T.

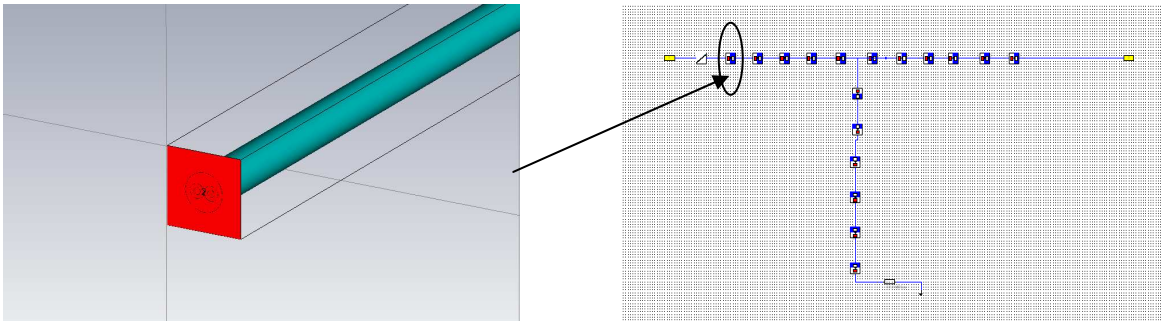


Figure 23. Mise en cascade de N cellules pour simuler 12m de câble

La réponse fréquentielle d'un câble électrique dépend des paramètres géométriques : rayon des conducteurs, distance entre les conducteurs, forme et longueur. Elle est aussi tributaire des paramètres technologiques : la permittivité de la gaine, l'angle de perte des diélectriques et la conductivité des fils conducteurs. La connaissance de l'impact de ces paramètres sur le comportement fréquentiel du câble électrique est nécessaire afin de calibrer

le modèle 3D du câble et s'approcher le plus possible de la mesure. Il faut noter que ces paramètres sont inconnus et nous ignorons les matériaux utilisés lors de la conception du câble. Cette étude nous permettra de s'approcher de leurs valeurs. Pour cela nous avons simulé la réponse fréquentielle du câble électrique en faisant varier à chaque fois le paramètre à étudier.

La structure simulée est représentée sur la Figure 24. Elle est constituée de deux fils conducteur en cuivre dont la section est égale à 2,5mm². La distance entre les axes des fils conducteurs est égale à 5mm. Chaque conducteur est entouré par une gaine interne d'une épaisseur égale à 1mm. L'ensemble est englobé par une gaine externe dont le diamètre est égal à 10mm. La longueur du câble est égale à 12 m. Nous avons choisi de faire varier l'angle de perte de la gaine externe car le champ y est beaucoup plus concentré que dans la gaine interne (voir Figure 24). Cette concentration est liée à la définition du maillage plus raffiné entre les deux conducteurs et la faible épaisseur de la gaine interne.

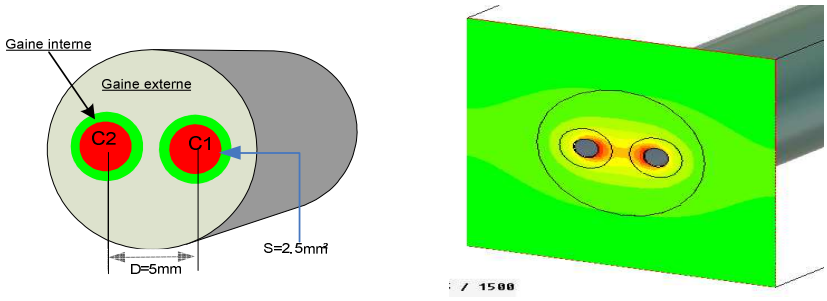


Figure 24.Structure simulée

3.4 Étude paramétrique sur la permittivité relative

Une ligne de transmission est caractérisée par sa résistance, son inductance, sa capacité et sa conductance linéiques. Ces paramètres définissent l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (câble électrique). La capacité linéique est fortement tributaire de la permittivité relative [32][33]. Cette impédance affecte le caractère fréquentiel du câble électrique. Nous avons donc simulé un câble de longueur égale à 12m précédemment décrit. Le ε_r de la gaine externe varie de 1,2 jusqu'à 3,8 avec un pas de 0,65 sachant que celui de la gaine interne reste égal à 2,6. Ces valeurs ont été sélectionnées pour pouvoir montrer de façon claire l'impact de cette variation sur la réponse fréquentielle du câble électrique. Les résultats de simulation sont représentés sur la Figure 25. Nous pouvons constater que les courbes obtenues oscillent entre un maxima et un minima. Cette oscillation est liée aux phénomènes de désadaptation d'impédance aux extrémités du câble. En effet, la longueur du câble (12m) et

celle des ondes d'excitation sont comparables. L'augmentation du ε_r de la gaine externe réduit l'écart fréquentiel entre deux minima ou deux maxima successifs. Par, conséquent leur nombre dans la bande de fréquence étudiée augmente. La variation du ε_r affecte l'amplitude des oscillations de la réponse fréquentielle du câble simulé. Celles-ci diminuent lorsque ε_r augmente. En revanche la tendance des courbes ne change pas en fonction de la fréquence.

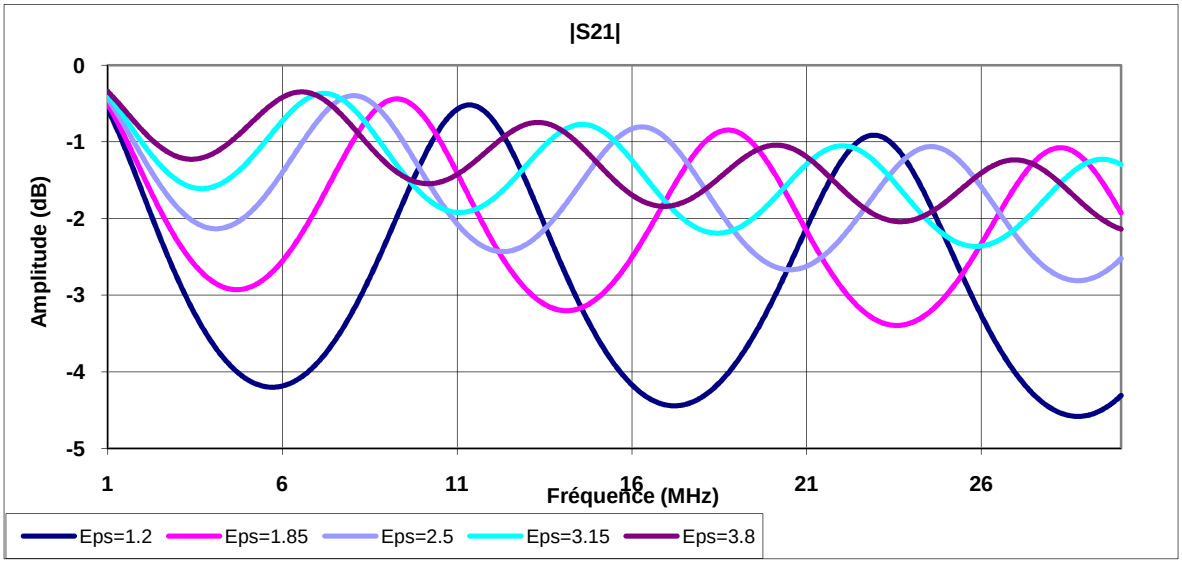


Figure 25. Impact de la permittivité électrique sur la réponse fréquentielle du câble électrique

La Figure 26 montre la variation de l'impédance caractéristique du câble en fonction de la permittivité relative de la gaine externe. Le résultat obtenu montre que l'impédance décroit en fonction de ε_r Cette décroissance augmente le nombre de maxima et de minima observés précédemment sur la réponse fréquentielle du câble électrique et diminue leur amplitude.

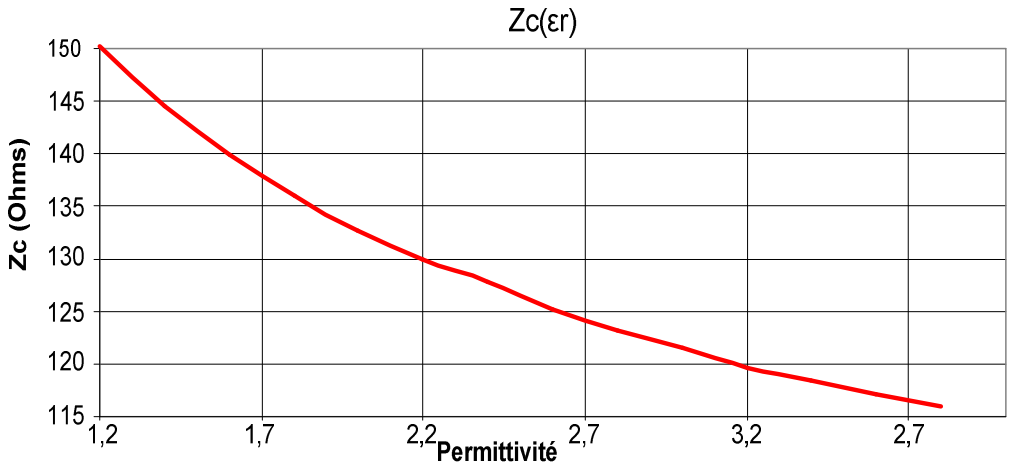


Figure 26. Impact de la permittivité électrique sur l'impédance caractéristique du câble électrique

3.5 Étude paramétrique sur l'angle de perte

Afin d'étudier l'effet de la variation de l'angle de perte tan(δ) sur la réponse fréquentielle d'un câble, nous avons conservé le câble considéré jusqu'ici. La permittivité de la gaine interne est fixée à 3,4 et celle de la gaine externe à 2,6. Les valeurs considérées pour l'angle de perte varient entre 0,001 et 0,04 avec un pas de 0,01 pour la gaine externe. L'angle de perte de la gaine interne est pris nul.

Les résultats des simulations sont représentés sur la Figure 27. Pour mieux distinguer l'effet de l'angle de perte, nous avons représenté sur la Figure 28 les deux cas extrêmes. Nous pouvons constater un écart de 0,1 dB à 2 MHz et de 0,8 dB à 25 MHz. L'effet de l'angle de perte est plus visible en haut de la bande étudiée. Ceci est dû à la relation linéaire entre la conductance modélisant les pertes diélectriques et la fréquence [33]. Par ailleurs, nous remarquons que les fréquences à lesquelles apparaissent les maxima et les minima sont inchangées. Cependant, l'écart crête à crête de l'amplitude de la réponse fréquentielle du câble diminue en fonction de l'angle de perte.

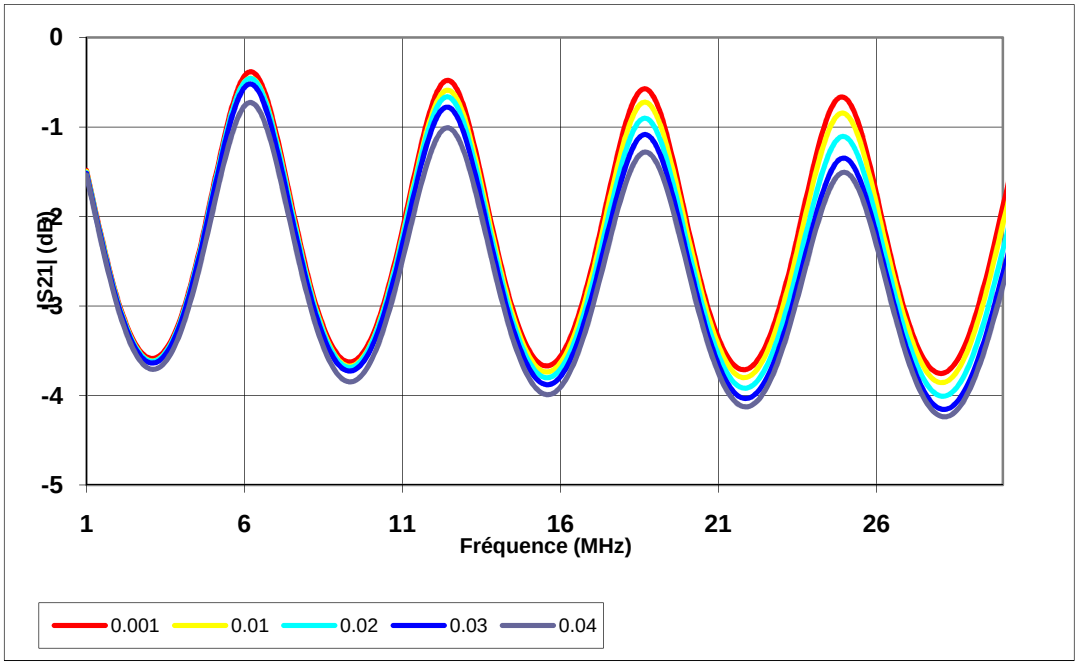


Figure 27. Impact de l'angle de perte sur la réponse fréquentielle d'un câble électrique

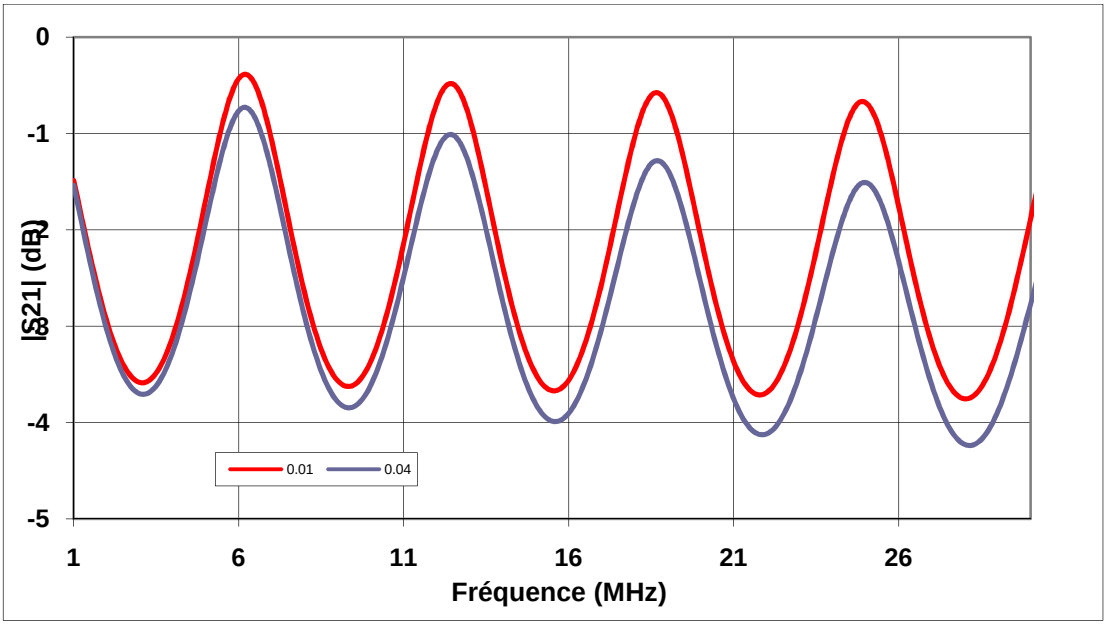


Figure 28. Impact de l'angle de perte sur la réponse fréquentielle du câble électrique

3.6 Conclusion

Cette étude paramétrique montre que la permittivité relative de la gaine du câble électrique affecte le nombre d'oscillations et l'amplitude crête à crête de sa réponse fréquentielle. Sa tendance est impactée par la valeur de l'angle de perte. La connaissance de ces phénomènes nous permet d'envisager la calibration du modèle 3D qui nous renseignera sur les valeurs des paramètres technologiques pour la suite de l'étude. La comparaison entre la mesure et la simulation du câble considéré est représenté sur la Figure 29 (pour un ε_r=3,15 et tan(δ)=0,02). Nous constatons que les deux courbes sont presque superposées. Nous en déduisons que la permittivité de la gaine du câble électrique testé est égale à 3,15 et que son angle de perte vaut presque 0,02. Ces valeurs seront utilisées dans la suite dans notre étude, notamment pour le calcul des paramètres du modèle déterministe qui fera l'objet de la partie suivante.

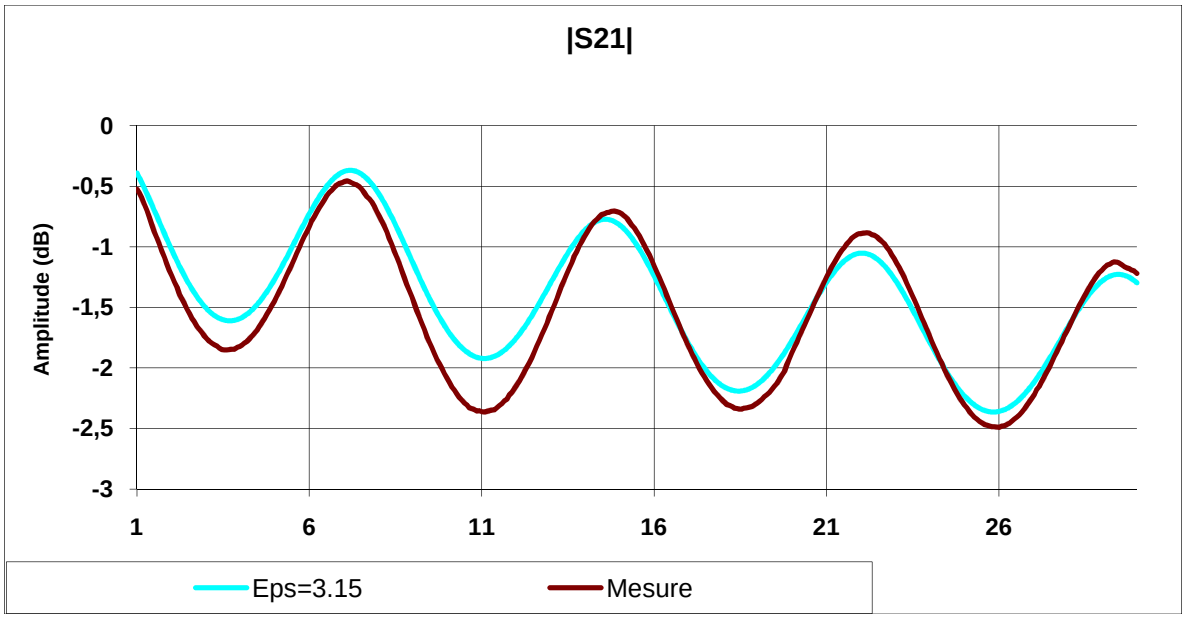


Figure 29. Comparaison entre simulation et mesure-câble de 12m

4 Modélisation d'un réseau électrique à l'aide d'un logiciel de type circuit

4.1 Paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission

Lors d'une transmission dans un réseau « *Indoor* », les modems CPL utilisent la phase et le neutre comme support de transmission. Le signal utile se propage en mode différentiel, ce qui nous amène à considérer dans un premier temps le câble électrique comme une ligne de transmission bifilaire homogène sous l'hypothèse que la longueur d'onde est négligeable devant celle de du câble. Son comportement vis-à-vis des signaux CPL est décrit par la théorie des lignes de transmission [34] basée sur les équations des télégraphistes. Ce sont des équations différentielles partielles. Leurs solutions décrivent la variation du courant et de la tension en fonction du temps et de l'espace (le long de la ligne). Afin d'établir ces équations, nous considérons un tronçon de ligne de longueur d, compris entre x et x+dx, composé d'éléments longitudinaux *R.dx* et *L.dx*, et d'éléments transversaux *C.dx* et *G.dx*. Les tensions et les courants sont respectivement *V(x)* et *I(x)* à l'entrée, et *V(x+dx)* et *I((x+dx)* en sortie. En appliquant la loi des mailles, nous obtenons la variation du courant et de la tension en fonction de l'espace (voir Équation 10).

$$\begin{cases} \dfrac{\partial V}{\partial x} = -\left(\bar{Z}\right)\cdot I(x) \\ \dfrac{\partial I}{\partial x} = -\left(\bar{Y}\right)\cdot V(x) \end{cases}$$

Équation 10

Où :

$$\begin{aligned} \bar{Z} &= (R + jL\omega) \\ \bar{Y} &= (G + jC\omega) \end{aligned}$$

Équation 11

En dérivant la première équation et en remplaçant $\partial I/\partial x$ et $\partial V/\partial x$ par l'expression correspondante, nous obtenons les équations des télégraphistes (Équation 10).

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 V}{\partial x^2} = \bar{\gamma}^2 \cdot V(x) \\ \dfrac{\partial^2 I}{\partial x^2} = \bar{\gamma}^2 \cdot I(x) \end{cases}$$

Équation 12

Où :

$$\bar{\gamma}^2 = \bar{Z}\cdot\bar{Y} = (R + jL\omega)\cdot(G + jC\omega)$$

Équation 13

Selon la théorie des lignes de transmission, le câble électrique se caractérise d'une façon directe par ses paramètres primaires ou linéiques R, L, C et G (voir Figure 30) ou par ses paramètres secondaires Zc (impédance caractéristique) et γ (coefficient de propagation) qui sont fonction des éléments R, L, C et G.

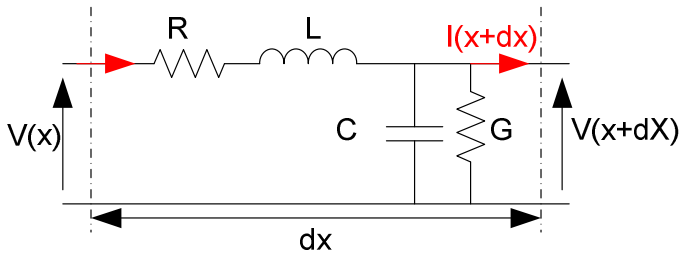


Figure 30. Modèle infinitésimale d'une ligne bifilaire

4.1.1 Paramètres primaires :

Les éléments linéiques de la ligne dépendent de la géométrie des conducteurs (rayon des conducteurs et distance entre eux) ainsi que des paramètres technologiques (matériaux constituant les conducteurs et le type d'isolant utilisé). Explicitons chacun d'eux :

- La résistance linéique R des fils conducteurs constituant la ligne de transmission s'exprime en (Ω/m). Elle est principalement engendrée par l'effet de peau et de proximité des fils conducteurs. Par conséquent, elle varie en fonction de l'épaisseur de peau décrite par l'Équation 14.

$$e = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \qquad \text{Équation 14}$$

Où μ et σ sont respectivement la perméabilité et la conductivité du matériau conducteur. La résistance linéique est généralement exprimée par l'Équation 15.

$$R = \rho \frac{1}{\pi \left[r^2 - (r-e)^2 \right]} \qquad \text{Équation 15}$$

Où r est le rayon du conducteur.

- L'inductance linéique L s'exprime en H/m. Elle se subdivise en deux parties :
  - La première est liée au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs, nommée inductance interne L_{int}. L'expression analytique de cette dernière est établie à partir de l'expression du champ magnétique dans un conducteur cylindrique en utilisant le théorème d'Ampère [35]. Considérant l'énergie magnétique emmagasinée dans le conducteur sous l'hypothèse que le courant est uniformément réparti dans le conducteur, on montre que :

$$L_{int} = \frac{2\mu_0 \mu_r}{8\pi} \qquad \text{Équation 16}$$

Où μ_r est la perméabilité relative du matériau conducteur.

L'effet de peau et l'effet de proximité rendent cette hypothèse non applicable pour des signaux hautes fréquences. Cependant, l'inductance interne est souvent estimée en utilisant la formule empirique présentée dans [36] et qui prend en considération l'effet de peau et l'effet de proximité (voir Équation 17).

$$L_{int} = \frac{\mu_0}{8\pi} \frac{10^{-3}}{r\sqrt{\left(1 - \left(\frac{2r}{D}\right)^2\right)}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma f}} \qquad \text{Équation 17}$$

- La deuxième partie de l'inductance totale d'une ligne de transmission est engendrée par le champ magnétique existant entre les conducteurs. Elle est souvent nommée inductance externe. L'application du théorème d'Ampère et les expressions des champs magnétiques permettent d'obtenir l'expression de L_{ext} comme suit :

$$L_{ext} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left[\frac{D}{2r}\sqrt{1+\left(\frac{2r}{D}\right)^2}\right]$$ Équation 18

L'inductance totale d'une ligne de transmission est égale à la somme de L_{int} et L_{ext} soit:

$$L = L_{int} + L_{ext}$$ Équation 19

- La capacité linéique C est exprimée en F/m. Elle dépend de la permittivité de l'isolant utilisé. Son expression est établie en appliquant le théorème de Gauss appliqué sur la surface cylindrique des deux conducteurs et l'expression de la charge électrique en fonction de la tension [36] nous donne la capacité. Nous obtenons :

$$C = \frac{\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{ln\left[\frac{D-r}{r}\right]}$$ Équation 20

- La conductance linéique s'exprime en S/m. Elle représente les pertes dans l'isolant, dues à son imperfection. Elle s'exprime en fonction de l'angle de perte, de la capacité et de la fréquence comme suit :

$$G = 2\pi f \cdot C \cdot tan(\delta) = 2\pi f \cdot C \cdot tan\left(\frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'}\right)$$ Équation 21

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' + j\varepsilon_r''$$ Équation 22

Où ε_r est la permittivité relative complexe.

Il est important de noter que la permittivité peut dépendre de la fréquence pour un milieu dispersif. Nous rappelons que dans le cadre de cette étude, le milieu de propagation est supposé non dispersif.

4.1.2 Paramètres secondaires

Le câble électrique peut être caractérisé par ses paramètres secondaires qui sont l'impédance caractéristique Z_c et le coefficient de propagation γ. Ces paramètres s'expriment en fonction des paramètres primaires R, L, C et G par :

$$\overline{Z}_c = \sqrt{\frac{(R + jL\omega)}{(G + jC\omega)}}$$ Équation 23

$$\bar{\gamma} = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}$$ Équation 24

La théorie des lignes de transmission est aussi utilisée afin de modéliser un câble multiconducteur. Dans ce cas, les paramètres primaires et secondaires sont exprimés sous forme matricielle [37][38].

Nous allons nous intéresser à la modélisation d'un réseau électrique en utilisant l'approche déterministe. Cette méthode sera détaillée dans la suite de l'étude.

4.2 Approche déterministe de l'étude d'un réseau électrique

4.2.1 Principe et application sur un réseau électrique simple

L'approche déterministe considère la ligne de transmission bifilaire comme un quadripôle (voir Figure 31**)** caractérisé par sa matrice chaîne ou matrice de transmission (encore appelée matrice ABCD). Ainsi, un réseau électrique est représenté par une succession de quadripôles mis en cascade ou en parallèle selon la topologie du réseau. La matrice chaîne exprime les grandeurs électriques de sortie à savoir la tension et le courant du quadripôle en fonction de celles d'entrée. Cette relation est exprimée par l'Équation 25.

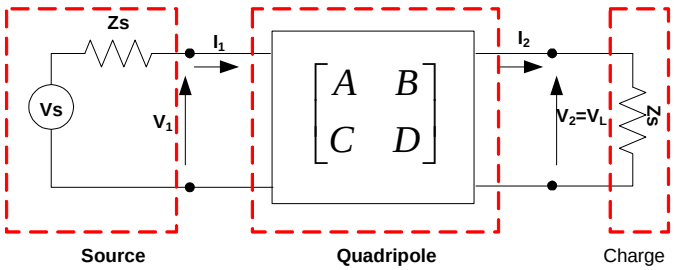


Figure 31. Quadripôle modèle d'une ligne de transmission

$$\begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} = [T_f] \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix}$$ Équation 25

Les coefficients A, B, C et D sont fonction de la fréquence. Ils représentent les caractéristiques électriques du réseau étudié et sont définis comme suit :

$$\bar{A} = \left.\frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2}\right|_{\bar{I}_2=0} \quad \bar{B} = \left.\frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_2}\right|_{\bar{V}_2=0} \quad \bar{C} = \left.\frac{\bar{I}_1}{\bar{V}_2}\right|_{\bar{I}_2=0} \quad \bar{C} = \left.\frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2}\right|_{\bar{V}_2=0}$$ Équation 26

La fonction de transfert du réseau électrique (ligne+source+charge) modélisé par sa matrice chaîne n'est autre que le rapport de la tension aux bornes de la charge sur la force

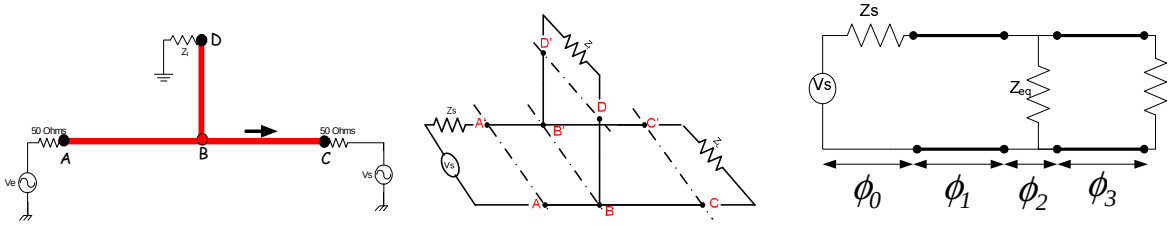
électromotrice de la source (f.e.m). Elle s'exprime en fonction des paramètres chaîne de la ligne bifilaire et des impédances mises en jeu par l'Équation 27.

$$\overline{H}(f) = \frac{V_2}{V_s} = \frac{V_2}{V_1}\frac{V_1}{V_s} = \frac{\overline{Z}_L}{\overline{A}\overline{Z}_L + \overline{B} + \overline{C}\overline{Z}_L\overline{Z}_s + \overline{D}\overline{Z}_s} \qquad \text{Équation 27}$$

La matrice chaîne d'une ligne de transmission bifilaire uniforme est présentée par l'Équation 28.

$$\begin{pmatrix} \overline{A} & \overline{B} \\ \overline{C} & \overline{D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\overline{\gamma} l) & \overline{Z}_c \sinh(\overline{\gamma} l) \\ \overline{Z}_c^{-1} \sinh(\overline{\gamma} l) & \cosh(\overline{\gamma} l) \end{pmatrix} \qquad \text{Équation 28}$$

Afin d'illustrer l'approche déterministe, considérons la structure simple en T du réseau électrique déjà abordée et représentée sur la Figure 32a. L'extrémité D est chargée par une impédance Z_t En considérant les conducteurs aller et retour, nous obtenons le schéma de la Figure 32b. Cette structure est constituée de trois branches et de trois éléments électriques.



a) **b)** **c)**

Figure 32. a) structure du réseau simple, b) considération des deux fils électrique, c) schéma électrique équivalent

Vu du plan BB', la ramification (BD) terminée par l'impédance Z_t et branchée en parallèle, peut être modélisée par une impédance entre BB' nommée Z_{eq}. C'est l'impédance Z_t dans le plan DD' ramenée au plan BB' et dont l'expression se calcule à l'aide de l'Équation 29.

$$Z_{eq} = Z_c \frac{Z_t + Z_c \tanh(\overline{\gamma} \cdot l)}{Z_c + Z_t \tanh(\overline{\gamma} \cdot l)} \qquad \text{Équation 29}$$

Sachant que Z_c et γ sont respectivement l'impédance caractéristique et le coefficient de propagation de la ligne de transmission de longueur ℓ, le nouveau schéma électrique équivalent de la ligne est celui de la Figure 32c. Chaque partie est représentée par sa matrice

chaîne élémentaire ϕ_0 , ϕ_1 , ϕ_2 , et ϕ_3 (voir respectivement l'Équation 30, l'Équation 31, l'Équation 32 et l'Équation 33).

$$\phi_0 = \begin{pmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 30}$$

$$\phi_1 = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma}\cdot l) & \bar{Z}_c \sinh(\bar{\gamma}\cdot l) \\ \bar{Z}_c^{-1} \sinh(\bar{\gamma}\cdot l) & \cosh(\bar{\gamma}\cdot l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 31}$$

$$\phi_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{\bar{Z}_{eq}} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 32}$$

$$\phi_3 = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma}\cdot l) & \bar{Z}_c \sinh(\bar{\gamma}\cdot l) \\ \bar{Z}_c^{-1} \sinh(\bar{\gamma}\cdot l) & \cosh(\bar{\gamma}\cdot l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 33}$$

La matrice chaîne globale du réseau électrique considéré entre les plans AA' et CC', n'est autre que le produit de toutes les matrices chaînes élémentaires (voir l'Équation 34).

$$\begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = (\phi_0 \times \phi_1 \times \phi_2 \times \phi_3) \begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \left(\prod_{i=0}^{3} \begin{pmatrix} \bar{A}_i & \bar{B}_i \\ \bar{C}_i & \bar{D}_i \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 34}$$

La fonction de transfert du réseau électrique entre les deux points d'accès A et C est calculée en utilisant l'Équation 27.

4.2.2 Généralisation à un réseau électrique complexe

L'approche déterministe est généralisée dans [39]. Cette démarche consiste à décomposer la structure d'un réseau électrique plus aux moins complexe constitué de M nœuds et de N branches en plusieurs sections et dérivations. Les sections correspondent aux tronçons de câble mis en série sur le chemin direct de propagation et les dérivations aux tronçons de câble branchés en parallèle. L'interconnexion des sections et des dérivations est effectuée au niveau d'un nœud. Ainsi, nous pouvons avoir N dérivations branchées au point M mais pas plus de deux sections connectées en un même nœud (voir Figure 33). Chaque section ou dérivation est caractérisée par son impédance caractéristique, son coefficient de propagation et sa longueur physique nommés respectivement $\bar{Z}_{ci}$, $\bar{\gamma}_i$, l_i ou $\bar{Z}_{dcij}$, $\bar{\gamma}_{dij}$, $\bar{d}_{ij}$. L'impédance de terminaison de la dérivation N, elle-même connectée au nœud M, est

nommée Z_{brMN} . Le réseau électrique est partitionné en plusieurs éléments simples (tronçon de ligne, impédance et nœud), chacun modélisé par sa matrice chaîne équivalente (voir Figure 34)

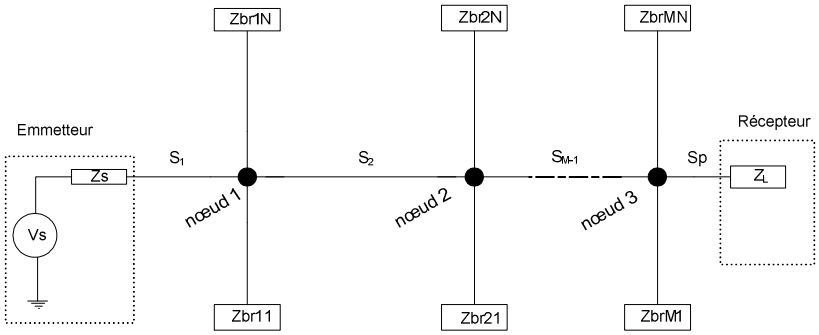


Figure 33. Réseau électrique avec M nœuds et N branches

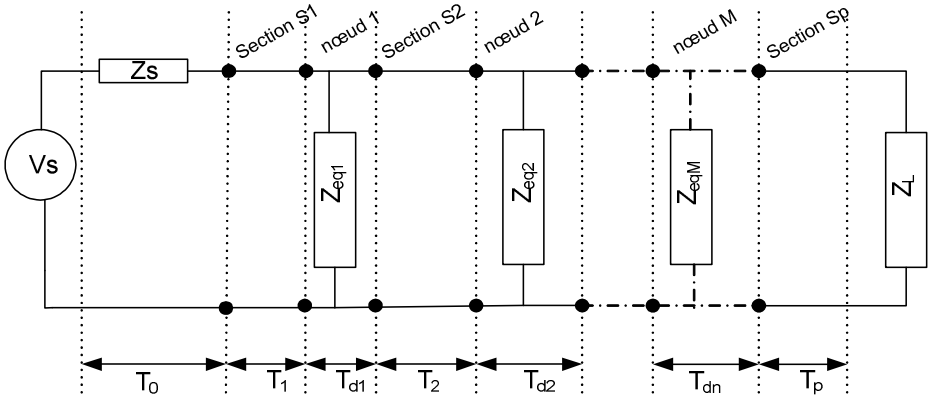


Figure 34. Schéma équivalent du réseau électrique à M nœuds et N branches

En partant du schéma simplifié nous pouvons calculer la matrice chaîne globale de la manière suivante :

$$T = T_0 \cdot \left[\prod_{i=1}^{p-1} T_i T_{di} \right] \cdot T_p = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \qquad \text{Équation 35}$$

T_0 représente la matrice propre de la source d'impédance interne Z_s égale à 50Ω. Elle est définie par :

$$T_0 = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{Équation 36}$$

T_p est la matrice chaîne de la section i et définie comme suit :

$$T_p = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Z_L} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$ Équation 37

T_i est la matrice chaîne de la section i, tronçon de ligne de longueur l_i caractérisé par sa constante de propagation γ_i et son impédance caractéristique $\overline{Z}_{c_i}$ .Elle est définie comme suit :

$$T_i = \begin{pmatrix} cosh(\overline{\gamma}_i l_i) & \overline{Z}_{c_i} sinh(\overline{\gamma}_i l_i) \\ \overline{Z}_{c_i}^{-1} sinh(\overline{\gamma}_i l_i) & cosh(\overline{\gamma}_i l_i) \end{pmatrix}$$ Équation 38

T_{di} est la matrice globale de N dérivations au nœud i. Elle est constituée de la mise en parallèle de toutes les impédances de terminaison $Z_{br_{ij}}$ ramenées au point de connexion de la dérivation au nœud i.

$$T_{di} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \sum_{j=1}^{N} \frac{1}{\overline{Z}_{eq_{ij}}} & 1 \end{pmatrix}$$ Équation 39

Sachant que N est le nombre de dérivations à chaque nœud i et que $Z_{eq_{ij}}$ est l'impédance ramenée $Z_{br_{ij}}$ (du bout de la dérivation j au nœud i), son expression est donnée par voir l'Équation 40.

$$\mathrm{Z}_{\mathrm{eq_{ij}}} = \overline{\mathrm{Z}}_{\mathrm{c_{ij}}} \frac{\overline{\mathrm{Z}}_{\mathrm{br_{ij}}} + \overline{\mathrm{Z}}_{\mathrm{c_{ij}}} \tanh(\overline{\gamma}_{\mathrm{dij}} \mathrm{d_{ij}})}{\overline{\mathrm{Z}}_{\mathrm{c_{ij}}} + \overline{\mathrm{Z}}_{\mathrm{br_{ij}}} \tanh(\overline{\gamma}_{\mathrm{dij}} \mathrm{d_{ij}})}$$ Équation 40

Finalement, de la matrice chaîne globale nous pouvons déduire la fonction de transfert sous la forme générale :

$$H(f) = \frac{\overline{V}_L}{\overline{V}_s} = \frac{\overline{Z}_L}{\overline{T}_{11}\overline{Z}_L + \overline{T}_{12} + \overline{T}_{21}\overline{Z}_s\overline{Z}_L + \overline{T}_{22}\overline{Z}_s}$$ Équation 41

4.2.3 Validation expérimentale sur un réseau électrique simple

Nous avons cherché à valider l'approche déterministe sur réseau électrique simple constitué de deux tronçons de 15m et d'une dérivation de 14m terminée soit par un circuit-ouvert soit par une résistance égale à 33Ω (voir Figure 35). Ces mêmes configurations ont été

reproduites expérimentalement sur le banc de test CPL du LAN (Laboratoire des Applications Numériques). Le câble électrique utilisé est de type PVC 3G 2,5mm². La méthode de mesure adoptée ainsi que le banc CPL seront décrits dans la partie caractérisation expérimentale. Pour le calcul de la fonction de transfert, le coefficient de propagation $\bar{\gamma}$ et l'impédance caractéristique $\bar{Z}_c$ ont été calculés à partir des paramètres primaires R, L, C et G en utilisant l'Équation 23 et l'Équation 24. Ces paramètres ont préalablement été calculés en appliquant les expressions des paramètres linéiques en fonction des caractéristiques géométriques et technologiques (Équation 15, Équation 19, Équation 20, Équation 21). Il est important de noter que dans ce modèle la capacité est supposée constante en fonction de la fréquence et que l'effet de peau agit seulement sur la résistance et l'inductance interne. Les paramètres technologiques utilisés sont supposés constants en fonction de la fréquence et quelle que soit la direction de propagation (milieu isotrope et non dispersif). Ils sont résumés dans le Tableau 6. Leurs valeurs ont été déterminées précédemment à l'aide de la simulation 3D afin de s'approcher le plus possible de la mesure.

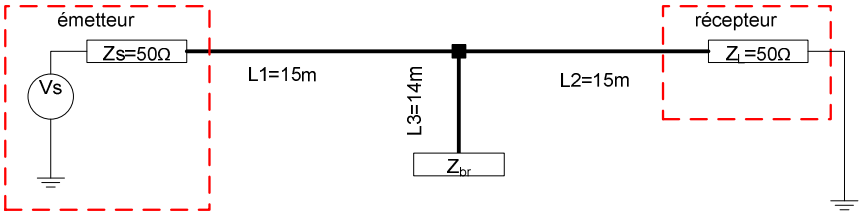


Figure 35. Réseau électrique simple avec une seule dérivation

Tableau 6. Paramètres géométrique et technologique du câble

r (mm)	D (mm)	σ (S/m)	Tan(δ)	ε_r
0,89	5	5,45 1E8	0,02	3,15

Les valeurs des paramètres R, L, C et G pour 1m à 1MHz sont récapitulées dans le Tableau *7*.

Tableau 7. Valeurs des paramètres R, L, C et G calculés à 1MHz

R	16mΩ/m
L	220nH/m
C	57pF/m
G	10µS/m

La Figure 36 représente l'amplitude des fonctions de transfert mesurée et simulée, lorsque la dérivation est terminée par un circuit-ouvert. Nous constatons l'apparition de

plusieurs évanouissements spectraux sur les deux résultats. Ceux-ci sont provoqués par le raccordement de la dérivation terminée en circuit-ouvert. Cette dérivation agit comme un filtre coupe bande. Elle se comporte comme un court-circuit au point de raccordement aux fréquences des évanouissements spectraux et réfléchit l'onde incidente au niveau du nœud vers la source. En dehors de ces fréquences, son impédance est infinie et l'onde incidente est transmise à la charge [40]. Par ailleurs, la mesure confirme bien la simulation dans la bande 1MHz-30MHz avec une légère différence en amplitude et en fréquence dans la bande 16MHz-30MHz.

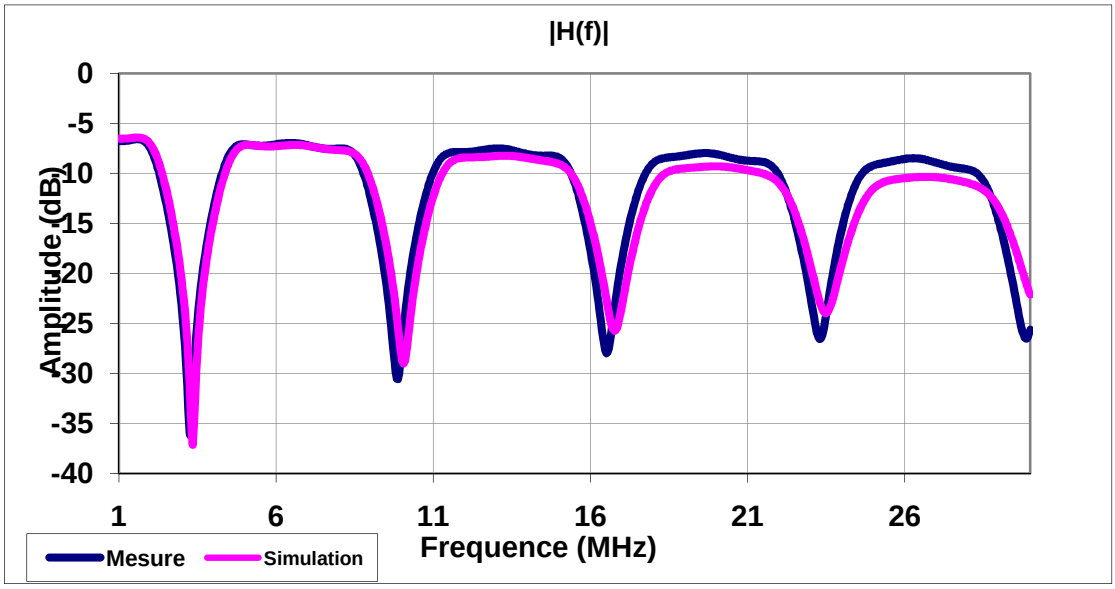


Figure 36. Module de la fonction de transfert-dérivation terminée par circuit-ouvert

Les résultats de simulation et de mesure de la phase sont présentés sur la Figure 37. Nous pouvons constater l'apparition de changements de phase brutaux engendrés par l'impédance de la dérivation terminée en circuit-ouvert. Le raccordement de la résistance de 33 Ω à la terminaison de la branche minimise l’amplitude des évanouissements spectraux et les changements brusques de phase (voir Figure 38 et Figure 39).

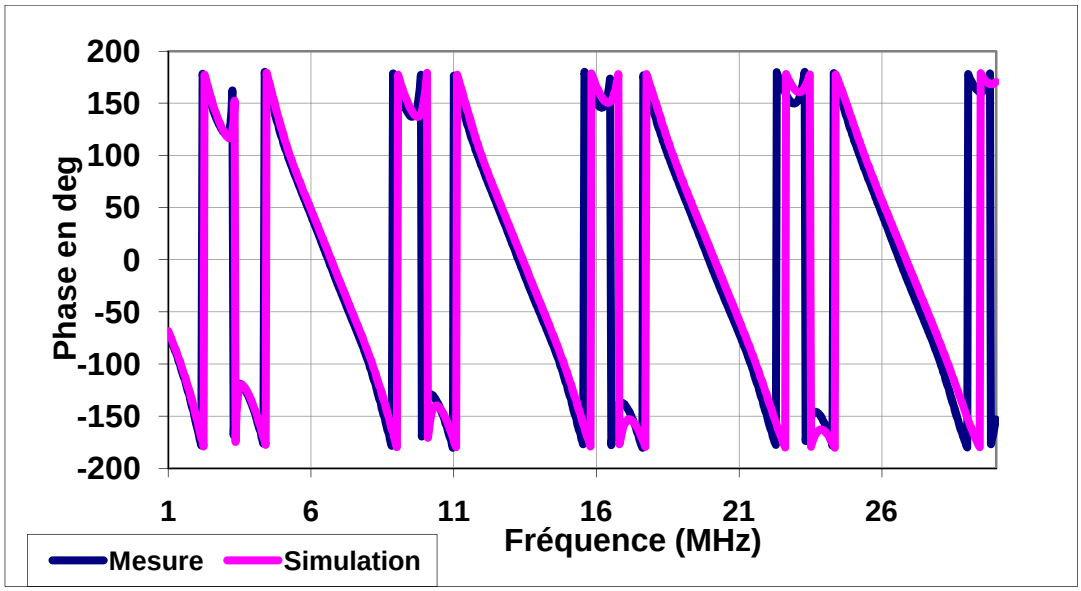


Figure 37. Phase de la fonction de transfert-dérivation en circuit-ouvert

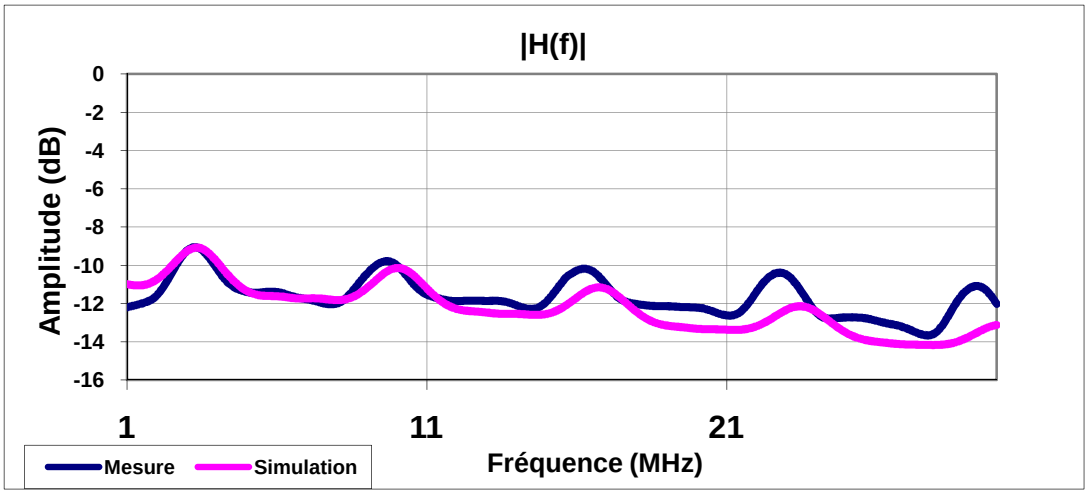


Figure 38. Module de la fonction de transfert-dérivation fermée sur 33Ω

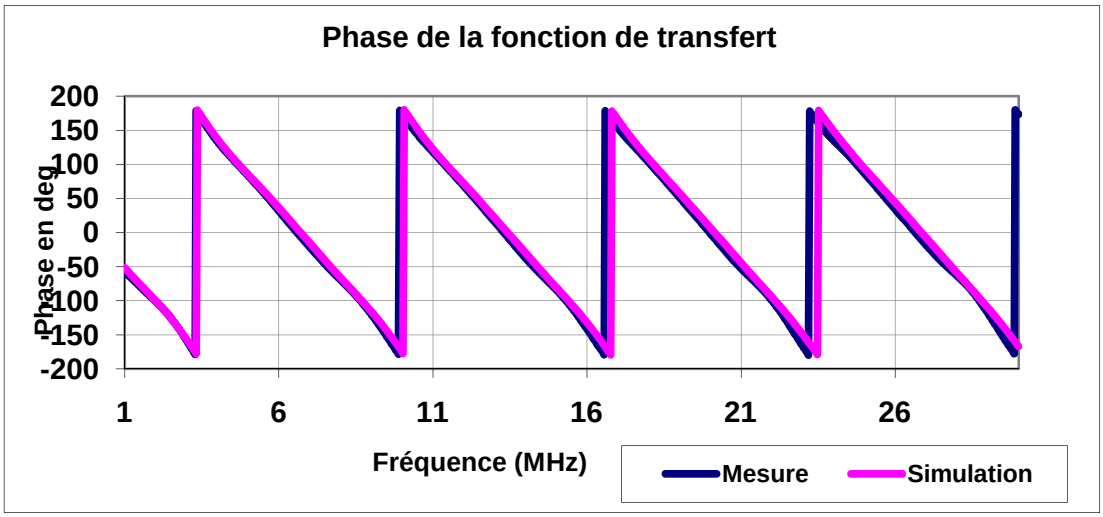


Figure 39. Phase de la fonction de transfert-dérivation dérivation fermée sur 33Ω

Le branchement d’une résistance à la terminaison de la dérivation améliore la réponse fréquentielle en module et en phase du réseau électrique. L’approche déterministe donne des résultats très proches des mesures. Cependant, son application reste difficile pour un réseau électrique de structure plus complexe. Dans la suite de notre étude nous allons nous focaliser sur un autre type de modélisation de câble électrique appelée approche circuit. Cette méthode est utilisée dans le domaine de la compatibilité électromagnétique [41].

4.3 Approche circuit de la modélisation d'un réseau électrique

4.3.1 Introduction

Cette partie est consacrée à la modélisation d'un câble puis d'un réseau électrique en utilisant un simulateur de type circuit comme SPICE. 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 SPICE. Cette méthode est aussi basée sur la théorie des lignes de transmission. Le câble électrique est considéré comme une ligne de transmission modélisée par un bloc composé des quatre paramètres primaires linéiques intégrés au simulateur SPICE en utilisant des scripts SPICE. La modélisation du comportement fréquentiel du réseau électrique nécessite un modèle pour les câbles électriques ainsi que des modèles pour les différents éléments branchés au réseau électrique. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la modélisation du câble électrique puis à celle des appareils domestiques caractérisés par leur impédance, mesurée selon un protocole qui sera décrit par la suite.

La modélisation SPICE consiste à réaliser des scripts SPICE afin de décrire le comportement fréquentiel d’une longueur élémentaire du câble électrique. Pour simuler une longueur "l", il suffit de charger le "bloc modèle" de la librairie SPICE et introduire la longueur désirée en mètres. Le bloc modèle permet aussi de changer les valeurs des paramètres linéiques via un accès rapide sans modification des scripts correspondants.

Dans un premier temps, les paramètres primaires sont considérés constants en fonction de la fréquence et les pertes diélectriques sont ignorées. Ainsi nous parlerons d'un modèle circuit R, L, C et G constants. Une évolution est apportée à ce modèle afin de tenir compte de la dépendance fréquentielle de la résistance et de la conductance. Ce modèle SPICE R(f), L, C, G(f) sera validé par des simulations 3D du câble électrique puis sur un réseau électrique en intégrant les impédances des appareils domestiques. Nous présenterons des méthodes d’extraction des valeurs des éléments R(f), L(f), C(f) et G(f) en fonction de la fréquence à

partir des mesures. La prise en compte de ces paramètres primaires, fonction de la fréquence, dans une approche circuit sera développée à partir des résultats de la littérature [42] [43]. Cette méthode sera aussi validée par la mesure. Enfin, nous présenterons notre nouvelle approche circuit nommée approche polynomiale.

4.3.2 Modèle circuit à l'aide d'un quadripôle en Γ avec R, L, C et G constants

Cette modélisation consiste à représenter une longueur élémentaire de 1m de câble électrique par ses paramètres primaires. Leurs valeurs sont estimées à partir des formules analytiques issues de la théorie des lignes de transmission (cf. 4.1.1). L'effet de proximité et l'effet de peau sont ignorés dans ce type de modèle.

L'inductance et la capacité linéiques d'un câble électrique de type 3G 2,5 mm² valent respectivement 580nH et 48pF (pour r=0,89mm, D=5mm, ε_r =3,15 et tan(δ)=0,02). Les valeurs de ces paramètres ont été déterminées par l'étude paramétrique précédemment présentée (cf. 3.4). La résistance linéique dans ce cas de figure est fixée à 0,28 Ω (cette valeur a été calculée pour f=30MHz) et nous avons choisi de la considérer constante sur toute la bande de fréquence étudiée. De même, la conductance est fixée à 90µS. Le modèle sera validé en utilisant le logiciel de simulation 3D CST-STUDIO.

Dans le modèle 3D, nous considérons le matériau de la gaine non dispersif (l'angle de perte est constant en fonction de la fréquence). Aussi, dans ce modèle, l'effet de peau est pris en compte. Par conséquent, la résistance linéique du câble varie en fonction de la fréquence contrairement au modèle SPICE où elle est considérée constante (R=0,28Ω).

La Figure 40 présente les deux résultats de simulation pour un câble de 12m. Nous pouvons remarquer que les deux réponses fréquentielles ont presque le même nombre d'oscillations et une atténuation variant avec la fréquence. L'écart entre chaque courbe est en moyenne de 2dB pour les minima et 0,5 dB pour les maxima. D'après les courbes de tendance des deux résultats, nous pouvons constater en moyenne 1,5 dB d'écart entre les deux courbes. De plus, nous constatons aussi un léger décalage en fréquence à partir de 11MHz. Cette différence est due aux hypothèses faites dans la modélisation SPICE qui consiste à supposer que les paramètres primaires R, L, C et G constants en fonction de la fréquence.

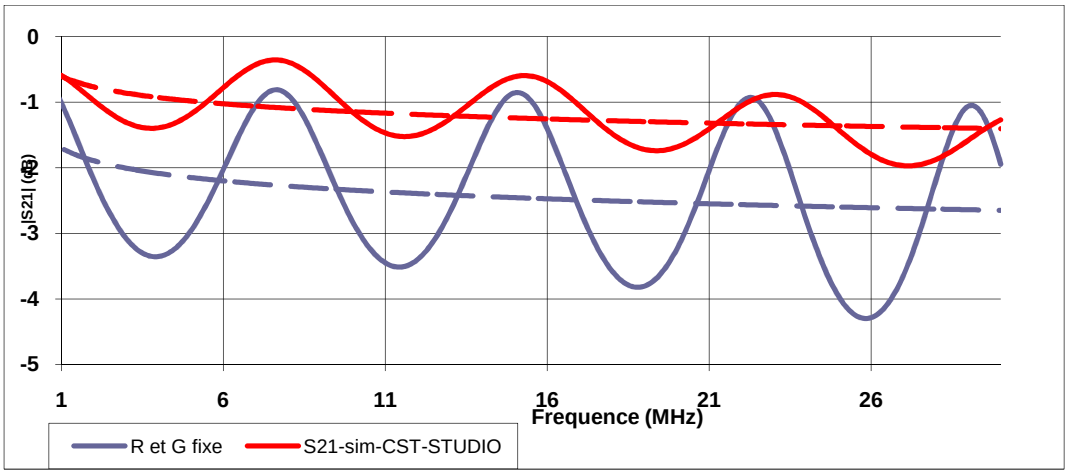


Figure 40. Validation du modèle SPICE R, L, C et G-fixes

Le modèle circuit en gamma avec R, L, C et G constants ne reproduit pas exactement le comportement fréquentiel d'une simple longueur de câble électrique. L'amélioration de ce modèle nécessite la prise en compte de la dépendance fréquentielle de R et de G. Ce modèle fera objet de la partie suivante de notre étude.

4.3.3 Modèle circuit à l'aide d'un quadripôle en Γ avec R et G variables

La résistance et la conductance d'un câble électrique variant en fonction de la fréquence, le modèle où R, L, C et G sont constants ne reflète pas le comportement réel du câble. R et G sont définis analytiquement pour chaque fréquence en utilisant respectivement l'Équation 15 et l'Équation 21. Pour améliorer notre modèle, les deux éléments linéiques sont introduits dans l'outil de simulation circuit sous forme d'impédances variables par un fichier où leurs expressions analytiques sont appliquées.

La Figure 41 présente la nouvelle réponse fréquentielle du câble de 12m simulé à l'aide du logiciel circuit SPICE. Nous pouvons comparer la réponse fréquentielle du modèle où R, L, C et G sont constants (noté modèle R, L, C et G) et celle du modèle R, L, C et G où R et G sont variables en fonction de la fréquence (noté modèle R(f), L, C et G(f)). Nous observons une légère différence de 0,3dB entre les deux courbes en terme d'atténuation entre 1MHz et 16MHz. Cette différence s'annule à partir de 14MHz. Cela est dû au fait que le modèle R(f), L, C, G(f) converge vers le modèle R, L, C, G en hautes fréquences car les valeurs de R et G pour le modèle à paramètres constants ont été calculées à 30MHz.

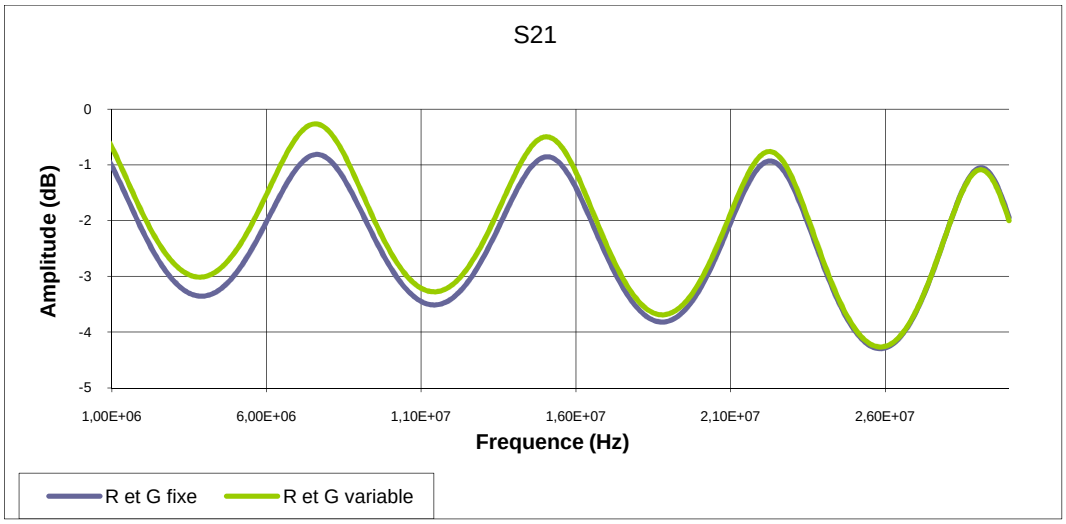


Figure 41. Modèle R, L, C et G (R & G variables)

Ce modèle reproduit approximativement le comportement fréquentiel du câble électrique. En revanche, il ne prend pas en compte les variations des paramètres primaires en fonction de la fréquence. La prise en compte de cet effet sur L et C permettra l'amélioration du modèle SPICE. L'évaluation expérimentale de la dépendance fréquentielle des paramètres primaires R, L, C et G fait l'objet de la suite de notre étude.

4.4 Approche circuit nécessitant l'extraction des paramètres

4.4.1 Introduction

Cette partie porte sur l'extraction des paramètres primaires d'un câble électrique en fonction de la fréquence à partir de mesures. Un modèle SPICE est ensuite réalisé en utilisant les résultats obtenus. Ce modèle est par la suite utilisé afin de simuler un réseau électrique. Nous présenterons dans ce paragraphe l'approche circuit présentée dans [42] et dans [43]. Par la suite dans le paragraphe 4.5, nous proposerons une approche SPICE nommée approche polynomiale

Plusieurs études ont été menées sur la prise en compte de la variation fréquentielle des paramètres primaires et leur modélisation électrique. Une approche circuit basée sur la théorie des lignes de transmission a été présentée dans [44][45][46], modélise la variation de la résistance linéique en fonction de la fréquence par un circuit électrique composé d'inductances et de résistances dont les valeurs sont déterminées par une expression analytique. Une approche circuit complète a été présentée dans [42][43]. Elle consiste à extraire chaque paramètre à partir de mesures effectuées sur le câble à modéliser. Ainsi un modèle électrique est attribué à chaque élément R, L, C et G (voir Figure 42). Cette approche permet la

simulation temporelle et fréquentielle. En revanche, la précision du modèle dépend du nombre d'éléments électriques pris en considération et nécessite l'utilisation d'un logiciel (type APLAC) afin d'optimiser les valeurs de chaque composant.

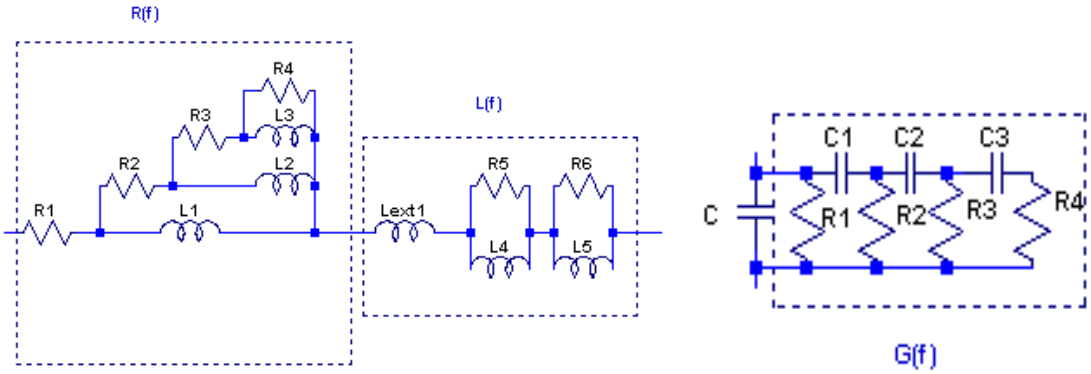


Figure 42. Modèle circuit de R, de L, de C et de G

4.4.2 Extraction des paramètres primaires à partir de la mesure

Il existe deux méthodes d'extraction des paramètres primaires en fonction de la fréquence à partir des mesures. La première est proposée dans [47] et elle consiste à mesurer la matrice S d'une longueur élémentaire du câble électrique à modéliser. La deuxième est présentée dans [48] et est basée sur la mesure de l'impédance du câble électrique en court-circuit et en circuit-ouvert.

4.4.2.1 Extraction à l'aide des paramètres S

Le câble électrique à deux conducteurs est vu comme un quadripôle et caractérisé par sa matrice S de dimension 2×2 (voir Figure 43). Cette matrice S est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau avec une impédance de référence égale à 50Ω. Une étape de calibration du banc de test de type « Two-Path-to-Port » est nécessaire afin de compenser les erreurs systématiques engendrées par l'analyseur et les différentes connectiques utilisées.

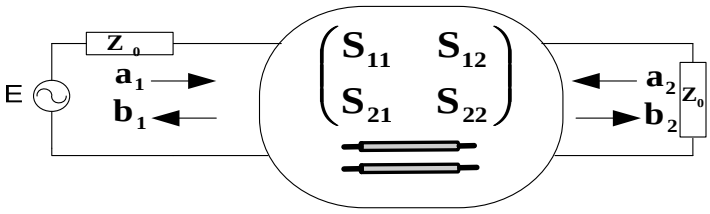


Figure 43. Modèle quadripôle

La matrice S, d'une longueur d'un câble électrique est exprimée en fonction de ces caractéristiques en utilisant la théorie des lignes de transmission [47] (voir l'Équation 42).

$$[\bar{S}] = \frac{1}{D_s}\begin{pmatrix} (Z_c^2 - Z_0^2)\sinh(\bar{\gamma}\cdot\ell) & 2\bar{Z}_c\,\bar{Z}_0 \\ 2\bar{Z}_c\,\bar{Z}_0 & (\bar{Z}_c^2 - \bar{Z}_0^2)\sinh(\bar{\gamma}\cdot\ell) \end{pmatrix}$$ Équation 42

Où $\bar{D}_s = 2\bar{Z}_c Z_0 \cosh(\bar{\gamma}\cdot l) + (\bar{Z}_c^2 + Z_0^2)\sinh(\bar{\gamma}\cdot l)$, et Z_c, γ, l sont respectivement l'impédance caractéristique, le coefficient de propagation et la longueur du câble mesuré.

L'impédance caractéristique et le coefficient de propagation sont exprimés en fonction des paramètres S (Équation 43 et Équation 44).

$$\bar{\gamma}(\omega) = \frac{1}{l}\cosh^{-1}\left(\frac{1 - \bar{S}_{11}^2 + \bar{S}_{21}^2}{2\bar{S}_{21}}\right)$$ Équation 43

$$\bar{Z}_c(\omega) = Z_0\sqrt{\left(\frac{(1+\bar{S}_{11})^2 - \bar{S}_{21}^2}{(1-\bar{S}_{11})^2 - \bar{S}_{21}^2}\right)}$$ Équation 44

Une fois $\bar{Z}_c$ et $\bar{\gamma}$ obtenus, les paramètres R, L, C et G sont déduits en utilisant les équations suivantes :

$$R(\omega) = Réel\{\bar{Z}_c(\omega)\cdot\bar{\gamma}(\omega)\} = Réel(R + jL\omega)$$ Équation 45

$$L(\omega) = \frac{Im\,ag\{\bar{Z}_c(\omega)\cdot\bar{\gamma}(\omega)\}}{\omega} = \frac{Im\,ag(R + jL\omega)}{\omega}$$ Équation 46

$$G(\omega) = Réel\left\{\frac{\bar{\gamma}(\omega)}{\bar{Z}_c(\omega)}\right\} = Réel(G + jC\omega)$$ Équation 47

$$C(\omega) = Im\,ag\left\{\frac{\bar{\gamma}(\omega)}{\omega\cdot\bar{Z}_c(\omega)}\right\} = \frac{Im\,ag(G + jC\omega)}{\omega}$$ Équation 48

Les paramètres R, L, C et G obtenus modélisent un mètre de câble électrique selon le schéma quadripôle non symétrique représenté sur la Figure 30. La mesure des paramètres S est réalisée sur 1m de câble dans la bande 1MHz-50MHz en se basant sur la bande passante du modèle SPICE R, L, C et G précédemment présenté. Cette approche est très sensible aux changements de phase des paramètres S utilisés dans les calculs (voir Figure 44). Pour éviter les changements de phase il faudra choisir une longueur plus courte qu'un mètre.

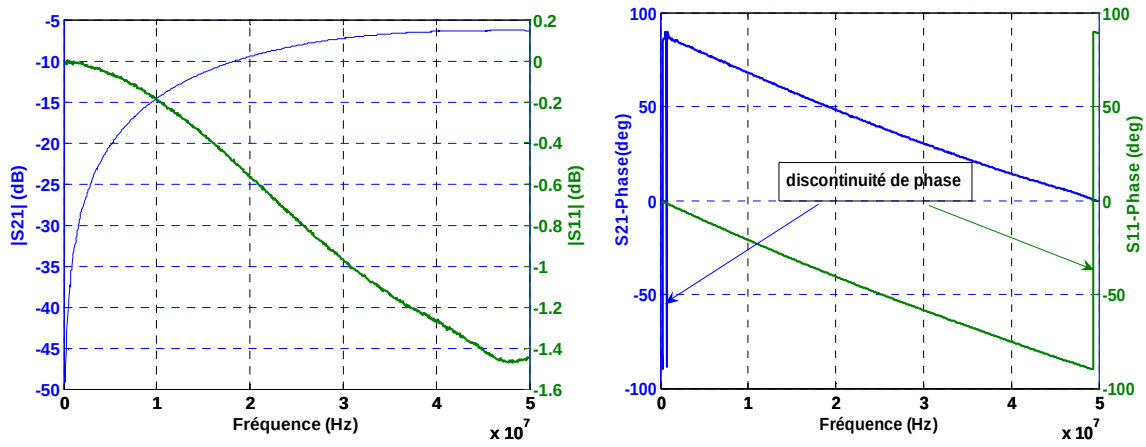


Figure 44. Paramètres S d'un câble de 1m

4.4.2.2 Extraction à l'aide des mesures d'impédance en circuit-ouvert et en court-circuit

Cette autre approche permet d'extraire les paramètres R, L, C et G en fonction de la fréquence d'un câble à partir de deux mesures d'impédance. Le tronçon de câble électrique est considéré en court-circuit puis en circuit-ouvert. L'essai en court-circuit permet de déterminer l'évolution de R et de L (selon le modèle gamma, la capacité et la conductance sont court-circuitées). L'essai en circuit-ouvert permet de déterminer l'évolution de C et de G (en circuit-ouvert, il n'y a pas de circulation de courant). La Figure 45 montre l'impédance mesurée en court-circuit sur un tronçon de 9,5m de câble électrique dans la bande 1MHz-60MHz. Nous constatons que la première fréquence de résonance est égale à 5,56MHz. Cette valeur augmente lorsque la longueur du câble diminue. D'après la courbe de phase, l'impédance présente un comportement capacitif avant la résonance et inductif après la résonnance. Pour 0,25m de câble la première fréquence de résonance est en dehors de la bande étudiée.

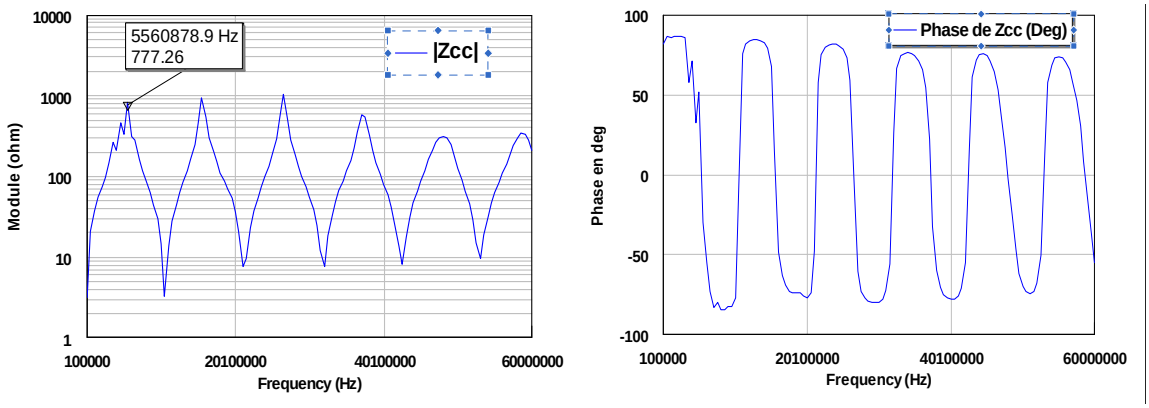


Figure 45. Impédance en court-circuit pour 9,5m de câble électrique

L'impédance caractéristique et le coefficient de propagation sont calculés à partir des expressions de l'impédance d'entrée d'une ligne bifilaire terminée soit par un court-circuit (voir l'Équation 49), soit par un circuit-ouvert (voir l'Équation 50)

$$\overline{Z}_{cc} = \lim_{Z_t \to 0} \left(Z_c \frac{\overline{Z}_t + \overline{Z}_c \tanh(\overline{\gamma} \cdot l)}{\overline{Z}_c + \overline{Z}_t \tanh(\overline{\gamma} \cdot l)} \right) = Z_c \tanh(\overline{\gamma} \cdot l) \qquad \text{Équation 49}$$

$$\overline{Z}_{co} = \lim_{Z_t \to \infty} \left(\overline{Z}_c \frac{\overline{Z}_t + \overline{Z}_c \tanh(\overline{\gamma} \cdot l)}{\overline{Z}_c + \overline{Z}_t \tanh(\overline{\gamma} \cdot l)} \right) = \frac{\overline{Z}_c}{\tanh(\overline{\gamma} \cdot l)} \qquad \text{Équation 50}$$

L'impédance caractéristique et le coefficient de propagation se déduisent de ces deux impédances Z_{cc} et Z_{co} par :

$$\overline{Z}_c = \sqrt{\overline{Z}_{cc} \cdot \overline{Z}_{co}} \qquad \text{Équation 51}$$

$$\overline{\gamma} = \frac{a\tanh\left(\sqrt{\frac{\overline{Z}_{cc}}{\overline{Z}_{co}}} \right)}{l} \qquad \text{Équation 52}$$

Les paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f) sont déterminés à partir des mêmes équations que l'approche paramètres [S] (Équation 45, Équation 46, Équation 47 et Équation 48)

Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 47. La courbe de R(f) et de L(f) représentent respectivement l'évolution de la résistance linéique et l'inductance linéique en fonction de la fréquence pour deux fils du câble électrique caractérisé, en l'occurrence un câble de type 3G-2,5mm². Pour obtenir la courbe de R(f) et la courbe de L(f) pour chaque brin, il faut diviser les valeurs obtenues par deux. Par ailleurs nous constatons d'après la figure que les courbes sont bruitées et particulièrement en bas de la bande fréquentielle étudiée dans le cas de L(f) et de C(f). Ce phénomène est dû à l'imperfection de la calibration de l'analyseur d'impédance et aux erreurs non compensées, engendrées par le connecteur BNC soudé aux deux fils du câble (voir Figure 46).

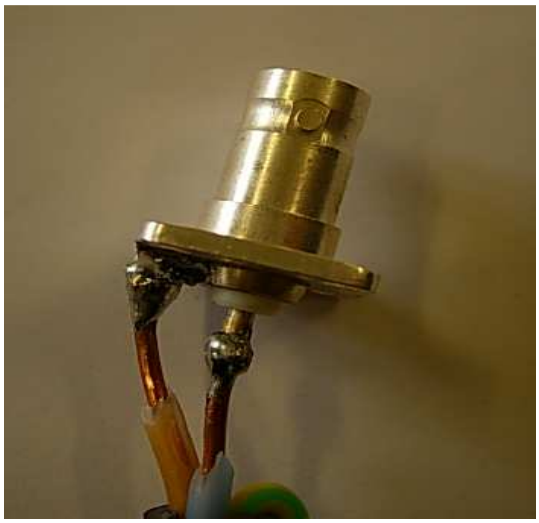


Figure 46. Câble soudé au connecteur BNC

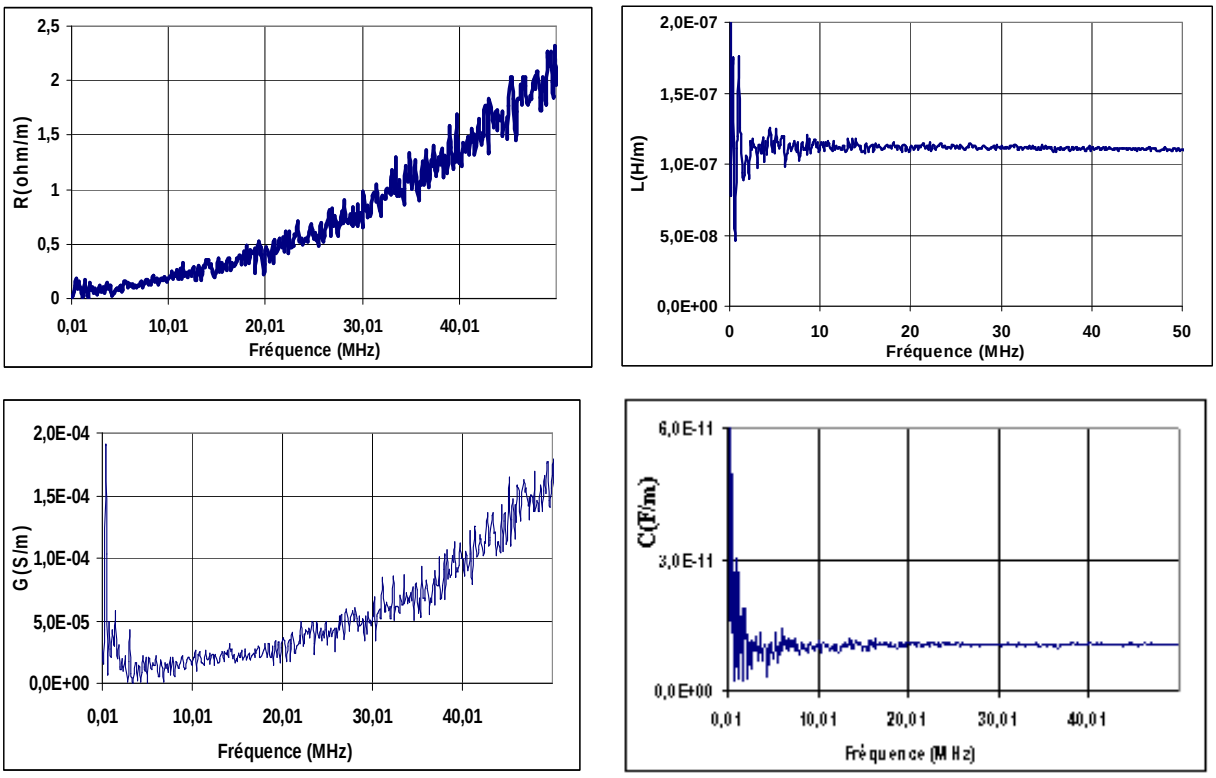


Figure 47. L'évolution des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f)

4.4.3 Modélisation des paramètres extraits par un circuit

Les éléments R(f), L(f), C(f) et G(f) sont ensuite modélisés par les circuits équivalents représentés dans la Figure 49. La résistance et l'inductance sont modélisées par des associations de circuits RL, la capacité et la conductance sont modélisées par des réseaux RC. Les valeurs des éléments de chaque circuit sont obtenues en utilisant le logiciel APLAC ou

CST-Design en utilisant une méthode d'optimisation manuelle ou les algorithmes génétiques intégrés aux deux logiciels. La première méthode est la plus simple et la plus rapide.

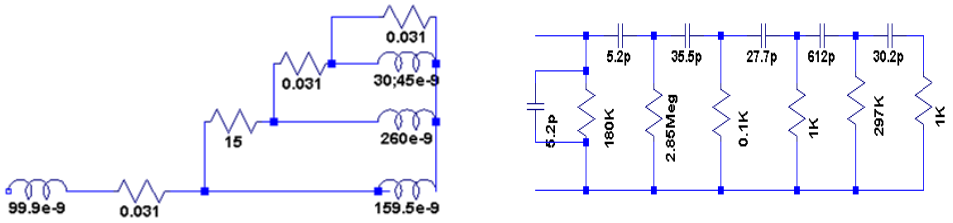


Figure 48. Modèle RL et RC

La Figure 49 et la Figure 50 représentent respectivement la comparaison entre la mesure et la simulation de la résistance et l'inductance linéiques dans la bande 10kHz-50MHz. La Figure 51 et la Figure 52 représentent respectivement la comparaison entre la mesure et la simulation de la capacité et la conductance dans la bande 10kHz-50MHz. Cette comparaison valide le modèle circuit des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f).

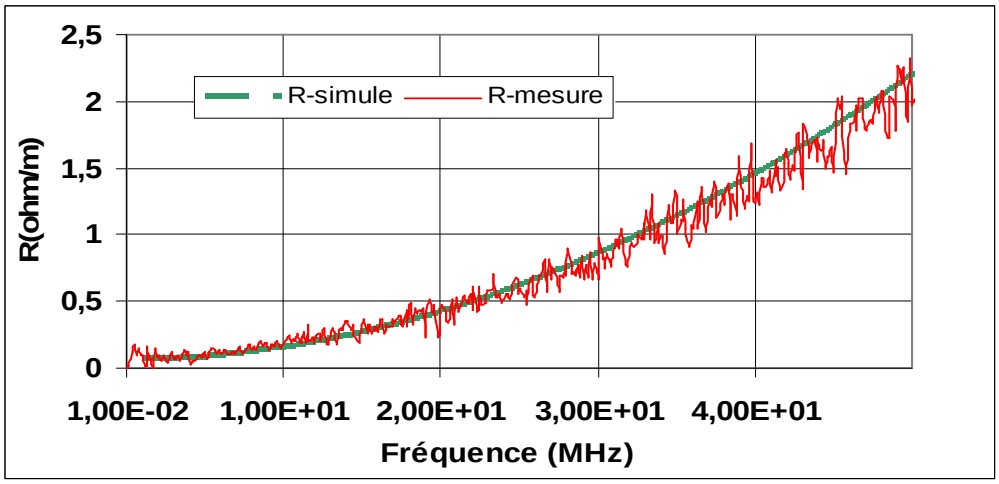


Figure 49. Comparaison entre R mesurée et simulée

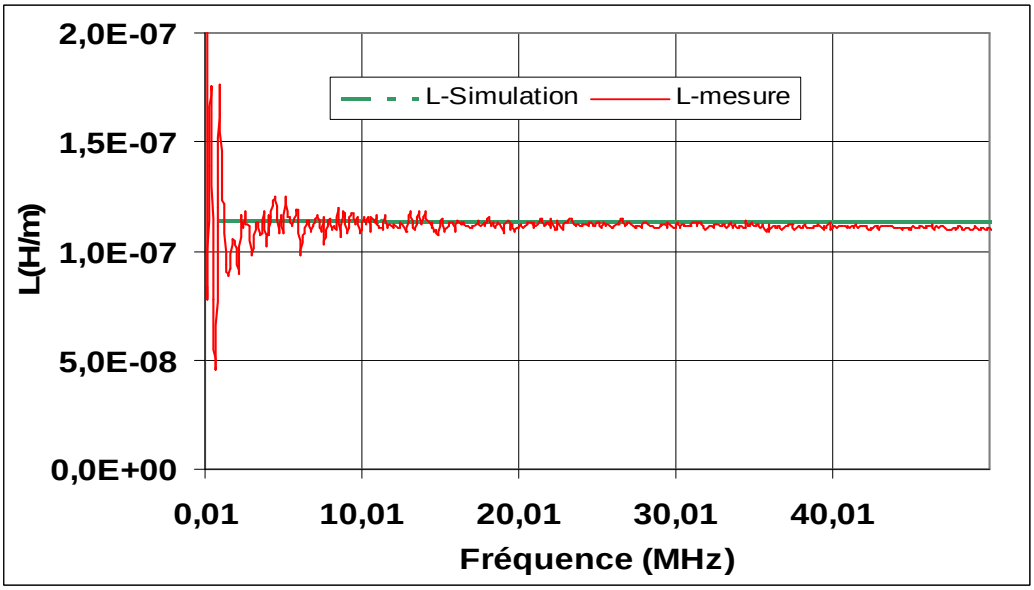


Figure 50. Comparaison entre L mesurée et simulée

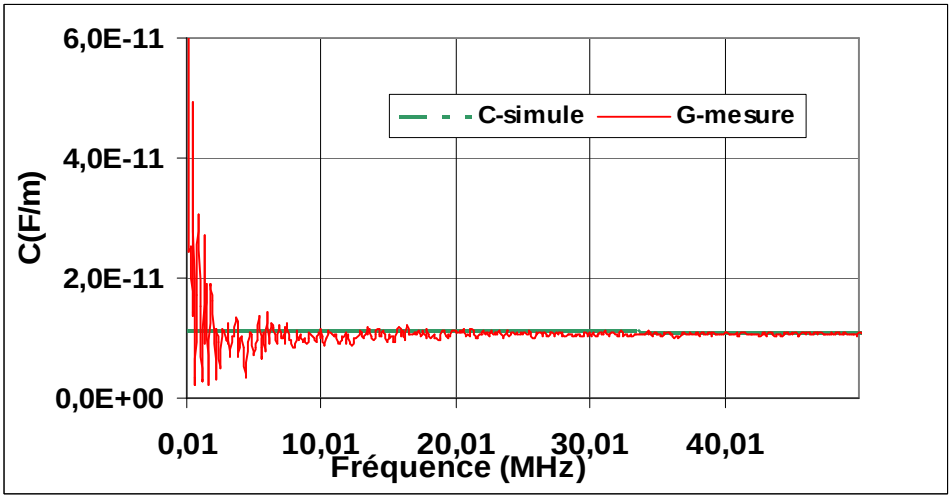


Figure 51. Comparaison entre C mesurée et simulée

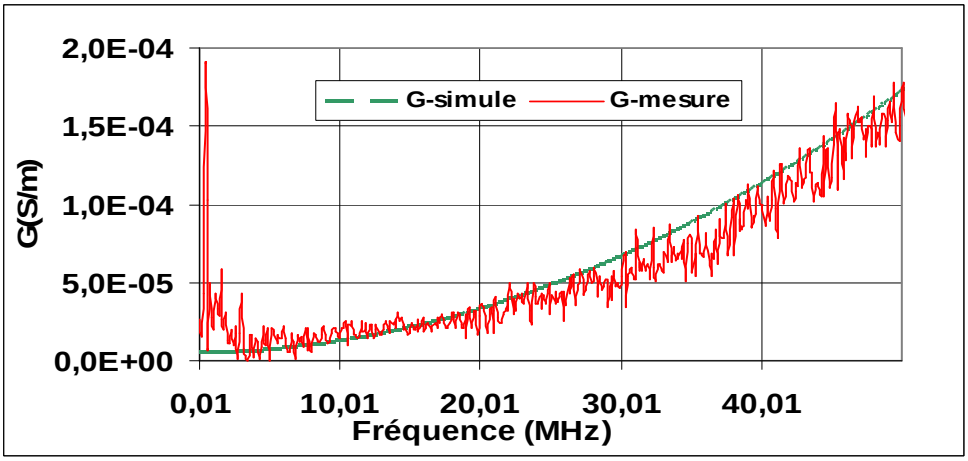


Figure 52. Comparaison entre G mesurée et simulée

La cellule élémentaire du câble électrique est représentée sur la Figure 53. Ce modèle est valable pour une longueur de 25cm dans la bande 10kHz-50MHz.

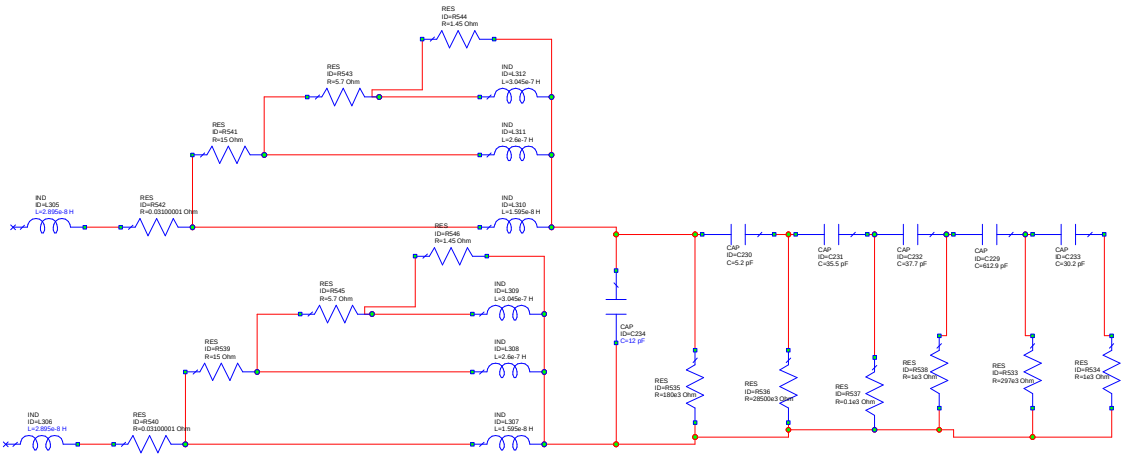


Figure 53. Modèle d'une cellule élémentaire de 25cm de câble bifilaire

4.4.4 Validation de l'approche circuit

Dans le but de valider le modèle dans le domaine fréquentiel, nous avons mesuré et simulé l'impédance vue entre la phase et le neutre en circuit-ouvert. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 54. Le faible écart entre la mesure et la simulation valide le modèle circuit dans la bande 10kHz-50MHz.

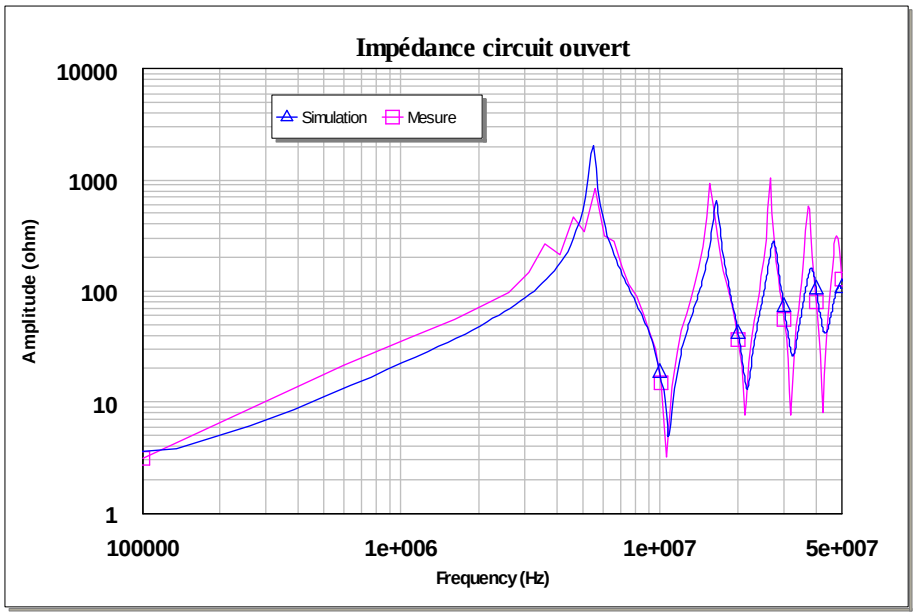


Figure 54. Validation de l'approche circuit

Nous avons utilisé l'approche circuit afin de modéliser un câble électrique comme une ligne bifilaire. L'effet du fil de terre a été ignoré. Toutefois, cette méthode a été présentée et utilisée dans [43] pour un modèle de câble multiconducteur.

L'avantage de cette approche circuit réside dans la possibilité de la modélisation du câble électrique dans le domaine temporel et fréquentiel. En revanche, la précision du modèle dépend du nombre d'éléments électriques pris en considération et nécessite l'utilisation du logiciel APLAC afin d'optimiser les valeurs de chaque composant. Par ailleurs le nombre de composants nécessaires augmente d'une manière exponentielle en fonction de la longueur du câble à modéliser. Pour un réseau électrique cette approche sera difficilement applicable.

Nous allons proposer un modèle SPICE qui se révélera plus simple sur des réseaux complexes. Il est basé sur un modèle polynomial permettant de prendre en considération la variation des paramètres linéiques du câble en fonction de la fréquence.

4.5 Modélisation de type circuit, avec quadripôle en T et par interpolation polynomiale des paramètres R(f), L(f), C(f) et G (f)

4.5.1 Principe de la méthode

L'objectif de cette approche et de pouvoir reproduire le comportement fréquentiel d'un câble électrique en utilisant un simulateur circuit de type SPICE. L'idée est de remplacer les nombreux composants permettant de modéliser le comportement en fréquence du câble par 4 éléments dont la caractéristique varie en fonction de la fréquence. A partir d'une mesure des paramètres S ou des impédances en circuit-ouvert et court-circuit réalisées sur une longueur élémentaire de câble et selon une structure de quadripôle choisie (en T à partir des paramètres S, en Γ à partir de Z_{cc} et Z_{co}), les paramètres R, L, C et G sont extraits fréquence par fréquence. Une forme polynomiale de chaque paramètre est obtenue par la méthode des moindres carrés. Chaque polynôme est par la suite intégré au simulateur de circuit en utilisant des scripts décrivant les sources de tension contrôlées.

Nous avons choisi le quadripôle en T représenté sur la Figure 55 pour sa structure symétrique. En revanche, l'extraction des éléments R, L, C et G à partir de des impédances en court-circuit et circuit-ouvert n'est pas facilement applicable à cause de la symétrie de la structure. Nous proposons une méthode d'extraction basée sur la mesure des paramètres S [49].

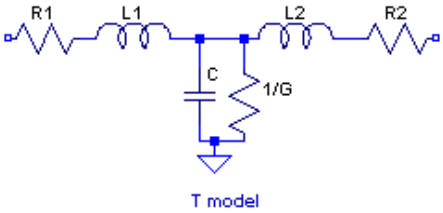


Figure 55. Modèle quadripôle en T

Cette approche est réalisée en trois étapes. La première consiste à mesurer la matrice S d'une longueur élémentaire du câble électrique. La deuxième repose sur l'extraction des éléments du modèle du quadripôle T et l'interpolation polynomiale de chacun en fonction de la fréquence. Enfin le modèle polynomial est intégré au simulateur circuit. Il est important de noter que dans le cas du modèle en T, les relations entre les paramètres linéiques et ceux du quadripôle sont : R1=R2=R/2 et L1=L2=L/2.

4.5.2 Mesure des paramètres S

La mesure de la matrice S est réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau Rhode & Schwartz ZVL30 sur une longueur de 25cm du câble électrique à modéliser dans la bande [100kHz-50MHz]. La Figure 56 représente les paramètres S obtenus. Nous observons des erreurs de mesure au début de la bande de fréquence dues à l'imperfection de la calibration du banc de mesure. Par conséquent, les courbes seront lissées avant exploitation des résultats. Par ailleurs, nous pouvons constater que la matrice S est symétrique (S_{21}=S_{21}) et (S_{11}=S_{22}), ce qui est tout à fait réaliste car le câble n'a pas de sens de fonctionnement privilégié.

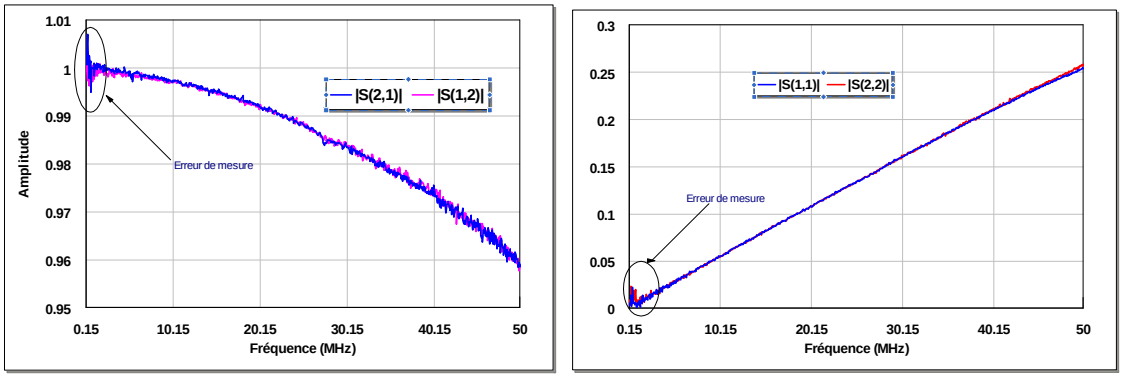


Figure 56. Paramètres S d'une longueur de 25cm

4.5.3 Détermination des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f)

Afin d'extraire les éléments R, L, C et G, la matrice S obtenue par la mesure est convertie en la matrice impédance Z correspondante en utilisant l'Équation 49.

$$\bar{Z} = \begin{pmatrix} 50\dfrac{(1+\bar{S}_{11})\cdot(1-\bar{S}_{22})+\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}}{(1-\bar{S}_{11})(1-\bar{S}_{22})-\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}} & \dfrac{2\cdot 50\cdot \bar{S}_{12}}{(1-\bar{S}_{11})(1-\bar{S}_{22})-\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}} \\ \dfrac{2\cdot 50\cdot \bar{S}_{21}}{(1-\bar{S}_{11})(1-\bar{S}_{22})-\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}} & 50\dfrac{(1+\bar{S}_{11})\cdot(1-\bar{S}_{22})+\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}}{(1-\bar{S}_{11})(1-\bar{S}_{22})-\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}} \end{pmatrix}$$ Équation 53

La matrice Z du quadripôle en T représenté sur la Figure 55 s'exprime analytiquement en fonction des éléments R, L, C et G par :

$$[Z]=\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} R_1+jL_1\omega+\dfrac{1}{G+jC\omega} & \dfrac{-1}{G+jC\omega} \\ \dfrac{-1}{G+jC\omega} & R_2+jL_2\omega+\dfrac{1}{G+jC\omega} \end{pmatrix}$$ Équation 54

En considérant les éléments de la matrice impédance dans l'Équation 54, on remarque que :

$$real(\bar{Z}_{11}+\bar{Z}_{12})=R_1$$ Équation 55

$$\frac{imag(\bar{Z}_{11}+\bar{Z}_{12})}{\omega}=L_1$$ Équation 56

$$real\left(\bar{Z}_{12}^{-1}\right)=G$$ Équation 57

$$\frac{-imag\left(\bar{Z}_{12}^{-1}\right)}{\omega}=C$$ Équation 58

Le quadripôle étant symétrique, nous avons R1=R2 et L1=L2. Les variations de R, L, G et C en fonction de la fréquence sont représentées sur la Figure 57. Nous constatons la présence d'oscillations importantes sur la courbe de L(f) et de C(f) au début de la bande. Elles sont engendrées par les erreurs de mesure en basses fréquences. Il est difficile de déterminer avec précision la cause de ces oscillations. Nous supposons qu'elles sont engendrées par l'imprécision de la calibration de l'analyseur de réseau. La mesure des paramètres S doit être réalisée à l'aide d'un deuxième analyseur de réseau afin de vérifier la validité de cette hypothèse.

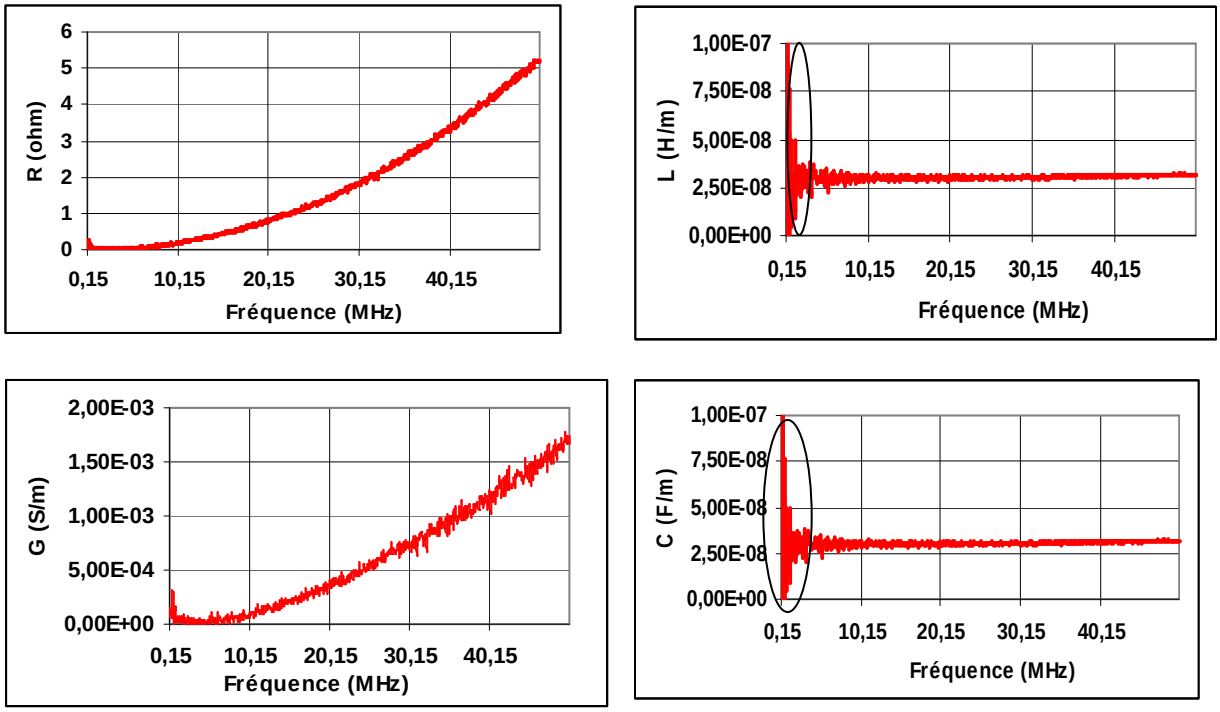


Figure 57. Variation des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f) extraits des paramètres S

4.5.4 Interpolation polynomiale

Cette étape consiste à attribuer à chaque paramètre primaire un polynôme décrivant son évolution en fonction de la fréquence. L'interpolation implémentée utilise la méthode des moindres carrés à l'aide du logiciel Matlab. L'évolution de la résistance et de la conductance sont exprimées par des polynômes du second degré (voir l'Équation 59 et l'Équation 62). Celle de l'inductance et de la capacité sont exprimées par un polynôme du premier degré (voir l'Équation 60 et Équation 61), décroissant pour C et croissant pour L en fonction de la fréquence.

$$R(f) = 2.10^{-15} \cdot f^2 - 8.10^{-9} \cdot f + 3{,}3.10^{-2} \qquad \text{Équation 59}$$

$$L(f) = 4.10^{-17} \cdot f + 3.10^{-8} \qquad \text{Équation 60}$$

$$C(f) = -8.10^{-20} \cdot f + 1.10^{-11} \qquad \text{Équation 61}$$

$$G(f) = 5.10^{-19} \cdot f^2 - 8.10^{-12} \cdot f + 2.10^{-5} \qquad \text{Équation 62}$$

La comparaison de l'évolution des éléments modélisés et de la mesure est présentée sur la Figure 58. Elle permet la validation de l'ensemble des polynômes obtenus.

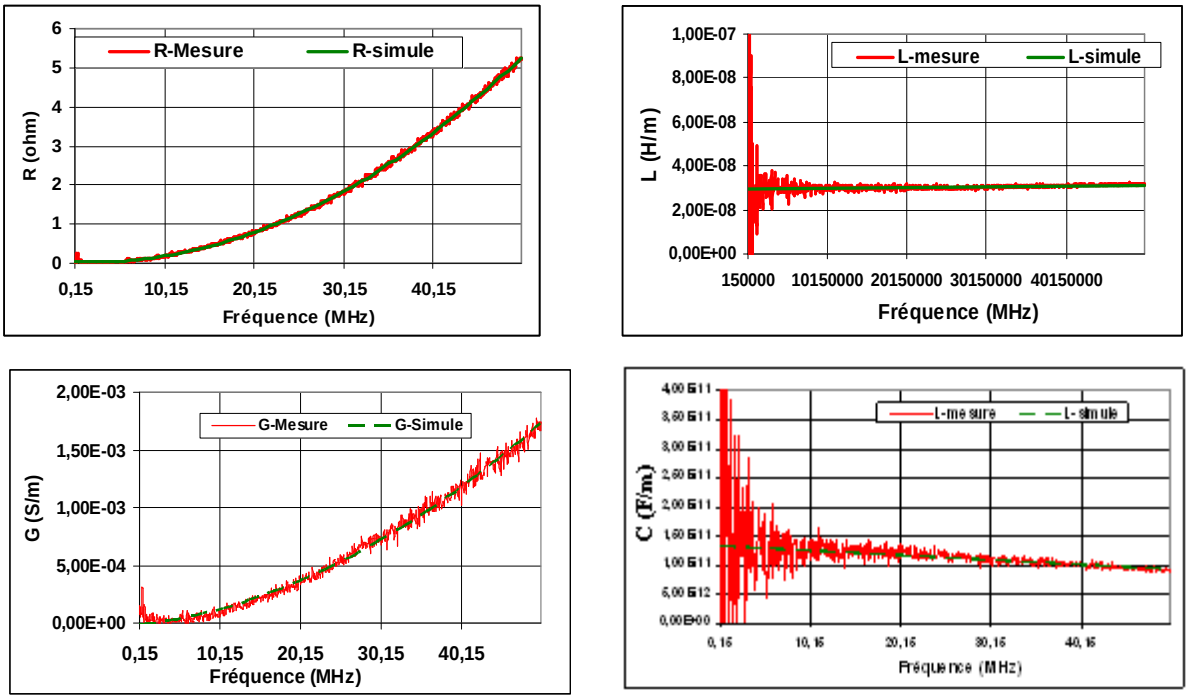


Figure 58. Modélisation polynomiale

4.5.5 Modèle polynomiale sous SPICE

Le modèle polynomial est intégré dans une librairie SPICE sous forme de scripts contenant les polynômes obtenus et décrivant le modèle électrique. Cette librairie est divisée en trois parties. La première partie décrit le circuit du quadripôle élémentaire en fonction des éléments électriques R, L, C et G. La deuxième contient le polynôme modèle de chaque paramètre primaire. La troisième partie contient la description de différentes longueurs de ligne.

La description du quadripôle en T sous forme de script est représentée sur la Figure 60. Le script peut être interprété comme suit :

- R1 est branchée entre le point 'In' et le point 1,
- L1 est branchée entre le point 1 et le point 2,
- C est branchée entre le point 2 et la masse,
- G est branchée entre le point 2 et la masse,
- L2 est branchée entre le point 2 et le point 3,
- R2 est branchée entre le point 3 et le point Out.

Les points In, 1, 2, 3, Out et GND sont représentés sur la Figure 59.

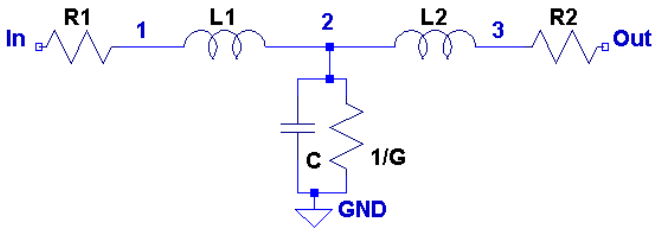


Figure 59. Points de liaison du quadripôle

Chaque paramètre de ce quadripôle pointe vers un autre script décrivant le polynôme correspondant. A titre d'exemple la résistance linéique R1 décrite par l'Équation 59 pointe vers le script appelé «RR freq_poly_T » (voir Figure 60).

```
*****Cellule élémentaire*****************************************
.Subckt ligne_RLCG_polynomiale_longueur_unit_T In Out Gnd
XR1 In 1 RR_freq_poly_T params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4}
XL1  1 2 L_freq_poly_T params: L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4}
XC  2 Gnd C_freq_poly_T params: C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4}
XRG 2 Gnd RG_poly_T params: C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
XR2 3 Out RR_freq_poly_T params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4}
XL2  2 3 L_freq_poly_T params: L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4}
.Ends ligne_RLCG_polynomiale_longueur_unit_T
```

Figure 60. Description du quadripôle

La Figure 61 représente le script contenant le polynôme de l'équation 59. Ce script peut être remplacé par le schéma représenté sur la Figure 62. Ce dernier est composé d'une résistance en série avec deux sources de tension. Le polynôme est interprété dans le script sous la forme d'une fonction de Laplace liée à une source de tension arbitraire B1. La source V1 sert à fournir une valeur de courant dans la branche, courant nécessaire à la source B1. V1 est mis à zéro pour ne pas influencer le circuit. Ainsi on reproduit la dépendance fréquentielle de la résistance linéique.

```
.subckt RR_freq_poly_T 1 2 params: R1=2e-23 R2=-7e-16 R3=2e-8 R4=-0.0014
R1 1 10 1u
V1 10 11 0
B1 11 2 V=I(V1) laplace=((R1*(s/(2*pi*sqrt(-1)))**3+R2*(s/(2*pi*sqrt(-1)))**2+
R3*(s/(2*pi*sqrt(-1)))+R4))
.ends RR_freq_poly
```

Figure 61. Script contenant le polynôme de la résistance

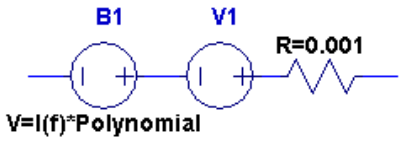


Figure 62. Source contrôlée associée à chaque polynôme

La troisième partie du script est constituée de plusieurs cellules élémentaires décrites par les deux scripts précédemment présentés. Cette étape consiste à mettre en cascade plusieurs cellules pour former une longueur donnée. Deux cellules de 0,25m pour une longueur de 0,5m et deux de 0,5m pour 1m (voir Figure 63).

```
.Subckt ligne_1/4_m In Out Gnd params: R1=-2e-25 R2=9e-17 R3=4e-9 R4=-0.003 L1=-3e-32 L2=3e-24 L3=-1e-16 L4=6e-8 C1=-1e-35 C2=1e-27 C3=-4e-20 C4=1e-11 delta=0.001
X1 In out Gnd ligne_RLCG_polynomiale_longueur params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
.Ends ligne_len025m_RLCpoly_Gfct2C_T

.Subckt ligne_1/2_m In Out Gnd params: R1=-2e-25 R2=9e-17 R3=4e-9 R4=-0.003 L1=-3e-32 L2=3e-24 L3=-1e-16 L4=6e-8 C1=-1e-35 C2=1e-27 C3=-4e-20 C4=1e-11 delta=0.001
X1 In mid1 Gnd ligne_1/4m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
X2 mid1 out Gnd ligne_1/4m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
.Ends ligne_1/2_m

.Subckt ligne_1_m In Out Gnd params: R1=2e-23 R2=-7e-16 R3=2e-8 R4=-0.0014 L1=-4e-32 L2=3e-23 L3=-6e-16 L4=230.47e-9 C1=-6e-36 C2=-7e-27 C3=-3e-20 C4=56.621e-12 delta=0.001
X1 In Out Gnd ligne_1/2_m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
X1 In Out Gnd ligne_1/2_m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
.Ends ligne_1_m
```

Figure 63. Mise en cascade des cellules élémentaires.

4.5.6 Validation expérimentale du modèle quadripôle en T

a) Validation sur une longueur de 1m

Le modèle quadripôle en T a été validé dans un premier temps sur une longueur d' 1m de câble électrique. La Figure 64 représente la comparaison des pertes d'insertion mesurées et simulées à partir de la mise en cascade de quatre cellules de 25cm. Nous constatons que le

modèle est valide dans la bande de fréquences 150kHz-50MHz avec une légère différence dans la bande de fréquences 45MHz-50MHz.

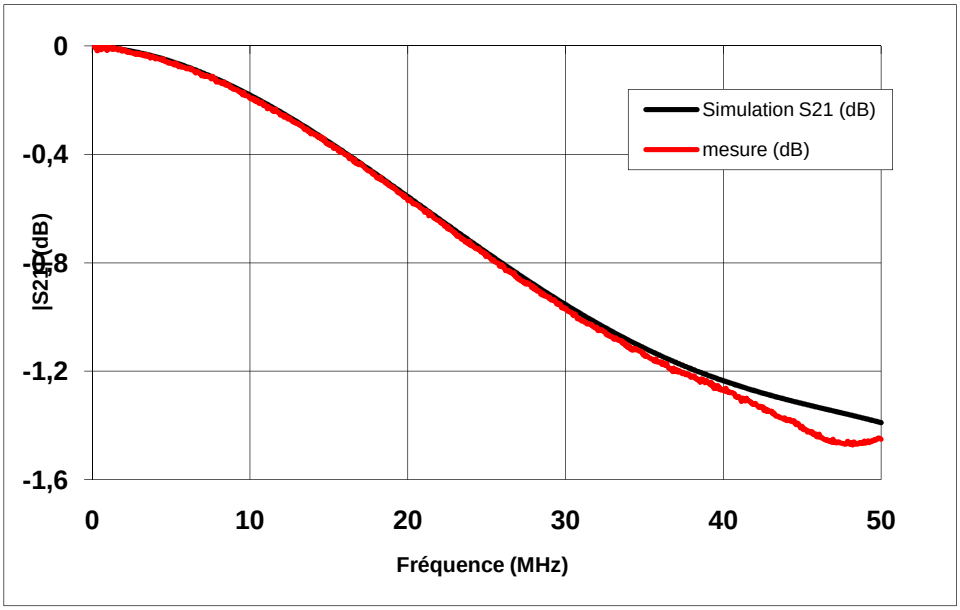


Figure 64. Pertes d'insertion simulées et mesurées sur 1m de câble électrique

b) Validation sur un réseau électrique

Dans un second temps, nous avons simulé et mesuré la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple avec une seule dérivation (voir Figure 65). L'émetteur et le récepteur sont situés respectivement aux points A et B. La dérivation est terminée au point D par un circuit-ouvert. Le réseau électrique a été caractérisé hors tension.et est réalisé en utilisant un câble de type 3G 2,5mm². La mesure a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau et deux coupleurs CPL entre le point B et le point A. L'utilisation de ces coupleurs permet de réaliser la mesure en mode différentiel. La comparaison entre la mesure et la simulation est représentée sur la Figure 66. Nous pouvons remarquer trois évanouissements spectraux, le premier à 9,25MHz, le deuxième à 28,1MHz et le troisième à 45MHz. Ce phénomène est principalement induit par une forte désadaptation d'impédance au point D (impédance infinie). Par ailleurs, le modèle polynomial reproduit assez bien le comportement fréquentiel du réseau électrique simple dans la bande 150kHz-43MHz avec un léger décalage fréquentiel. Cependant nous constatons un écart entre la mesure et la simulation dans la bande 44MHz-50MHz sur la fréquence d'évanouissement. Cette comparaison permet néanmoins de valider le modèle SPICE polynomial dans la bande 150kHz-43MHz.

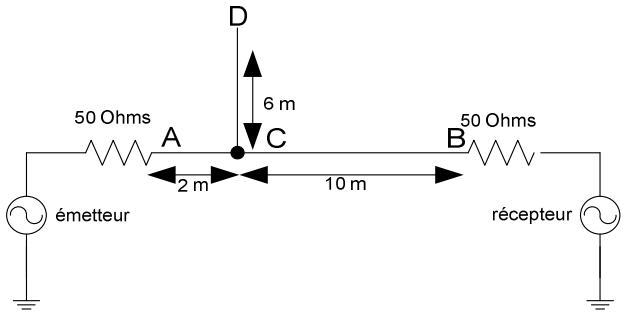


Figure 65. Réseau électrique simple-hors tension

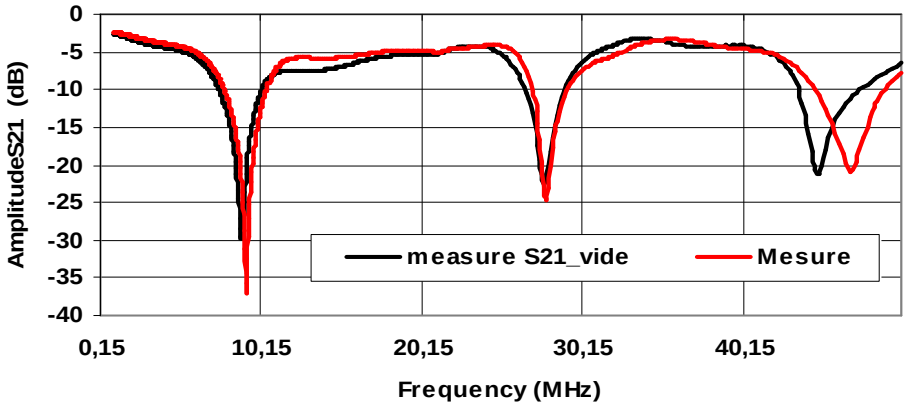


Figure 66. Comparaison du coefficient S_{21} simulateur-mesure

4.5.7 Les limites du modèle proposé

Le câble est modélisé par une mise en cascade de quadripôles en T qui peuvent interagir les uns avec les autres. Pour connaitre les limites de notre modèle nous avons simulé 3m de câble électrique à l'aide de trois cellules élémentaires de 1m puis de 12 cellules de 0,25m. Les résultats sont présentés sur la Figure 67. Nous pouvons constater que toutes les courbes obtenues présentent une ondulation dans la bande 1MHz-80MHz puis décroissent plus ou moins rapidement en fonction de la fréquence. La pente de décroissance dépend du nombre de cellules élémentaires utilisées pour modéliser la même longueur de câble. Le modèle se comporte comme un filtre passe bas. Cet effet est engendré par les valeurs des paramètres linéiques R(f), L(f), C(f) et G(f).

La diminution de la longueur de la cellule élémentaire permettra l'extension de la bande passante du modèle. En revanche, cela augmentera considérablement le nombre de cellules nécessaires pour modéliser une longueur de câble donnée. Nous pouvons en déduire que le modèle quadripôle en T est valide dans la bande 1MHz-60MHz quelle que soit la cellule élémentaire inférieure ou égale à 1m.

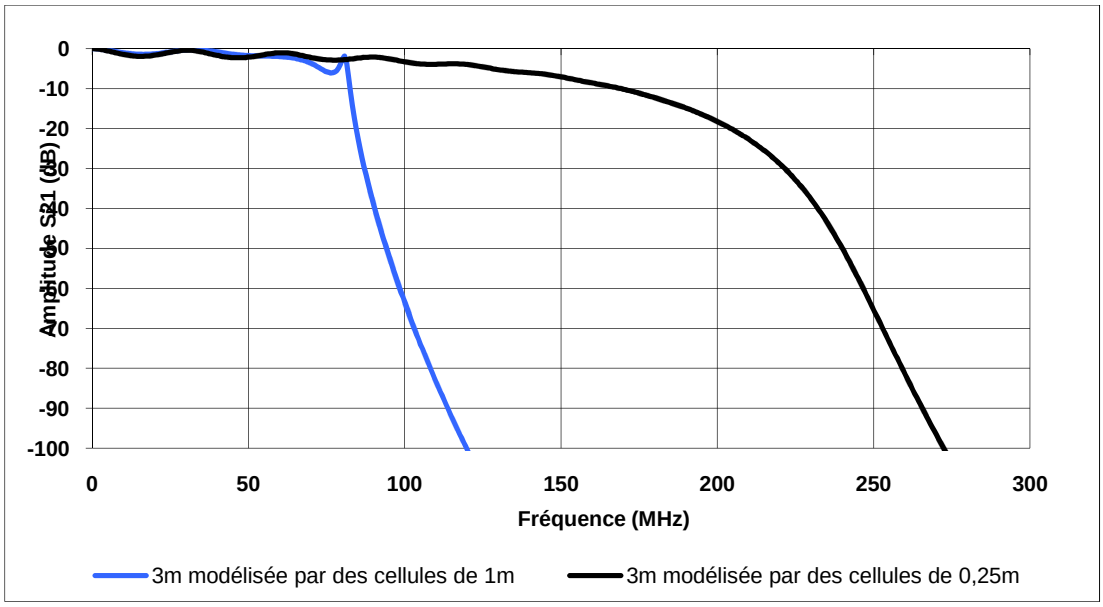


Figure 67. Limites du modèle

5 Modélisation du réseau électrique domestique

5.1 Caractérisation expérimentale des appareils domestiques sous tension

5.1.1 Introduction

La modélisation du réseau électrique doit aussi prendre en compte l'impédance des appareils qui y sont connectés. Ces derniers sont des appareils électroménagers intégrant des alimentations à découpage. L'impédance d'entrée des convertisseurs de puissance est difficilement calculable mais plus facilement mesurable. Leur impédance dépend cependant de leur état de fonctionnement (marche, arrêt ou veille). Ils ne peuvent donc pas être mesurés hors fonctionnement (hors tension). Pour pouvoir étudier l'impact des appareils domestiques sur la réponse fréquentielle du réseau électrique entre deux points d'accès, nous avons défini un protocole et un banc de mesure afin de déterminer l'impédance d'un appareil domestique sous tension [50]. La Figure 68 représente le banc de test. Il est constitué d'un coupleur CPL, d'un analyseur d'impédance piloté par un ordinateur à l'aide d'une liaison GPIB, d'un transformateur d'isolement et d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL).

Le coupleur a été réalisé durant la thèse. Il permet à la fois le filtrage du signal 50Hz et l'isolation galvanique entre l'équipement de mesure et le reste du banc de test, sa bande passante à -3dB est égale à 50MHz. Il permet la réalisation des mesures uniquement en mode différentiel. Le coupleur est doté de deux points d'accès, une connexion de type coaxial pour brancher les équipements de mesure et une connexion électrique pour se raccorder au réseau

électrique. Son impédance est égale à 50Ω. Il est branché entre le RSIL et l'équipement sous test d'un côté et connecté à l'analyseur d'impédance via un câble coaxial RG58 de l'autre côté.

L'analyseur d'impédance est de type HP4395A et commandé via une liaison GPIB en utilisant l'application Agilent nommée « Intuilink ». Elle permet le téléchargement des résultats de mesure via le port GPIB.

Le RSIL stabilise l'impédance du réseau électrique d'alimentation et permet la reproductibilité des mesures dans le temps. Il est précédé par un transformateur d'isolement pour éviter l'enclenchement du différentiel par les courants de fuite filtrés par le RSIL et renvoyés vers le réseau électrique. Le RSIL alimente directement l'équipement sous test.

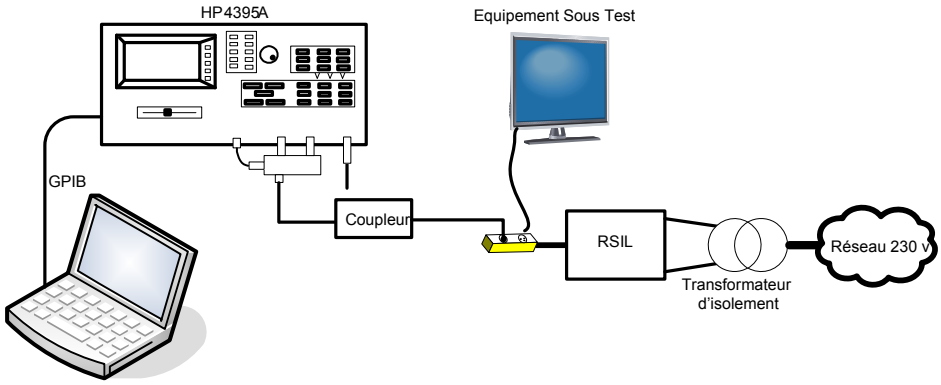


Figure 68. Banc de mesure de l'impédance des appareils domestiques

5.1.2 Protocole de calibration et de mesure

Comme pour une mesure d'impédance avec un analyseur de réseau vectoriel, la première étape est une étape de calibration. Elle va permettre de compenser les erreurs systématiques engendrées par la boucle de mesure, en l'occurrence le coupleur et le câble coaxial. La calibration est effectuée à l'aide d'un kit constitué d'un court-circuit et d'une résistance de précision de 50Ω qui seront placés au niveau du coupleur côté EST (Équipement Sous Test). Avant de connecter le dispositif à tester (EST), nous mesurons l'impédance de l'ensemble RSIL, transformateur et réseau électrique. Cette mesure constitue l'impédance de référence nommée Z_R. Ensuite nous connectons l'EST et mesurons l'impédance de l'ensemble nommée Z_T. Sachant que Z_T représente l'impédance de référence Z_R en parallèle avec l'impédance de l'appareil sous test Z_{EST}, nous en déduisons l'impédance de l'appareil sous test à partir de l'Équation 63.

$$\overline{Z}_{EST} = \frac{\overline{Z}_T \times \overline{Z}_R}{\overline{Z}_R - \overline{Z}_T}$$ Équation 63

5.1.3 Les résultats de mesure

La Figure 69 présente quelques résultats de mesure d'impédance d'appareils domestiques. Nous constatons que le module de l'impédance de la « live radio » et de la lampe basse consommation présentent des variations très rapides. Leur impédance dépend du temps et de la fréquence. Ces variations sont dues à la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur de l'alimentation à découpage. Cet effet est moins visible dans le cas du PC portable et du modem CPL-USB.

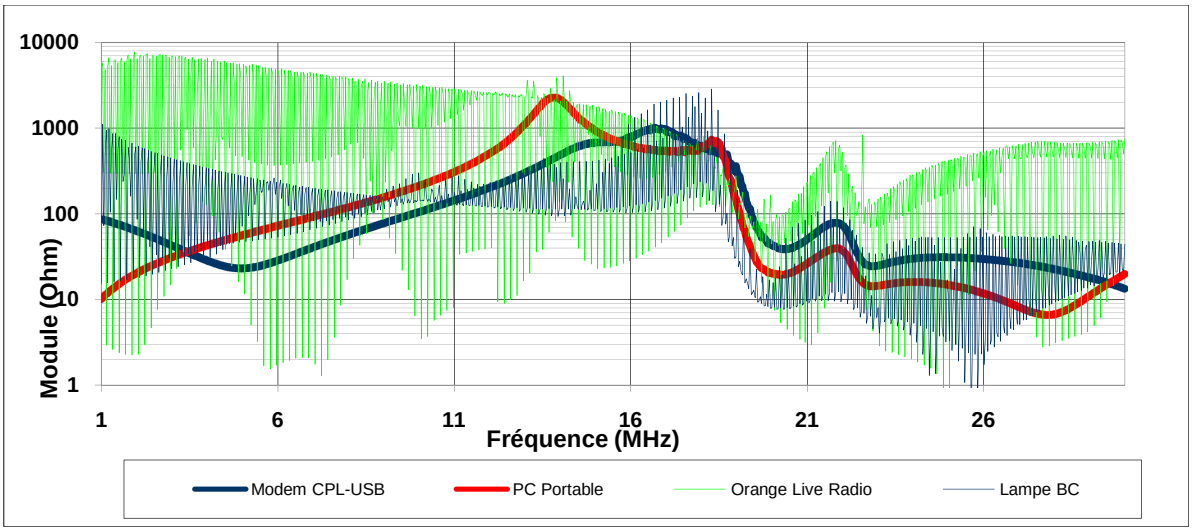


Figure 69. Impédance des appareils domestiques

Les résultats de mesure sont par la suite intégrés au simulateur SPICE afin de pouvoir étudier l'impact des appareils électroménagers sur la réponse fréquentielle du réseau électrique simple considéré. La méthode d'intégration est décrite par la suite.

5.1.4 Intégration des résultats de mesure à la simulation SPICE

Pour la simulation fréquentielle du circuit sous SPICE, le résultat de la mesure de chaque impédance est utilisé directement dans la simulation. La Figure 70 présente le circuit équivalent permettant de reproduire sous SPICE l'impédance d'un composant en fonction de la fréquence. Le fichier de mesure est associé à une source de tension arbitraire B1. La source V1 sert à fournir une valeur de courant dans la branche, courant nécessaire à la source B1. V1 est mis à zéro pour ne pas influencer le circuit.

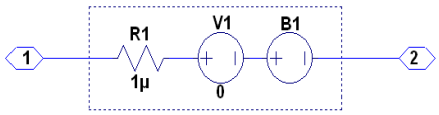


Figure 70. Modèle fréquentiel d'une impédance associée à un fichier de mesure

Ce schéma peut être remplacé par une librairie composée du code présenté sur la Figure 71. Pour l'utiliser, il faut alors associer à cette librairie un symbole qui sera utilisé dans le schéma. La première ligne du code représente le nom du composant créé et le nom de ses pattes. Les lignes suivantes décrivent le schéma représenté sur Figure 70. On y retrouve donc la résistance et les différentes sources de tension. La tension fournie par la source B1 est le produit du courant dans la branche I(V1) et des valeurs contenues dans le fichier nommé dans l'exemple « lecteurDVD.txt ».

```
.subckt ZL2 1 2
R1 1 10  1e-6
V1 10 11 0
B1 11 2 V=I(V1)  MAG FREQ=
.include lecteurDVD.txt
.ends
```

Figure 71. Code SPICE d'une impédance associée à un fichier de mesure

5.2 Simulation d'un réseau électrique complet

L'approche polynômiale proposée permet la reproduction du comportement fréquentiel du câble électrique. Le protocole de mesure d'impédance des appareils électroménagers nous a permis de mesurer leur impédance en état de marche. Ainsi nous pouvons simuler un réseau électrique plus ou moins complexe en tenant compte des appareils domestiques connectés. Nous allons commencer par modéliser une structure de réseau électrique simple avec une seule dérivation à l'extrémisé de laquelle est connecté un lecteur DVD. Le réseau est décrit par la Figure 72. L'impédance du lecteur DVD mesurée est représentée sur la Figure 73. La mesure et la simulation ont été réalisées dans la bande [150kHz, 50MHz]. Leur comparaison permet de valider le modèle dans la bande 150kHz-43MHz (voir Figure 74).

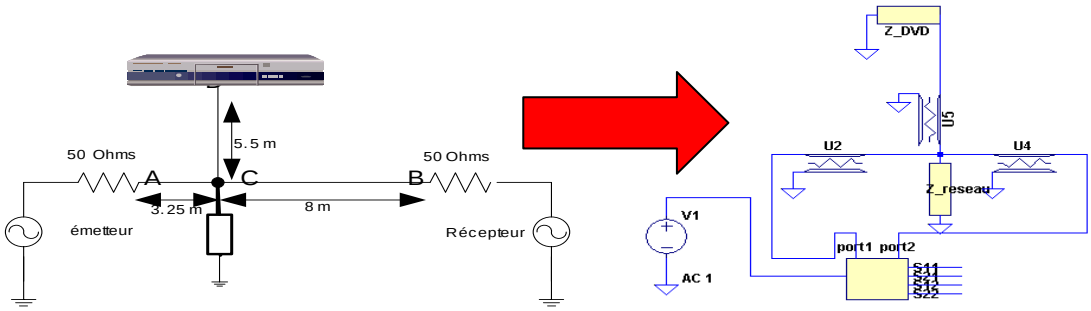


Figure 72. Réseau simple avec une seule dérivation et un lecteur DVD, et son modèle SPICE

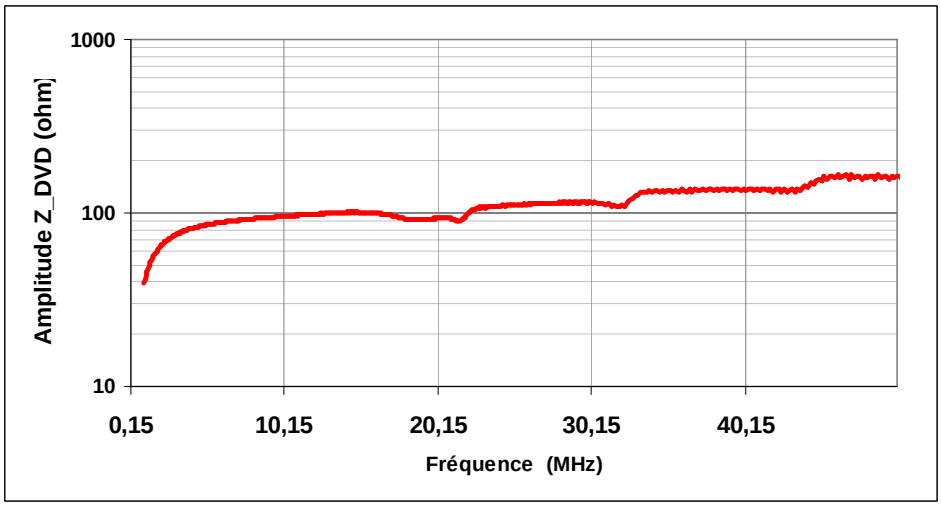


Figure 73. Impédance mesurée du lecteur DVD

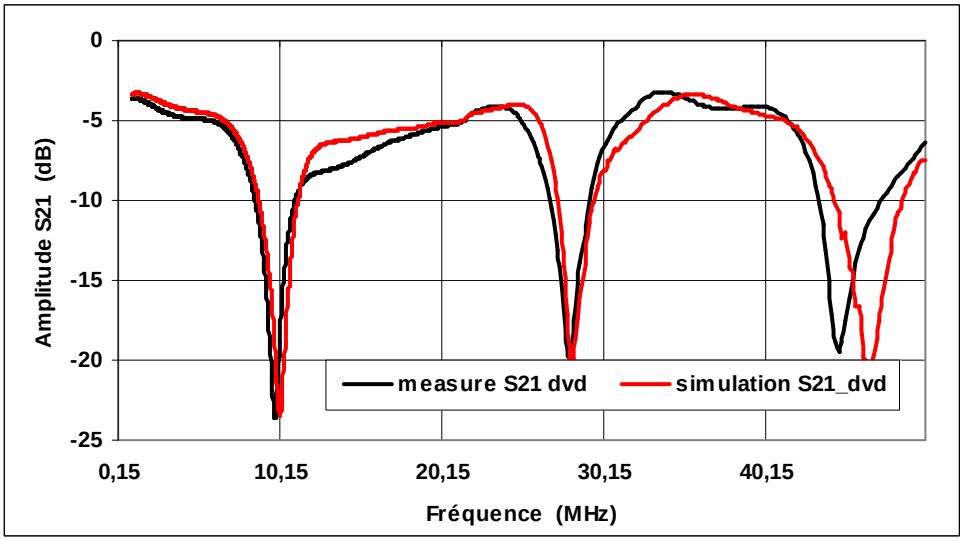


Figure 74. Perte d'insertion du réseau électrique avec une seule dérivation et prise en compte de l'impédance du lecteur DVD.

6 Impact des appareils électriques domestiques sur les canaux de propagation CPL

Dans l'objectif d'illustrer l'impact des appareils domestiques sur la réponse fréquentielle du réseau électrique nous avons simulé notre réseau électrique simple (voir Figure 75) en considérant cette fois-ci un écran de télévision LCD dont l'impédance mesurée est représentée sur la Figure 76. L'appareil est branché à l'extrémisé de la dérivation, au point D via son cordon de 1,5m de type 3G 2,5 mm² souple. Le réseau électrique est alimenté via un RSIL afin d'assurer la reproductibilité des mesures. Le résultat de simulation est comparé au résultat de simulation du réseau seul (sans l'écran de TV-LCD branché) (voir Figure 76). Nous constatons dans ce cas que le branchement de l'écran TV-LCD au point D et du RSIL au point C améliorent la réponse fréquentielle du réseau autour de 10MHz et autour de 23MHz. En revanche nous constatons l'apparition d'évanouissements spectraux à 13MHz, à 23,7MHz et à 36MHz.

La Figure 77 représente la réponse fréquentielle du réseau électrique, avec et sans charge connectée au point D. Nous remarquons une nette amélioration de la réponse fréquentielle notamment à 9,28MHz, à 27,4MHz et à 45,6 MHz et l'apparition de nouveaux évanouissements spectraux dans la bande 100kHz-50MHz (par exemple à 11,19MHz, 23,6 MHz et 36 MHz). La même simulation a été réalisée en remplaçant la TV-LCD par un lecteur DVD. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 78. Nous constatons que le branchement du lecteur DVD provoque un décalage du premier évanouissement spectral est diminue son amplitude. L'effet de désadaptation d'impédance est accentué à cette fréquence de 9MHz.

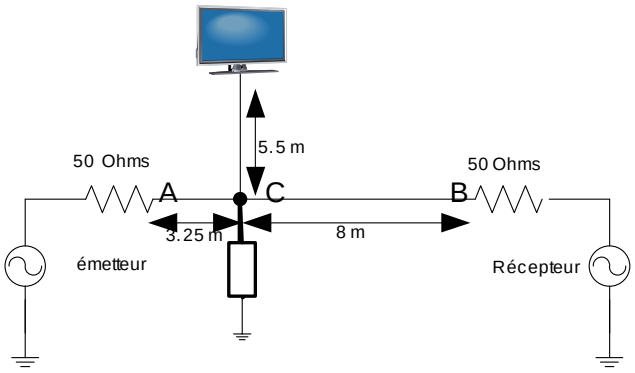


Figure 75. Réseau électrique simple avec une TV alimentée par une dérivation

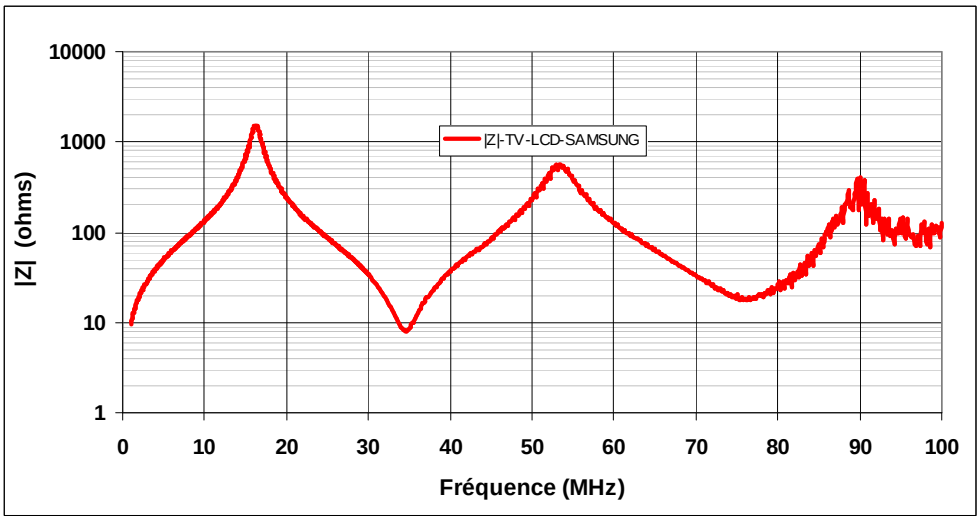


Figure 76. Impédance de l'écran TV-LCD-Samsung en marche

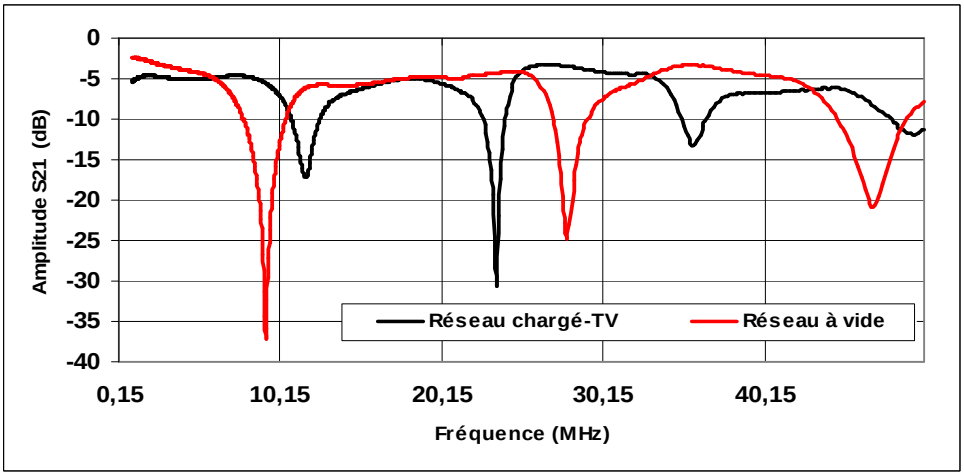


Figure 77. Impact de l'impédance d'un écran TV-LCD sur la réponse fréquentielle du réseau électrique

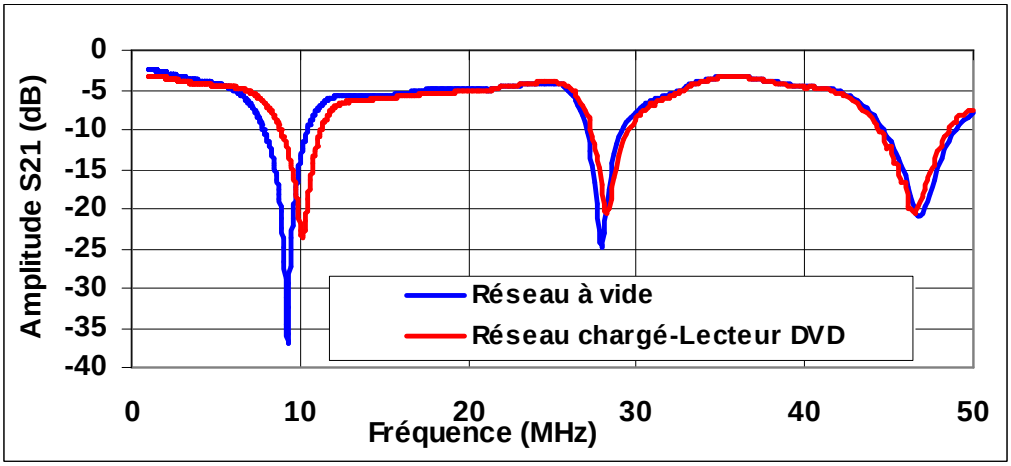


Figure 78. Impact de l'impédance du lecteur DVD sur la réponse fréquentielle du réseau électrique

7 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre trois types de méthodes de modélisation du réseau électrique domestique. La première est dite rigoureuse et permet de prendre en compte tous les phénomènes électromagnétiques issus de la propagation d'une onde sur le câble électrique. Cette méthode nous a permis de déterminer les paramètres technologiques d'un câble électrique (3,15 pour la permittivité électrique et 0,02 pour l'angle de perte). Ces valeurs sont utilisées dans l'estimation des paramètres primaires du câble électrique considéré comme une ligne de transmission bifilaire. En se basant sur la théorie des lignes de transmission, nous avons modélisé un réseau électrique simple. Cette approche a été validée par la mesure. Les résultats de simulation obtenus sont très proches de la mesure. Néanmoins, l'application de cette méthode reste une tâche difficile dans le cas d'un réseau électrique complexe.

Nous nous sommes intéressés ensuite à une modélisation circuit du câble électrique en utilisant le modèle des lignes de transmission. Les paramètres primaires de la ligne sont d'abord considérés constants en fonction de la fréquence. Ce modèle a été légèrement amélioré par la prise en compte de la variation de la résistance et la conductance en fonction de la fréquence.

L'approche circuit présentée dans différents travaux [42] et [43] prend en considération la dépendance fréquentielle des paramètres primaires et reproduit le comportement fréquentielle du câble électrique. Elle nécessite l'utilisation d'un logiciel de type APLAC afin de modéliser chaque paramètre primaire en fonction de la fréquence. Son utilisation dans le cadre d'un réseau électrique domestique nécessite un nombre très important de composants électriques ce qui rallonge considérablement le temps de simulation. En revanche, elle permet la simulation temporelle et fréquentielle du réseau électrique.

L'approche polynomiale proposée permet la modélisation fréquentielle du comportement du câble électrique dans la bande 150kHz-50MHz. Elle est basée sur un modèle quadripôle en T composé de deux résistances linéiques, de deux inductances linéiques, d'une capacité linéique et d'une inductance linéique. Ces paramètres primaires sont extraits de la mesure des paramètres S afin de prendre en considération leur dépendance fréquentielle. Leur évolution en fonction de la fréquence est mise sous forme d'un polynôme. Le polynôme de chaque paramètre est intégré au simulateur de type SPICE en utilisant des scripts. Cette méthode est validée par la mesure.

Le modèle de câble réalisé a été utilisé pour simuler un réseau électrique simple. Nous avons mesuré l'impédance de quelques appareils électriques domestiques. Les résultats obtenus ont été intégrés au simulateur SPICE en utilisant des scripts et ont été pris en compte dans la simulation du réseau électrique. Les résultats de simulation ont montré que l'impédance des appareils domestique peut améliorer la réponse fréquentielle du réseau électrique autour de certaines fréquences dans la bande 150kHz-50MHz. En revanche, ils font apparaître plusieurs évanouissements spectraux sur le reste de la bande.

Le modèle circuit proposé ne prend pas en compte l'effet de la terre. Les résultats obtenus concernent uniquement l'atténuation subie par un signal différentiel durant sa propagation sur le réseau électrique. L'approche polynomiale donne des résultats très proches de la mesure dans la bande 150kHz-50MHz en terme de pertes d'insertion. Cependant, elle ne permet pas la simulation du réseau électrique domestique dans le domaine temporel.

Chapitre 3
Caractérisation expérimentale d’un réseau électrique domestique

Chapitre 3 : Caractérisation expérimentale d’un réseau électrique

1 Introduction

Dans le chapitre précédent, le réseau électrique a été modélisé par une approche déterministe de type circuit, afin de pouvoir simuler les phénomènes de propagation observés lors d'une transmission CPL. Les résultats obtenus ont été comparés aux mesures des pertes d'insertion puis validés dans la bande 150kHz-50MHz. Ces mesures ont été réalisées soit sur un câble électrique, soit sur un réseau électrique simple avec une dérivation voire deux. Nous avons constaté que les dérivations ou ramifications provoquent des évanouissements spectraux dans la bande fréquentielle étudiée.

Dans ce troisième chapitre, nous présentons la méthode expérimentale de mesure des paramètres S d'un réseau électrique à vide et sous tension entre deux points d'accès (deux prises électriques). Des mesures sont réalisées dans un premier temps sur un réseau électrique simple non alimenté et indépendant afin d'étudier l'impact de la longueur de la dérivation, sa position et le nombre de ses dérivations sur la réponse fréquentielle du réseau électrique. Nous présentons ensuite le banc de test électrique nommé PLC READY et la campagne de mesure réalisée sur ce dernier. Les résultats de mesure sont exploités afin de caractériser le banc de test par une méthode statistique.

2 Méthode de mesure

2.1 Coupleurs CPL

La mesure des paramètres S d'un réseau électrique sous tension nécessite l'utilisation d'un analyseur de réseau opérant dans la bande 150kHz-50MHz et de deux coupleurs CPL réalisés spécifiquement pour ces mesures. Ceux-ci permettent à la fois le filtrage de la composante 50Hz via deux capacités et l'isolement galvanique entre le réseau électrique et l'appareil de mesure qui n'admet pas les tensions élevées du réseau électrique (la puissance maximale admise par l'analyseur de réseau est égale à 30dBm sur une résistance égale à 50Ω). La Figure 79 représente le schéma électrique des coupleurs utilisés. Ils sont constitués de deux capacités, deux résistances de décharge, d’un transformateur RF, d’un pont de diodes et une diode Transil. Les références des composants utilisés sont citées dans le Tableau 8. Les

coupleurs CPL possèdent deux points d'accès. Le premier a une forme adaptée à une prise électrique afin de faciliter son branchement au réseau électrique. Le deuxième point d'accès est un connecteur coaxial afin de pouvoir connecter le coupleur aux appareils de mesure (voir Figure 80).

Il est important de noter que les impédances d'entrée et de sortie du coupleur CPL sont égales à 50Ω, ce qui permet d'assurer l'adaptation d'impédance avec l'analyseur de réseau, lui même caractérisé par une impédance de référence égale à 50Ω. Cette adaptation est principalement assurée par le transformateur RF qui a un rapport de transformation égal à 1 et une impédance secondaire et primaire égale à 50Ω dans la bande 100kHz-200MHz. Par ailleurs, le coupleur est adapté pour réaliser des mesures uniquement en mode différentiel, entre la phase et le neutre du réseau électrique domestique.

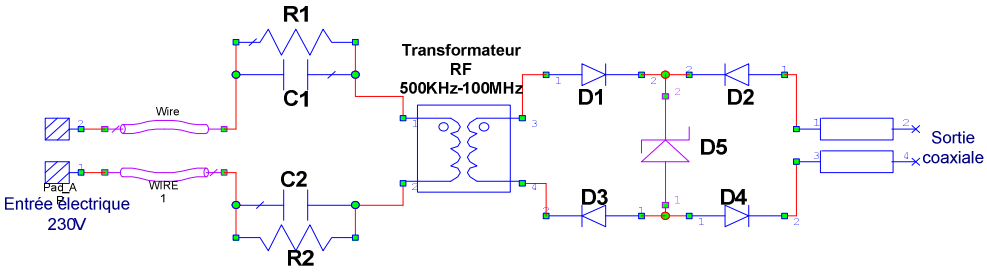


Figure 79. Schéma du coupleur CPL



Figure 80. Coupleur CPL

Tableau 8. Composants utilisés dans la réalisation des coupleurs

Composants	Description
Capacités C_1 et C_2	X2/220nF/660V
Résistances R_1 et R_2	470kΩ
Transformateur	RF/MC554/50Ω:50Ω/100kHz-200MHz
Diodes D_1, D_2, D_3 et D_4	1N4848/
Diode Transil D_5	Unidirectionnel / Réf/4.2V/

Le pont de diodes monté avec la diode Transil unidirectionnelle protège les appareils de mesure sensibles tels que l'analyseur de spectre, l'analyseur de réseau et l'analyseur d'impédance contre les surtensions. Ce montage à diodes peut être remplacé par une seule diode Transil bidirectionnelle. L'inconvénient alors du montage réside dans la capacité de jonction de la diode Transil bidirectionnelle. Elle peut être assez élevée et varie en fonction de la fréquence jusqu'à une valeur de 50pF. Cette capacité peut former un circuit résonnant avec l'inductance du secondaire du transformateur RF et donc modifier la bande passante du coupleur. Les diodes de signal adjacentes à la diode Transil ont pour but de diminuer cette capacité de jonction.

Les coupleurs CPL ont été caractérisés à l'aide d'un analyseur de réseau afin d'estimer leurs pertes d'insertion dans la bande 100kHz-100MHz. Le résultat de mesure est représenté sur la Figure 81. Nous constatons que l'atténuation apportée par un coupleur varie en fonction de la fréquence et que la bande passante du coupleur à -3dB est égale à 50MHz. Sa bande passante à -1dB s'étend de 1MHz à 45MHz. Nous considérons leur opération satisfaisante dans la bande de fréquence CPL qui nous intéresse.

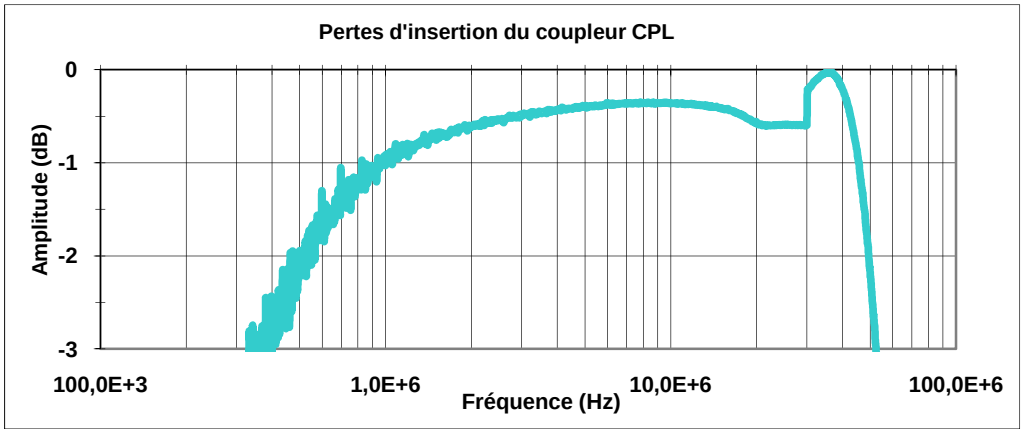


Figure 81. Pertes d'insertion du coupleur CPL

2.2 Protocole de mesure

Ces coupleurs vont donc être utilisés comme injecteur de signal et récepteur dans la bande 150kHz-50MHz. Chaque mesure des paramètres S doit être précédée par une étape de calibration pour compenser les erreurs systématiques engendrées par les différents éléments de la chaîne de mesure et particulièrement les coupleurs CPL décrits précédemment. Ces erreurs sont principalement dues à la désadaptation d'impédance et au déphasage apportés par les coupleurs et les câbles coaxiaux utilisés. L'étape de calibration est réalisée à l'aide d'un kit comportant un court-circuit, un circuit-ouvert et une charge de 50Ω. L'impédance de référence est importante à connaitre lors d'une mesure RF car elle assure la reproductibilité de ces mesures. Nous l'avons choisie à 50Ω. La calibration est au niveau du plan de référence. Il est choisi côté prise électrique des coupleurs (voir Figure 82).

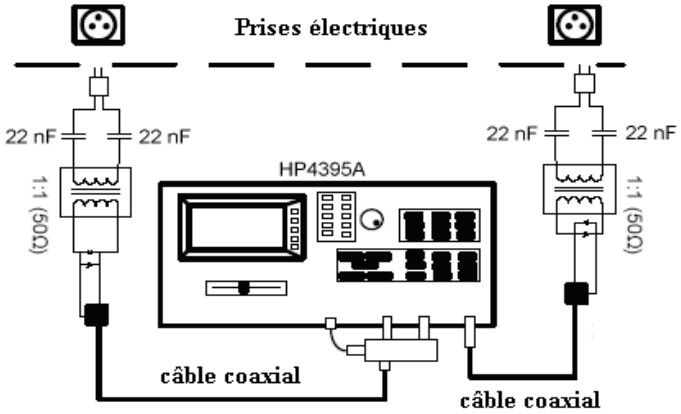


Figure 82. Plan de calibration

La précision de mesure dépend de plusieurs paramètres tels que la configuration de l'analyseur de réseau et le type de calibration appliqué. Un bon réglage de l'analyseur de réseau permet d'avoir un plancher de bruit autorisant la mesure d'une forte atténuation (jusqu'à 90dB d'atténuation). Les paramètres critiques sont : la largeur du filtre d'analyse (notée RBW), l'atténuateur (notée ATT) et le niveau de référence (noté Reference Level).

Tableau 9. Configuration de l'analyseur de réseau

FSTART	150kHz
FSTOP	30MHz
RBW	30kHz
VBW	30kHz
Number of point	801

Sweep Time	758,6ms
Attenuator	10 dB
Type of calibration	Two-paths-Two-port
Source power	0 dBm

Lors des tests des coupleurs CPL, nous avons pu remarquer qu'ils se comportaient dans certains cas comme des antennes réceptrices augmentant ainsi le plancher de bruit de l'analyseur, même avec un réglage optimal. Pour remédier à ce problème, nous avons blindé les coupleurs afin de minimiser les bruits captés par rayonnement.

L'étape de calibration agit sur la précision de mesure. Il existe généralement quatre types de calibration. Le type de calibration choisi lors des mesures des paramètres S est *Two-Paths-Two-Ports*. Il permet la mesure des quatre paramètres S, à la fois. Toutes les erreurs systématiques sont compensées dans les deux sens de transmission possibles entre les deux ports de l'analyseur de réseau. Par conséquent, la précision de mesure est la meilleure possible.

Pour réaliser la mesure des paramètres S, il faut connecter les coupleurs à l'analyseur de réseau via des câbles coaxiaux, configurer l'analyseur de réseau (régler la bande de fréquence, le filtre), calibrer le banc de mesure et brancher les coupleurs aux deux points d'accès du réseau électrique à caractériser.

A l'aide d'un coupleur CPL, nous pouvons mesurer l'impédance d'entrée du réseau électrique au niveau des prises électriques. Cette mesure est réalisée soit à l'aide d'un analyseur d'impédance, qui donnera directement l'impédance vue dans la bande fréquentielle étudiée, soit en utilisant un analyseur de réseau qui donnera le coefficient de réflexion (S_{11}). L'impédance est par la suite obtenue en appliquant l'Équation 64.

Une étape de calibration pour ce genre de mesure est aussi nécessaire afin de compenser le déphasage et la désadaptation d'impédance apportés par l'ensemble de la boucle de mesure (analyseur de réseau vectoriel ou analyseur d'impédance, le câble coaxial et le coupleur).

$$\bar{Z} = 50 \times \frac{1 + \bar{S}_{11}}{1 - \bar{S}_{11}} \qquad \text{Équation 64}$$

Ces méthodes de mesure sont utilisées dans l'approche expérimentale aussi bien pour évaluer les modifications de topologie d'un réseau que pour analyser une installation électrique domestique en termes de bruits, d'impédance et de paramètres S.

3 Impact de la topologie du réseau sur la réponse fréquentielle

3.1 Structure filaire considérée

Dans le deuxième chapitre, nous avons pu constater que des dérivations placées sur le câble électrique engendrent un comportement sélectif du réseau électrique. Pour cette étude nous avons voulu évaluer l'impact de la longueur et de la position d'une dérivation sur le canal de propagation CPL en terme d'atténuation. Les pertes d'insertion sont mesurées lorsqu'une dérivation BD est connectée en différents points d'une liaison directe AC de longueur 12m (voir Figure 83).

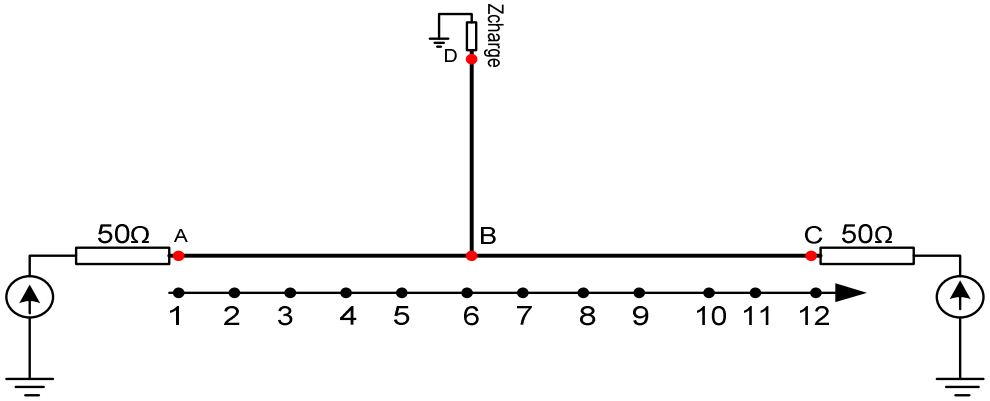


Figure 83. Schéma de câblage d'un réseau simple avec une seule dérivation et points de branchements

3.2 Effet de la présence d'une dérivation

Comparons le paramètre de transmission S_{21} dans le cas d'une liaison sans dérivation avec celui d'une dérivation BD placée sur le câble AC. Comme nous pouvons le constater d'après la Figure 84, les évanouissements spectraux sont une des conséquences de la présence de la dérivation entre l'émetteur et le récepteur. L'évanouissement est un phénomène provoqué par l'interaction des ondes incidentes et réfléchies. Autrement dit, le signal émis ne pourra se propager jusqu'au point C à la fréquence à laquelle apparait l'évanouissement spectral (f_0 =7,38MHZ et f_1=22,32MHz). La dérivation terminée par un circuit-ouvert présente une résistance infinie au point D. Le signal est court-circuité et presque totalement réfléchi vers le point A. La fréquence centrale de chaque trou spectral dépend de la

permittivité relative du diélectrique du câble et de la longueur de la dérivation. Cette relation est exprimée par l'Équation 65.

$$L = \frac{\lambda_0}{4} = \frac{c}{4 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{Équation 65}$$

Soit :

$$f_0 = \frac{c}{4 \cdot L \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{Équation 66}$$

Avec :

c vitesse de la lumière et égale à $3 \times 10^8 m/s$,

ε_r permittivité électrique de la gaine du câble électrique (3,15),

f_0 fréquence centrale du premier évanouissement spectral,

λ_0 longueur d'onde associée à f_0,

L la longueur de la ramification.

Le signal provenant de A se propageant vers C est réfléchi à chaque fréquence multiple impaire de la première fréquence centrale de l'évanouissement [51]. L'Équation 65 écrite sous une forme plus générale, permet d'exprimer les fréquences des évanouissements :

$$f_n = (2n+1) \cdot \frac{C}{4 \cdot L \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{Équation 67}$$

La permittivité électrique de l'isolant est généralement supposée égale à 1 (celle du vide). L'Équation 65 peut être utilisée pour l'estimer et pour déterminer si le milieu est dispersif ou non (permittivité fonction de la fréquence ou constante).

Nous avons utilisé l'Équation 67 pour calculer les deux fréquences d'évanouissement notées respectivement f_0 et f_1 pour L égale à 6m. Nous trouvons respectivement 7,28MHz et 21,85MHz comparées à 7,39MHz et 22,38MHz observée sur la courbe de mesure. Les valeurs théoriques sont proches de celles obtenues.

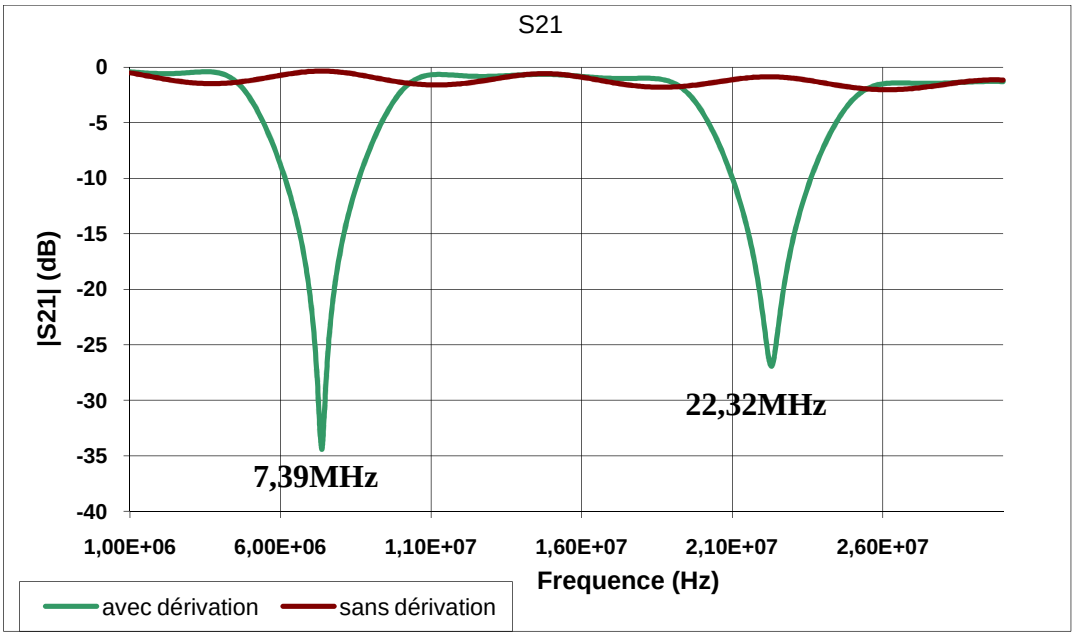


Figure 84. Comparaison entre câble sans dérivation et câble avec dérivation

3.3 Impact de la longueur de la dérivation

Nous avons remplacé la dérivation de 6m par une autre de 4m placée au même endroit. La Figure 85 montre que le nombre, l'amplitude et la fréquence des évanouissements dans la bande 1MHz-30MHz sont fortement tributaires de la longueur de la dérivation. Le nombre d'évanouissements augmente avec la longueur de la dérivation (voir l'Équation 67). Pour une dérivation de 4m, f_0 est égale à 10,84MHz la fréquence du deuxième évanouissement est égale à 32,52MHz et se trouve en dehors de la bande de fréquence étudiée.

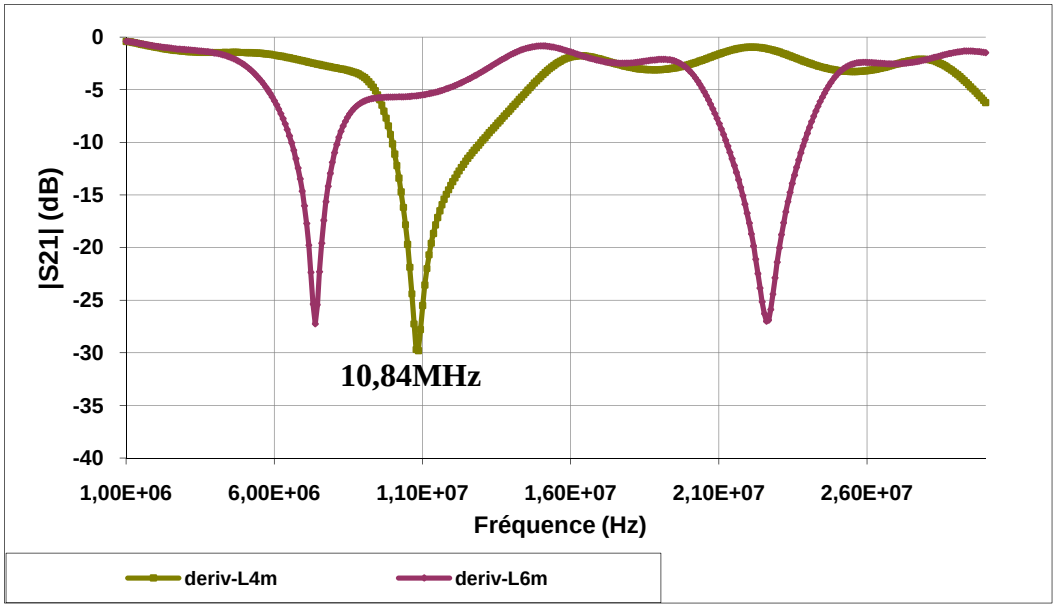


Figure 85. Effet de la longueur de la dérivation

Considérons à présent un réseau avec deux dérivations de longueurs différentes. Une dérivation de 4m à 2m du récepteur et une de 6m à 2m de l'émetteur. Les résultats de mesure sont représentés sur la Figure 86. Nous pouvons remarquer que la réponse fréquentielle d'un câble avec deux dérivations n'est autre que la contribution des deux courbes obtenues lors des mesures sur un câble avec une seule dérivation de 4m ou 6m. Il y a donc un effet cumulatif des dérivations.

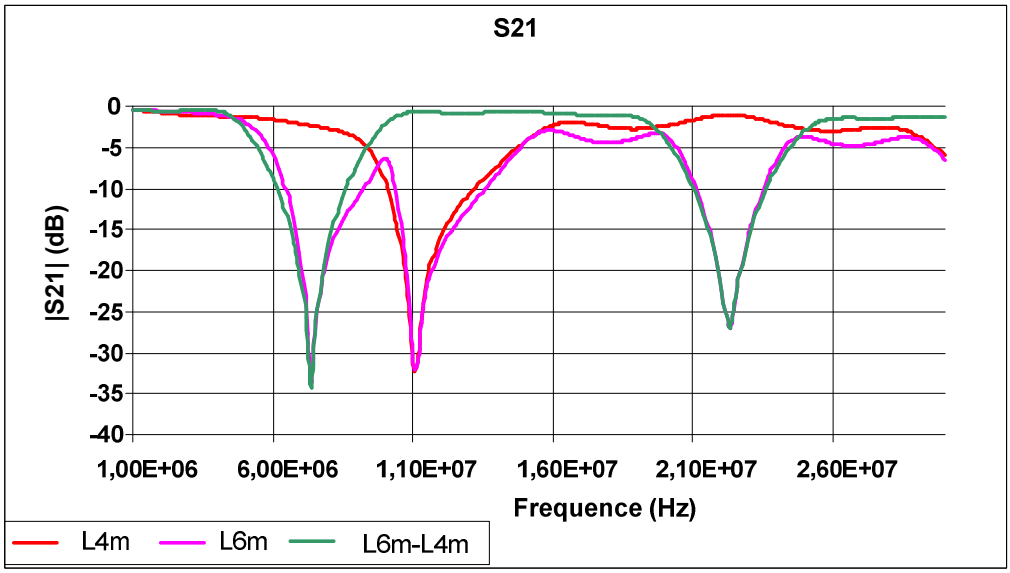


Figure 86. Réseau avec deux dérivations

3.4 Impact de la position de la dérivation

Afin d'étudier l'impact de la position de la dérivation sur la liaison AC, nous avons branché la dérivation de longueur fixe (6m) en différents points (voir Figure 83). Les résultats de mesure du paramètre de transmission S_{21} entre A et C sont présentés sur la Figure 87. A première vue, nous en déduisons que la position de la dérivation n'agit pas sur la valeur de la fréquence centrale des évanouissements spectraux. En revanche elle agit fortement sur l'amplitude de leur atténuation. Nous pouvons considérer qu'un câble avec une dérivation se comporte comme un filtre rejecteur dans la bande 1MHz-30MHz.

La (ou les) fréquence(s) de rejection seront fonction de la longueur du câble placé en dérivation et non de la position de la dérivation.

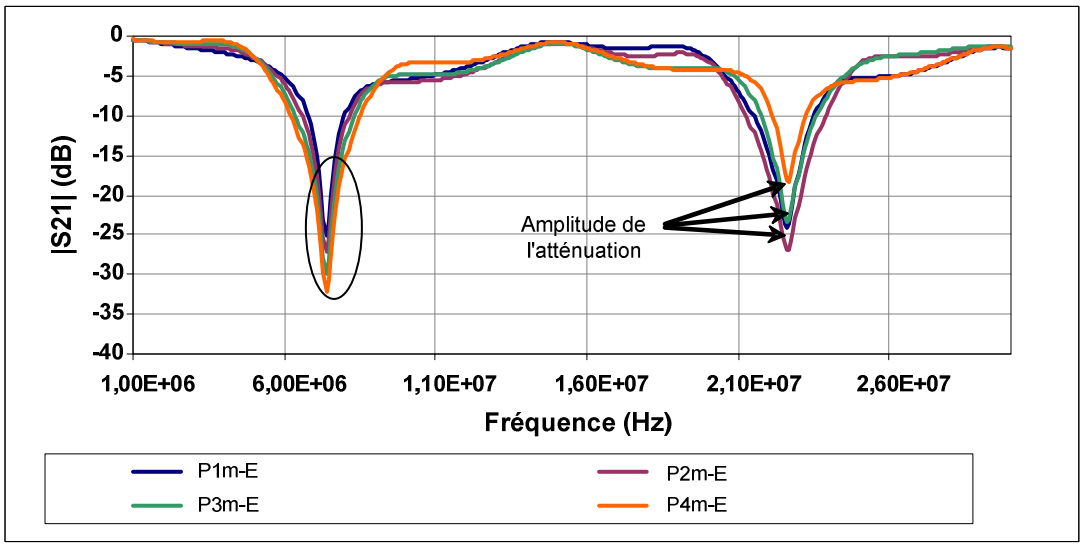


Figure 87. Impact de la position de la dérivation entre l'émetteur et le récepteur CPL

Par ailleurs comparons le paramètre de transmission lorsque la dérivation est à 2m et à 10m de l'émetteur en A. En d'autres termes, la dérivation est soit à 2m de l'émetteur en A, soit à 2m du récepteur en C. Nous obtenons des résultats similaires (voir Figure 88). Ceci nous amène à dire que la structure a un comportement symétrique en termes de pertes d'insertion (S_{21}).

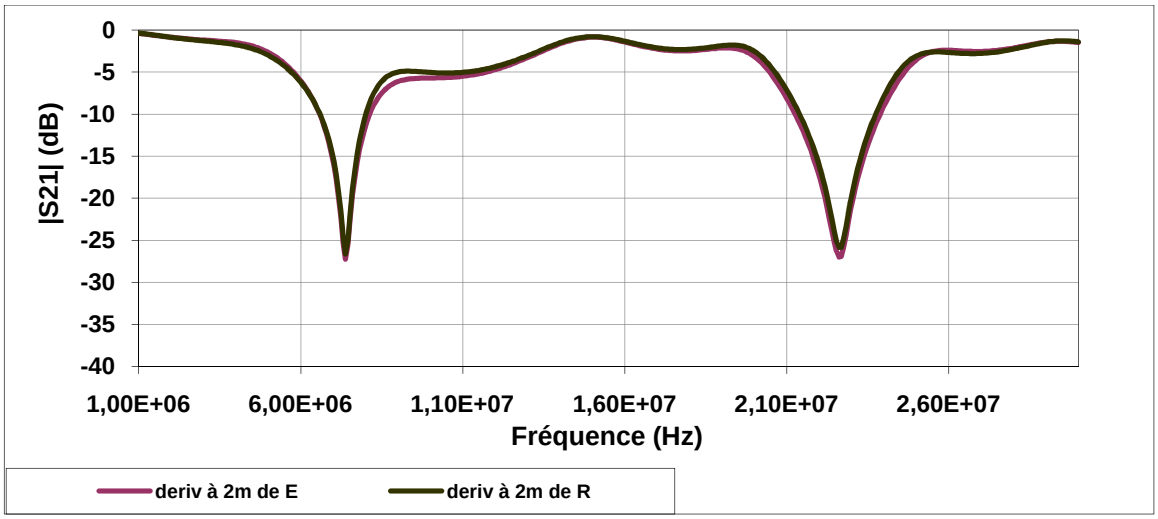


Figure 88. comparaison-dérivation à 2m du récepteur ou à 2 m de l'émetteur

En conclusion, nous pouvons dire que la longueur de la dérivation impose le nombre et les fréquences d'évanouissement. La position de la dérivation influe sur l'amplitude de l'atténuation. Enfin rappelons que ces évanouissements spectraux réduisent considérablement la bande fréquentielle utilisable par le CPL et par conséquent le débit de la transmission.

3.5 Effet de l'impédance à l'extrémisé de la dérivation

Il est important de noter que pour les résultats présentés, la dérivation était terminée par un circuit-ouvert ou une forte impédance. Nous observerions des phénomènes analogues dans le cas de dérivations terminées par un court-circuit ou une très basse impédance. Les fréquences centrales des évanouissements spectraux, seraient alors des multiples paires de la première fréquence centrale et non pas des multiples impaires.

Dans un réseau électrique domestique, les dérivations sont terminées par une prise de courant. Sur cette dernière sont connectés des appareils électriques. Ils constituent l'impédance d'extrémisé de la dérivation. Dans ce cas, l'amplitude des évanouissements spectraux qui vont apparaitre dépend de la valeur de l'impédance des appareils électroménagers dans la bande de fréquence 1MHz-30MHz. Pour illustrer l'impact de la valeur de l'impédance de terminaison sur la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple, nous avons simulé le réseau électrique caractérisé expérimentalement en supposant la charge de terminaison résistive et en la faisant varier dans la plage [5Ω, 5kΩ]. Les résultats de simulation sont représentés sur la Figure 89. Nous remarquons que l'amplitude des deux évanouissements présents diminue avec la résistance de terminaison, pour atteindre une valeur minimale égale à -8dB pour une impédance de terminaison égale à 150Ω. De plus, pour une charge proche du court-circuit nous constatons un décalage fréquentiel du premier évanouissement (observé à 14,8MHz au lieu de 7,45MHz, un rapport de 2 entre les deux). Selon la théorie des lignes de transmission, le décalage entre un circuit-ouvert et un court-circuit est égal à $\lambda/4$. En partant de l'Équation 65, nous pouvons établir la relation entre la longueur de la dérivation et la fréquence centrale du premier évanouissement spectral, comme suit :

$$f_0 = \frac{c}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{Équation 68}$$

Cette expression s'écrit sous la forme généralisée suivante :

$$f_n = (2n+2) \cdot \frac{c}{4 \cdot L \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{Équation 69}$$

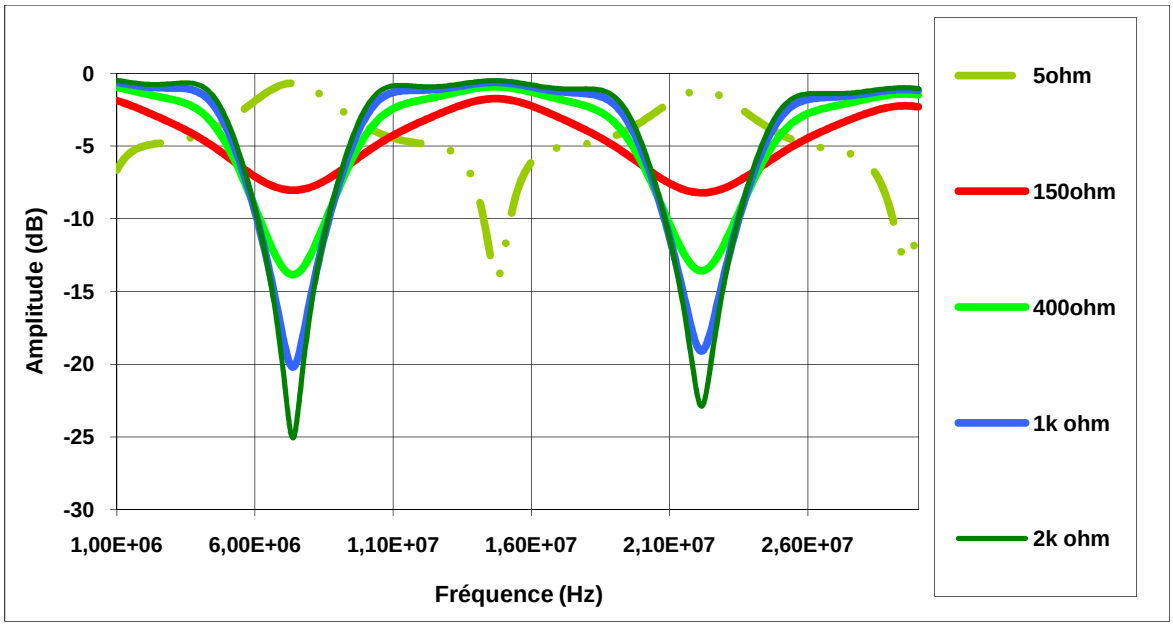


Figure 89. Impact de la variation de la charge branchée au bout de la dérivation sur la réponse fréquentielle

L'Équation 65 et l'Équation 69, montrent que la fréquence du premier évanouissement spectral est inversement proportionnelle à la longueur de la dérivation terminée soit par un circuit-ouvert soit par un court-circuit. Par conséquent, son effet sera invisible dans la bande 1MHz-30MHz, pour une longueur n'excédant pas 1m. Pour illustrer cet effet, nous avons simulé le réseau électrique considéré ci-dessus en remplaçant la dérivation de 6m par une de 1m. Le résultat de simulation est représenté sur la Figure 90. Nous constatons que la réponse fréquentielle présente une atténuation maximale de 5,5dB à 27,4MHz. L'effet de la dérivation est moins visible comparé aux résultats précédents (dérivation de 6m).

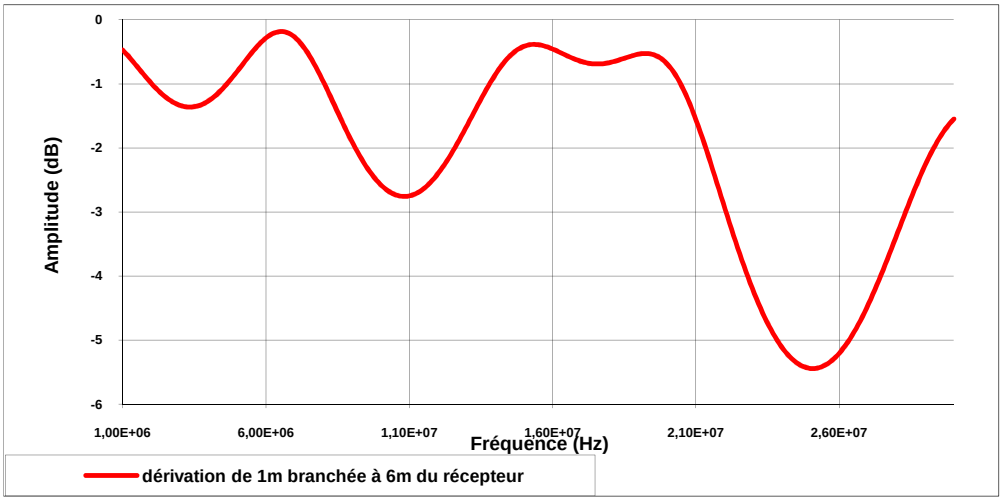


Figure 90. Impact d'une dérivation de 1m sur la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple

3.6 Influence d'une charge connectée en parallèle d'un modem CPL

Dans un réseau CPL *Indoor* réel, les modems CPL sont souvent branchés sur une multiprise à laquelle une multitude d'appareils électriques domestiques sont branchés. Le milieu de propagation CPL peut être sensiblement impacté par l'impédance de ces appareils connectés parallèlement aux modems. Pour illustrer cette sensibilité, nous considérons le schéma de câblage représenté sur la Figure 83. Une dérivation de 6m est branchée au point central B (à 6m de l'émetteur et du récepteur) afin de préserver la symétrie du réseau. Une charge de terminaison (Z_L) dont la valeur est égale à 92Ω est branchée au bout de cette dérivation. Nous supposons qu'une impédance est raccordée directement en parallèle au modem récepteur, lui même modélisé par son impédance interne égale à 50Ω. L'effet de la multiprise est cependant ignoré. Il sera pris en compte dans le prochain chapitre. La Figure 14 représente les résultats de simulation obtenus pour trois valeurs de charge branchées parallèlement au modem récepteur (5Ω, 50Ω et 5kΩ). Nous remarquons la sensibilité du paramètre de transmission à la grande variation de l'impédance branchée en parallèle du récepteur. L'atténuation est minimale pour une impédance égale à 5kΩ, maximale pour une basse impédance et intermédiaire pour 50Ω. Une très basse impédance apporte en moyenne 13dB d'atténuation en plus à l'amplitude de la fonction de transfert initiale. Cette basse impédance mise en parallèle du récepteur favorise la désadaptation d'impédance, le signal est réinjecté sur la ligne électrique. Pour minimiser cet effet, le récepteur doit présenter une impédance très basse. En pratique les modems CPL présentent une impédance égale à 20Ω en réception.

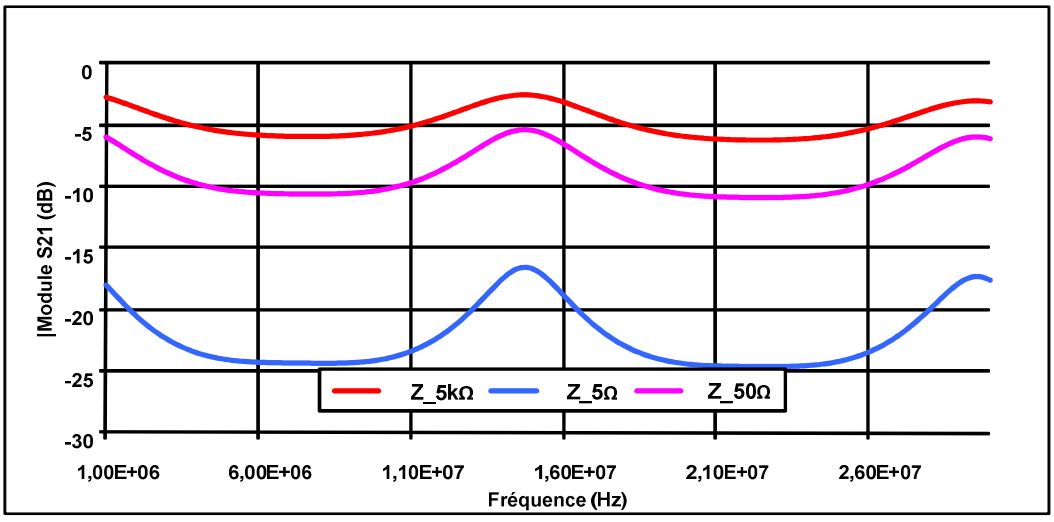


Figure 91. Effet d'une impédance branchée parallèlement au récepteur

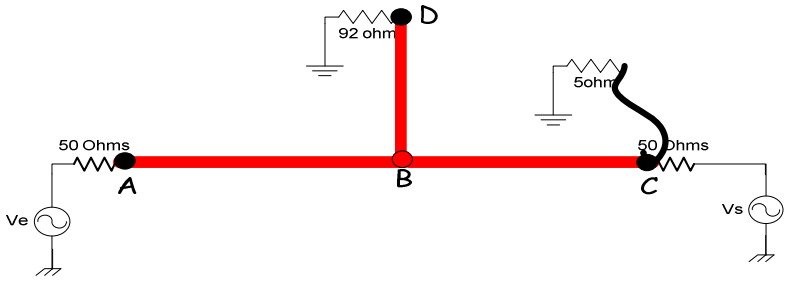


Figure 92. Schéma de câblage d'un réseau électrique simple-Impédance basse branchée via un cordon électrique de 2m

En pratique les appareils électroménagers sont raccordés au réseau électrique domestique via un cordon de longueur variable (1 à 2m), dont la section est généralement égale à 2,5 mm² (câble souple). Pour se rapprocher de ce cas de figure, nous avons simulé le réseau électrique représenté sur la Figure 92 en rajoutant un cordon de 2m en parallèle du récepteur, terminée par un circuit-ouvert puis une impédance de 5Ω. Les résultats sont comparés sur la Figure 93. Nous constatons que le cordon branché en parallèle du récepteur modifie la réponse fréquentielle du réseau électrique dans la bande 1MHz-11MHz de façon à ajouter 12dB d'atténuation à 1MHz. Cette atténuation décroit d'une façon monotone. Toutefois, les deux courbes sont presque superposées dans la bande 11MHz-30MHz, l'impact de la basse impédance est moins visible dans cette bande.

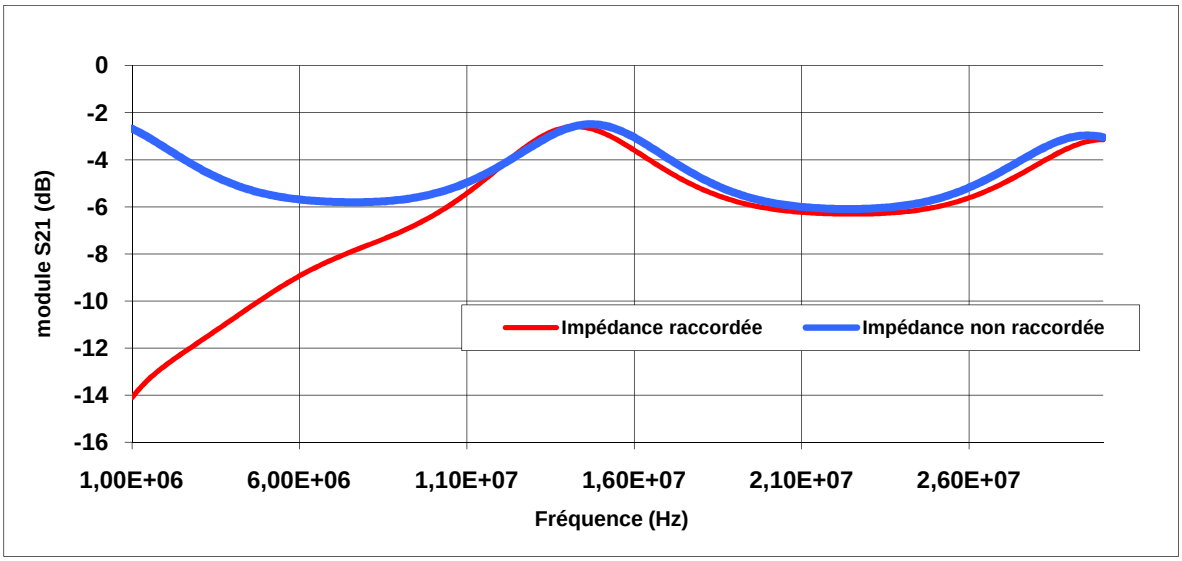


Figure 93. Réseau électrique avec et sans branchement d'une basse impédance en parallèle du récepteur

Jusqu'à présent, nous avons considéré et caractérisé un réseau électrique indépendant et simple avec une ou deux dérivations. Nous avons pu étudier l'impact de la longueur d'une

ramification et de sa charge de terminaison sur la réponse fréquentielle du réseau électrique simple considéré dans la bande de fréquence 1MHz-30MHz. Cette étude a permis de mettre en évidence l'effet du raccordement direct et indirect d'une basse impédance sur le comportement fréquentiel de ce réseau électrique.

Sachant qu'un réseau électrique réel est plus complexe, nous pouvons nous attendre à l'apparition de nombreux évanouissements spectraux dans la bande 1MHz-30MHz. Cela peut réduire considérablement la bande fréquentielle utilisée par le CPL et par conséquent le débit. De plus, des phénomènes de couplage entre câbles électriques interviendront et modifieront encore le comportement fréquentiel du réseau électrique. Cependant, il est très difficile de quantifier l'impact de chaque dérivation, de chaque appareil électroménager branché au réseau électrique et du phénomène de couplage inter-câble. Dans la suite de l'étude nous considérerons un réseau électrique complexe réel non indépendant (branché à l'arrivée électrique principale, elle même raccordée au transformateur de distribution électrique). Ce réseau est caractérisé expérimentalement en termes de paramètres S, d'impédance d'entrée et de bruit. Les résultats de mesure seront traités et exprimés d'une façon statistique en termes de bande de cohérence et de temps de cohérence.

4 Caractérisation d'un réseau électrique expérimental

La campagne de mesure qui est exposée dans cette partie, consiste à caractériser expérimentalement un réseau électrique réel nommé « banc PLC READY ». Il constitue un réseau électrique représentatif d'une installation électrique domestique. Il a été conçu dans le cadre de l'association PLC READY et installé au LAN (Laboratoire des Applications Numériques). Son originalité réside dans sa structure de câblage réalisée en utilisant trois technologies différentes de câble électrique. Nous les nommerons ICT, RO2V et écranté. L'objectif de la présente étude est de caractériser le réseau électrique dans le domaine fréquentiel vis-à-vis de son impédance d'entrée, des pertes d'insertion et de réflexion, par une approche purement expérimentale.

Ces mesures vont nous permettre de comparer les performances de différentes technologies de câble. La démarche expérimentale et la maîtrise de l'architecture du banc doivent permettre la reproductibilité des mesures.

L'objectif de cette campagne de mesure est l'analyse statistique du comportement des canaux de propagation CPL dans la bande 1MHz-30MHz et la comparaison du comportement fréquentiel des trois types de câble électrique [52].

4.1 Description du banc de test PLC READY et des configurations de mesure

Le banc de test PLC READY (voir Figure 94) représente un réseau électrique modulable et permet de réaliser diverses topologies d'un réseau électrique domestique (bus, étoile et dérivation). Il est divisé en quatre branches de différentes longueurs. Toutes les branches sont précédées par un disjoncteur magnétothermique et un disjoncteur différentiel de 30mA. Les branches 2 et 3 sont protégées en plus par un parafoudre de type A. Le banc a été câblé de manière à garder une distance minimale de 50cm entre les câbles afin de limiter les couplages.

L'originalité de ce banc réside dans sa structure qui a été réalisée en utilisant trois types de câble :

- ICT, trois fils électriques de 2,5mm² passés dans une gaine,
- RO2V, câble électrique de type 3G 2,5 mm²,
- Écranté, câble électrique de type 3G 2,5 mm² entouré par un mince film conducteur mis à la terre.

Le banc de test est alimenté en monophasé et isolé en amont par un filtre monophasé et un transformateur d'isolement afin d'éliminer toutes les perturbations couplées ou provoquées par d'éventuels éléments perturbateurs connectés au réseau électrique du site. Il est important de noter que les câbles électriques ne sont pas très éloignés du reste du réseau électrique et des phénomènes de couplage peuvent intervenir même après l'étage de filtrage.

Nous avons réalisé trois types de mesure selon les méthodes précédemment décrites (cf. 2.2): mesure de bruit, mesure d'impédance d'entrée et mesure de paramètres de transmission.

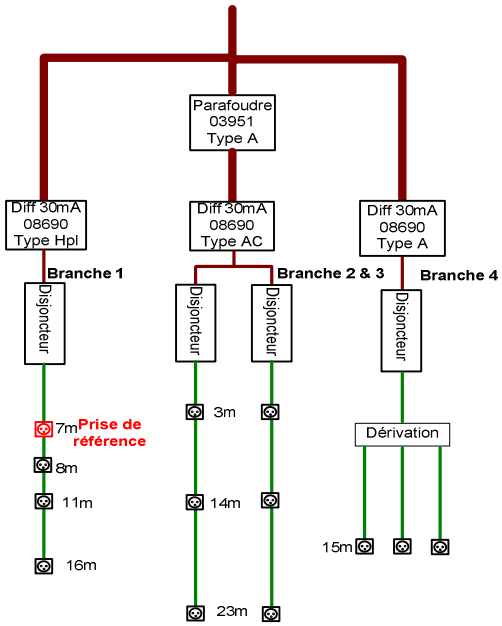


Figure 94. Schéma synthétique du banc de test

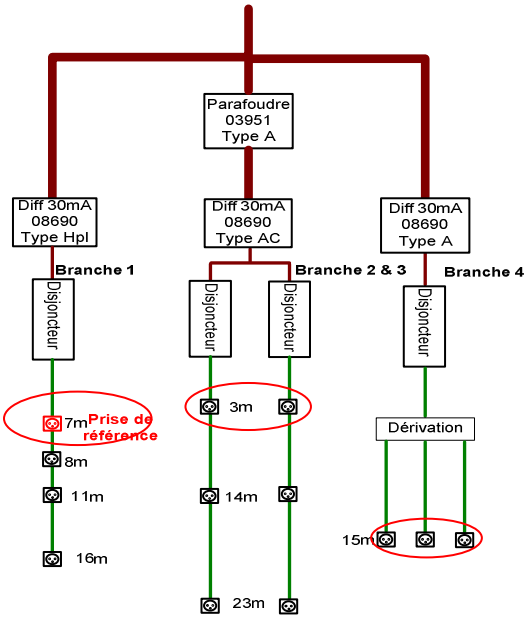


Figure 95. Points de mesure de la DSP maximale du bruit

Le banc de test étant modulable, les mesures ont été réalisées dans les conditions suivantes. Seules les quatre branches d'une technologie donnée sont alimentées en activant les disjoncteurs ainsi que les différentiels installés en amont. Les autres câbles sont mis hors tension en ouvrant les disjoncteurs et différentiels correspondants.

La densité spectrale du bruit a été mesurée sur la première prise de chaque branche pour les trois types de câble (voir Figure 95). Les résultats de mesure servent à la fois à étalonner le banc et à comparer la sensibilité de chaque type de câblage vis-à-vis de son environnement électromagnétique.

L'impédance d'entrée du réseau électrique a été mesurée sur chaque première prise de chaque branche du banc et sur les deux prises supplémentaires de la branche 2 (voir Figure 96). Il est important de noter que le module et la phase de cette impédance reflètent les comportements inductif et capacitif du réseau électrique en fonction de la fréquence.

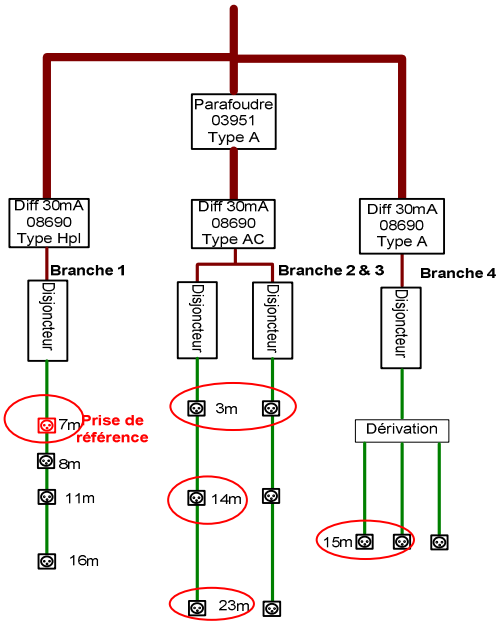


Figure 96. Points de mesure de l'impédance d'entrée

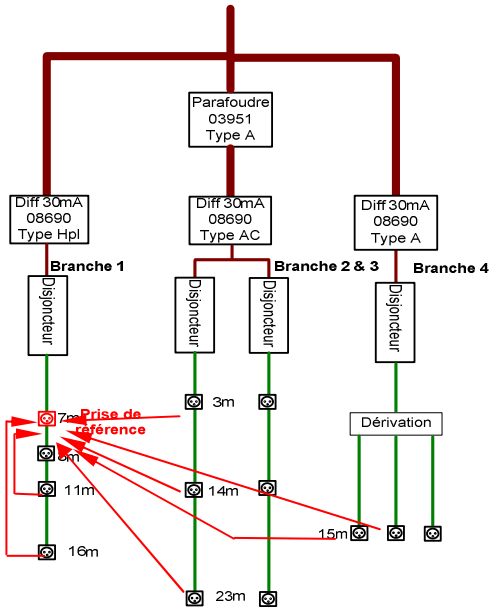


Figure 97. Mesure des pertes d'insertion

Les pertes d'insertion S_{21} ont été mesurées entre la prise à 7m de la première branche (choisie comme prise de référence) et les autres prises du banc, pour chaque type de câble donné (voir Figure 97).

4.2 Mesure du bruit électromagnétique du réseau électrique

La Figure 98, la Figure 99 et la Figure 100 représentent respectivement les résultats de mesure de bruit réalisées sur les branches 2, 3 et 4. Les comportements des trois types de câble électrique sont comparés. Nous observons en moyenne le même niveau de bruit sur les trois types de câble dans la bande 150kHz-15MHz. Le Tableau 10 présente la moyenne du bruit mesuré sur les trois types de câble. Les résultats montrent que le câble écranté présente un niveau de bruit plus faible que les autres dans la bande 15MHz-30MHz. Compte tenue du faible écart entre les bruits moyens observés sur les deux sous-bandes, il est très difficile de trouver une explication à la différence de niveau de bruit. Cependant nous favorisons l'hypothèse que le bruit mesuré sur le banc est principalement de nature conduite dans la bande 150kHz-15MHz et plutôt capté par rayonnement dans la bande 15MHz-30MHz. Pour vérifier cette hypothèse, il est indispensable d'effectuer des mesures en mode rayonné afin d'évaluer la susceptibilité du câble écranté vis-à-vis des perturbations rayonnées. Il faut également confronter les résultats de mesure de bruit présentés avec une mesure du champ électromagnétique ambiant.

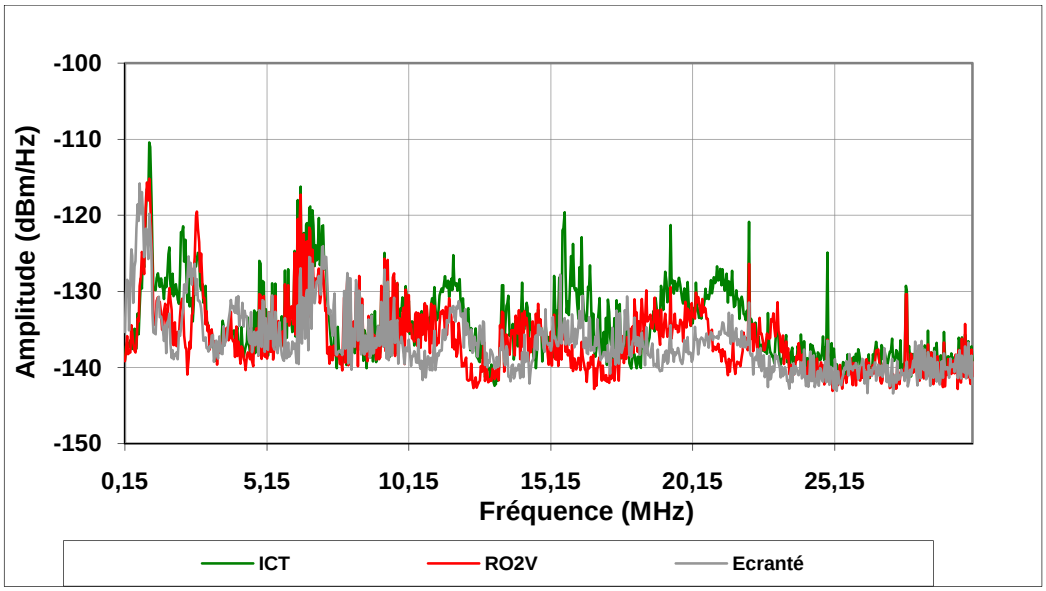


Figure 98. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 2 – Prise à 3m

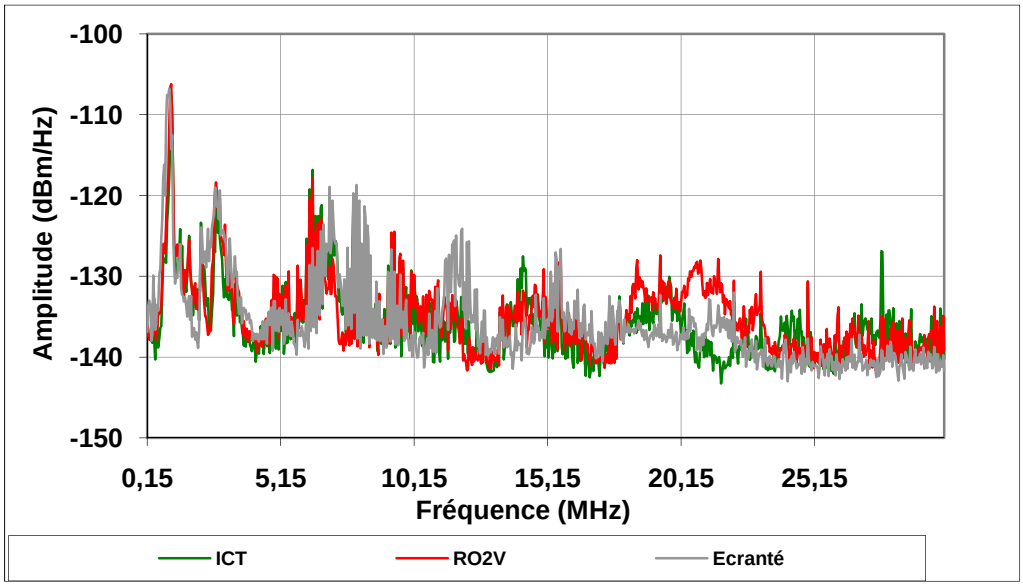


Figure 99. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 3 – Prise à 3m

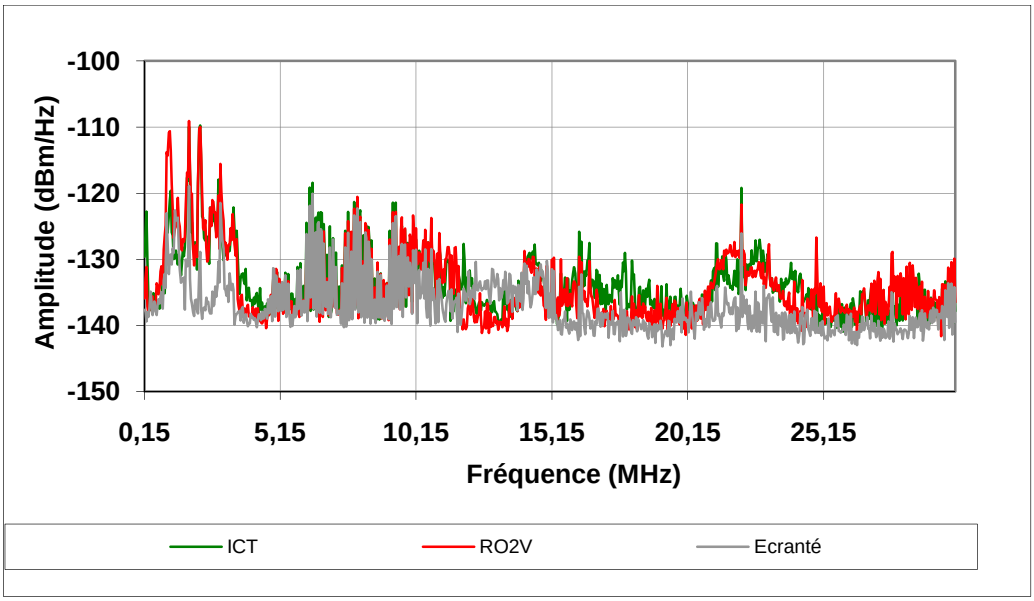


Figure 100. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 4 – Prise à 15m

Nous présenterons dans le chapitre 4 une comparaison entre le câble RO2V et le câble écranté en terme de champ émis dans l'espace lors d'une transmission CPL. Cela nous donnera une idée sur l'efficacité de l'écran électromagnétique réalisé.

Il est important de stipuler que les mesures de bruit présentées dans cette partie ont été réalisées à l'aide d'un coupleur et d'un analyseur de spectre. Nous avons utilisé une détection crête positive et le mode MAXHOLD pendant plusieurs balayages jusqu'à obtenir le maximum du spectre. Les perturbations observées ne sont pas nécessairement de type stationnaire.

Tableau 10. Moyenne du bruit mesuré sur les trois types de câbles

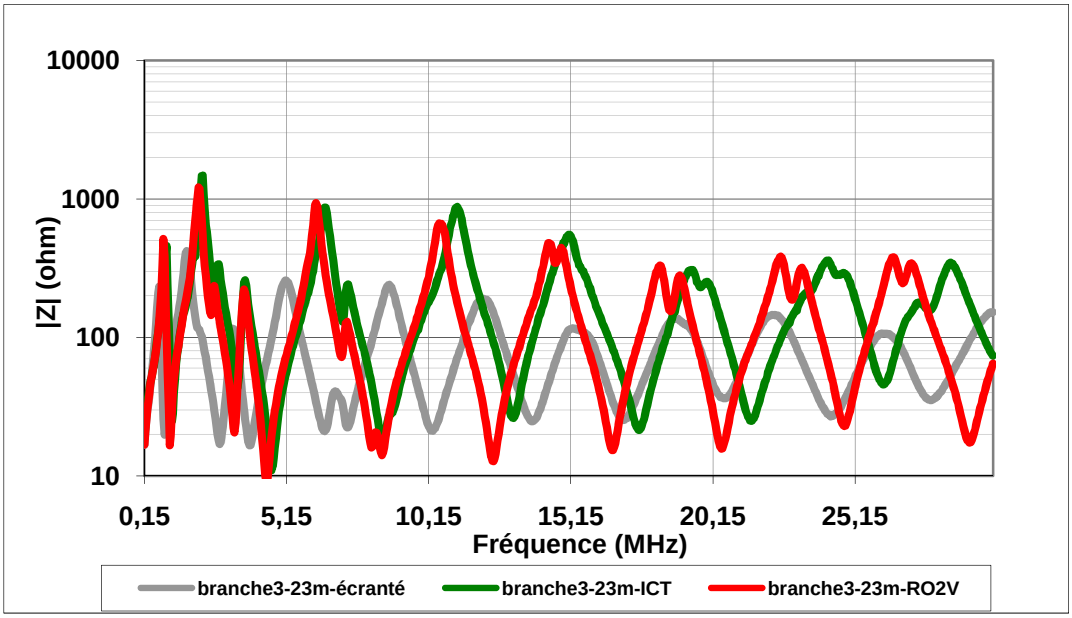
	Branche 2			Branche 3			Branche 4		
	ICT	RO2V	Écranté	ICT	RO2V	Écranté	ICT	RO2V	Écranté
DSP moyenne du bruit (dBm/Hz) dans la bande 0,15-15MHz	-133	-136	-137	-133	-132	-131	-133	-132	-131
DSP moyenne du bruit (dBm/Hz) dans la bande 15-30MHz	-138	-142	-145	-142	-140	-143	-140	-140	-144

4.3 Mesure de l'impédance d'entrée du réseau électrique

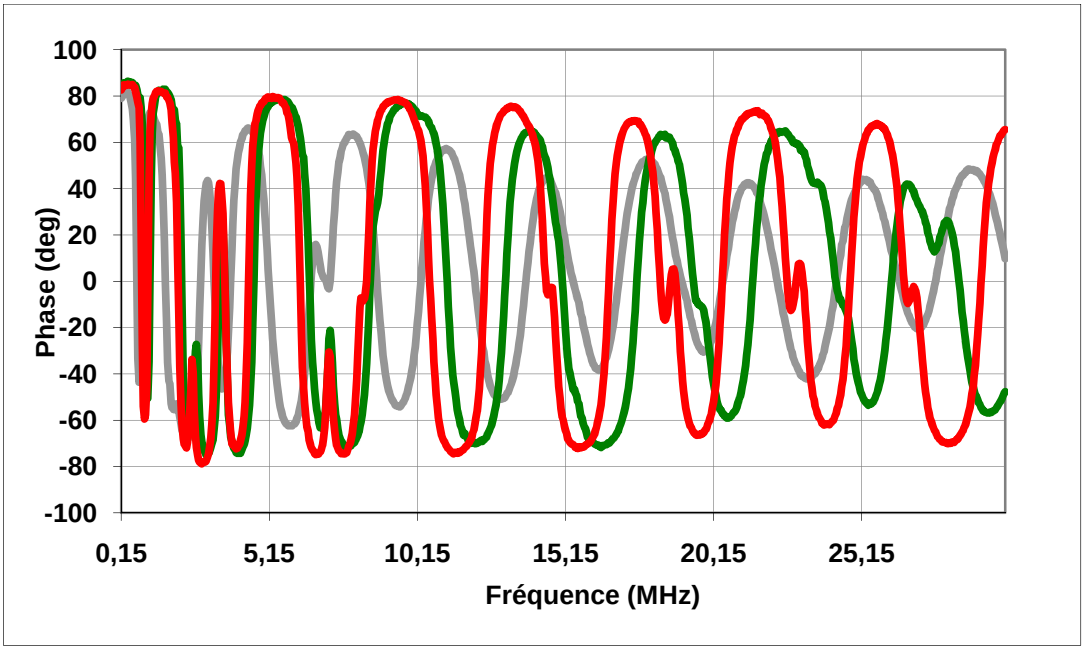
Les mesures de l'impédance d'entrée ont été réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance et d'un coupleur, tel que décrit dans la partie 1 de ce chapitre. La Figure 101, a) et b) superpose le module et la phase des impédances d'entrée mesurées à l'extrémisé de la branche 3 (prise à 23m) sur les trois types de câble.

Nous constatons que les câbles ICT et RO2V ont un comportement similaire avec un léger décalage fréquentiel. Cette légère différence est due à l'écartement irrégulier entre les fils (phase et neutre) du câble ICT. Ceux du câble RO2V sont entourés par une gaine permettant d'avoir une distance constante entre eux. La distance entre les fils électriques et la permittivité de l'isolant affecte d'une manière directe les paramètres primaires (R, L, C et G) de chaque câble électrique et implicitement son impédance.

Le câble écranté présente une impédance plus faible avec une valeur maximale égale à 400 Ω au lieu de 2k Ω pour le câble RO2V. Cette différence peut être expliquée par la présence d'une capacité supplémentaire entre chaque fil et de l'écran électromagnétique. De plus, en observant simultanément le module et la phase de l'impédance mesurée, nous constatons la présence de changements rapides de phase. Ils sont à l'origine du changement de comportement du réseau électrique (de capacitif en inductif et vice versa). Ces changements de phase sont principalement provoqués par la topologie complexe du réseau et l'impédance de ses éléments électriques.



a) Module



b) Phase

Figure 101. L'impédance d'entrée mesurée sur la prise 23m de la branche 3

Une représentation des résultats précédents sous forme de fonction cumulative de probabilité (notée CDF) permet la comparaison statistique des impédances d'entrée mesurées sur les trois types de câble. Cette fonction informe sur la probabilité d'avoir une impédance inférieure à une valeur donnée (abscisse) pour une configuration fixée. Le calcul est réalisé à partir d'une trentaine de mesures. La Figure 102, représente cette fonction cumulative de probabilité pour le module et la phase de l'impédance d'entrée mesurée au niveau de la prise 23m de la branche 3 pour les trois câbles ICT, RO2V et écranté. Le Tableau 11 résume les valeurs du module et de la phase de l'impédance d'entrée à une probabilité respectivement de 10%, 50% et 99%.

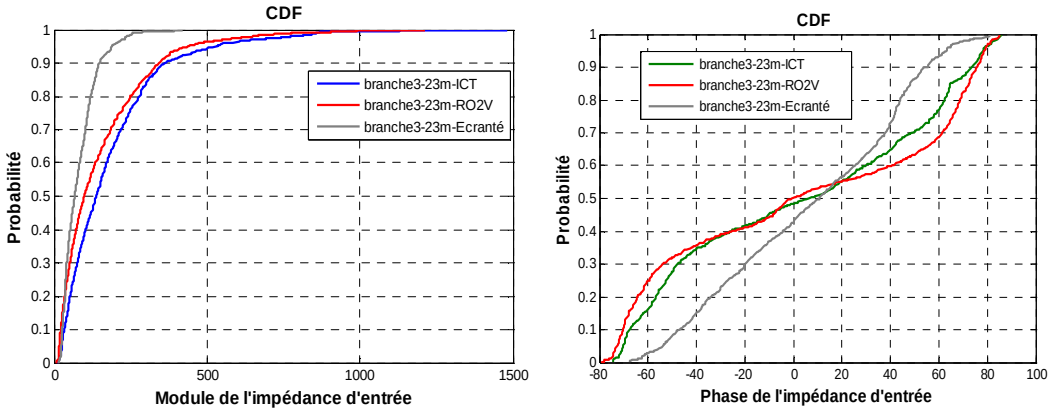


Figure 102. Fonction cumulative de probabilité de l'impédance d'entrée

Nous pouvons noter que 50% des valeurs du module de l'impédance mesurée sont inférieures à 139Ω pour le câble ICT, 99Ω pour le câble RO2V et 68Ω pour le câble écranté. Aussi 99% des valeurs sont inférieures à 843Ω pour le câble ICT et le câble RO2V et à 290Ω pour le câble écranté. Ce dernier présente en effet une impédance maximale plus faible. Les câbles RO2V et ICT ont des caractéristiques proches qui différent de celles du câble écranté. Ceci est dû à la présence de l'écran autour des 3 conducteurs (phase, neutre et terre).

Tableau 11. Caractéristiques statistiques de l'impédance d'entrée

Probabilité	**ICT**	**RO2V**	**Écranté**	
10%	33Ω	22Ω	27Ω	**Module (Ω)**
50%	139Ω	99Ω	68Ω	
90%	420Ω	405Ω	179Ω	
10%	-66°	-70°	-46°	**Phase (deg)**
50%	0°	0°	0°	
99%	55°	72°	76°	

Les résultats de mesure d’impédance réalisée sur les trois types de câble nous ont permis de distinguer le comportement du câble écranté caractérisé par une impédance faible comparée à celles des câble ICT et RO2V. Par ailleurs, le câble ICT et le câble RO2V présentent un comportement similaire en termes d’impédance avec un léger décalage fréquentiel entre leurs courbes.

Dans la suite de l’étude nous allons nous intéresser à la caractérisation expérimentale du banc de test en termes de pertes d’insertion.

4.4 Mesure des pertes d'insertion (paramètre S_{21})

Rappelons que les pertes d'insertion ont été mesurées entre la prise 7m de la première branche et les autres prises pour un type de câble donné. Le paramètre S_{21} est généralement considéré comme étant la fonction de transfert du canal de propagation mesurée sous une impédance de référence donnée, afin de s'affranchir du phénomène de désadaptation d'impédance entre le générateur de l’analyseur de réseau et le dispositif à caractériser.

Observons tout d'abord les pertes d'insertion entre deux prises d'une même branche et l'effet de la technologie des câbles sur ce paramètre (Figure 103). Nous constatons que les câbles ICT et RO2V présentent le même nombre d'évanouissements avec un léger décalage fréquentiel variable en fonction de la fréquence. Le câble écranté présente le même nombre d'évanouissements spectraux avec un décalage fréquentiel assez important sur toute la bande étudiée. L'atténuation maximale pour chaque type de câble varie de 15dB à 16dB.

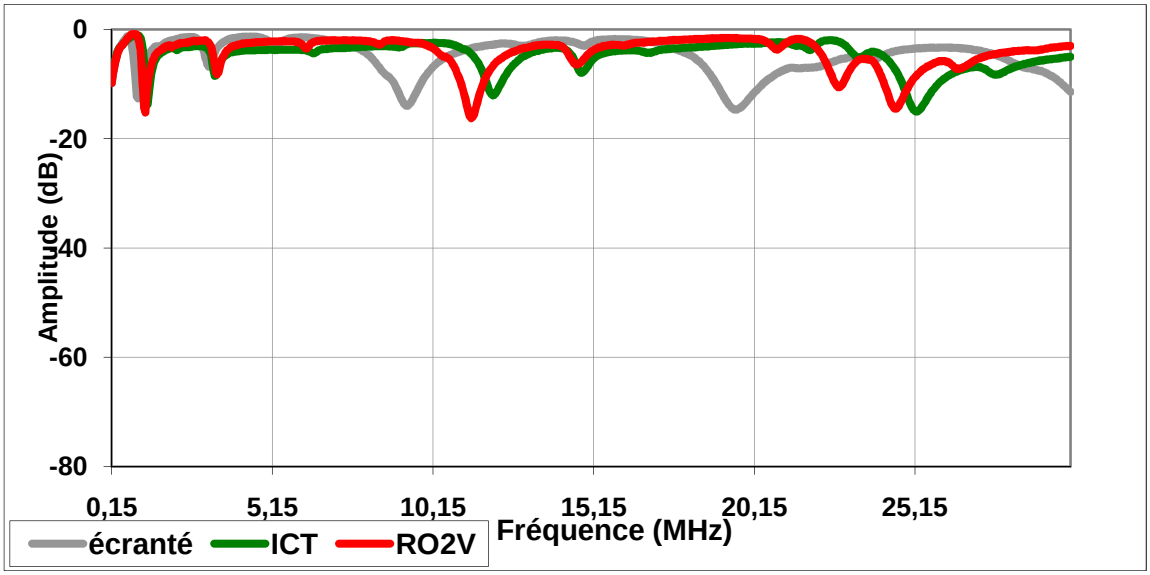


Figure 103. Pertes d'insertion entre 7m et 16m

Les évanouissements spectraux sont principalement provoqués par la topologie du réseau électrique. Leur fréquence centrale et leur amplitude sont liées au type de câble électrique et à l'impédance du réseau électrique. La topologie du réseau électrique du banc est complexe, il est difficile de faire la liaison entre la fréquence centrale de l'évanouissement et la longueur de chaque dérivation.

Considérons à présent la transmission entre deux prises de courant placées sur des branches différentes. La Figure 104 représente les pertes d'insertion entre la prise de référence et la prise 23m de la troisième branche pour les trois types de câble. Nous observons plusieurs évanouissements spectraux dus aux désadaptations d'impédance provoquées à la fois par les éléments du réseau électrique et sa topologie complexe. De plus, nous constatons que les câbles ICT et RO2V ont presque le même comportement fréquentiel dans la bande 150kHz-26MHz et un écart de 10dB à 28MHz. Par ailleurs, le câble écranté présente une atténuation plus importante dans la bande 17MHz-26MHz et des évanouissements spectraux décalés en fréquence, comme déjà signalé sur la Figure 103.

L'atténuation maximale pour chaque type de câble varie entre 65dB et 70dB dans la bande [15MHz, 30MHz]. Elle est beaucoup plus importante que dans le cas précédent. Le canal de propagation devient beaucoup plus sélectif dès que le signal doit traverser les éléments de sécurité de l'installation électrique.

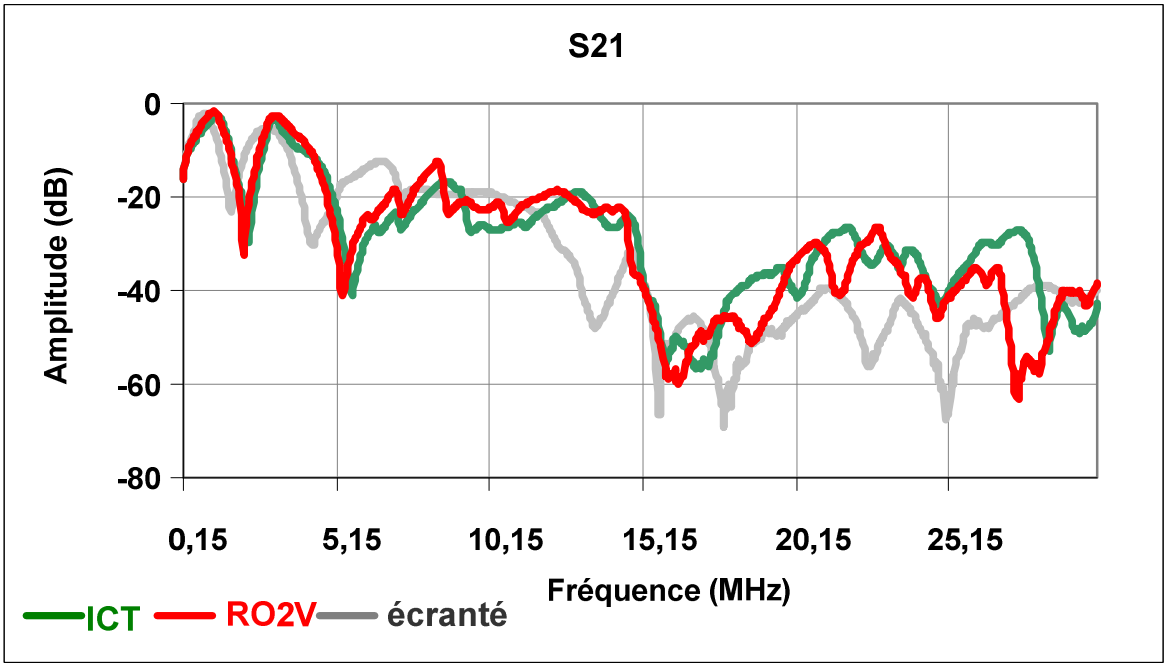


Figure 104. S_{21} entre la prise 7m de la branche 1 et la prise 23m de la branche 3

4.5 Analyse statistique des résultats de mesure

Comme nous avons eu l'occasion de le constater, le canal de propagation CPL sur les réseaux électriques étudiés est très sélectif. Ce comportement est intimement lié au phénomène de désadaptation d'impédance, lui même engendré par la topologie et les différents composants du réseau électrique et des appareils domestiques qui y sont connectés. Parallèlement la transmission CPL à haut débit utilise généralement une modulation OFDM multiporteuse. La conception d'une telle chaîne de transmission capable de s'adapter à toutes les configurations possibles du réseau électriques, nécessite la connaissance parfaite du taux de sélectivité du canal de propagation et son étalement temporel. Ce dernier exprime le fait que le signal à transmettre possède des porteuses qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. Ceci provoque une distorsion du signal et favorise l'interférence inter symbole à la réception. Par conséquent, il est très intéressant de caractériser le canal de propagation par ses paramètres statistiques à savoir la bande de cohérence, l'étalement spectral et le coefficient de corrélation du canal afin d'étudier sa stationnarité.

4.6 Critères d'analyse statistique

La bande de cohérence du canal de propagation est une donnée statistique. Elle représente la largeur de bande fréquentielle à partir de laquelle deux porteuses ou fréquences sont considérées comme indépendantes. Autrement dit, le canal de propagation les affectera par une atténuation différente. Le canal est supposé plat dans la bande de cohérence. Ce paramètre reflète d'une façon directe la sélectivité du canal de propagation. La bande de cohérence est estimée à partir du coefficient de corrélation normalisé de l'amplitude de la fonction de transfert du canal nommée H(f)=S_{21}. Le calcul de ce coefficient de corrélation est réalisé à l'aide de l'Équation 70 [53].

$$\rho(f) = \frac{E\left[H(f) \cdot H^{*}(f+\Delta f)\right]}{\sqrt{E\left[\left|H(f)\right|^{2}\right] E\left[\left|H(f+\Delta f)\right|^{2}\right]}} \qquad \text{Équation 70}$$

Où :

E est l'espérance ou la moyenne statistique,

f est la fréquence,

Δf est le pas fréquentiel,

H^{*} est le conjugué de H, elles sont respectivement la fonction de transfert complexe et sa conjuguée.

La bande de cohérence du canal, généralement nommée dans la littérature $B_{c,n}$ est la largeur de la bande de fréquence dans laquelle le coefficient de corrélation normalisé est égal à une valeur n inférieure à 1 (voir Équation 71).

$$\rho(B_c) = n \qquad \text{Équation 71}$$

Le canal de propagation CPL est aussi caractérisé par sa réponse impulsionnelle h(t). Elle représente la transposition au domaine temporel de la fonction de transfert H(f) en appliquant la transformée de Fourier inverse. La réponse impulsionnelle du canal de propagation permet l'estimation du comportement moyen du canal en puissance à travers le profil moyen des retards qui est déduit de $h(t)$.

$$P_m(t) = E\left[\left|h(t)\right|^2\right]$$ Équation 72

Le profil de puissance P_m permet de définir l'étalement temporel. Il correspond au retard temporel maximal représentant l'écart de temps entre l'arrivée du premier signal de forte amplitude et de son écho atténué de X dB. La valeur de cette atténuation est nommée seuil de détection de trajet et généralement fixée à 20dB ou 30dB.

En pratique la réponse impulsionelle est échantillonnée en N points dans le temps et généralement exprimée sous une forme discrète (voir Équation 73).

$$h(t) = \sum_{i}^{N} \alpha_i \delta(t - \tau_i)$$ Équation 73

Où α_i est une valeur complexe associée au retard τ_i.

L'étalement des retards induits par le canal de propagation est caractérisé par les deux grandeurs statistiques suivantes [54]:

- le moment centré d'ordre 1 du profil moyen des retards noté τ_m (appelé étalement moyen),
- la racine carrée du moment centré d'ordre 2 du profil moyen des retards appelé σ_c et généralement noté dans la littérature τ_{RMS} (Root Mean Square). Il représente l'écart type des retards par rapport au retard moyen.

Le premier paramètre représente l'étalement des retards moyens et le deuxième correspond à l'écart type de l'étalement des retards. Ils sont exprimés respectivement par l'Équation 74 et l'Équation 75.

$$\tau_m = \frac{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2 \tau_i}{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2} = \frac{\sum_{\tau_{max}} P(\tau_i)\tau_i}{\sum_{\tau_{max}} P(\tau_i)}$$ Équation 74

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - \tau_m^2}$$ Équation 75

Pour illustrer ce principe nous avons calculé le profil de puissance de la réponse impulsionelle obtenue en appliquant l'IFFT sur la fonction de transfert représentée sur la

Figure 104 (câble ICT). Le résultat obtenu est représenté sur la Figure 105. A partir de cette courbe nous pouvons déduire l'étalement temporel maximal pour un seuil de détection égal à -30dB par rapport à l'amplitude du premier trajet. Les trajets ayant une amplitude plus faible ne sont pas pris en considération en supposant que leur effet est négligeable. L'étalement temporel maximal est utilisé dans le calcul de l'étalement temporel moyen τ_m et le moment d'ordre deux de l'étalement temporel noté $\overline{\tau}^2$ (voir respectivement l'Équation 74 et l'Équation 76). Ces deux derniers éléments permettent la déduction de τ_{RMS}.

$$\overline{\tau}^2 = \frac{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2 \tau_i^2}{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2} = \frac{\sum_{\tau_{max}} P(\tau_i)\tau_i^2}{\sum_{\tau_{max}} P(\tau_i)}$$

Équation 76

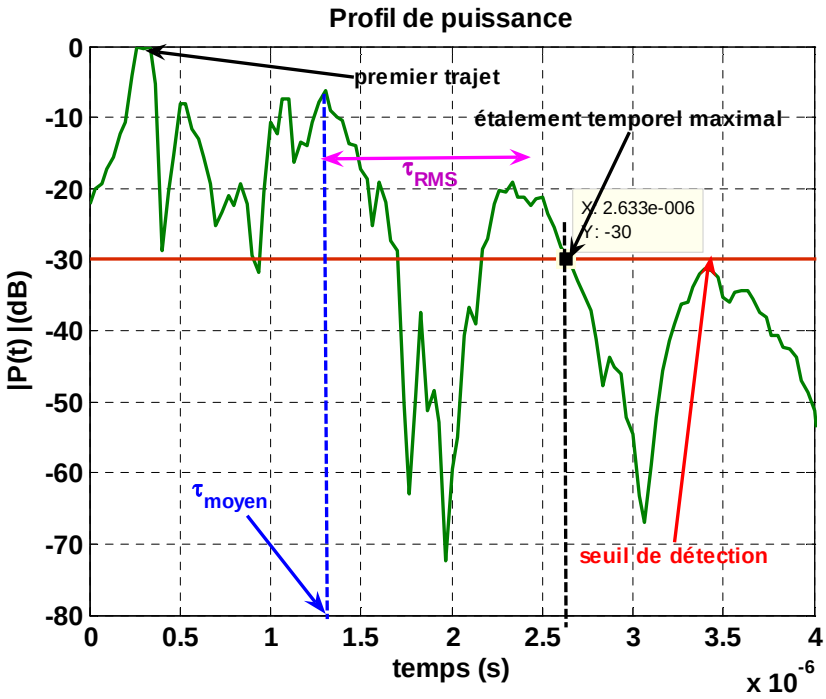


Figure 105. Profil de puissance de la fonction de la réponse impulsionelle entre le la prise de référence et la prise 23m de la troisième branche

L'étalement temporel engendré par le réseau électrique dans la bande CPL est un élément décisif pour le dimensionnement d'une chaîne de transmission CPL. Il représente concrètement l'interférence inter symbole OFDM dans le temps (noté ISI). Sa durée est prise en compte lors du choix de la longueur du symbole OFDM afin de limiter ces interférences. Pour remédier à ce problème, la spécification HomePlug 1.1 prévoit un intervalle de garde après chaque symbole OFDM noté GI (Guard Interval) dont la valeur peut être égale à 600ns ou à 2,6µs ou à 42,16µs.

Plusieurs études statistiques ont été menées afin de déterminer l'étalement temporel du réseau électrique. Les travaux présentés dans [55] montrent que l'étalement temporel du réseau électrique domestique étudié est inférieur à 3µs pour un seuil de détection inférieur de -30dB. Dans [56], le réseau électrique étudié présente un étalement temporel maximal de 4µs pour un seuil de détection égal à -20dB. Dans [53], les réponses impulsionelles mesurées sur différents réseaux électriques domestiques sont classées selon la tendance de la fonction de transfert en fonction de la fréquence dans 9 classes différentes. La valeur maximale de l'étalement temporel observé est inférieure à 4,58µs pour un seuil de détection égal à -30dB.

4.7 Analyse statistique des pertes d'insertion

Dans le but d'étudier l'impact de la sélectivité du canal de propagation sur la bande de cohérence du canal, nous avons calculé la bande de cohérence pour deux configurations différentes. La première dite liaison directe où l'émetteur et le récepteur se trouvent sur la même branche, la deuxième dite liaison indirecte où l'émetteur et le récepteur sont sur deux branches différentes. La bande de cohérence est estimée pour les trois valeurs de corrélation (0,5, 0,7 et 0,9) et pour les trois types de câbles (ICT, RO2CV et écranté), ce qui permettra la comparaison du comportement des différentes technologies de câble en terme de bande de cohérence.

4.7.1 Liaison directe

En liaison directe, l'émetteur est connecté sur la branche 1, le récepteur est branché tantôt à la prise 11m tantôt à la prise 16m (voir Figure 94). La Figure 106 et la Figure 107 représentent les coefficients de corrélation calculés pour les deux configurations pour les trois types de câble.

Nous pouvons constater que les trois caractéristiques de la Figure 106 décroissent linéairement dans la bande 150kHz-7MHz pour atteindre un coefficient de corrélation égal à 0,25. Ensuite, nous observons une variation non monotone dans la bande 8MHz-30MHz pour les trois types de câble.

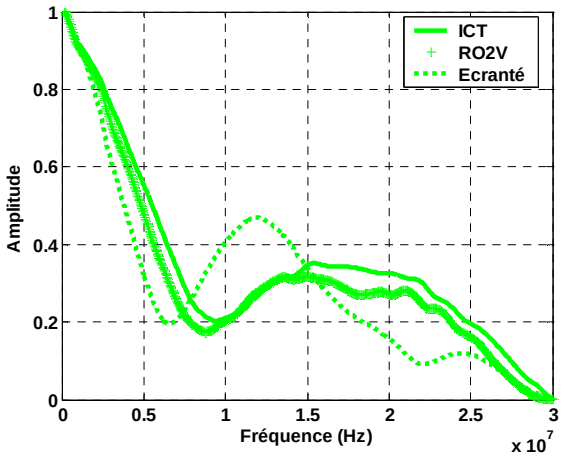


Figure 106. Fonction d'auto corrélation pour les trois types de câble-prise 7m et prise 11m

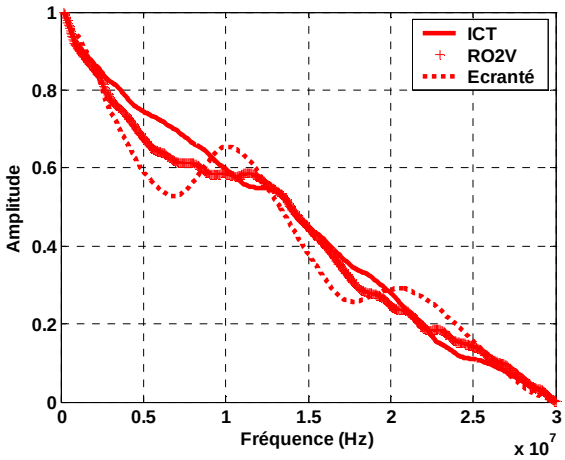


Figure 107. Fonction d'auto corrélation pour les trois types de câble-prise 7m et prise 16m

Dans le second cas, la Figure 107 montre que la fonction d'auto corrélation a une tendance linéaire décroissante sur toute la bande étudiée, contrairement au premier cas, et ceci pour les trois types de câble même si pour le câble écranté cette décroissance est non monotone. Cette différence de comportement est liée à la position du récepteur. Placé sur la même branche que l'émetteur, il se trouve soit à un point d'accès unique en terme de trajets de propagation (extrémité du câble) soit à un point d'accès multiple (les signaux peuvent arriver de deux directions différentes). Par conséquent, dans ce cas des phénomènes multitrajets plus au moins importants sont susceptibles d'apparaître.

Afin de mieux mettre en évidence les résultats des courbes précédentes et d'identifier les phénomènes multitrajets, nous avons calculé la bande de cohérence (pour les trois niveaux de corrélation 0,5, 0,7 et 0,9) pour les deux configurations. Les résultats sont représentés sur la Figure 108. Nous rappelons que la bande de cohérence est estimée à partir du coefficient d'auto corrélation représenté sur la Figure 106 et la Figure 107.

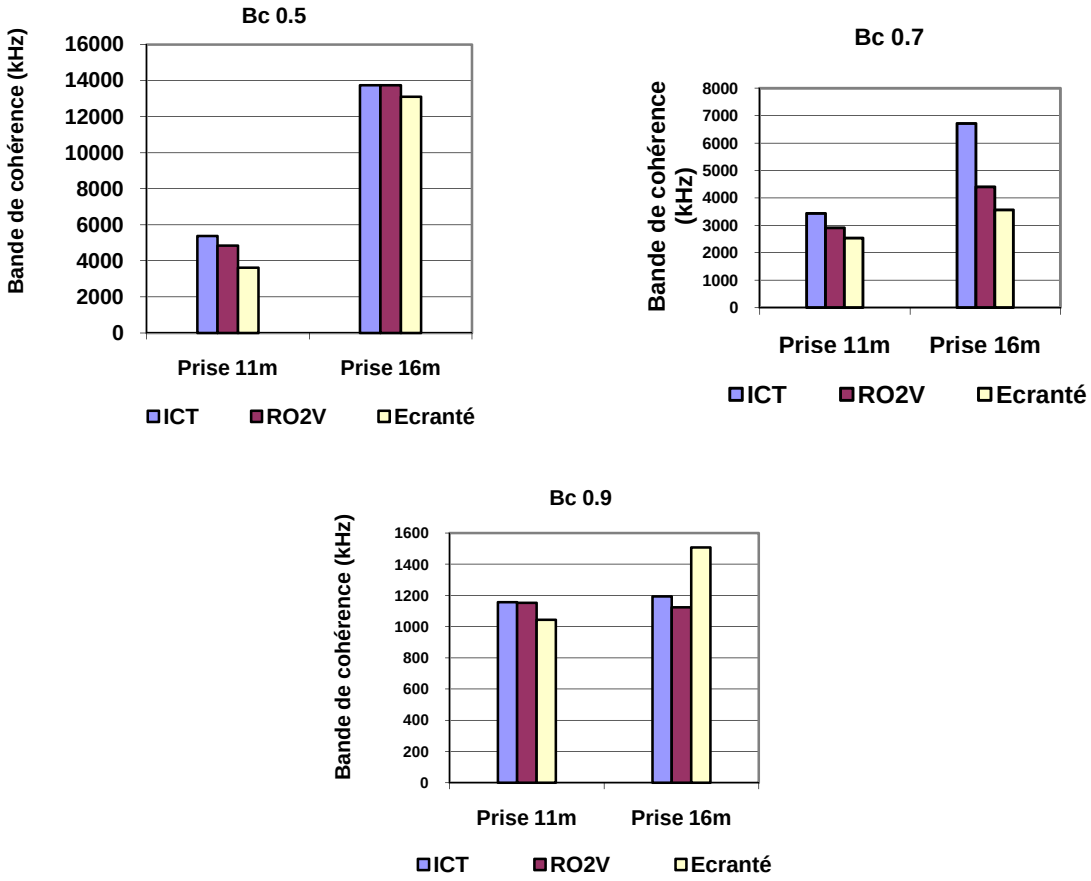


Figure 108. Bande de cohérence pour les trois niveaux de corrélation 0,5, 0,7 et 0,9, pour les trois types de câble

Nous constatons que les bandes de cohérence $Bc_{0.9}$, $Bc_{0.7}$ et $Bc_{0.5}$ sont globalement plus importantes dans le cas où le récepteur est branché à 16m. Dans ce cas, le récepteur se trouve à la terminaison de la branche 1 et l'émetteur à la prise 7m sur une ramification. Dans le second cas, l'émetteur est toujours à la prise 7m tandis que le récepteur est aussi connecté à une ramification, elle même terminée par un circuit-ouvert (voir Figure 109). Ainsi le nombre et l'amplitude des évanouissements spectraux augmentent [57]. La ramification vue par le récepteur engendre un évanouissement plus important aux alentours de 11MHz (voir Figure 110). Par ailleurs, le câble écranté présente généralement une bande de cohérence plus faible.

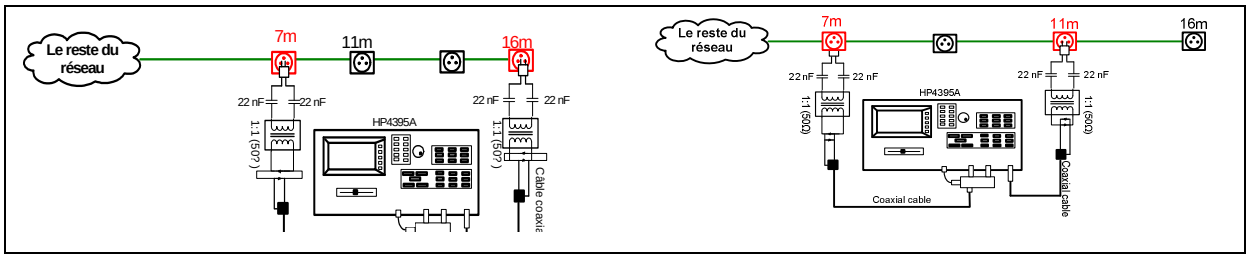


Figure 109. Configurations de mesure sur liaisons directes

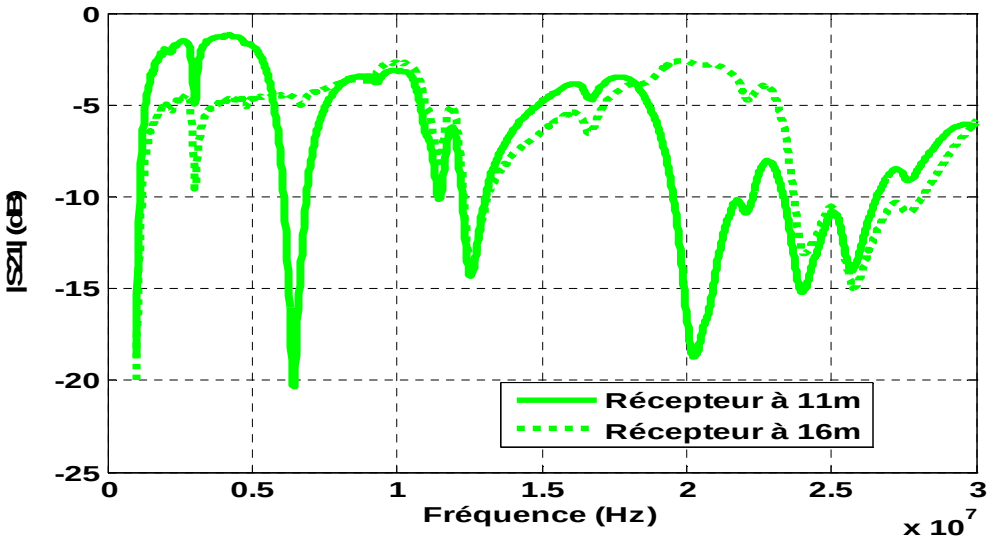


Figure 110. Perte d'insertion liaisons directes

4.7.2 Liaison indirecte

Appliquons la même démarche dans le cas où le récepteur est placé sur une prise d'une branche différente de celle de l'émetteur. La Figure 111 et la Figure 112 présentent les pertes d'insertion mesurées et le coefficient d'auto corrélation calculé en fonction de la fréquence. Ces résultats sont obtenus respectivement pour les conditions où le récepteur est connecté à la prise d'extrémité de la branche 3 et à la prise de l'extrémité de la branche 4 (voir Figure 94). Nous constatons que dans les deux cas, le coefficient d'auto corrélation décroît plus rapidement en fonction de la fréquence en comparaison avec celui des liaisons directes présentées précédemment. Cette décroissance rapide est produite par l'effet multitrajet déjà observé d'une manière très importante sur les courbes des pertes d'insertion (voir Figure 112). Cela est dû à la complexité du réseau électrique entre l'émetteur et le récepteur dans le cas d'une liaison interbranche. Le signal émis doit traverser plusieurs points de désadaptation d'impédance le long de son trajet de propagation avant d'arriver au point de réception. Citons les disjoncteurs, les différentiels, les boites de dérivation et les autres éléments du réseau électrique. La conséquence est un comportement sélectif important du canal de propagation.

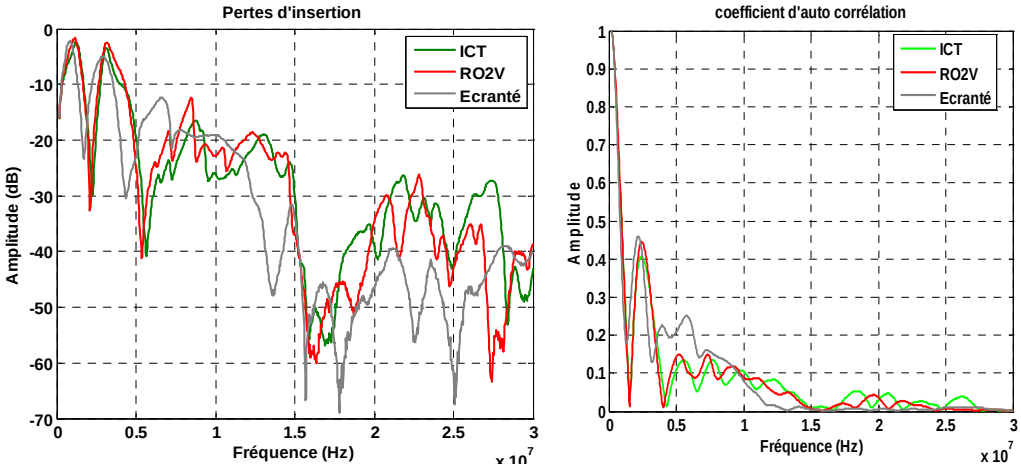


Figure 111. Cas 1-récepteur branché à la prise 23m de la branche 3

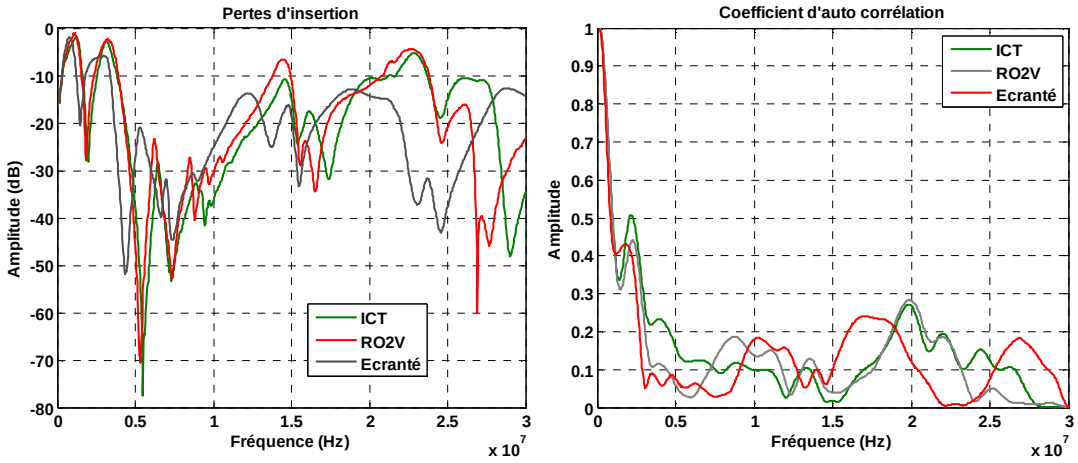


Figure 112. Cas 2-récepteur branché à la prise 15m de la branche 4

Le Tableau 12 compare les valeurs de la bande de cohérence obtenues suivant le type de câble puis pour une liaison entre deux branches :

- Liaison directe (LD) : récepteur connecté à la prise 16m de la première branche
- Liaison indirecte (LIND) : récepteur connecté à la prise 23 de la troisième branche

Nous pouvons noter que la bande de cohérence $B_{c,0.9}$ est réduite d'un rapport de 3,3 pour les trois types de câble lors d'une liaison indirecte. Ce rapport varie entre 5,7 et 10 pour $B_{c,0.7}$ et entre 15 et 19,7 pour $B_{c,0.5}$. Nous en déduisons que le raccordement de deux modems CPL sur deux branches différentes favorise fortement la propagation multitrajet, ce qui réduit considérablement la bande de cohérence du canal de propagation CPL. Cependant, le standard HomePlug 1.1 emploie 1155 sous-porteuses dans la bande 1,8kHz-30MHz, ce qui donne un espacement de 24,24kHz entre chacune d'elles. Ainsi la spécification HomePlug AV ver 1.1 reste applicable aux cas présentés.

Tableau 12. Bande de cohérence-Liaison directe et indirecte

	ICT		RO2V		Écranté	
	LD	LIND	LD	LIND	LD	LIND
$B_{C,0.5}$	13,9MHz	934kHz	14MHz	710kHz	13,09MHz	822kHz
$B_{C,0.7}$	6,86MHz	672kHz	4,08MHz	710kHz	4MHz	635kHz
$B_{C,0.9}$	1,37MHz	412kHz	1,12MHz	449kHz	1,5MHz	411kHz

5 Étalement temporel du canal (Spread Delay)

Dans le cadre de notre étude nous avons caractérisé le banc de test PLC READY en terme d'étalement temporel extrait de la réponse impulsionelle. Cette dernière est déduite à partir de la fonction de transfert mesurée du banc de test dans le domaine fréquentiel (pour les trois types de câble : ICT, RO2V et écranté). Le coefficient τ_{RMS} est calculé à partir de l'Équation 75 pour les deux configurations précédemment décrites (cf. 4.7). Pour chaque type de configuration, deux valeurs sont considérées, la valeur maximale et la valeur minimale de τ_{RMS}. Les résultats sont résumés dans le Tableau 13.

Tableau 13. Étalement temporel

	ICT		**RO2V**		**Écranté**	
	LD	**LIND**	**LD**	**LIND**	**LD**	**LIND**
τ_{RMS} maximal	199,9ns	756,5ns	147ns	665,9ns	146,4ns	594ns
τ_{RMS} minimal	54,6ns	364,5ns	65,2ns	423ns	76,15ns	436,5ns

Contrairement à la bande de cohérence, l'étalement temporel est multiplié d'un rapport allant de 3,7 à 4 pour les trois types de câble lors d'une liaison indirecte. Comme nous avons pu le constater précédemment, le raccordement de deux modems CPL sur deux branches différentes favorise fortement la propagation multitrajet. Cela augmente considérablement l'étalement temporel engendré par la topologie du réseau électrique. En effet, la bande de cohérence et l'étalement temporel renseignent sur le même phénomène.

Par ailleurs, l'étalement temporel minimal est observé lors d'une liaison directe pour le câble ICT. Sa valeur maximale est aussi obtenue pour le même type de câble lors d'une liaison indirecte. Le câble RO2V et le câble écranté présentent un étalement temporel minimal très proche lors d'une liaison indirecte et un étalement temporel maximal similaire lors d'une liaison directe. Cependant, l'écart entre l'étalement temporel maximal pour les trois types de

câble électrique est inférieur à 50ns lors d'une liaison directe et à 171ns lors d'une liaison indirecte. Nous pouvons considérer que l'étalement temporel est principalement affecté par la topologie du réseau électrique. Par ailleurs, les trois valeurs d'intervalle de garde prévues par la spécification HompePlug 1.1 couvrent l'ensemble des valeurs obtenues pour l'étalement temporel.

6 Variabilité du canal de propagation CPL en fonction du temps

La réponse fréquentielle des canaux de propagation CPL, dépend de la topologie du réseau électrique et de l'impédance des appareils électriques domestiques. La variation du caractère fréquentiel des canaux de propagation CPL en fonction du temps est tributaire de la variation de la topologie du réseau électrique et de celle de l'impédance des appareils électriques. La topologie du réseau électrique varie lentement en fonction du temps, alors que l'impédance des appareils électriques change rapidement en fonction du temps, généralement d'une manière asynchrone avec la tension secteur 50Hz.

Dans le but d'étudier la variabilité des canaux de propagation CPL dans la bande 150kHz-30MHz, nous avons mesuré les pertes d'insertion d'un réseau électrique domestique à des instants différents. Les mesures ont été réalisées entre deux prises électriques dans la maison numérique du Laboratoire des Applications Numériques. Les pertes d'insertion sont mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau selon le protocole de mesure décrit précédemment (cf. 2.2). Il est important de noter que durant cette campagne de mesure nous avons supposé que le comportement fréquentiel des canaux de propagation CPL ne change pas pendant le temps de balayage de l'analyseur.

Nous avons représenté les résultats de mesure sous forme d'un spectrogramme afin de mieux voir la variation du canal en fonction du temps et de la fréquence. Nous pouvons constater une variation apériodique lente du canal de propagation CPL en fonction du temps. Cette variation est constatée dans les intervalles de temps [0-20] minutes et [100-120] minutes. Ce changement est dû à la variation de la topologie et de l'impédance des appareils et des éléments électriques. Pour estimer cette variation, nous avons calculé le coefficient de corrélation en fonction de la fréquence des valeurs successives du paramètre S_{21} mesuré (voir Figure 114)

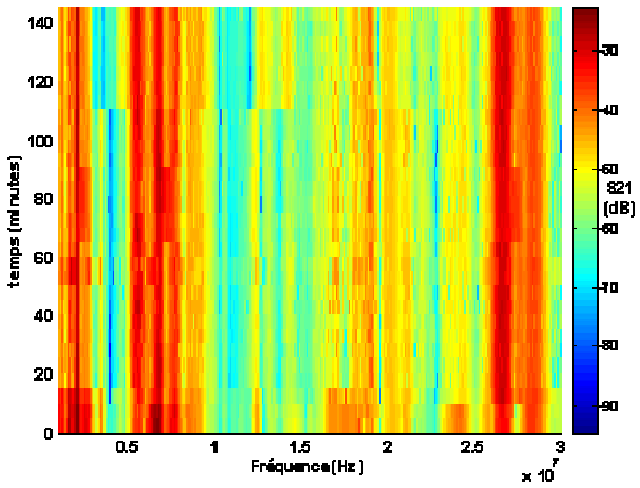


Figure 113. Spectrogramme de la variation temporel des pertes d'insertion

Le coefficient de corrélation obtenu varie entre 1 et 0,93 dans la bande 150kHz-8MHz et entre 1 et 0,97 dans la bande 8MHz-30MHz. Nous en déduisons que la réponse fréquentielle du réseau électrique caractérisé varie peu en fonction du temps. Il est important de noter que les résultats obtenus ne concernent pas les variations très rapides du canal de propagation.

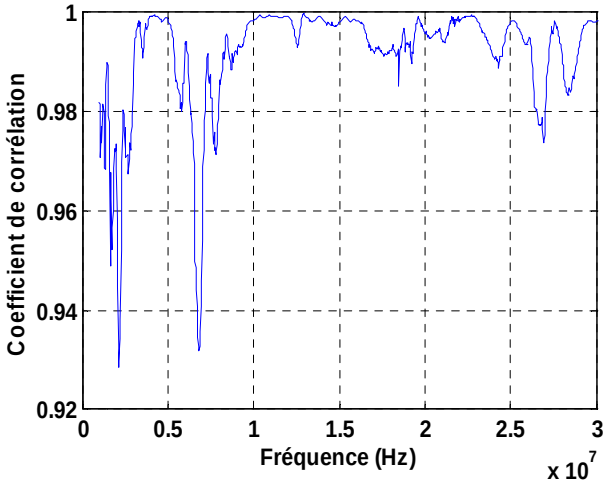


Figure 114. Coefficient de corrélation

7 Conclusion

Nous venons d’analyser l’impact d’une dérivation sur la réponse fréquentielle d’un réseau électrique simple et de présenter la caractérisation expérimentale d’un réseau électrique représentatif d’une installation électrique domestique (banc PLC READY).

Les résultats obtenus montrent que la longueur de la dérivation entre l'émetteur et le récepteur détermine les fréquences d'évanouissements spectraux. L'atténuation engendrée est tributaire de la position de la dérivation sur le câble de liaison direct entre les modems émetteur et récepteur. Si l’extrémité de cette dérivation est adaptée, l’atténuation est minimale. Par ailleurs, une faible impédance connectée en parallèle du modem récepteur favorise la désadaptation d’impédance au point de connexion. Par conséquent, le signal CPL émis sera considérablement réfléchi du point de réception vers la ligne électrique.

Une approche de caractérisation expérimentale a été ensuite menée pour étudier le comportement du banc de test appelé PLC-READY en termes d’impédance, de pertes d’insertion, de bande de cohérence et d'étalement temporel. Ainsi nous avons comparé trois types de câble (ICT, RO2V et écranté). L'analyse statistique appliquée aux résultats de mesure de l'impédance d'entrée du réseau montre que l'impédance des câbles ICT et RO2V est inférieure à 420Ω avec 90% de probabilité et celle du câble écranté est inférieur à 179Ω pour le même critère. Aussi, en termes de pertes d'insertion, le câble écranté se distingue par une atténuation supérieure à celle des câbles ICT et RO2V dans la bande de fréquences 17MHz-26MHz. La bande de cohérence et l'étalement temporel des canaux de propagation CPL sont principalement affectés par la topologie du réseau électrique. Ils dépendent du nombre de dérivations connectées entre l'émetteur et le récepteur.

L’étude de la variation des canaux de propagation CPL en fonction du temps montre que son état change peu. Cette étude doit être approfondie afin de prendre en considération la variation rapide de ces canaux provoquée par le fonctionnement des appareils électriques.

Chapitre 4
Bruit conduit et Champ électromagnétique rayonné

Chapitre 4 : Bruit et champ électromagnétique rayonné

1 Introduction

Le réseau électrique domestique est partagé par plusieurs appareils électriques, ceux non communicants tels que les appareils électroménagers mais aussi ceux communicants tels que les systèmes à courant porteur en ligne. Les perturbations électromagnétiques existant sur ce réseau électrique sont essentiellement générées par les appareils électroménagers dotés la plupart du temps d'une alimentation à découpage. Il faut noter que les systèmes CPL sont constamment exposés au bruit généré par ces dispositifs électriques ce qui réduit considérablement leur performance. Dans ce cas, les systèmes CPL sont considérés comme victime. Quelques fois, des signaux HF émis par les modems CPL sont rayonnés par les câbles électriques, ce qui peut perturber par d'exemple les services Radio ou d'autres dispositifs de télécommunication tels que les modems VDSL utilisant presque la même bande de fréquences. De plus, aucune norme CEM rayonné, ne semble être applicable sur la technologie CPL dans la bande 150kHz-30MHz.

Ce chapitre est divisé en deux parties. La première porte sur le bruit généré par les appareils électriques domestiques. La deuxième concerne l'étude du champ électromagnétique rayonné par le réseau électrique lors d'une transmission CPL. L'évaluation du bruit généré sur le réseau électrique et l'estimation du champ magnétique rayonné par ce dernier, sont réalisées par une approche purement expérimentale.

Nous présenterons en premier lieu l'état de l'art de la caractérisation du bruit généré sur le réseau électrique en détaillant les différentes méthodes de classification. La méthodologie de mesure sera décrite et nous analyserons quelques résultats de mesure. Par la suite, nous nous focaliserons sur l'étude du champ électromagnétique rayonné. Nous décrirons la campagne de mesure du champ électromagnétique rayonné. Pour cette campagne, deux géométries de réseau électrique ont été considérées. Ils seront décrits, de même que le dispositif de mesure et la démarche suivie.

Par la suite, nous analyserons les résultats obtenus afin d'étudier l'impact de la géométrie du réseau électrique et du type de flux vidéo émis par les modems CPL sur le champ électromagnétique rayonné dans la bande 150kHz-30MHz. Nous comparerons le

champ électromagnétique rayonné par un câble électrique écranté à celui d'un câble électrique non écranté noté RO2V. Nous ferons le lien entre le courant du mode commun et le champ électromagnétique rayonné. Enfin nous présenterons la mesure de la dissymétrie du réseau électrique et nous la comparerons à l'allure des champs électrique et magnétique rayonnés. Nous confronterons les résultats obtenus aux restrictions relatives à l'exposition des individus aux champs électromagnétiques.

2 Réseau électrique et bruits

2.1 Classification des bruits sur le réseau électrique

Les appareils électriques domestiques dotés d'une alimentation à découpage génèrent des perturbations électromagnétiques. Elles proviennent soit du réseau électrique domestique lui-même soit d'un réseau voisin. Dans ce cas, elles se propagent le long de l'installation électrique et traversent le compteur électrique, le disjoncteur principal et le reste des composants du réseau avant d'arriver au niveau de la prise à laquelle le modem récepteur ou émetteur est connecté. Le simple fait que ces perturbations conduites soit présentes sur le réseau et en n'importe quel point pourra engendrer une baisse de performance du modem CPL.

L'impact du bruit sur la transmission CPL est illustré par une mesure de débit effectuée lors d'une transmission CPL entre deux modems HPAV en présence d'une alimentation à découpage. Le dispositif de mesure est représenté sur la Figure 115. Il est composé de deux transformateurs d'isolement monophasés, de deux filtres de ligne monophasés passe-bas (de marque Schaffner), de deux RSIL (Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne), de deux coupleurs CPL. La liaison électrique entre les deux coupleurs est réalisée avec des câbles coaxiaux entre lesquels est placé un atténuateur HF réglable par pas de 1dB. Il permettra d'atténuer le signal CPL entre les deux modems.

Le bruit mesuré est de type impulsif asynchrone avec la tension de secteur. La Figure 116 présente le bruit généré par l'alimentation à découpage sur le réseau électrique [58].

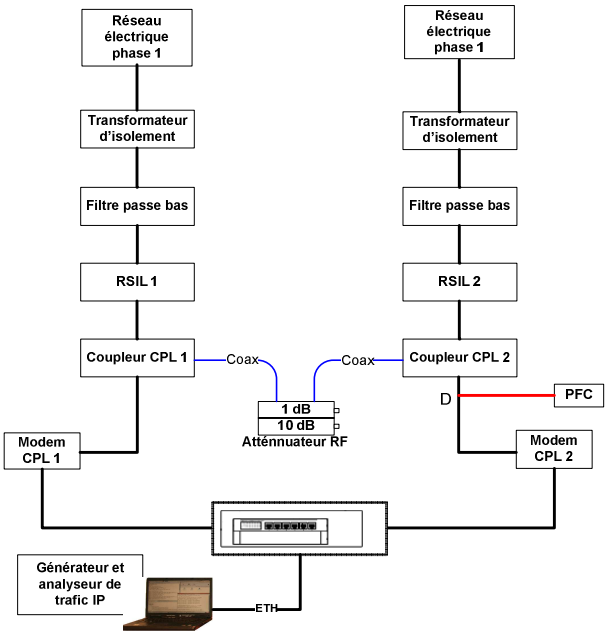


Figure 115. Dispositif de mesure de l'impact du bruit sur le débit

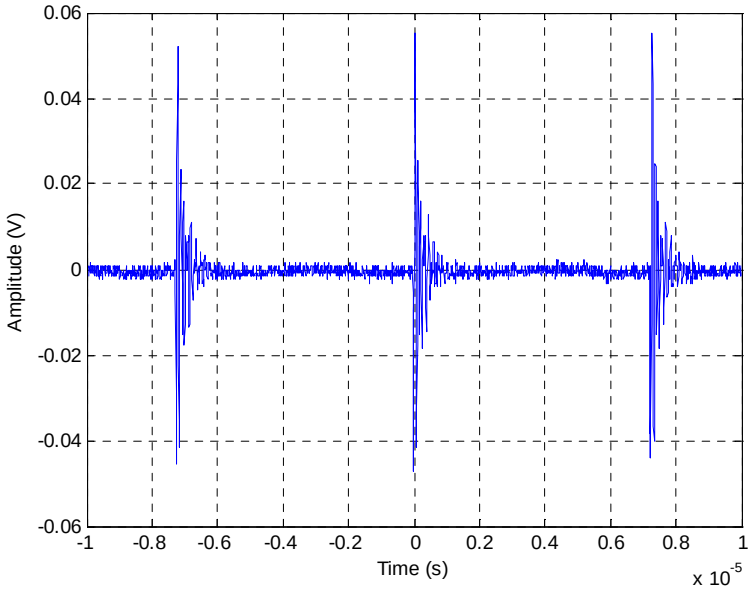


Figure 116. Bruit généré par une alimentation à découpage

Le trafic IP entre les deux modems est généré et mesuré en utilisant un générateur de trafic IP nommé IxChariot. Le flux de données entre les deux modems CPL est évalué et mesuré sur une minute en utilisant le protocole TCP-IP. Les résultats de mesure sont présentés sur la Figure 117. Suivant que le PFC est connecté ou non au point D, nous constatons une chute considérable du débit Ethernet. Il décroît de 70Mbits/s à 45Mbits/s lors de la connexion de l'appareil.

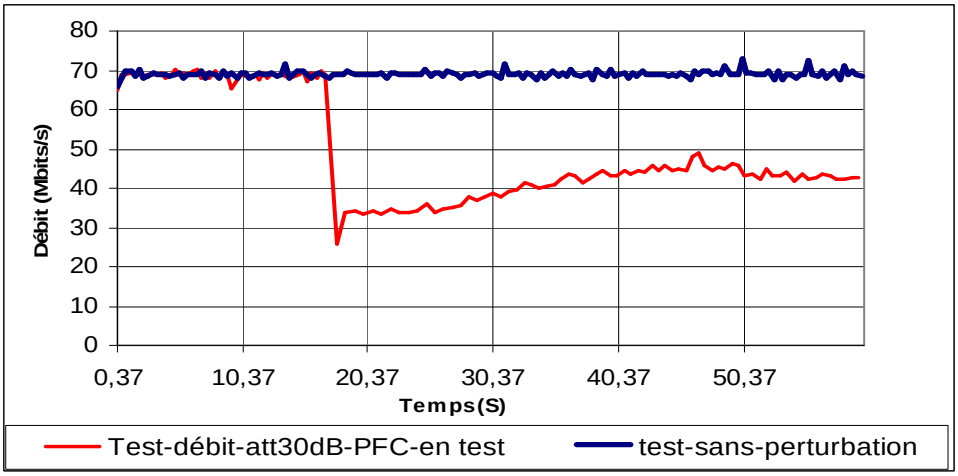


Figure 117. Impact de l'alimentation à découpage sur la transmission CPL

La caractérisation des perturbations électromagnétiques générées sur le réseau électrique semble une étape nécessaire afin d'améliorer la robustesse des systèmes de transmission par courant porteur. Les premiers travaux les plus connus dans le domaine sont ceux de Zimmerman et Dostert [59]. Les perturbations EM y sont classées en cinq catégories :

- le bruit de fond coloré,
- le bruit bande étroite,
- le bruit impulsif périodique asynchrone,
- le bruit impulsif synchrone,
- le bruit impulsif asynchrone.

Cette approche est basée sur une longue observation du bruit dans le domaine temporel (89h d'observation dans trois milieux différents). Le bruit impulsif a été caractérisé par une méthode statistique en fonction du temps (amplitude, fréquence d'apparition, puissance, durée de l'impulsion et le temps d'arrivée des impulsions). Suite à ces travaux, un modèle statistique résumant le comportement aléatoire du bruit a été réalisé en utilisant les données statistiques issues de la mesure (distribution de probabilité du temps intermédiaire entre deux impulsions dit "temps d'interarrivée" et de la durée de l'impulsion) et la chaîne de Markov.

D'autres études [60] ont montré que le bruit généré par les appareils électriques domestiques peut se diviser en trois types : stationnaire, cyclo-stationnaire et impulsif. Une classification du bruit impulsif mesuré sur le réseau électrique est aussi proposée dans [61]. La classification est basée sur la durée, le spectre et le temps d'arrivée des impulsions. Une

autre étude récente de caractérisation des perturbations électromagnétiques observées par mesure sur le réseau électrique est présentée dans [3] afin de remédier aux faiblesses des modems CPL face aux bruits impulsifs périodiques. Elle consiste à diviser les perturbations électromagnétiques observées sur le réseau électrique en plusieurs classes en considérant trois phénomènes temporels : phénomènes permanents, phénomènes apériodiques et phénomènes périodiques synchrones.

Les phénomènes permanents concernent les perturbations produites par les appareils électriques en marche et qui sont omniprésents durant toute la durée de la transmission CPL. Citons par exemple les ondes radio émises par des stations proches et qui se couplent au réseau électrique, un téléviseur en marche ou le bruit de fond du réseau électrique généralement caractérisé par une densité spectrale décroissante en fonction de la fréquence pour atteindre des valeurs allant de -110dBm/Hz à -140dBm/Hz. Les phénomènes apériodiques se présentent généralement lors de la mise en marche d'un dispositif électrique. Leur observation n'est pas une tache facile car les variations produites sont transitoires et très rapides. Les phénomènes périodiques synchrones avec le secteur 50Hz, ou 60Hz selon les pays. Le temps d'interarrivée des impulsions est égal à 10ms (tension secteur redressée).

Les bruits sont ensuite répartis en sous classes selon ces trois phénomènes comme suit :

- Phénomènes permanents :
  - bruit de fond coloré,
  - bruit bande étroite,
  - bruit impulsif périodique asynchrone.
- Phénomènes apériodiques :
  - bruit impulsif apériodique,
  - variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones.
- Phénomènes périodiques synchrones à la tension secteur :
  - bruit impulsif périodique synchrone avec le 50Hz,
  - variation périodique synchrone du bruit stationnaire.

Chaque classe de bruit est caractérisée par une approche statistique en fonction de l'amplitude du bruit, du nombre d'observations du bruit sur la durée de mesure, de la durée d'interarrivée des impulsions ou de rafales d'impulsions. Le modèle proposé prend en compte l'aspect variable du bruit en fonction du temps et de la fréquence en utilisant les statistiques issues de la mesure.

La plupart des approches proposées dans la littérature se basent sur une mesure de bruit directement réalisée au niveau du réseau électrique et non pas à la source de perturbation. Une approche de modélisation du bruit impulsif fondée sur des mesures de perturbations électromagnétiques effectuées directement aux niveaux des sources perturbatrices a été récemment proposée [62]. Les résultats de mesure sont par la suite divisés en six classes distinctes.

2.2 Méthodologies de mesure du bruit

Ils existent deux méthodes de mesure des perturbations EM conduites sur le réseau électrique. La première est dite spectrale. Elle consiste à mesurer directement sur le réseau électrique la densité spectrale du bruit à l'aide d'un analyseur de spectre et un coupleur. Ce dernier permet de filtrer la composante 50Hz qui s'avère fatale pour l'ensemble des équipements de mesure. L'utilisation d'un analyseur de spectre est justifiée par sa forte sensibilité, son faible bruit de fond et sa grande précision de mesure. Cette méthode est bien adaptée à la mesure des bruits stationnaires à faible densité spectrale mais elle reste inadéquate pour les mesures des phénomènes transitoires. Cette limitation est due à la structure de l'analyseur de spectre. Son principe de base consiste à balayer la plage fréquentielle étudiée dans le temps en mesurant le niveau de bruit fréquence par fréquence. Pour que la mesure de la DSP d'un signal soit fiable, il faut que celui-ci soit constant pendant le temps de balayage de l'analyseur de spectre. L'apparition d'un bruit impulsif est un phénomène très rapide. Sa durée est nettement inférieure au temps de balayage minimal de l'analyseur de spectre. L'utilisation de ce dernier ne permet donc pas la caractérisation de ce type de bruit.

La deuxième approche est dite temporelle. Elle consiste à mesurer la variation du bruit dans le temps en utilisant un oscilloscope numérique et un coupleur CPL. L'oscilloscope permet d'observer aisément les phénomènes transitoires rapides en utilisant l'option d'acquisition de signal sur une durée plus au moins longue. Le déclenchement s'effectue par rapport à un niveau de tension fixe qui dépend des niveaux de bruit à observer.

Dans certains travaux [27], l'oscilloscope est remplacé par une carte d'acquisition installée sur un ordinateur et couplée à un dispositif d'acquisition du temps d'occurrence des impulsions. Il permet de mémoriser le temps d'occurrence dans chaque segment de mesure dont la durée est égale à 650µs. Les données de mesure sont par la suite enregistrées sur l'ordinateur et traitées afin de caractériser les perturbations observées.

Dans notre étude nous nous sommes particulièrement intéressés à la caractérisation du bruit généré par les appareils électriques domestiques dans le domaine temporel. Pour cela nous avons adopté le procédé de mesure décrit dans [3]. Le dispositif de mesure est représenté sur la Figure 118. Il est composé d'un coupleur CPL, d'un RSIL et d'un oscilloscope numérique.

Le coupleur CPL permet de filtrer les signaux de basses fréquences et particulièrement la composante 50Hz. Son impédance d'entrée est égale à 50Ω. Il permet aussi de réaliser les mesures en mode différentiel. Le RSIL alimente les équipements à tester et assure la reproductibilité des mesures.

L'oscilloscope utilisé est capable d'acquérir 20.10^9 échantillons par seconde sur une seule voie. Dans notre cas la fréquence d'échantillonnage est fixée à 100MHz afin de pouvoir observer le bruit jusqu'à 50MHz. L'acquisition de la mesure est déclenchée manuellement pour éviter les déclanchements intempestifs généralement provoqués par les bruits impulsifs présents sur le réseau électrique. La durée de l'acquisition est réglée à 100ms.

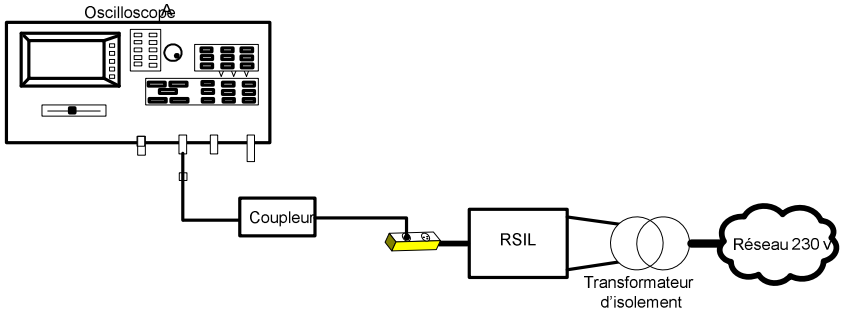


Figure 118. Dispositif de mesure temporelle du bruit sur le réseau électrique

Les appareils électriques domestiques caractérisés en terme de bruit sont :

- un four micro onde,
- une ampoule économique,
- un écran de télévision à tube cathodique,

- deux alimentations d’ordinateur portable,
- deux chargeurs de téléphone portable,
- une machine à café,
- deux types de robot mixeur,
- deux alimentations de modem ADSL,
- une machine à laver.

2.3 Analyse des résultats de mesure

Chaque signal mesuré à l’aide de l’oscilloscope est divisé en 2441 segments temporels de 40,96µs. Cette durée correspond à la longueur temporelle d’un symbole OFDM généré par les modems CPL HP-AV. Une transformée de Fourier discrète (TFD) est appliquée sur chaque fragment afin d’estimer sa variation en fonction de la fréquence dans la bande 150kHz-50MHz. La taille de la fenêtre de la TFD est égale à 4096 points. La représentation d'une grandeur en fonction du temps et de la fréquence est nommée spectrogramme. Ainsi nous analyserons la variation temporelle et fréquentielle du bruit généré par chaque appareil électrique testé.

Les Figure 119 et Figure 120 présentent deux résultats de mesure de bruit généré respectivement par une lampe basse consommation et par un chargeur de téléphone portable. Nous constatons que la variation du bruit généré par ces deux derniers est périodique et synchronisée avec la tension de secteur (50Hz). Cet effet est provoqué par la présence du redresseur à filtrage capacitif commun aux deux équipements testés. Pendant le temps de conduction des diodes apparait un train d'impulsions généré par l'ouverture et la fermeture d'un interrupteur électronique présent dans le convertisseur de puissance placé derrière l'étage de redressement. En effectuant un agrandissement de chaque courbe, pendant la durée de conduction des diodes, nous constatons que l'écart temporel entre les pics est de l'ordre de la période de commutation de ce type de dispositif électrique (20kHz-30kHz). Cette variation est de type périodique asynchrone.

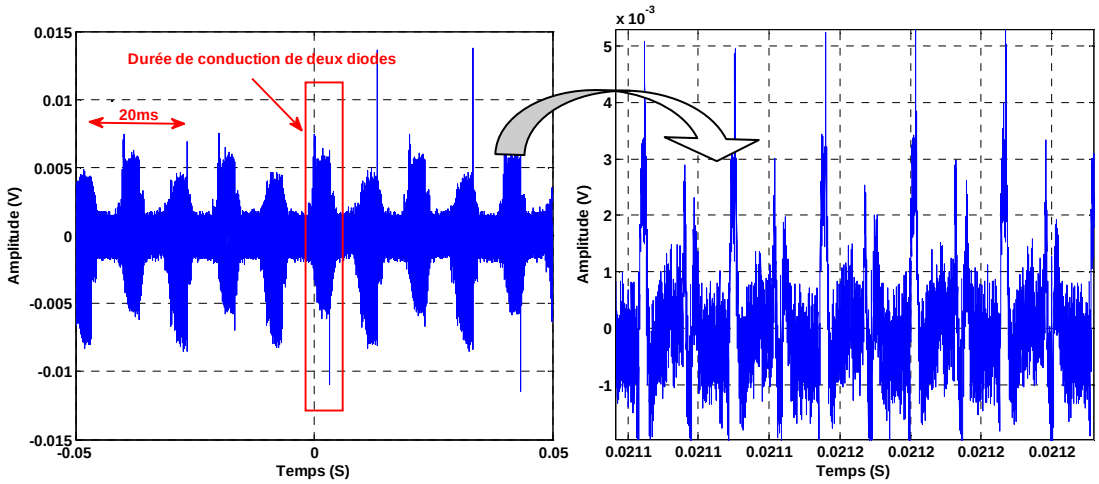


Figure 119. Bruit généré par une lampe basse consommation

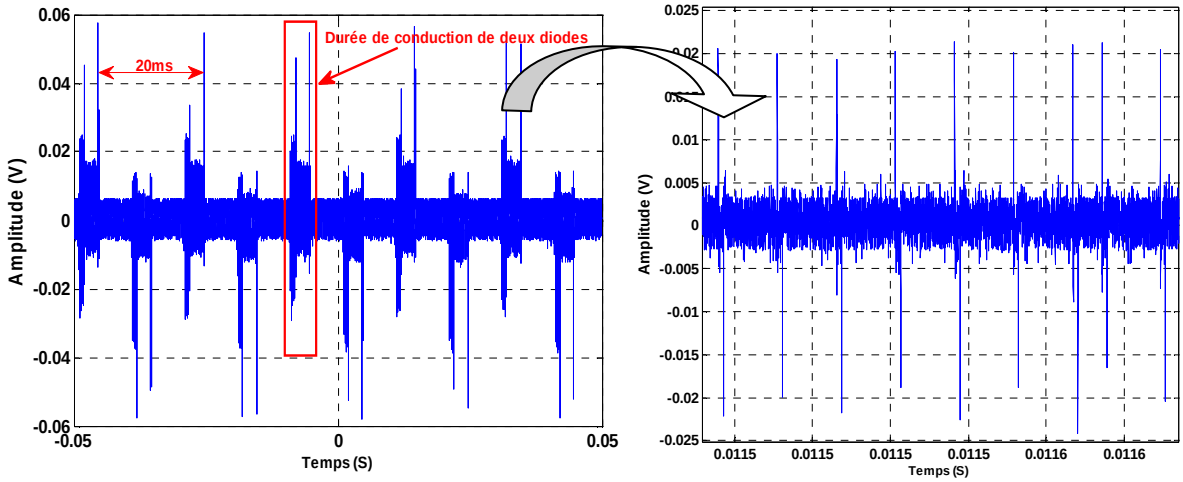


Figure 120. Bruit généré par le chargeur de téléphone portable

Les spectrogrammes des bruits générés par les deux équipements considérés sont représentés sur la Figure 121. Nous pouvons constater que l'amplitude spectrale du bruit est maximale en basse fréquence pendant les instants de conduction des diodes et décroît en fonction de la fréquence. Le bruit généré par le chargeur de téléphone portable est visible sur une bonne partie de la bande de fréquences étudiée, de 150kHz à 10MHz et de 15MHz à 25MHz. De plus, nous remarquons une perturbation omniprésente autour de 26MHz.

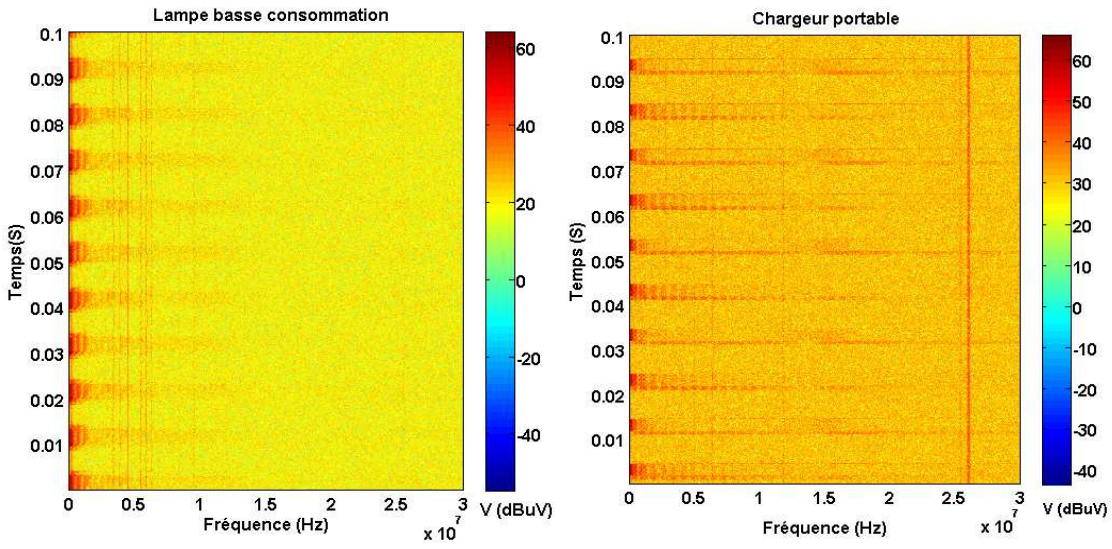


Figure 121. Spectrographe du bruit généré par la lampe basse consommation et par le chargeur de téléphone

La Figure 122 représente le bruit mesuré sur le réseau électrique en branchant les équipements électriques testés. Nous constatons que la variation du signal est périodique synchrone avec la période de la tension secteur. Son amplitude crête-à-crête est plus faible que celle du bruit mesuré directement sur chaque équipement. Cette atténuation est engendrée par le comportement fréquentiel du réseau électrique.

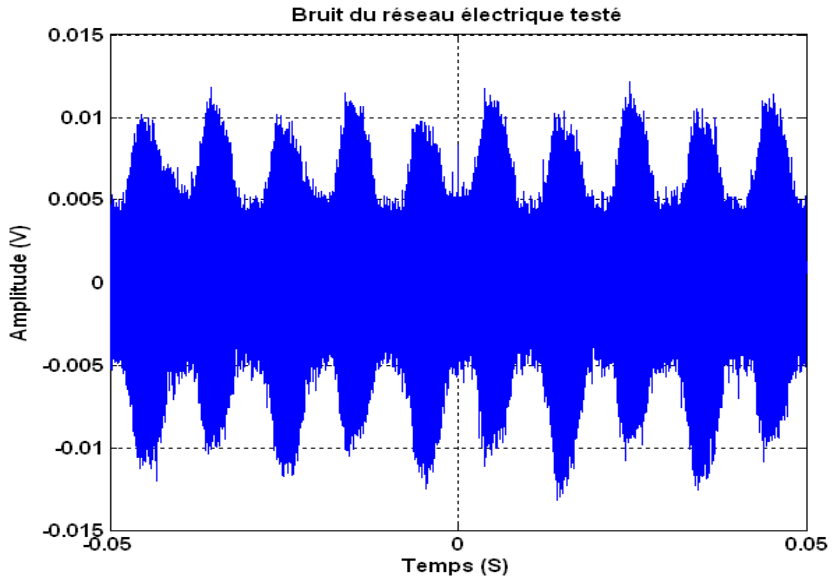


Figure 122. Bruit mesuré sur le réseau électrique

L'analyse des résultats de mesure indique que les convertisseurs de puissance présents dans ces équipements sont les principales sources du bruit mesuré sur le réseau électrique

domestique. La variation du bruit généré est périodique synchrone composé de plusieurs pics périodiques asynchrones.

Après la caractérisation du réseau électrique en terme de bruit, en mode conduit, généré par les appareils électriques, nous allons aborder le champ électromagnétique rayonné par un réseau électrique lors d'une transmission CPL.

3 Rayonnement électromagnétique généré par une transmission CPL

3.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre 1 le statut normatif de la technologie CPL en soulignant le nombre de propositions au sein des organismes de standardisation du point de vue CEM. A ce jour aucune norme n'a été validée et seule la norme EN55022 reste applicable en terme de susceptibilité. Cependant, elle ne renseigne pas le niveau de champ électromagnétique rayonné par les modems CPL dans la bande 150kHz-30MHz. Parallèlement, les limites du niveau de perturbations émises en mode conduit, imposées par cette norme dans la bande 150kHz-30MHz, ne sont pas toujours respectées par les produits CPL commercialisés en Europe. En revanche les niveaux plafonds sont respectés dans le cas où on considère le réseau électrique comme un accès télécommunication, caractérisé par 36dB de LCL (Longitudinal Conversion Loss). Dans ce cas, la norme est moins exigeante. L'application de cette norme dépend donc de son interprétation. Les résultats de mesure présentés dans [63] montrent que le champ électrique rayonné dans la bande 30MHz-100MHz par un modem CPL HPAV ne respecte pas les limites imposées par la norme EN55022 pour les appareils de classe B.

Le niveau de champ mesuré reste en dessous du niveau limite pour les appareils de classe A. Cette étude montre la possibilité d'exploitation des fréquences au delà de 30MHz, sans interférer avec le service Radio FM, afin d'augmenter le débit des systèmes actuels. De plus, le standard IEEEP1901 a déjà prévu l'extension de la bande fréquentielle actuelle pour aller jusqu'à 50MHz pour un débit physique de 400Mbit/s et aucune norme CEM n'a été clairement établie à ce jour. Sachant qu'il existe plusieurs services radio civil et militaire utilisant des fréquences situées dans la bande CPL, les spécifications actuelles prévoient l'extinction des fréquences porteuses correspondantes lors d'une transmission afin de remédier aux problèmes d'interférences. La Figure 123 représente le spectre CPL utilisé par

les modems HPAV. Les trous spectraux correspondent aux fréquences éteintes, ce qui minimise les interférences entre les systèmes de transmission CPL et les services radio concernés par cette précaution. Ce n'est pas le cas pour d'autres technologies tel que le VDSL. L'organisme de standardisation ETSI en partenariat avec les leaders des technologies CPL et VDSL étudie la coexistence entre elles.

Des travaux récents [64] et [65] ont présenté l'impact du couplage par champ proche entre les lignes téléphoniques et électriques sur les performances d'une liaison VDSL. Ils montrent l'intérêt porté, soit par les organismes de standardisation, soit par les scientifiques, aux perturbations électromagnétiques générées par les systèmes CPL pouvant interférer avec des services en fonctionnement.

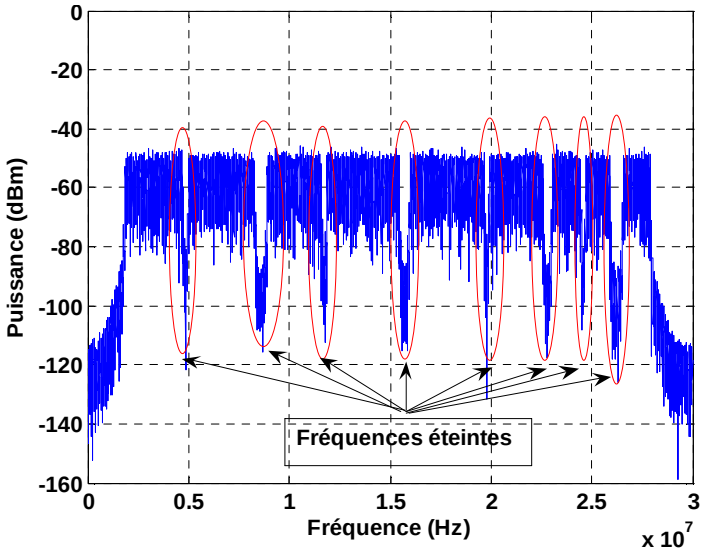


Figure 123. Spectre CPL

Ces perturbations ne sont pas produites seulement par les modems CPL mais plutôt par l'ensemble modem et réseau électrique. En effet, la topologie du réseau électrique domestique et l'impédance des appareils électroménagers alimentés par ce dernier, provoquent des désadaptations d'impédance assez fortes induisant des phénomènes multitrajets. Dès lors, le champ électromagnétique rayonné par le réseau électrique lors d'une transmission CPL est généré à la fois par les courants de mode différentiel et ceux de mode commun. Le rayonnement dû au mode différentiel est étroitement lié au facteur de réflexion en mode différentiel entre la phase et le neutre [66]. D'autres travaux [67] précisent que le champ magnétique est fortement lié au courant de mode différentiel et que son amplitude est essentiellement affectée par des discontinuités (à titre d'exemple, le raccordement des prises électriques). Les courants de mode commun sont provoqués principalement par la dissymétrie

du réseau électrique engendrée à la fois par la topologie du réseau et les appareils électriques domestiques. En effet, son amplitude est nettement inférieure à celle du courant de mode différentiel. Cependant, le champ électrique rayonné par le courant de mode commun peut être nettement supérieur à celui produit par les courants de mode différentiel. Dans [68] il a été montré que l'amplitude du champ électromagnétique ne dépend pas de la distance entre le point d'injection du signal et le point de mesure pour des fréquences inférieure à 10MHz. Parallèlement, il a été clairement montré que l'amplitude du champ électrique atteint des valeurs importantes dans la bande 150kHz-30MHz lors de l'extinction d'une lampe. Ce phénomène s'explique par la différence de longueur entre le fil de phase et le fil de neutre. Les fils électriques se comportent comme des antennes émettrices parfaitement adaptées à certaines fréquences dans la bande CPL. La connaissance du champ électromagnétique rayonné par le réseau électrique domestique représente un grand intérêt pour la communauté scientifique.

Des travaux de modélisation du réseau électrique vis à vis du champ électromagnétique rayonné lors d'une liaison CPL en utilisant des structures d'antenne canoniques (monopole, dipôle, boucle) et la méthode de calcul intégral ont été présentés dans la référence [69]. Cependant, la connaissance de la distribution du courant en fonction de la fréquence le long des fils électriques reste une tâche difficile. Les interférences électromagnétiques générées dans l'environnement domestique concerné par la transmission CPL restent à évaluer.

Cette partie aborde l'évaluation des champs électrique et magnétique rayonnés par un réseau simple puis complexe, lors d'une transmission CPL, par une approche purement expérimentale.

3.2 Configurations expérimentales de test

3.2.1 Chaîne de mesure du champ EM

La mesure du champ électromagnétique a été réalisée dans la bande 150kHz-200MHz. Cette bande a été divisée en deux sous-bandes, la première allant de 150kHz à 30MHz et la deuxième se situant entre 30MHz et 200MHz (voir Tableau 14). Dans la bande [150kHz, 30MHz], le champ électrique et le champ magnétique ont été mesurés séparément pour prendre en considération la problématique de la mesure du champ proche, les points de mesure étant positionnés à 1m ou à 3m des câbles électriques. L'amplitude de la tension aux

bornes des antennes a été mesurée à l'aide d'un analyseur de spectre. La configuration de l'analyseur est récapitulée dans le Tableau 15.

Tableau 14. Antennes utilisées

Antenne	Bande fréquentielle
Boucle	150kHz-30MHz
Monopole	150kHz-30MHz
Biconique	30MHz-200MHz

Tableau 15. Configuration de l'analyseur de spectre

RBW	10kHz
VBW	10kHz
Sweep Point	1001
Sweep Type	Linéaire
Scale	10dB/div
Detection mode	Pic positif
Impedance	50Ω
Attenuator	10dB
Format	Amplitude dBµV

Les antennes monopole et boucle sont des antennes actives placées sur un plan de masse et alimentées via une batterie afin d'éviter d'éventuelles perturbations véhiculées par le réseau électrique et surtout éviter les perturbations liées au rayonnement du câble d'alimentation. La liaison entre l'analyseur de spectre et les différentes antennes de mesure est réalisée à l'aide d'un câble coaxial de longueur égale à 3m et dont l'impédance est égale à 50Ω.

3.2.2 Topologie matérielle et logicielle de la chaîne de transmission CPL

Notre expérience consiste à utiliser un modem CPL afin de lire un flux vidéo issu d'une connexion ADSL. L'injection du signal CPL est réalisée à l'aide de deux modems CPL HPAV (débit physique égal à 200Mbits/s). Dans le cas des réseaux *Indoor*, les modems CPL sont souvent connectés au modem ADSL permettant ainsi le déport de cette connexion à n'importe quelle prise électrique dans l'habitat. A ce jour, quelques fournisseurs d'accès à

internet utilisent la solution CPL afin de déployer les trois services Vidéo-Données-VoIP dans l'habitat. A titre d'exemple le flux vidéo (flux prioritaire) est déporté de la sortie Ethernet du modem ADSL à la chambre où se trouve le décodeur vidéo, lui-même doté d'un modem CPL et branché à un écran de télévision pour la visualisation des vidéos.

Le modem ADSL est connecté à un DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplixer) en utilisant un câble téléphonique de catégorie 5 afin de pouvoir le synchroniser et simuler un fonctionnement réel de ce dispositif. Les vidéos sont enregistrées sur un serveur vidéo lui-même raccordé au DSLAM via une connexion Ethernet.

Dans le but de faciliter la configuration de la chaîne de transmission, le DSLAM a été configuré en mode Bridge (pont). Le service DHCP n'est donc pas assuré par le DSLAM mais plutôt par une application installée sur le serveur vidéo et nommée (FtnetIP). L'ensemble DSLAM, modem ADSL et serveur vidéo nous permet d'émuler une connexion à un serveur vidéo à distance en passant par le réseau internet. Par conséquent, les modems CPL fonctionneront dans des conditions réelles.

Le raccordement électrique des équipements utilisés est très important car il sera difficile de séparer leur contribution en termes de perturbations électromagnétiques générées sur le réseau électrique puis rayonnées. Nous avons donc alimenté l'ensemble DSLAM et serveur vidéo indépendamment du banc de test. Ces équipements ont été installés le plus loin possible du banc de test et du point de mesure pour ne pas influencer l'ensemble.

Au point d'accès A' considéré comme point d'émission, le modem ADSL (IAD : Internet Acces Device) et le modem CPL sont raccordés à une multiprise. Le flux vidéo est injecté sur le réseau au point A'.

Ce flux vidéo est récupéré par le second modem CPL connecté en B', point de réception. Il est décodé par une STB (Setup Box) qui fait office de décodeur vidéo. La STB est connectée au deuxième modem CPL récepteur via un câble Ethernet et raccordée à un écran de télévision de type LCD afin de pourvoir visualiser la vidéo (voir Figure 124).

Les mesures sont réalisées pour deux types de flux vidéo (flux SD et flux HD) afin de mettre les modems en condition réelle de fonctionnement tout en leur imposant un débit Ethernet variable selon le type de vidéo. Le flux SD nécessite un débit Ethernet égal à 4Mbits/s, le flux HD requiert un débit Ethernet égal à 11Mbits/s.

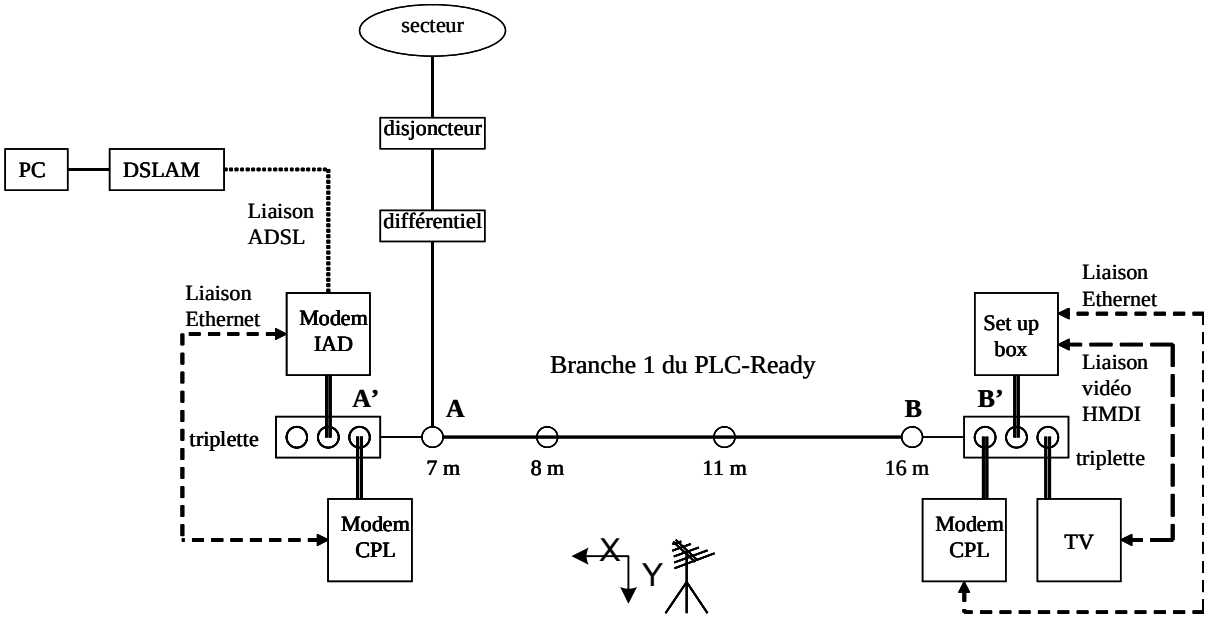


Figure 124. Topologie du banc de transmission CPL

3.2.3 Architecture du réseau électrique considéré et environnement de mesure

a) Réseau PLC READY

Les mesures ont été réalisées en premier lieu sur le banc PLC READY mis à notre disposition par le Laboratoire des Applications Numériques. L'émetteur et le récepteur sont respectivement branchés aux prises 7m et 16m de la première branche afin de réaliser une liaison directe (voir Figure 125).

La configuration de base est celle de la branche 1 du banc de test PLC READY mis en place au LAN. Ce dispositif a été présenté au chapitre 3. L'ensemble des dispositifs nécessaires à l'injection du flux CPL (modems IAD et CPL) sont raccordés à une même multiprise connectée à la prise à 7m de la branche 1 du banc de test. L'ensemble des dispositifs nécessaires à la réception (Setup Box, écran de TV-LCD et le deuxième modem CPL) sont branchés à une multiprise raccordée à la prise 16m de cette même première branche.

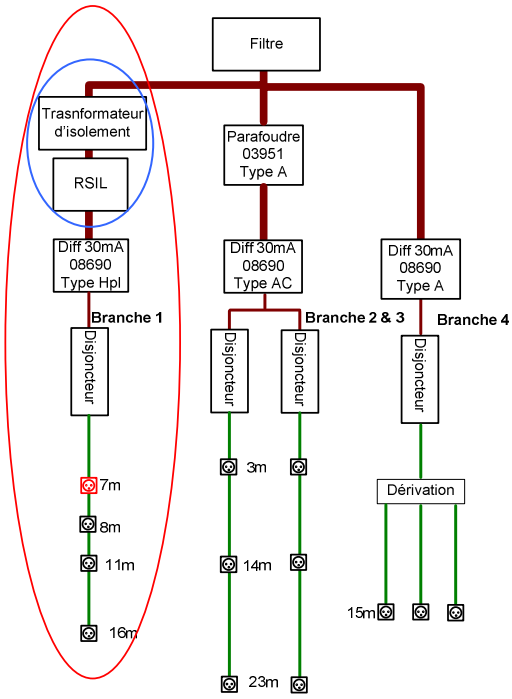


Figure 125. Banc de test PLC READY

Le banc PLC READY a été légèrement modifié en insérant un transformateur d'isolement et un RSIL entre le filtre principal du banc et le disjoncteur de la première branche du banc afin de permettre la reproductibilité de la mesure en dehors de ce banc de test (voir Figure 125).

Comme décrit dans le chapitre 3, la structure du banc PLC READY utilise trois types de câbles de technologies différentes (RO2V, ICT et Écranté). Rappelons que les résultats obtenus montrent que les câbles ICT et RO2V présentent un comportement presque similaire en termes d'impédance et de pertes d'insertion. Par conséquent, pour les tests en rayonnement, nous avons choisi de n'utiliser que le câble RO2V et le câble écranté. La comparaison des résultats de mesure nous permettra d'évaluer les différences de comportement de ces deux derniers câbles du point de vue du rayonnement électromagnétique lors d'une transmission CPL.

La majorité des câbles électriques sont étalés dans le faux plafond ou dans le plancher technique. Les tronçons comportant les prises de courant sont placés dans des goulottes fixées verticalement sur un pan de mur. Le schéma de l'installation est fourni par la Figure 126.

Ce banc de test installé au LAN est inamovible. Il est donc impossible de le déplacer pour pratiquer les mêmes mesures en chambre anéchoïque afin d'évaluer le rayonnement dans l'espace libre et sans perturbation. Parallèlement, des contraintes géométriques dues à la

présence d'une paillasse à moins de 3m du banc, perturbent la propagation des ondes émises par le réseau électrique et rendent la mesure du champ EM à 3m impossible. Pour remédier à ces problèmes, le câblage de la première branche du banc de test a été dupliqué.

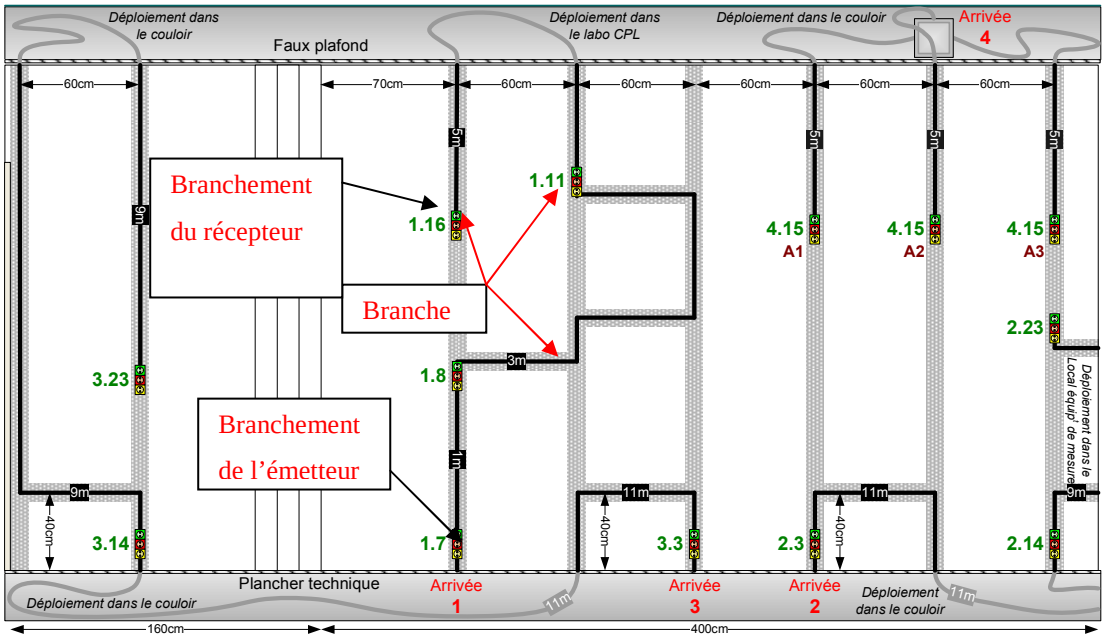


Figure 126. Banc de test PLC READY (document LAN)

b) Réseau amovible

Le câblage de la première branche du banc de test a été réalisé de façon amovible avec les mêmes types de câble (RO2V et écranté) afin de pouvoir le transporter dans une chambre anéchoïque dont les dimensions sont limitées, et donc assez contraignantes par rapport à celles du schéma de câblage initial. Par conséquent, nous avons dû procéder à un changement de la géométrie du câblage.

La structure de la branche 1 a été reproduite du différentiel jusqu'aux quatre prises de courant. Le schéma de câblage ainsi que le raccordement des différents équipements électriques utilisés durant la campagne de mesure sont représentés sur la Figure 127. Contrairement au banc PLC READY, le câble électrique est fixé à une structure en bois dont la forme est rectangulaire de dimension 6m×1,2m. Ainsi le câble forme une boucle rectangulaire. La distance entre le sol et le câble est de 40cm. Le modem CPL émetteur et le modem ADSL sont branchés à la prise à 7m via une multiprise. De la même façon, le modem CPL récepteur, l'écran TV-LCD et la STB sont raccordés à la prise à 16m. Dans le but de stabiliser l'impédance du réseau électrique et de filtrer les perturbations conduites issues du point d'alimentation, le réseau électrique est précédé par un disjoncteur, un différentiel, un

RSIL, un filtre passe bas monophasé et un transformateur d'isolement. Ce réseau amovible est utilisé pour une campagne de test en espace libre et une seconde en chambre anéchoïque.

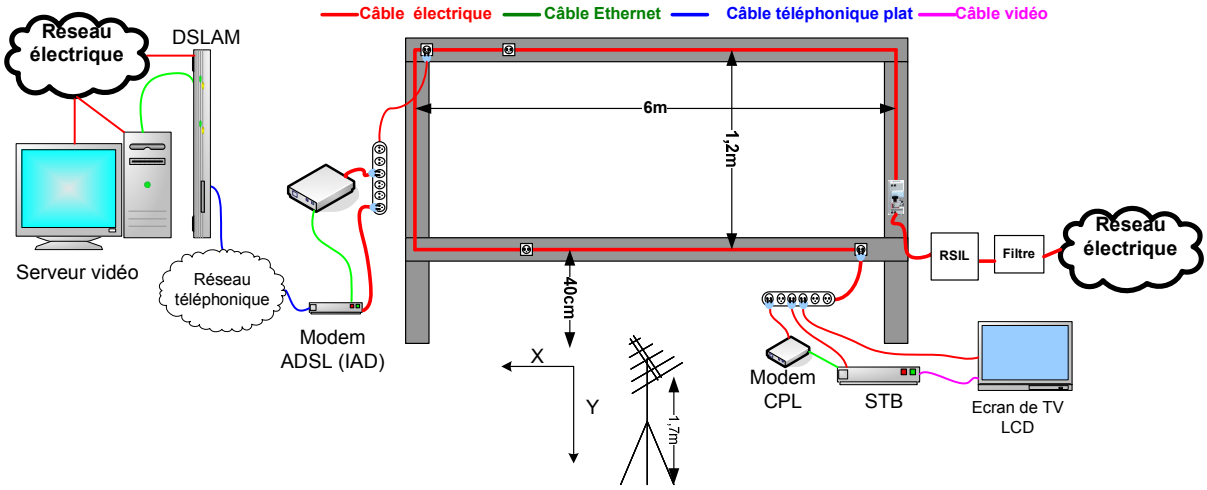


Figure 127. Description du banc de test amovible

La chambre anéchoïque utilisée possède des parois recouvertes de ferrites de façon à reproduire les conditions de propagation les plus proches de l'espace libre dans la bande étudiée 10kHz-1GHz. La disposition du banc de test installé dans la chambre est représentée sur la Figure 128.

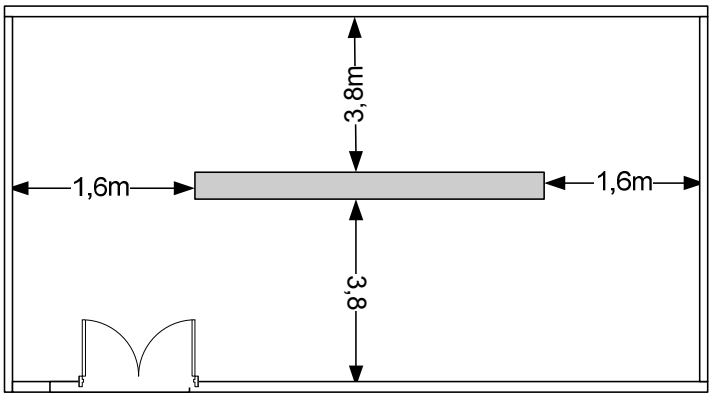


Figure 128. Disposition du banc de test dans la chambre

3.3 Modélisation de la configuration expérimentale de test

3.3.1 Prise en compte du réseau électrique et des éléments connectés

Dans l'optique de déterminer la fonction de transfert du réseau électrique qui pourra être considérée comme vue par les modems CPL (entre les points A' et B'), nous avons modélisé le réseau en utilisant l'approche circuit (SPICE) où les paramètres primaires sont modèlisés à l'aide de polynômes. Pour cela, l'impédance de chaque appareil raccordé au

réseau électrique est évaluée par une approche expérimentale selon la méthode précédemment décrite (cf. 2.5.1). Les dispositifs caractérisés en fonctionnement sont :

- l'écran TV,
- l'alimentation du modem ADSL (IAD),
- la Setup Box,
- le réseau électrique vu du point A, pour prendre en considération le réseau électrique en amont du point d'injection (câble, différentiel, disjoncteur et RSIL).

La Figure 129 représente le module et la phase de l'impédance des appareils électriques cités ci-dessus.

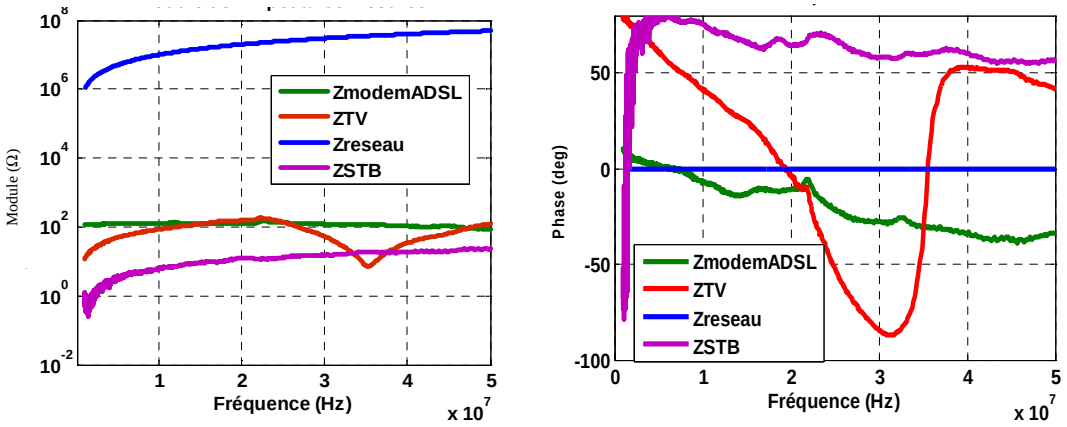


Figure 129. Module et phase de l'impédance des appareils électriques domestiques branchés au banc de test

Ces résultats sont par la suite intégrés au simulateur SPICE en utilisant des scripts spécifiques aux simulateurs SPICE sous forme (module, phase) ou (partie réelle, partie imaginaire).

Le câble électrique de type RO2V utilisé durant cette campagne de test est modélisé à l'aide de plusieurs quadripôles en T en cascade, dont chacun représentant 25cm de longueur. L'approche est détaillée dans le chapitre 2 (cf. 4.5).

Les modems CPL et les appareils domestiques ne sont pas branchés en un point unique mais sur plusieurs prises de courant adjacentes constituant la barrette de la multiprise. Ces points de connexion sont différents (voir Figure 130). La longueur de la multiprise est égale à 2m (cordon plus barrette). Il est donc nécessaire de modéliser la multiprise par des éléments électriques (R, L, C et G) pour maîtriser et reproduire son comportement fréquentiel en vu de l'intégrer au simulateur SPICE.

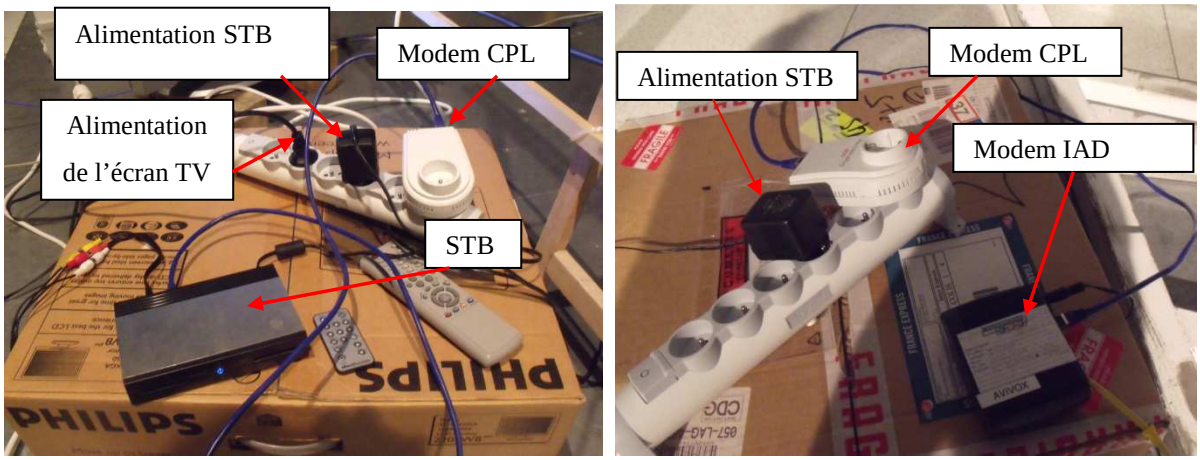


Figure 130. Branchement des appareils électriques

3.3.2 Modélisation de la multiprise

La multiprise peut se décomposer en deux parties. La première partie est un cordon électrique souple composé de trois fils (phase, neutre et terre) dont la section est égale à 2,5mm² et de longueur 1,6m. La deuxième partie est une barrette de plusieurs prises auxquelles sont branchés les équipements électriques. La connexion entre les prises est assurée par deux barres minces parallèles, espacées de 5cm et fixées à l'intérieur du socle en plastique de la multiprise. L'une d'elles est connectée à la phase, l'autre est reliée au neutre, permettant ainsi d'alimenter les équipements électriques. L'effet de la barrette de terre est négligé (voir Figure 133).

a) Modélisation du cordon

En utilisant l'approche SPICE polynomiale proposée dans le chapitre 2 (cf. 4.5) le câble peut être décomposé en 6 cellules de 25cm. Chaque cellule est modélisée avec un quadripôle en T constitué de quatre éléments électriques R, L, C et G. La variation fréquentielle de chaque paramètre est déduite de la mesure des paramètres S. La Figure 131 montre les résultats de mesure des paramètres de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} du cordon. Nous supposons que la matrice S du cordon est symétrique ($S_{21}=S_{12}$ et $S_{11}=S_{22}$).

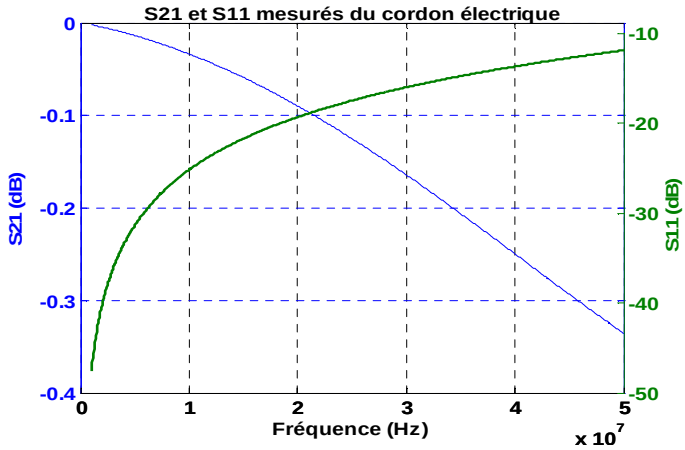


Figure 131. Paramètres S mesurés du cordon électrique

La Figure 132 représente la variation des paramètres R, L, C et G en fonction de la fréquence pour une cellule représentative de 25cm du cordon électrique de la multiprise. Chaque paramètre est par la suite exprimé en fonction de la fréquence sous une forme polynomiale (voir l'Équation 77, l'Équation 78, l'Équation 79 et l'Équation 80).

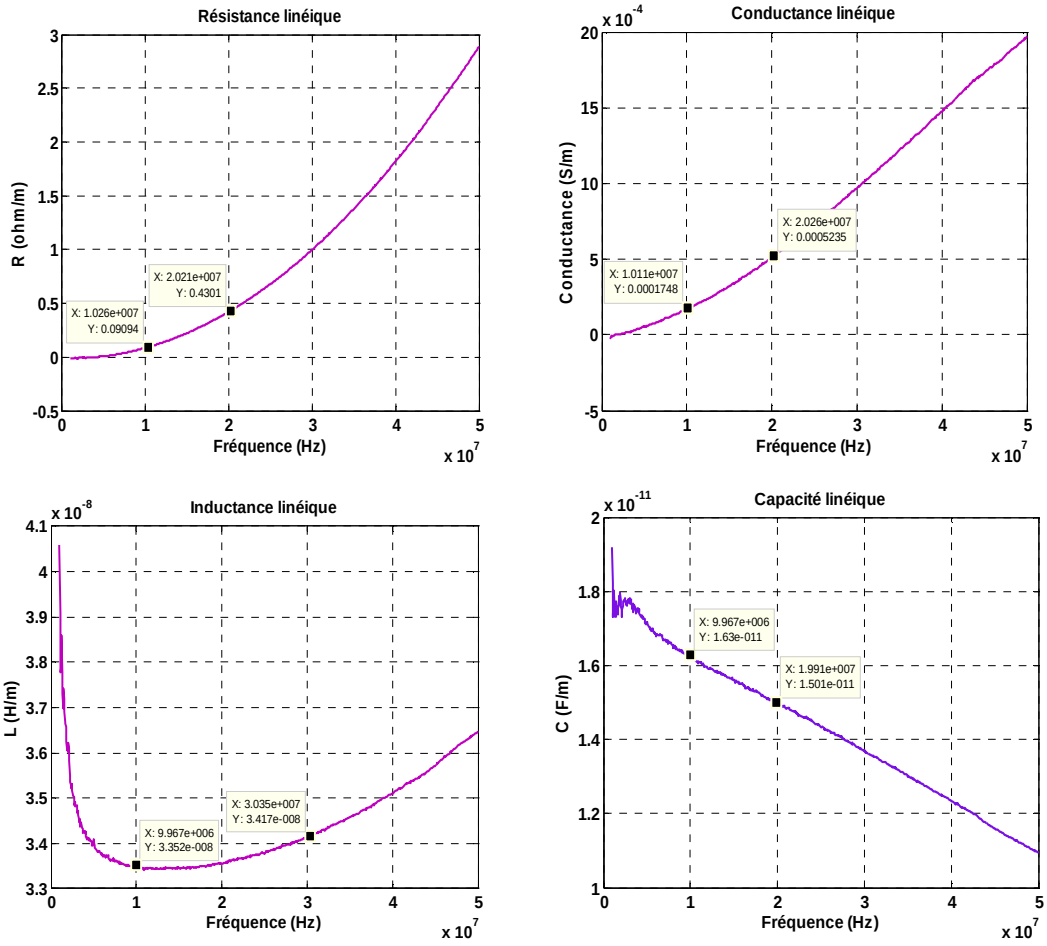


Figure 132. Paramètres R, L, C et G du modèle cordon électrique

$$R(f) = 1{,}22 \cdot 10^{-15} \cdot f^2 - 3{,}11 \cdot 10^{-9} \cdot f + 5{,}92 \cdot 10^{-3}$$ Équation 77

$$L(f) = -1{,}23 \cdot 10^{-31} \cdot f^3 + 1{,}31 \cdot 10^{-23} \cdot f^2 - 3{,}42 \cdot 10^{-16} \cdot f + 3{,}59 \cdot 10^{-8}$$ Équation 78

$$C(f) = -1{,}35 \cdot 10^{-19} \cdot f + 1{,}77 \cdot 10^{-11}$$ Équation 79

$$G(f) = -10^{-26} \cdot f^3 + 1{,}15 \cdot 10^{-18} \cdot f^2 + 7{,}23 \cdot 10^{-12} \cdot f + 1{,}26 \cdot 10^{-5}$$ Équation 80

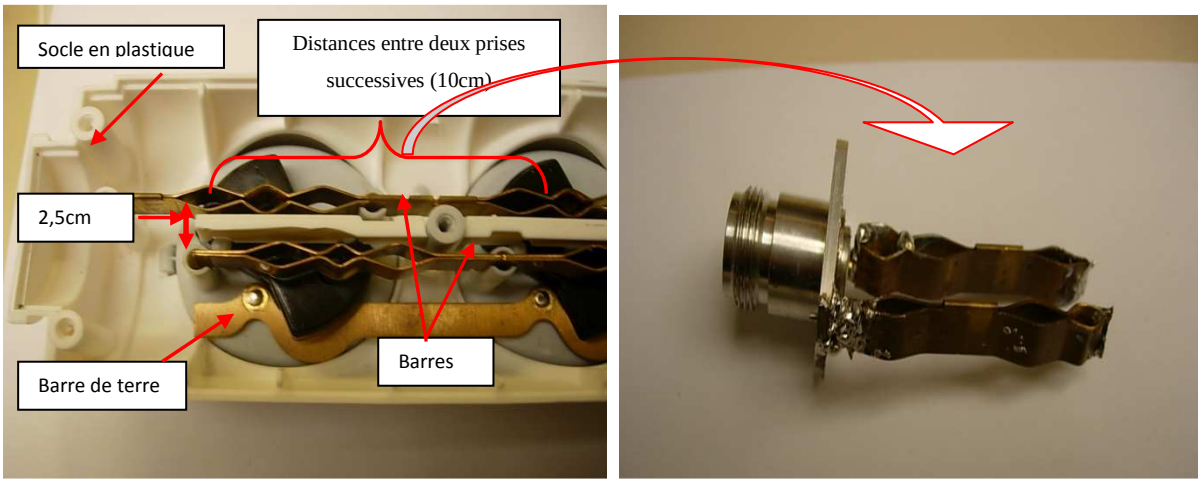


Figure 133. Composition interne de la multiprise simple

b) Modélisation de la barrette

Pour modéliser la deuxième partie de la multiprise, nous avons considéré une longueur élémentaire des deux barres parallèles (10cm), séparant deux prises successives de la multiprise (voir Figure 133). Sur celle-ci, nous avons effectué des mesures d'impédance en circuit-ouvert et en court-circuit. Ainsi nous pouvons jouer sur le nombre de prises constituant une barrette pour l'adapter selon le type de multiprise et prendre en considération l'effet global de la multiprise sur la réponse fréquentielle du réseau électrique. La longueur élémentaire des deux barres est aussi modélisée par un quadripôle en T dont les paramètres R et G sont supposés nuls car les pertes diélectriques de l'air entre les deux barres et les pertes Joule dans la structure métallique sont très faibles (et difficiles à évaluer). Par conséquent chaque cellule est modélisée par deux inductances et une capacité linéique. Regardons les résultats obtenus en appliquant cette démarche. La Figure 134 montre tout d'abord les résultats des impédances mesurées en court-circuit et circuit-ouvert, effectuées sur les deux barres.

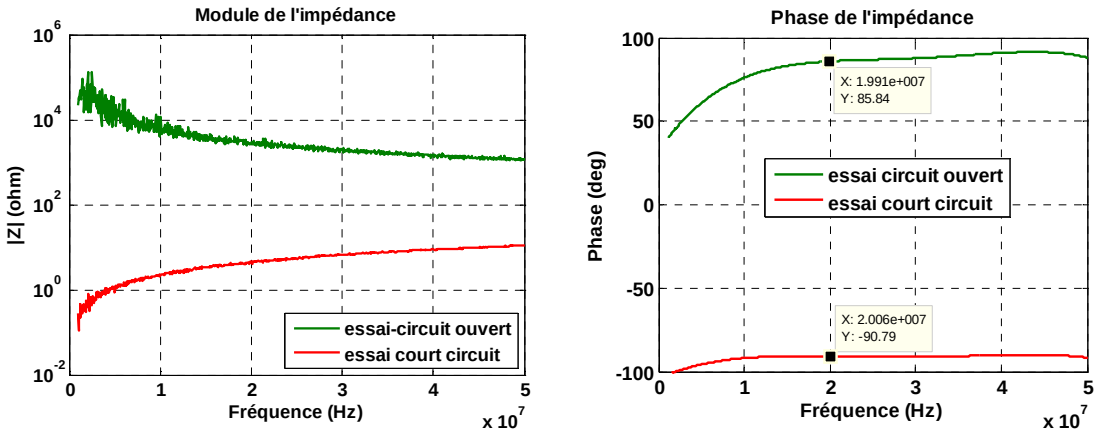


Figure 134. Impédances en court-circuit et circuit-ouvert des deux barres

De ces résultats sont extraits la capacité et l'inductance linéiques en fonction de la fréquence pour la longueur élémentaire de deux barres parallèles (voir la Figure 135). Nous observons une fluctuation importante des deux courbes dans la bande [1MHz, 4MHz]. Elle est due à l'imperfection des mesures réalisées avec l'analyseur de réseau. Il est difficile d'expliquer ce phénomène. Plusieurs hypothèses sont à considérer (méthode de calibration, connectique N ou soudures). Nous remarquons que l'inductance et la capacité linéiques sont faibles et varient peu en fonction de la fréquence. Pour simplifier le modèle, nous supposerons que C et L sont constantes en fonction de la fréquence et valent respectivement 17,72nH/m et 2,65pF/m.

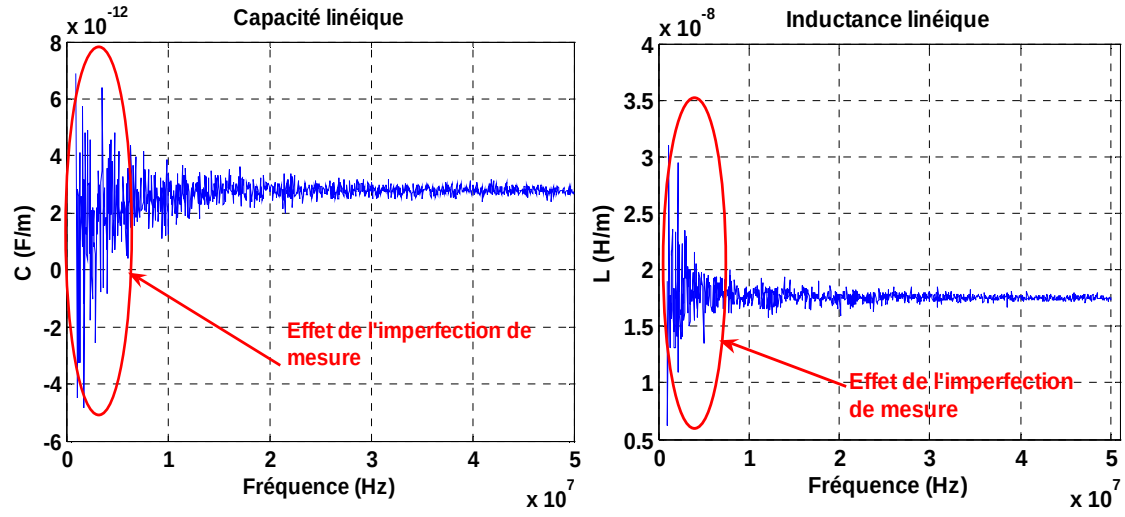


Figure 135. La variation de C et de L en fonction de la fréquence

La barrette de cinq prises peut ainsi être modélisée par quatre quadripôles (voir Figure 136). La Figure 137 permet de comparer l'impédance mesurée et celle simulée. Nous constatons que les deux courbes sont superposées. Nous pouvons en conclure que le modèle quadripôle en T est valide dans la bande [1MHz, 50MHz].

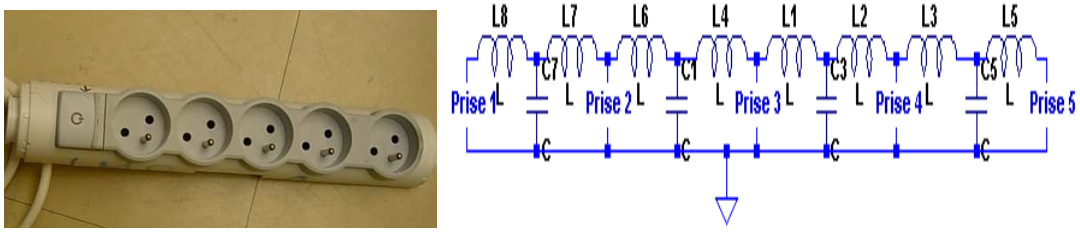


Figure 136. Validation du modèle circuit des deux barres parallèles

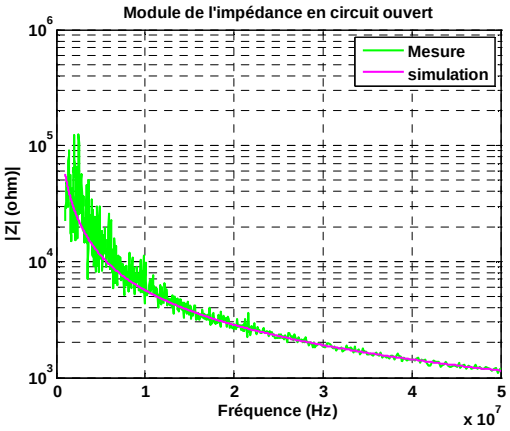


Figure 137. Modèle électrique de la barrette de la multiprise

Le modèle global de la multiprise est constitué de 11 quadripôles en T, 7 pour le cordon (chacun composé de quatre composants R(f), L(f), C(f) et G(f) variables en fonction de la fréquence) et 4 pour les prises électriques (chacun constitué de deux composants L et C fixes en fonction de la fréquence). L'impact de la liaison de terre est ignoré. De plus la discontinuité d'impédance provoquée par l'interrupteur n'est pas prise en compte dans ce modèle.

3.3.3 Simulation du réseau électrique testé

L'ensemble du système : le réseau électrique avec le modèle du câble RO2V, la multiprise, l'impédance d'entrée mesurée de chaque équipement électrique (communicant et non communicant), a été simulé. Le schéma électrique global de simulation du réseau électrique est donné Figure 138.

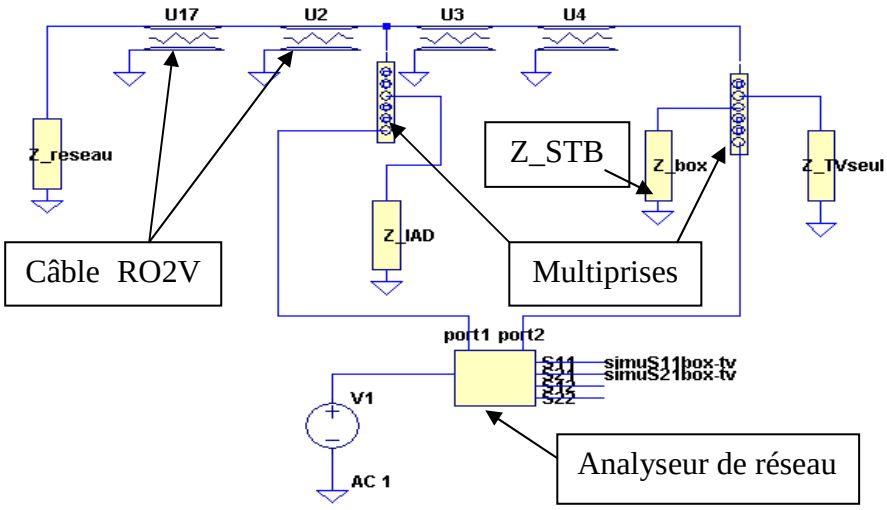


Figure 138. Modèle électrique du réseau testé

La fonction de transfert est simulée entre les prises d'extrémisé de chacune des multiprises, points auxquels les modems CPL sont par la suite connectés lors des mesures. L'analyseur de réseau joue simultanément le rôle du modem émetteur et du récepteur avec une impédance de référence égale à 50Ω. Afin de pouvoir confronter le résultat de simulation au résultat de mesure, nous avons mesuré la fonction de transfert suivant le protocole précédemment décrit (cf 3.2.2). La comparaison entre la mesure et la simulation est représentée sur la Figure 139. Les résultats de la simulation et de la mesure sont très proches en termes de module comme de phase. Cependant nous observons un écart d'amplitude de 5dB à 22MHz et un décalage fréquentiel de l'évanouissement spectral, observé à 33MHz sur la courbe de la mesure et à 36,81MHz sur la courbe de simulation. Nous pouvons remarquer un écart de phase de presque 70 degrés autour de 34MHz et de quelques degrés pour les autres fréquences. Dans l'ensemble, les résultats de simulation et de mesure ont la même tendance. Le modèle reproduit de façon assez fidèle le comportement fréquentiel du réseau électrique.

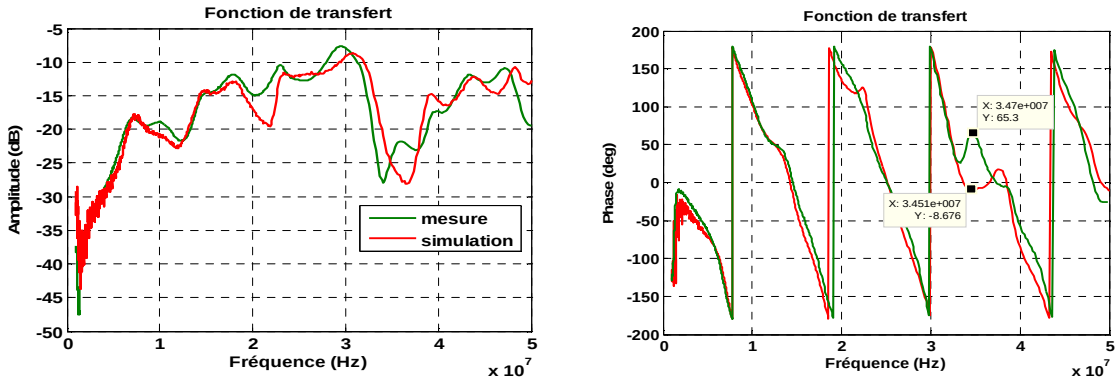


Figure 139. Fonctions de transfert simulée et mesurée

La Figure 140 représente la fonction de probabilité cumulative (FPC) de l'écart relatif entre la simulation et la mesure du module. Cet écart est calculé en utilisant l'Équation 81. Nous constatons que cette erreur relative n'excède pas les 10% à 74% de probabilité et reste inférieure à 24% avec une probabilité de 90% sur toute la bande fréquentielle étudiée. Cela confirme la validité du modèle SPICE employé.

$$écart(\%) = \left| \frac{S_{21}^{mesure} - S_{21}^{simulation}}{S_{21}^{simulation}} \right| \cdot 100 \qquad \text{Équation 81}$$

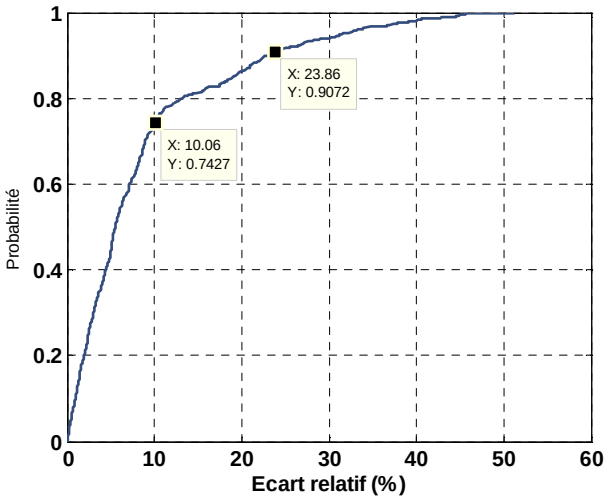


Figure 140. FCP de l'erreur relative entre la mesure et la simulation

Le rayonnement électromagnétique issu du réseau électrique modélisé, lors d'une transmission CPL ferra l'objet de la suite de notre étude.

3.4 Champ EM rayonné par une transmission CPL

Les mesures du champ EM rayonné ont été réalisées en trois lieux différents, au sein du LAN, en extérieur et en chambre anéchoïque pour deux types de câbles (RO2V et écranté), dans la bande de fréquences 10kHz-1GHz. Cependant, nous limiterons notre propos à la bande 150kHz-1GHz et nous nous intéresserons plus particulièrement à la bande 150kHz-200MHz.

3.4.1 Démarche

Sur chaque site de mesure, nous avons tout d'abord procédé à la mesure du champ électromagnétique lorsque toutes les sources étaient éteintes (secteur, CPL, appareils nécessaires à la transmission ou à la visualisation des images). Ces mesures constituent le

champ EM de référence. Ce dernier dépendra du site de mesure et de l'environnement EM global de celui-ci.

Dans une seconde étape de mesure, le circuit électrique est mis sous tension et les appareils électriques non communicants mais nécessaires à la transmission ou à la visualisation sont branchés (Téléviseur, modem IAD, Setup Box). Nous pouvons évaluer ainsi le champ EM ambiant crée par notre réseau électrique sans flux.

Dans une dernière étape, les liaisons ADSL et CPL sont établies et le flux vidéo SD ou HD est transmis du modem CPL émetteur au modem CPL récepteur. Le signal CPL est injecté sur le réseau électrique. Cette configuration nous permet de mesurer le champ EM. En le comparant aux précédentes mesures, nous pourront évaluer la contribution de la transmission CPL sur le champ rayonné mesuré. Les résultats de ces différentes étapes sont présentés dans les paragraphes suivants en respectant cette progressivité.

3.4.2 Champ EM de référence

Nous avons procédé à une mesure du champ EM ambiant à un 1 m du banc de test avant la mise en marche de l'ensemble de dispositif (Modems CPL, IAD, DSLAM, écran de TV et la STB) afin de pouvoir identifier les sources de rayonnement externes. Les résultats obtenus pour les champs E et H sont respectivement représentés sur la Figure 141 et la Figure 142. Nous pouvons noter que le champ électrique ambiant mesuré dans chaque environnement est relativement faible. Son amplitude est maximale à 800kHz et vaut 100dBµV/m. Elle est comprise entre 30dBµV/m et 60dBµV/m sur la bande CPL [10MHz, 30MHz]. Le champ magnétique présente une amplitude maximale inférieure à 40dBµA/m à 560kHz pour les trois cas représentés. Une amplitude importante est observée sur quelques fréquences. Cela est dû aux rayonnements magnétiques de sources externes.

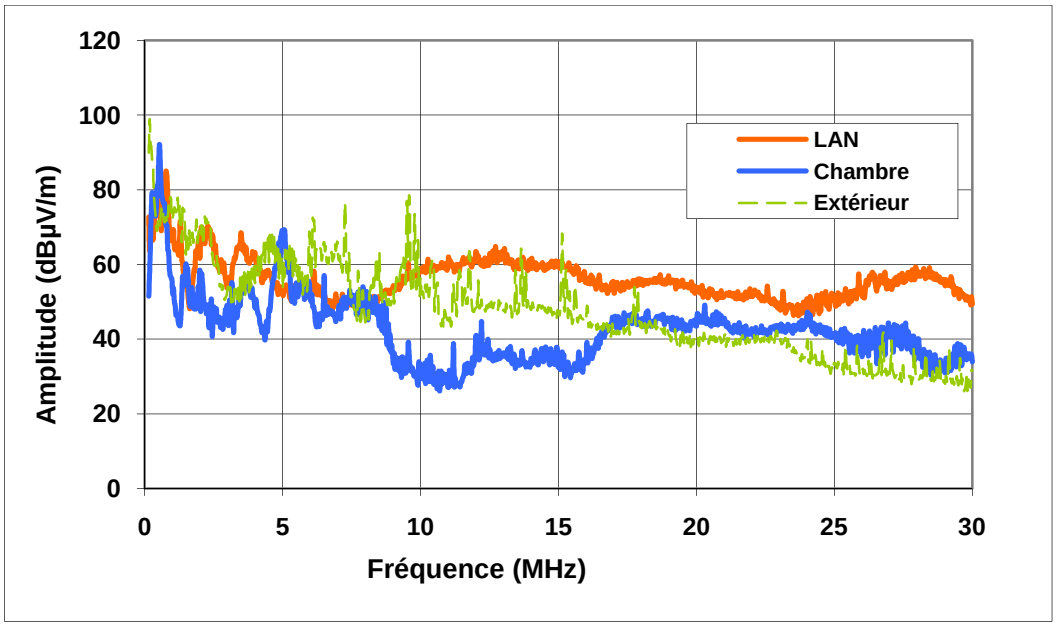


Figure 141. Champ électrique de référence entre 150kHz et 30MHz

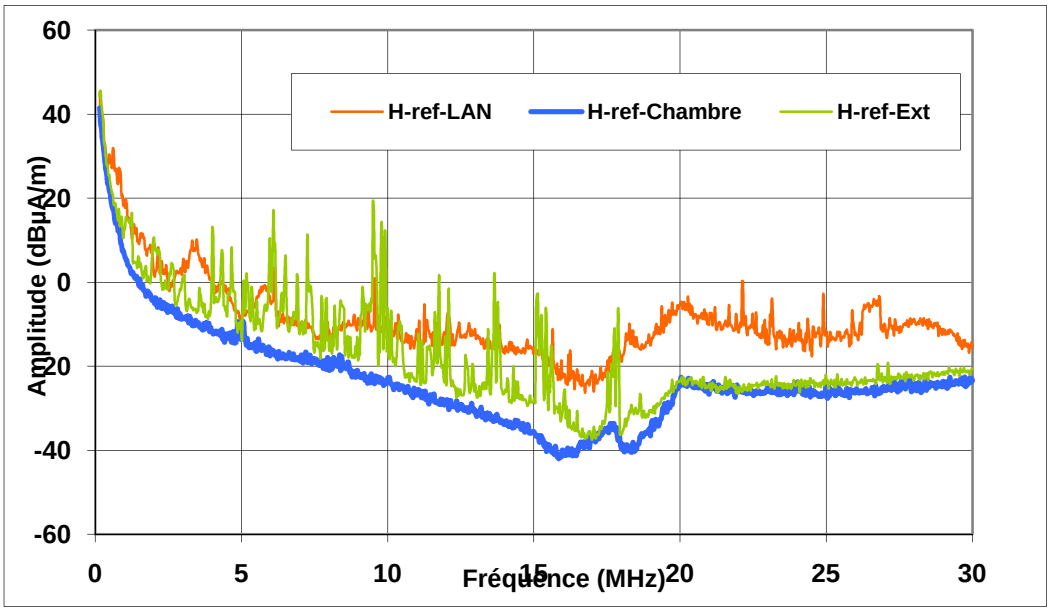


Figure 142. Champ magnétique de référence entre 150kHz et 30MHz

La Figure 143 et la Figure 144 montrent le champ électrique de référence respectivement dans la bande 30MHz-200MHz et 200MHz-1GHz. Nous pouvons observer l'apparition des porteuses utilisées par les services radio : la bande FM (87,7MHz-102,7MHz), le téléphone mobile (entre 900MHz et 960MHz), la télévision terrestre numérique (TNT) et analogique dont la largeur des canaux est égale à 8MHz dans la bande UHF (470MHz-880MHz). A titre d'exemple nous pouvons facilement identifier le canal 51 du service TNT dont la fréquence centrale est égale à 714MHz.

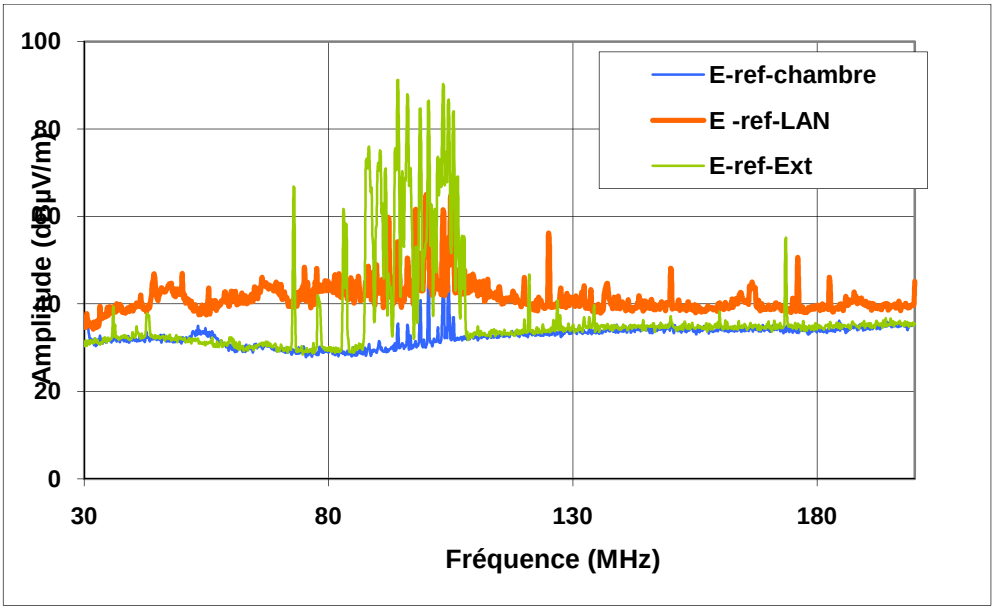


Figure 143. Champ électrique de référence dans la bande 30MHz-200MHz

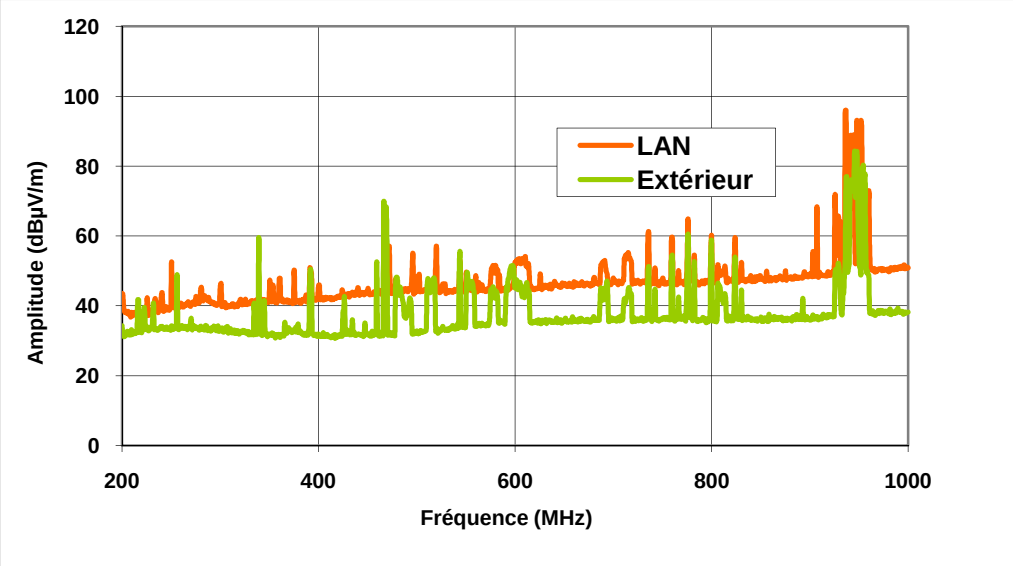


Figure 144. Champ électrique de référence dans la bande 200MHz-1GHz

3.4.3 Champ EM ambiant sans flux CPL

Dans l'objectif d'estimer les interférences générées par les appareils électriques branchés au banc de test, nous avons réalisé une deuxième étape de mesure du champ électromagnétique rayonné. Seuls sont en route les équipements sans flux CPL. Pour mieux observer l'apport de ces sources externes potentielles en terme de champ électromagnétique dans la bande 150kHz-30MHz puis dans la bande 30MHz-200MHz, nous avons calculé l'écart d'amplitude des champs E et H avant et après la mise en marche du banc de test. Les résultats obtenus dans la bande 150kHz-30MHz pour les trois milieux (chambre anéchoïque, LAN et extérieur) sont représentés sur la Figure 145 pour le champ E et sur la Figure 146

pour le champ H. Nous constatons un écart de 15dB maximum pour les mesures réalisées en chambre anéchoïque et au laboratoire pour ces deux champs. Cette différence montre que l'ensemble du réseau électrique et des appareils électriques domestiques ont une influence sur l'environnement EM du site de test. Par ailleurs, nous pouvons noter un écart important dont l'amplitude maximale est presque égale à 30dB pour le champ E et à 35dB pour le champ H, lorsque les mesures sont faites à l'extérieur. Ces fortes fluctuations sont ponctuelles. Il est difficile de donner une explication à cette observation si ce n'est que nous n'avons pas la maîtrise des sources électromagnétiques environnantes. Nous n'avons pas observé un tel écart d'amplitude dans un environnement maîtrisé. Nous supposons que cette différence est principalement provoquée par le champ électromagnétique rayonné par des sources externes non connues, plus ou moins proches du dispositif de mesure.

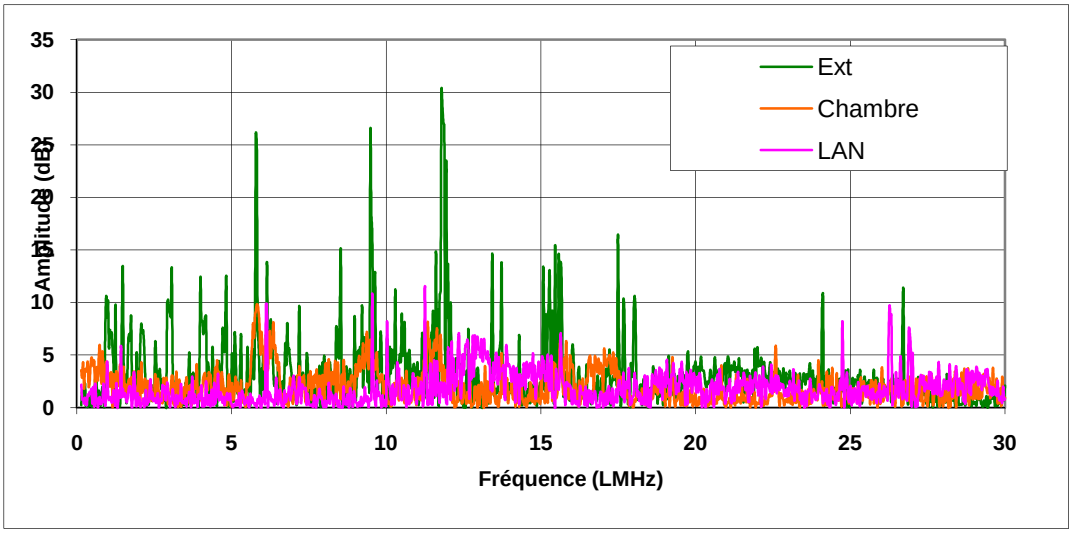


Figure 145. Écart entre le champ E de référence et celui rayonné par les appareils électriques

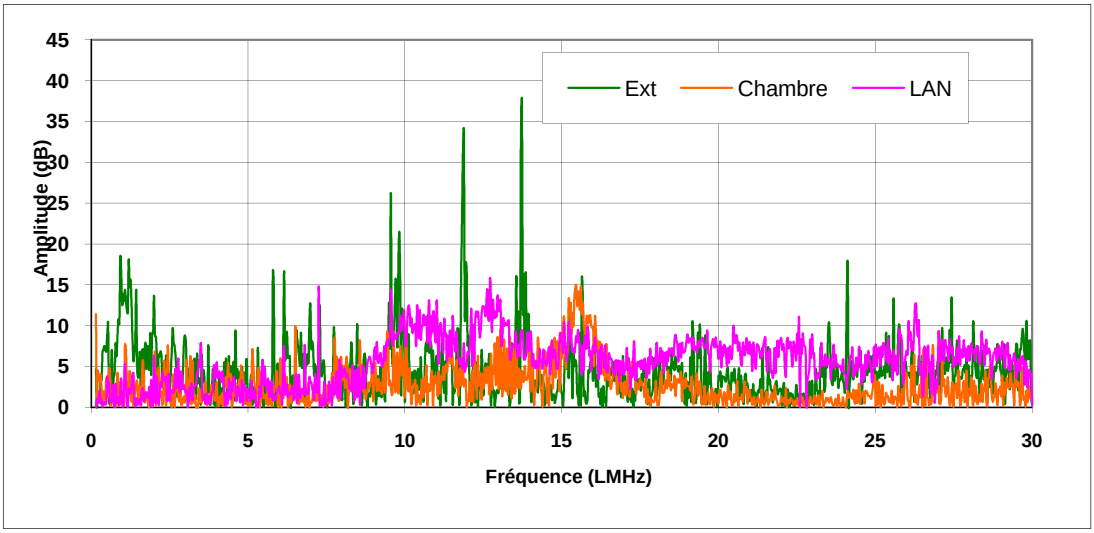


Figure 146. Écart entre le champ H de référence et celui rayonné par les appareils électriques

La Figure 147 montre le même type de mesure pour la bande 30MHz-200MHz et pour les trois sites. Nous pouvons noter un écart très faible et en moyenne égal à 1,5 dB pour les mesures réalisées au LAN. Quant aux tests menés en chambre anéchoïque, l'écart est plus important et égal à 10dB autour de 35MHz, inférieur à 14dB autour de 60MHz et dans la bande FM. Cette différence n'est pas une image directe du champ rayonné par les appareils électriques. Elle est liée aussi aux champs existants à l'extérieur de la chambre. Ceux-ci sont captés et véhiculés par les câbles "ADSL" qui relient les appareils communicants placés à l'intérieur de la chambre au serveur situé à l'extérieur de celle-ci. Par ailleurs, nous constatons le même écart pour les mesures réalisées en extérieur par rapport à la bande FM et un écart maximal inférieur à 15dB sur quelques fréquences.

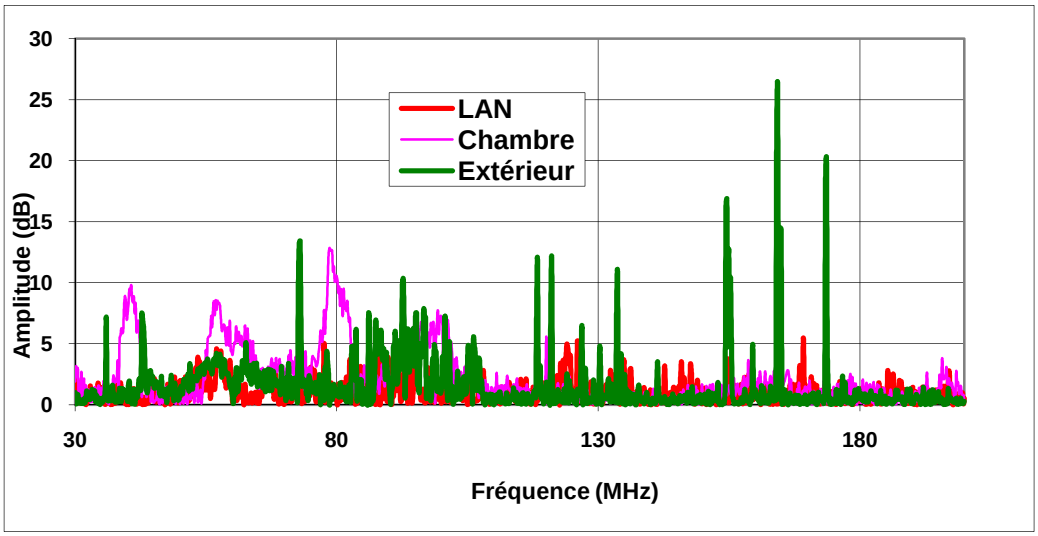


Figure 147. Écart entre le champ E de référence et celui rayonné par les appareils électriques 30MHz-200MHz

Nous concluons que le réseau électrique et les appareils électriques domestiques utilisés pour cette campagne de mesure rayonnent un champ électromagnétique faible dans la bande 150kHz-200MHz. Le spectre des perturbations reste très étroit en comparaison avec le spectre CPL plutôt large bande s'étalant entre 1,8MHz et 30MHz. Voyons maintenant l'effet d'un flux CPL sur le champ EM émis.

3.4.4 Champ EM mesuré avec flux CPL

Les rayonnements EM observés alors que des flux de données circulent sur le réseau électrique vont être présentés de façon progressive. Nous allons tout d'abord comparer les spectres des champs électromagnétiques observés à ceux des courants circulant sur les câbles. Ensuite, compte tenu de la diversité des structures utilisées (deux topologies, deux types de

câbles) et des types de flux considérés (SD et HD), nous présenterons la contribution de chacun d'eux. Enfin nous rappelons en quoi consiste le taux de conversion de mode, son principe de mesure et nous essaierons de le corréler au champ électromagnétique rayonné.

a) Courants de mode commun et de mode différentiel et rayonnement du réseau électrique

La transmission consiste à déployer un flux vidéo de la prise à 7m à la prise à 16m où sont branchés le décodeur vidéo (STB) et le téléviseur. Les perturbations électromagnétiques sont mesurées pour deux types de flux vidéo (SD et HD) pour les deux types de câble électrique (RO2V et écranté) et dans les trois milieux de test (PLC READY-LAN, extérieur et chambre anéchoïque). La différence principale entre ces deux types de flux réside principalement dans la qualité vidéo et le débit nécessaire pour une bonne transmission qui doit être égale à 4Mbits/s pour le SD et 11Mbits/s pour le HD.

Dans le but de quantifier le rayonnement électromagnétique lors d'une transmission CPL, nous avons comparé les champs mesurés à 1m du réseau électrique lors d'une transmission CPL (vidéo HD) aux champs E et H de référence. Les résultats sont représentés sur la Figure 148 et la Figure 149 dans la bande 150kHz-30MHz.

Sur ces courbes, nous pouvons facilement distinguer le spectre CPL caractérisé par ses trous spectraux correspondant aux bandes radioamateur. L'amplitude minimale est égale à 40dBµV/m pour le champ E et -30dBµA/m pour le champ H. Les amplitudes maximales sont observées à 13MHz et égales à 70dBµV/m pour le champ E et 43dBµA/m pour le champ H. Nous remarquons que le champ magnétique rayonné pendant la transmission CPL est supérieur au champ de référence dans la bande 150kHz-30MHz, et principalement dans la bande 10MHz-25MHz, avec deux maxima l'un à 14MHz et 20MHz dont l'amplitude est égale à 20dBµA/m.

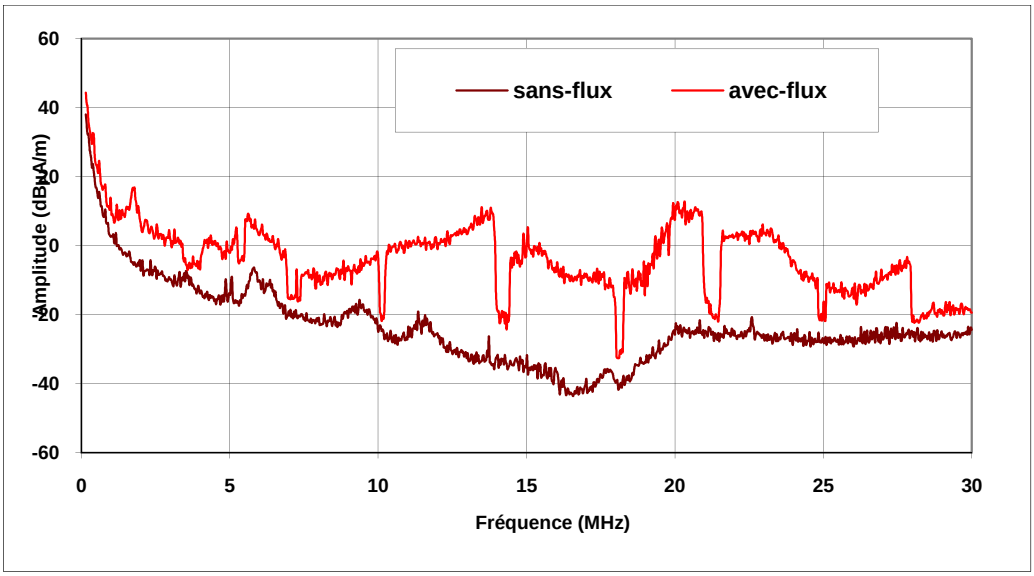


Figure 148. Mesure du champ H en chambre anéchoïque - bande [150kHz, 30MHz]

Pour le champ E mesuré en présence du flux CPL, le résultat est identique à la courbe de référence dans la bande 150kHz-8MHz. Nous en déduisons que le champ électromagnétique rayonné par le signal CPL n'est visible qu'à partir de 8MHz. Au-delà, son amplitude a presque la même allure que celle du champ magnétique avec des maxima observés aux mêmes fréquences que cité ci-dessus. Nous verrons par la suite l'impact du changement de la géométrie sur le spectre CPL rayonné. On se limite dans un premier temps à l'analyse des mesures réalisées en chambre anéchoïque afin de ne pas prendre en compte les perturbations issues des sources externes.

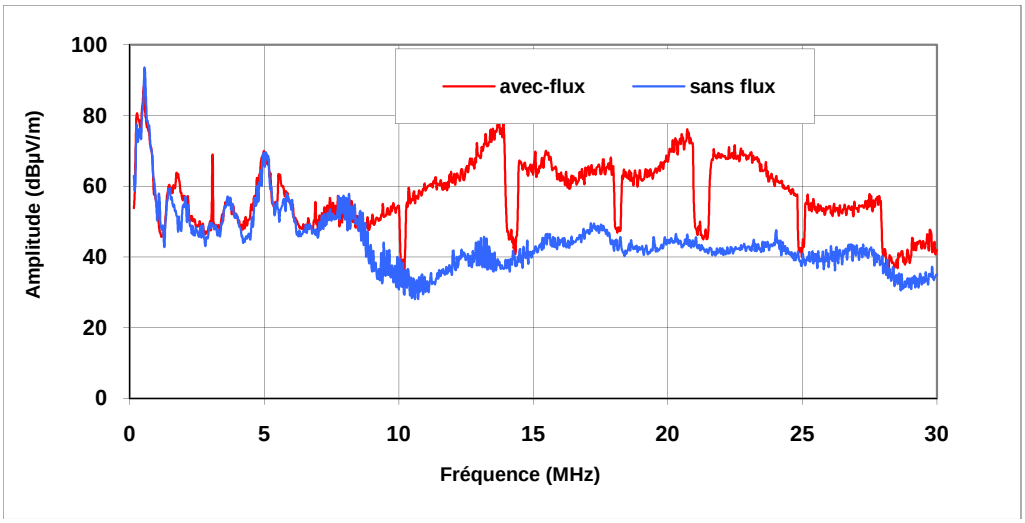


Figure 149. Mesure du champ E en chambre anéchoïque - bande [150kHz, 30MHz]

Des travaux menés sur le rayonnement des systèmes CPL [70] montrent que le rayonnement électromagnétique d'un réseau électrique simple est provoqué par les courants de mode commun et de mode différentiel. En champ proche, la contribution du courant de

mode différentiel s'atténue plus rapidement en fonction de la distance que celle du mode commun. Le courant de mode commun peut être engendré par la dissymétrie du réseau électrique provoquée par les câbles et les appareils domestiques. La dissymétrie des coupleurs intégrés aux modems CPL peut favoriser ce courant de mode commun. En champ lointain, le champ électromagnétique produit par les courants du mode commun est prédominant. Son atténuation est proportionnelle au carré de la distance par rapport à la source de rayonnement. Dans le but d'identifier le type de mode contribuant au rayonnement du champ E et du champ H dans notre étude, nous avons mesuré les courants de mode commun et de mode différentiel à la sortie du modem émetteur. Cette mesure a été réalisée à l'aide d'une pince FCC52 et d'un analyseur de spectre.

Les allures des courants obtenus sont comparées à celles des champs E et H sur la Figure 150. Nous constatons que le courant de mode différentiel est plus important que le courant de mode commun, en moyenne 31dB d'écart. Les courbes du champ H et du courant de mode commun sont superposées entre 150kHz et 5MHz. Elles s'écartent au-delà de cette fréquence. Cependant, notons qu'il existe une bonne corrélation entre l'évolution des deux. Même si le courant de mode différentiel est le plus important, l'évolution du champ E semble liée à la variation du courant mode commun. Ces observations amènent à dire que, dans notre cas, le courant de mode commun domine le mécanisme de rayonnement du réseau électrique. Cette remarque ne sera peut être pas valable pour des distances inférieures à 1m. Plus d'investigations nous semblent nécessaires afin d'approfondir ces hypothèses.

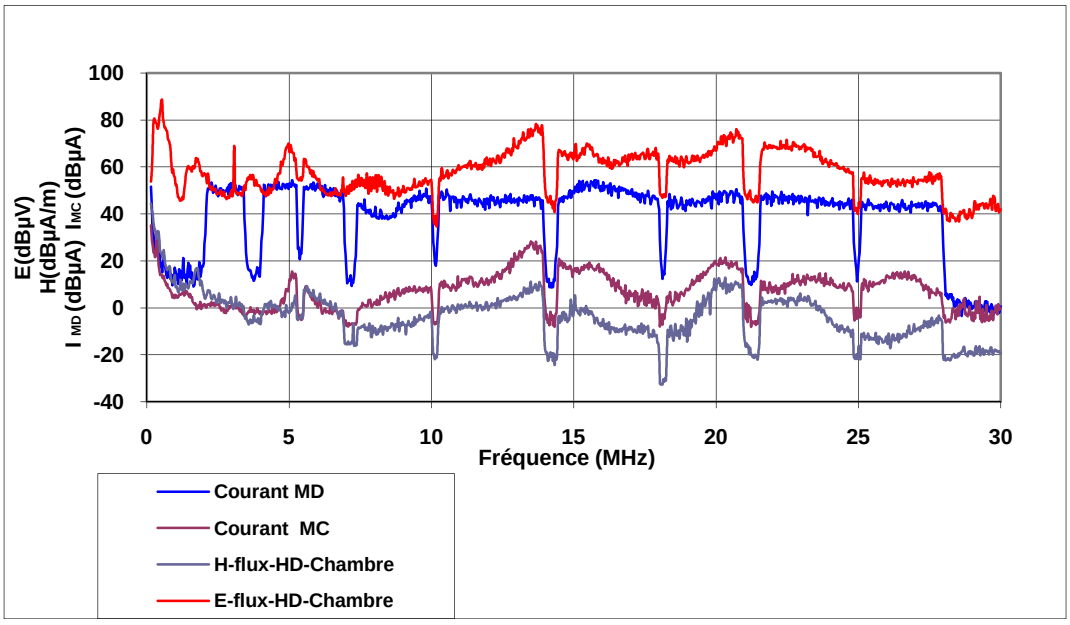


Figure 150. Comparaison des courants MD MC et des champs E et H

Ayant pour des raisons techniques puis par choix raisonnés testés de multiples configurations, voyons le rôle de chacun des paramètres modifiés.

b) Contribution de la géométrie, du type de flux et de la technologie des câbles

La géométrie du réseau électrique du banc PLC READY du LAN a été modifiée pour des raisons de transportabilité (chambre et extérieur). Nous pouvons considérer cette transformation pour voir l'impact global de la structure de câblage sur le champ électromagnétique rayonné. La Figure 151 et la Figure 152 donnent une comparaison des champs mesurés à l'extérieur (réseau électrique rectangulaire) et ceux obtenus au LAN (réseau au mur). Les courbes de champ électrique ont presque la même tendance entre 150kHz et 12MHz avec un écart maximal de 20dB observé à 10,5MHz. Elles présentent un pic de rayonnement respectivement observé à 12,7MHz au LAN et à 14MHz en chambre anéchoïque. En revanche, au-delà et jusqu'à 25MHz, nous observons une influence sensible de la géométrie sur le champ électrique rayonné. Le champ mesuré en chambre est plus intense, avec une amplitude maximale égale à 75dBµV/m, et est caractérisé par un spectre dont la forme rappelle celle d'un signal CPL conduit, où les fréquences radioamateur sont éteintes (non utilisées par les modems CPL haut débit). Dans la bande 25MHz-30MHz, le niveau du champ électrique rayonné est presque le même dans les deux cas avec un écart maximal égal à 8,5dB.

Contrairement au champ électrique, le champ magnétique mesuré pour les deux géométries évolue de façon identique avec une différence d'amplitude maximale égale à 20dB. Le champ magnétique mesuré à l'extérieur possède quatre pics déjà observés sur le champ magnétique de référence. Ils sont essentiellement provoqués par des sources externes. Nous pouvons aussi noter que le spectre du champ magnétique est similaire pour les deux cas (chambre anéchoïque et LAN).

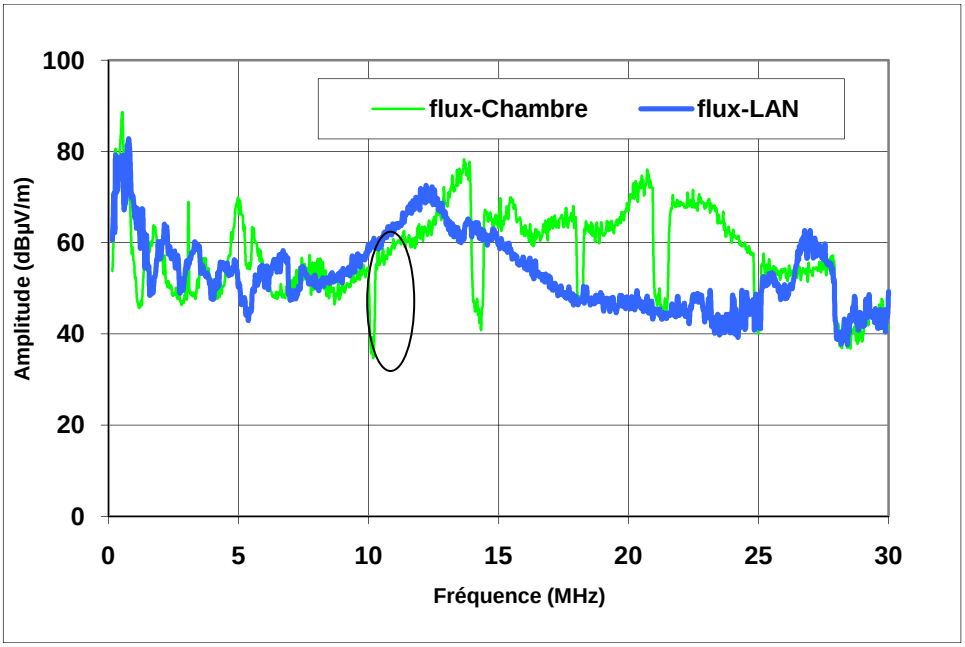


Figure 151. Comparaison champ électrique (PLC READY et extérieur)

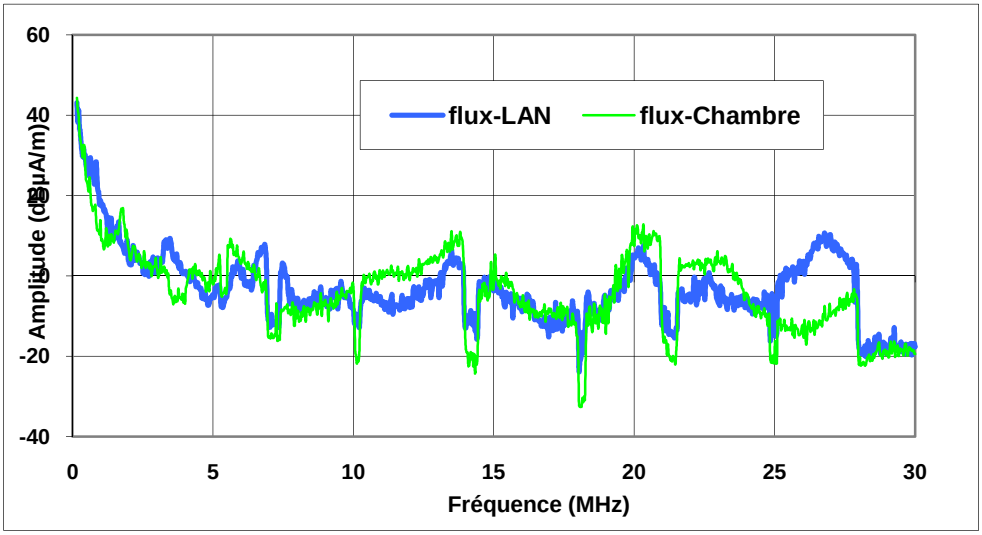


Figure 152. Comparaison champ magnétique (PLC READY et extérieur)

En conclusion, le champ électrique est plus tributaire de la géométrie du réseau que le champ magnétique à la distance de mesure considérée (à savoir 1m).

La géométrie du réseau électrique n'est pas le seul facteur à prendre en compte, le site de mesure et son environnement en sont deux autres. Le banc de test du LAN est installé verticalement sur un mur en placoplâtre. Les câbles électriques sont déployés dans les faux plafonds et sous le plancher, d'une façon aléatoire mais au voisinage de l'installation électrique du reste du bâtiment. Ajoutons à cela la dissymétrie du réseau électrique due aux câbles électriques utilisés et aux appareils domestiques qui y sont connectés. Malgré les filtres placés en amont du banc de test PLC READY, des phénomènes de couplage peuvent survenir

en aval de ces filtres et impacter le rayonnement des champs. Les mesures sur ce réseau électrique amovible sont plus faciles à maîtriser, celui-ci pouvant être placé dans un environnement plus clément.

Lors des différents essais de transmission de données par CPL, nous avons utilisé deux types de flux vidéo (HD et SD), ce qui impose des débits Ethernet différents, donc des débits physiques différents (4Mbits/s pour le flux SD et 11Mbits/s pour le flux HD). Le but était de voir l'impact du type de flux sur le spectre du champ électromagnétique rayonné. Les résultats obtenus dans la bande 150KHz-30MHz pour les deux types de flux sont représentés sur la Figure 153 et la Figure 154. Nous constatons que le type de flux vidéo n'a que très peu d'effet sur le champ EM rayonné. En effet, les modems CPL émettent un signal large bande dont la densité spectrale est limitée à -50dBm/Hz quelque soit le débit Ethernet. D'où l'influence minime sur le champ rayonné. Les champs E et H dépendent des courants de mode commun et de mode différentiel circulant sur les fils électriques. L'amplitude de ces courants est par contre tributaire de l'impédance du réseau électrique et de la fréquence du signal [67].

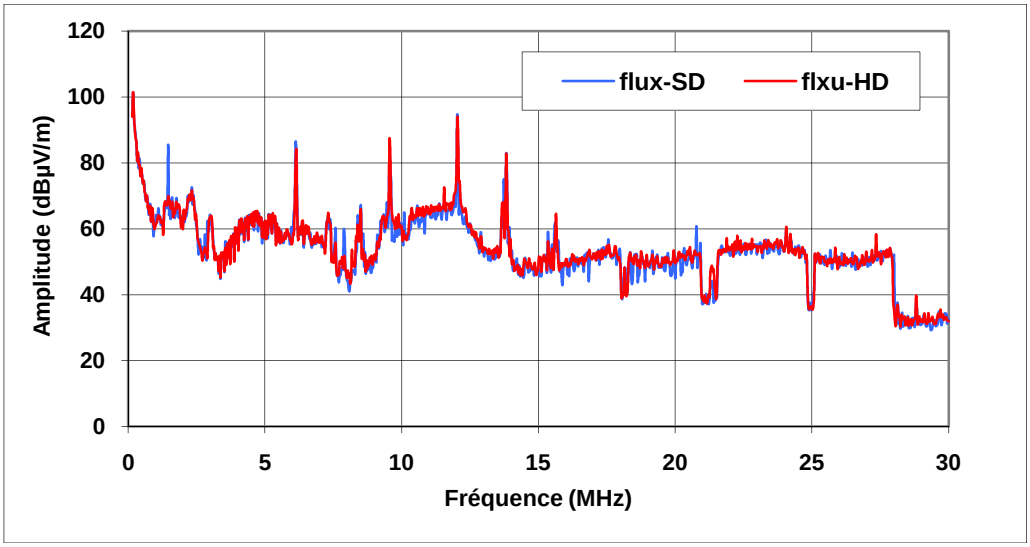


Figure 153. Impact du type de flux vidéo sur le champ électrique rayonné entre 150kHz et 30MHz

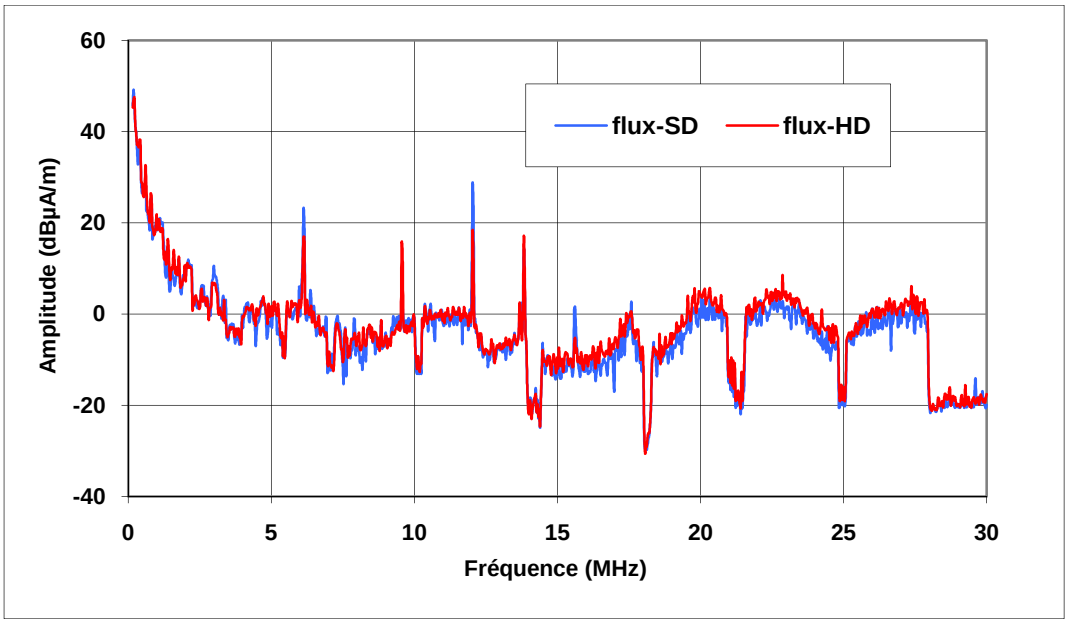


Figure 154. Impact du type de flux vidéo sur le champ magnétique rayonné entre 150kHz et 30MHz

Deux technologies de câbles ont été utilisées pour réaliser le réseau électrique. Le câble classique dit RO2V est constitué de trois conducteurs de 2,5mm² (phase, neutre et terre) isolés individuellement et maintenus ensembles par une gaine. Un câble écranté possédant en plus un film mince en aluminium placé entre les deux gaines de maintien des conducteurs et qui constitue un écran électromagnétique qui peut être raccordé à la terre. La Figure 155 et la Figure 156 comparent les performances des deux types de câbles dans la bande 150kHz-30MHz du point de vue du rayonnement EM. Les courbes de champ électrique suivent la même évolution en fonction de la fréquence et sont très proches dans la bande 150kHz-17MHz à l'exception de l'écart d'amplitude constaté à 14MHz et égal à 12dB. Le câble écranté rayonne un champ électrique plus faible dans la bande 17MHz-30MHz avec un écart moyen d'amplitude égale à 14dB.

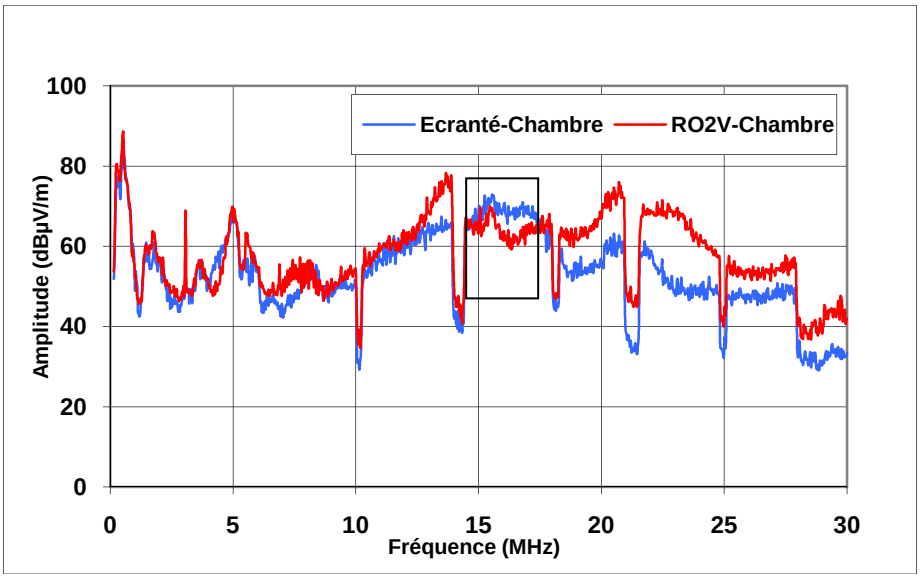


Figure 155. Champ électrique rayonné par le câble RO2V et le câble écranté

L'efficacité de ce type de câble spécifique n'est clairement visible qu'à partir de 17MHz où l'épaisseur du film d'aluminium (inférieure à 300µm) joue le rôle d'écran électromagnétique. Cette épaisseur est alors comparable à celle de l'effet de peau qui est fonction de la fréquence. L'épaisseur de peau varie de 213µm à 150kHz à 15,5µm à 30MHz pour l'aluminium. En plus de cet effet d'écran, l'impédance caractéristique du câble est plus faible avec l'effet capacitif induit entre les fils et l'écran électromagnétique. Ce paramètre agit aussi sur le rayonnement électromagnétique de ce câble. Cependant, il est difficile de distinguer la contribution de chaque phénomène car ils sont présents simultanément.

D'après les résultats de mesure en chambre anéchoïque sur le champ H, nous observons que le câble écranté rayonne moins que le câble RO2V dans la bande 150kHz-30MHz à l'exception des tranches de fréquences [5,25MHz, 6,90MHz] et [21,7MHz, 26MHz]. Dans ces bandes fréquentielles le champ H issu du câble écranté est plus important avec un écart moyen égal à 6,7dB. Cependant, les deux spectres mesurés sont similaires d'allure et sont caractéristiques d'une transmission par CPL.

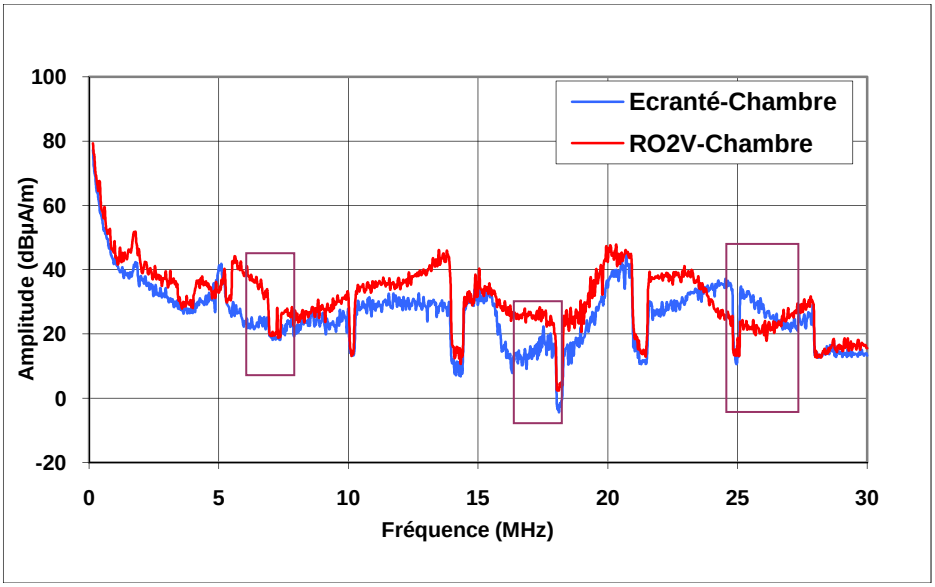


Figure 156. Champ magnétique rayonné par le câble RO2V et le câble écranté

Comparé au champ électrique, le champ magnétique provenant du câble écranté est légèrement plus faible en proportion (6,2dB en moyenne sur toute la bande).

c) Dissymétrie, taux de conversion de mode et rayonnement CPL

La dissymétrie du réseau électrique domestique est due à la qualité du câble électrique, à sa topologie et aux appareils électriques domestiques qui y sont connectés. Elle est à l'origine de l'apparition d'un courant mode de commun. Nous avons pu discerner la contribution de ce mode de conduction sur le rayonnement du champ électromagnétique. Le taux de conversion longitudinale de mode, nommé LCL (Longitudinal Conversion Loss), est un concept très utilisé dans le monde des télécommunications. Il est pris en considération dans les standards dédiés aux systèmes de télécommunication afin d'estimer le taux de dissymétrie. Citons à titre d'exemple la norme ETSI TS101952 et le standard ITU-G117 décrivant le protocole de mesure du paramètre LCL. La norme CISPR 22 ne considère que le mode commun pour tester les ports de communication.

La minimisation du taux de conversion de mode permet de limiter les interférences électromagnétiques émises par le dispositif. Cela est impossible pour le cas des réseaux électriques domestiques à cause de leur topologie très complexe.

Le protocole de mesure du LCL des systèmes de télécommunication est déterminé par les organismes de standardisation (ETSI-IEEE-ITU…) [71]. L'estimation expérimentale du LCL d'un réseau électrique en fonctionnement n'est pas une tâche facile, et diffère de la mesure du LCL sur des paires torsadées où le support de transmission a une topologie fixe en

fonction du temps et une caractéristique peu variable en fonction de la fréquence. Pour pouvoir estimer la dissymétrie de nos bancs de test au niveau de la prise d'injection du signal CPL, nous avons adapté la méthode de mesure de LCL stipulée dans la norme ITU-G117 à notre problématique, en ajoutant deux capacités de découplage afin de filtrer la composante 50Hz. L'apport de ces composants en terme de LCL est compensé lors de la calibration. Dans notre cas, les charges de terminaison (résistances 50Ω) sont remplacées par l'impédance de l'ensemble modem CPL récepteur et des charges domestiques en fonctionnement, branchés à notre réseau. Cette approche nous permettra de mesurer le LCL vu par le modem CPL émetteur lors de la transmission. L'expérience consiste à injecter un courant de mode commun (sur la phase et sur le neutre) et de mesurer la tension différentielle entre les deux. L'injection du courant et la mesure se font par le biais d'un ballun (transformateur) North Hills 03320BF 50Ω-50Ω dont la bande passante est de 30kHz-60MHz. L'excitation et la mesure sont réalisées en utilisant un analyseur de réseau scalaire (PSM) ayant une impédance d'entrée et de sortie égales à 50Ω. Le LCL est le rapport entre la tension U_L du générateur sur la tension U_T mesurée entre la phase et le neutre dans la bande fréquentielle 150kHz-30MHz (voir Équation 82).

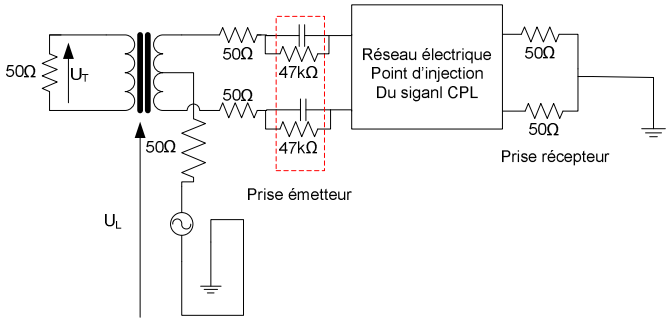


Figure 157. Banc de test LCL

$$LCL_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_L}{U_T}\right) \qquad \text{Équation 82}$$

Le LCL mesuré (en valeur absolue) est comparé au champ électrique mesuré sur le banc de test PLC READY installé au LAN (voir Figure 158). Nous constatons que la courbe du LCL varie entre -40dB et -69dB en basse fréquence (150kHz-6MHz) et oscille entre -37dB et -50dB au delà de cette bande.

En comparant l'évolution des champs E et H avec celle du LCL, en fonction de la fréquence, nous remarquons que les deux types de courbes sont décorrélées pour les fréquences inférieures à 1MHz. Nous pouvons supposer que les interférences rayonnées en

dessous de 1MHz sont plutôt produites par les appareils électriques domestiques utilisés et non pas par les modems CPL, sous l'hypothèse qu'un lien fiable existe entre le champ rayonné et le LCL. Entre 800kHz et 3MHz, les champs E et H décroissent en fonction de la fréquence avec un écart moyen de 50dB entre eux. L'allure du LCL relevé dans cette bande suit la même décroissance. Le même phénomène est observé entre 6MHz et 20MHz où l'écart entre les champs est égal à 40dB. Au voisinage de 3MHz, le nombre de points de mesure insuffisant laisse apparaître un décalage fréquentiel entre les maxima et les minima de la courbe du LCL et ceux du champ H. Cependant, les évolutions de ces deux courbes sont presque similaires. Ceci n'est pas le cas pour le champ électrique où on relève une amplitude égale à 54,4dBµV/m pour un LCL de 62dB et 71dBµV/m pour 51dB de LCL. A ce stade il est difficile de faire le lien entre le taux de conversion de mode et le champ électromagnétique émis par le réseau électrique car les mesures de ces grandeurs n'ont pas été simultanées et le réseau électrique a un caractère fréquentiel susceptible de varier en fonction du temps.

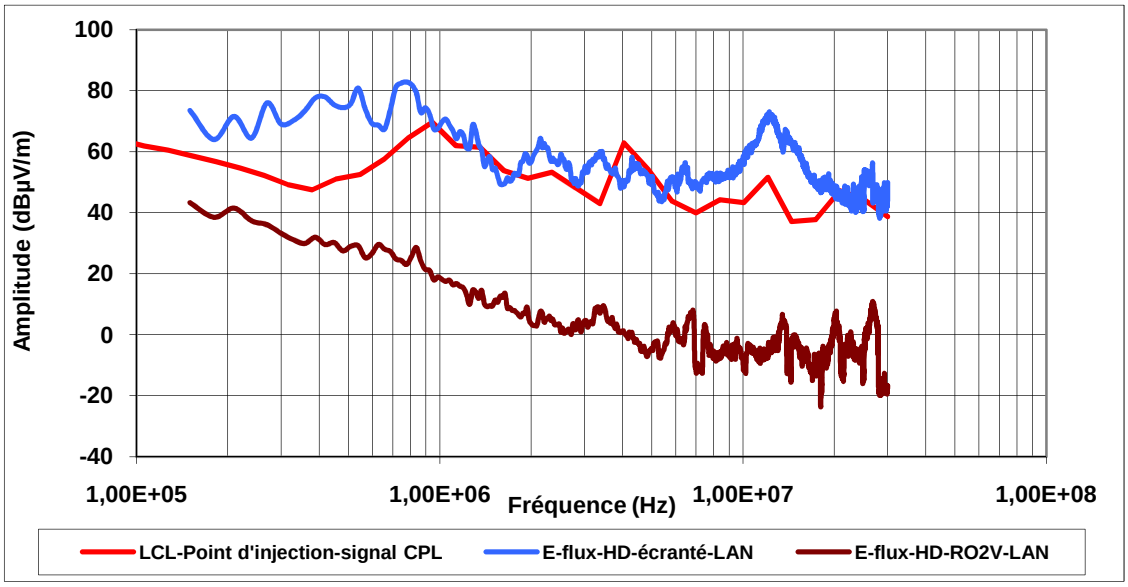


Figure 158. LCL-Champ E et Champ H rayonnés

Pour montrer qu'un lien existe entre le champ rayonné et le LCL nous avons volontairement provoqué un déséquilibre entre l'impédance du fil du neutre et celui de la phase en connectant une résistance de puissance de 30Ω en série avec le modem CPL (voir la Figure 159). Ce déséquilibre augmente l'amplitude du champ électrique rayonné dans la bande 14MHz-30MHz (voir la Figure 160).

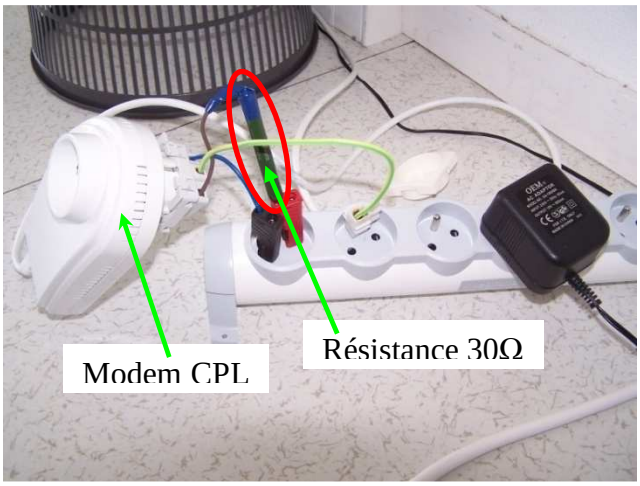


Figure 159. Branchement de la résistance de déséquilibre

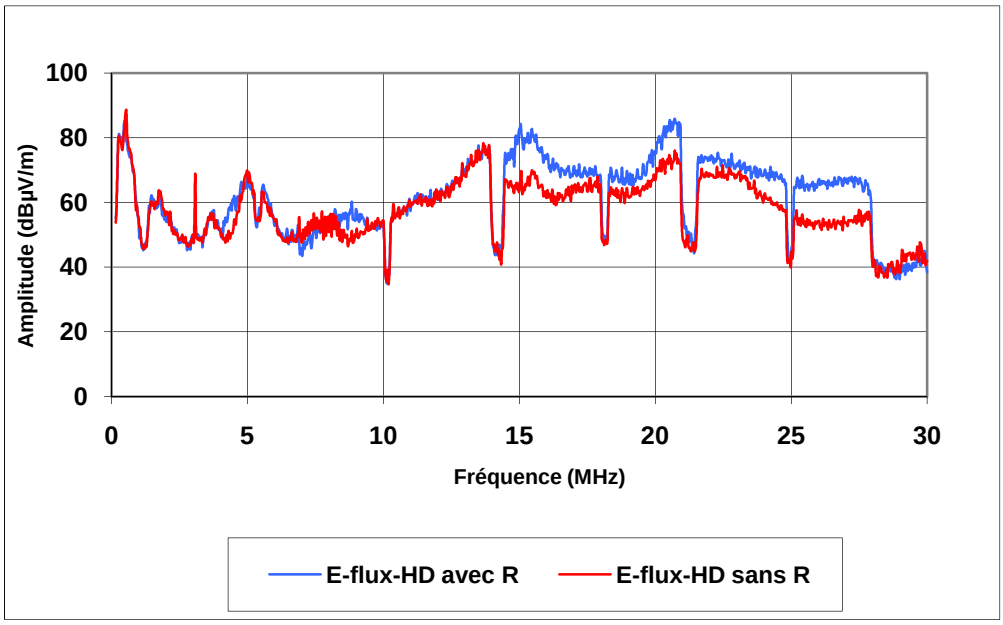


Figure 160. Champ électrique du réseau déséquilibré

d) Champ EM rayonné et normes

L'impact du rayonnement électromagnétique sur la santé de la population et une question d'ordre sanitaire et écologique. Plusieurs articles plaident contre la technologie CPL en supposant que son utilisation au sein de l'habitat expose constamment les individus à un champ électromagnétique à fréquence variable, nuisible pour la santé. Hors, jusqu'à présent aucune étude scientifique n'a fait un lien solide entre l'exposition au champ électromagnétique et l'apparition de certaines maladies ou symptômes à l'exception de l'augmentation de la température corporelle qui reste inférieure à 1°C [72]. L'impact du rayonnement CPL sur la santé ne rentre pas dans le cadre de notre travail. Néanmoins, nous avons comparé le niveau des champs électrique et magnétique mesurés à la restriction de base

sur l'exposition aux champs électrique et magnétique pour une fréquence inférieure à 10GHz. La Figure 161 et la Figure 162 montrent la comparaison entre quelques résultats de mesure avec le niveau limite d'exposition de la population générale aux champs électrique et magnétique. Pour la bande 150kHz-30MHz le champ E rayonné est 80dB en dessous de la limite. Entre 150kHz et 30MHz, son niveau reste en moyenne 80dB en dessous de la valeur limite. Ces observations ne sont valables que dans le cas de notre banc de test et ne doivent pas être généralisées à un réseau électrique domestique quelconque sans précautions.

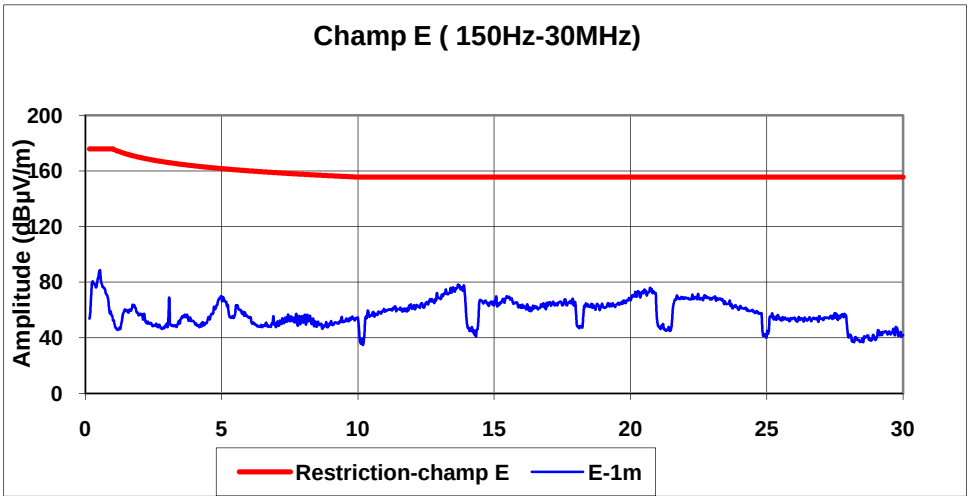


Figure 161. Champ E mesuré à 1m et la restriction de base à l'exposition

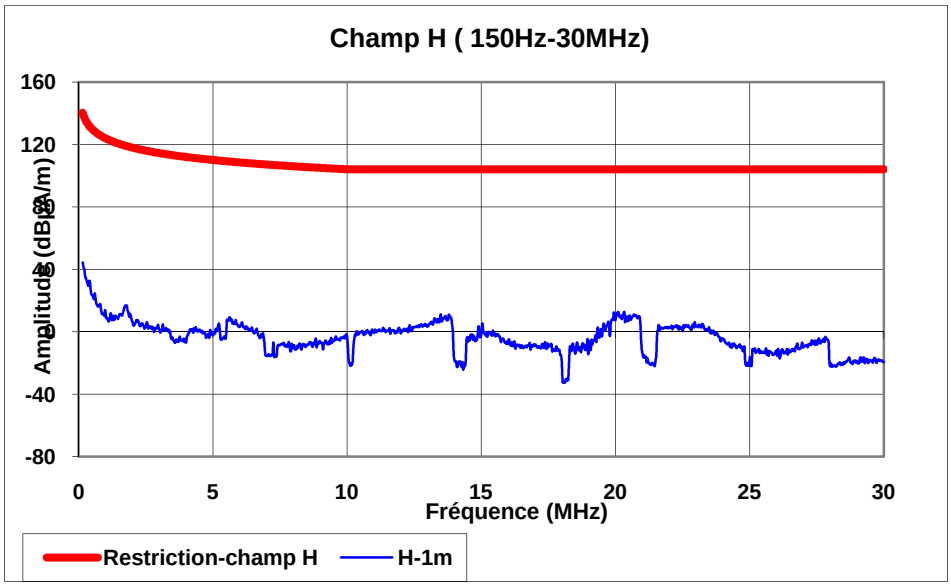


Figure 162. Champ H mesuré à 1m et la restriction de base à l'exposition

4 Conclusion

L'analyse du réseau électrique en termes de bruit conduit et de champ électromagnétique rayonné a été développée. Le bruit généré par plusieurs équipements électriques domestiques a été mesuré directement à la source puis comparé au bruit global du réseau électrique. Cela a permis de montrer que le bruit produit par les appareils ayant un convertisseur de puissance varie d'une manière périodique synchrone incluant des pics périodiques asynchrones

La campagne de mesure du champ électromagnétique rayonné a permis d'étudier l'impact de la géométrie du réseau électrique, du type de flux de données transmis par CPL et du type de câble électrique utilisé. Ces mesures ont été effectuées dans des conditions de transmissions réelles dans trois environnements différents. Les résultats obtenus montrent que le rayonnement électromagnétique des signaux CPL est situé dans la bande de fréquences 1MHz-30MHz. La géométrie du réseau électrique agit sur l'évolution du spectre du champ électromagnétique rayonné. Lors d'une transmission CPL, le débit Ethernet minimal est imposé par le type de flux émis (vidéo SD et HD). Le champ électromagnétique mesuré pour ces deux types de flux est similaire.

Les mesures du champ électromagnétique rayonné ont été complétées par une mesure des courants de mode commun et de mode différentiel générés par les modems CPL. La comparaison de ces grandeurs a mis en évidence le lien entre le champ électromagnétique et le courant de mode commun. L'apparition de ce courant est favorisée par la dissymétrie du réseau électrique. Cette dissymétrie a été exprimée en fonction du taux de conversion de mode (LCL). En effet, plus le LCL du réseau électrique est élevé, plus le champ électromagnétique rayonné est important. Par ailleurs, l'utilisation d'un câble électrique écranté permet de réduire le rayonnement électromagnétique du signal CPL dans certaines bandes de fréquences.

Conclusion

La technologie CPL semble être un moyen simple pour transmettre des flux de données d'un point à un autre dans l'habitat, avec l'avantage de se servir de l'installation électrique existante. Dans certains cas, les débits réels obtenus sont inférieurs aux débits théoriques et des dysfonctionnements montrent la complexité de ce moyen de transmission.

Ces travaux de thèse ont porté sur la modélisation et la caractérisation des canaux de propagation CPL, afin de mieux appréhender l'environnement électrique de l'habitat. Nous avons tout d'abord présenté l'évolution des systèmes CPL et leur principe de fonctionnement en se basant sur la technologie HomePlug AV. Nous avons mis l'accent sur le statut normatif de la technologie CPL haut débit en présentant les différentes alliances et standards CPL haut débit. Actuellement la norme CEM EN55022 semble être la seule norme applicable au CPL. Cependant, son interprétation vis-à-vis des systèmes CPL haut débit ne semble pas très claire au sein des organismes de standardisation. De plus, cette norme ne traite en aucun cas du niveau de champ électromagnétique émis lors d'une transmission entre deux modems CPL dans la bande 150kHz-30 MHz. Du point de vue CEM, les systèmes CPL haut débit se situent dans un contexte très complexe. Par ailleurs, nous avons souligné l'apparition d'un nouveau standard noté IEEEP1901. Il a été défini dans le but de rendre les systèmes CPL haut débit interopérables. Il prévoit l'extension de la bande passante pour aller jusqu'à 50MHz. La future génération CPL haut débit intègre cette extension pour fournir un débit pouvant atteindre les 400Mbits/s comme débit physique. Ce standard mettra fin au problème de coexistence entre les modems CPL de différentes technologies. En revanche, aucune proposition n'a été validée en terme de standard CEM au sein des organismes de normalisation. Les questions sur la problématique de la coexistence des appareils électriques domestiques et des systèmes CPL haut débit au sein de l'habitat restent posées.

Par la suite, nous nous sommes particulièrement intéressés à la modélisation des canaux de propagation CPL. Le but est de pouvoir étudier l'impact de la topologie du réseau électrique domestique et l'impédance des appareils électroménagers sur la réponse fréquentielle des canaux de propagation dans la bande 150kHz-50MHz. Nous avons détaillé dans cette partie trois méthodes de modélisation du réseau électrique domestique. La première est une méthode de modélisation rigoureuse permettant de prendre en compte tous les phénomènes électromagnétiques issus de la propagation d'une onde sur le câble électrique. Cette méthode nous a permis de déterminer les paramètres technologiques d'un câble électrique. Ces valeurs sont ensuite utilisées dans l'estimation des paramètres primaires et secondaires du câble électrique considéré comme une ligne de transmission bifilaire.

La deuxième approche présentée est dite déterministe, elle consiste à décomposer le réseau électrique en plusieurs parties. Chaque partie est caractérisée par sa matrice chaîne. La matrice chaîne globale du réseau est obtenue par la mise en cascade de toutes les matrices chaînes modélisant les différentes parties du réseau électrique. La fonction de transfert de ce dernier est déduite à partir de la matrice chaîne globale. Cette approche a été validée par la mesure.

La troisième méthode de modélisation est une approche de type circuit. Elle consiste à utiliser le modèle circuit R, L, C et G pour modéliser le réseau électrique. La considération de résistance linéique et de la conductance constantes puis variables en fonction de la fréquence ne permet pas de prendre en compte leur dépendance fréquentielle. Cette approche circuit est étoffée par l'extraction des paramètres primaires (R, L, C et G) à partir de la mesure. Cela permet de tenir compte de l'évolution réelle de R, L, C et G en fonction de la fréquence. Un modèle circuit est attribué à chaque paramètre. Les valeurs des composants de chaque modèle sont calculées en utilisant un logiciel de type APLAC. Cette approche a été validée par la mesure de l'impédance de court-circuit d'un câble électrique. Nous avons noté que l'utilisation de cette méthode de modélisation du réseau électrique en partant de l'étude de sa fonction de transfert permet la modélisation dans les domaines temporel et fréquentiel.

Nous avons développé une représentation polynomiale des paramètres primaires. Cela consiste à modéliser une longueur élémentaire de 25cm de câble électrique par un quadripôle symétrique en T composé de deux résistances, de deux inductances, d'une capacité et d'une inductance. L'évolution de ces éléments électriques en fonction de la fréquence est déduite à partir de la mesure de la matrice [S] et exprimée en fonction de la fréquence sous une forme polynomiale. Chaque polynôme est par la suite intégré au simulateur SPICE sous forme d'une source de tension contrôlée. Le modèle de la cellule élémentaire de 25cm a été utilisé pour simuler un réseau électrique simple et validé par la mesure dans la bande 150kHz-50MHz.

Dans le but d'étudier l'impact en simulation de l'impédance des appareils électriques sur les canaux de propagation CPL, un protocole de mesure de l'impédance des appareils électriques domestiques a été développé. Les résultats de mesure permettent d'alimenter la librairie SPICE d'impédances des appareils électroménagers généralement rencontrés dans l'habitat. Le modèle du câble obtenu en utilisant l'approche polynomiale associé aux impédances intégrées à la simulation a permis de simuler dans un premier temps un réseau électrique simple. Les résultats obtenus indiquent que l'impédance des appareils domestiques peut améliorer la réponse fréquentielle du réseau électrique autour de certaines fréquences

dans la bande 150kHz-50MHz. En revanche, ils font apparaître plusieurs évanouissements spectraux sur le reste de la bande.

Dans un second temps, nous avons complexifié le réseau électrique en ajoutant une dérivation puis étudié son impact sur la réponse fréquentielle. L'analyse des premiers résultats de simulation de ce réseau électrique, montre que le nombre d'évanouissements spectraux dépend de la longueur de la ou des dérivations présentes. Sa position par rapport aux modems émetteur et récepteur, affecte la profondeur des évanouissements spectraux. Aussi, la valeur de l'impédance de terminaison de la dérivation a des répercutions sur la réponse fréquentielle du réseau électrique, les cas extrêmes vus sont respectivement : le circuit-ouvert et le court-circuit. L'impédance de terminaison proche de l'impédance caractéristique du câble annule l'effet de la dérivation (adaptation d'impédance). Par ailleurs, nous avons pu voir qu'une basse impédance raccordée en parallèle du modem récepteur apporte en moyenne 13dB d'atténuation en plus sur l'amplitude de la fonction de transfert initiale. Cette basse impédance mise en parallèle sur le récepteur favorise la désadaptation d'impédance au point de réception.

Nous avons étudié par une approche expérimentale le comportement d'un banc de test nommé PLC READY, en termes d'impédance et de pertes d'insertion. L'analyse statistique de l'impédance d'entrée mesurée sur trois types de câble (ICT, RO2V et écranté) a montré que l'impédance des câbles ICT et RO2V est inférieure à 420Ω avec 90% de probabilité. Pour la même probabilité, le câble écranté présente une impédance inférieure à 179Ω. Parallèlement, les résultats de mesure des pertes d'insertion indiquent que les câbles ICT et RO2V sont caractérisés par un comportement similaire comparé au câble écranté.

Les résultats de l'analyse statistique (bande de cohérence et étalement temporel) ont montré que ces deux paramètres sont principalement affectés par la topologie du réseau électrique. La bande de cohérence maximale est observée dans le cas d'une liaison directe et égale à 1,3MHz pour un taux de corrélation égal à 0,9. Aussi, l'étalement temporel minimal est obtenu dans le cas d'une liaison directe et est estimé à 146ns. Le bruit associé aux canaux de propagation CPL a été étudié expérimentalement. Il est principalement généré par les équipements électriques domestiques dotés d'un convertisseur de puissance. Les résultats obtenus montrent que ce bruit est de type périodique synchrone incluant des pics périodiques asynchrones. Ces phénomènes nécessitent une étude statistique approfondie et basée sur un plus grand nombre de mesures. La modélisation statistique d'un grand nombre d'équipements permettrait l'amélioration des performances de la transmission CPL.

Une campagne de mesure du champ électromagnétique rayonné a été menée sur un réseau électrique dans des conditions de transmission réelles. Nous avons pu voir que le rayonnement électromagnétique des signaux CPL est principalement situé dans la bande de fréquences 1MHz-30MHz. L'évolution du spectre du champ rayonné est affectée par la géométrie du réseau électrique. Nous avons pu constater que le débit imposé aux modems CPL par le type de flux transmis n'a pas d'influence sur le champ électromagnétique rayonné.

La mesure du courant de mode différentiel et du courant de mode commun lors de la transmission CPL a été entreprise. Nous avons constaté que l'évolution spectrale du courant de mode commun et celle du champ rayonné sont presque similaires. La dissymétrie du réseau électrique favorise la conversion du courant de mode différentiel en courant de mode commun. Cette dernière a été exprimée en fonction du taux de conversion de mode appelé LCL. Les résultats obtenus ont montré qu'un lien existe entre le LCL mesuré sur le réseau électrique et l'amplitude du champ rayonné. Enfin, l'utilisation d'un câble électrique écranté réduit dans certaines bandes de fréquences le rayonnement électromagnétique du signal CPL.

L'ensemble de ce travail a permis de prédire le comportement fréquentiel du réseau électrique domestique en termes de pertes d'insertion et d'évaluer son rayonnement électromagnétique pour une configuration donnée lors d'une transmission CPL. Cette étude doit être étendue à un réseau électrique plus complexe afin de généraliser l'approche proposée.

Bibliographie

[1] R. SANDRINE. *Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vu d'optimiser les transmissions à haut débit*. Thèse de Doctorat , Université de Limoges soutenance, 17 Janvier 2007.

[2] A. ZEDDAM. *Environnement électromagnétique et télécommunication : vers une CEM cognitive.*CEM 2008, Paris, 2008.

[3] A. GAUTIER. *Étude et optimisation des systèmes à courants porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique.* Thèse de Doctorat. INSA de Rennes, 10 octobre 2008.

[4] EN55022. *Information technology equipment. Radio disturbance characteristics. Limits & methods of measurement*. December 1998.

[5] X. CARCELLE ET T. BOURGEAU. *Technologies CPL (Courants Porteurs en Lignes).* Techniques de l'ingénieur, 10 mai 2010.

[6] ERDF. *PLC G3 Physical Layer Specification: ERDF[en ligne]*. 20 septembre 2009 .http://www.maxim-ic.com/products/powerline/pdfs/G3-PLC-Physical-Layer-Specification.pdf.

[7] X. CARCELLES. *Réseau CPL par la pratique*. Edition Eyerolles, 09 septembre 2006.

[8] T-T. FRIEDMAN. *Modélisation déterministe du canal de propagation Indoor un contexte Ultra Wide Band*. Thèse de doctorat. INSA de Rennes, 19 octobre 2005.

[9] Wirecom-tech. [29 juillet 2010], *http://www.wirecom-tech.com/upload/document_onglet/fichiers/La_Techno/documentationcpl.pdf*

[10] HomePlug ALLIANCE. *HompePlug AV specification version 1.1*. December 2007.

[11] M-S. YOUSUF, S. RIZVITANG, M. EL-SHAFEI. *Power Line Communications : An Overview - Part II*. Proc. of the 4th International Conference on Information Technology. Dubai. November 2007. pp 218 -222.

[12] S. PAILLARD, P. GRUYER. *Modèlisation d'un modulateur et démodulateur OFDM*. 12 décembre 2005. http://symoon.free.fr/scs/ofdm/RapportOFDM.pdf.

[13] F. COSTA. *Compatibilité électromagnétique CEM*. Techniques de l'Ingénieur. 10 février 2010.

[14] G-G. CHAMPIOT. *Compatibilité électromagnétique - Normalisation, réglementation et mesure*. Techniques de l'Ingénieur, 10 mai 2000. .

[15] G-G. CHAMPIOT. *Compatibilité électromagnétique - Modes de transmission*. Techniques de l'Ingénieur, 10 février 2000.

[16] B. PRAHO, M. TLICH, A. ZEDDAM, F. GAUTHIER, F. NOUVEL. *Protection dynamique des fréquences radios dans un contexte CPL*.CEM 2010. Limoges, 2010.

[17] W. GOURET. *Contribution à l'étude des communications courant porteur haut débit pour l'embarqué*. Thèse de Doctorat. L'INSA Rennes, 14 mai 2007.

[18] B. PRAHO, M. TLICH, P. PAGANI. A. ZEDDAM, F. NOUVEL. *Cognitive detection method of radio frequencies on Power line networks*. ISPLC 2010. March 28-31, 2010.

[19] H. PHILIPS. *Modeling of Powerline Communication Channels*. In Proc. 3rd Int. Symposium Powerline communication and its Applications. Lucaster, UK. 1999. pp 45-51.

[20] M. ZIMMERMAN AND K. DOSTERT. *A Multi-Path Model for the Powerline Channel*. IEEE Transactions on communications, Vol. 50, N0 4. April 2002. pp 553 -5 59.

[21] M. ZIMMERMAN AND K. DOSTERT. *A multi-path signal propagation model for the powerline channel in the high frequency range*. In Proc. 3rd Int. Symposium Powerline communication and its Applications. Lucaster, UK. 1999. pp 45-51.

[22] P. PAGANI, A. ISLMAIL, A. ZEDDAM. *Détection des trajets de propagation CPL à partir de mesures fréquentielles du canal*. Journées scientifiques Propagation et Télédetection. Paris 2009.

[23] N. HALA. *Méthode d'identification et de classification de la consommation d'énergie par usages en vue de l'intégration dans un compteur d'énergie électrique*. Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal- Clermont II. 09 décembre 2009.

[24] J. ANATORY, N. THEETHAYI, N.H. THOTTAPILLIL. *Channel Charaterization for Indoor Powerline Network*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24, N0 4. Octobre 2009. pp 1380 -1383.

[25] D. ANASTASIADO, T. ANTONAKOUPOULOS. *Multipath Characterization of Indoor Power-Line Networks*. . IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, NO. 1. January 2005. pp 90 - 99.

[26] L. T. TANG, E. GUNAWAN, Y. L GUAN, S. CHEN AND T.T. LIE. *Characterization and modeling of In-Building Power Lines for High-Speed Data Transmission*. ISPLC 2008. Jeju Island, Korea. April 2008 pp 69-77.

[27] M. OLIVAS CARRION. *Communication sur le réseau d'énergie d'un véhicule : modélisation et analyse du canal*. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille. 12 décembre 2006.

[28] M. SC. GETAHUM, Meskuria Kumal. *Mitigating EMI of Powerline Communications using Carrie - less UWB Pulses.* Thèse de Doctorat, Université Duisburg - Essen, 2 septembre 2008.

[29] C. KONATE, M. MACHMOUM AND J-F. DIOURIS. *Multi path Model for Powerline Communications Channel in the frequency range of 1MHz-30HZ*. EUROCON 207 The International Conference on Computer as Tools. Warsaw, Poland. pp 984-989.

[30] CST MICROWAVE [29 septembre 2008], http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Solvers.aspx.

[31] D. GUEZGOUZ. *CEM entre les convertisseurs connectés au réseau et la transmission CPL*. JCGE'2009 / EF, Compiègne, 23 septembre 2009.

[32] J-P. VABRE. *Ligne de transmission : la ligne isolée*. Techniques de l'Ingénieur, 10 juin 1974.

[33] M-Y. BERNARD. *Transmission des signaux électriques sur les lignes.* 10 octobre 1991.

[34] T. SARTNER, P. DELOGNE. *Powerline cables modelling for broadband communications*. ISPLC 2001. February 13, 2001.

[35] G. ANGENIEUX. *Lignes de transmission en régime harmonique et transitoire*. 01 juillet 2009. http://www.syscope.net/elec/B31.pdf.

[36] G. METZGER, J-P. VABRE. *Electronique des impulsions, Circuit à constantes réparties*. Edition : MASSON & Cie, 1996.

[37] M. TANG AND M. ZHAI. *Research of Transmission Parameters of Four-Conductor Cables for Power Line Communication*. International Conference on Computer Science and Software Engineering. March 2008. pp 1306 -1309.

[38] M. ZHAI. A Novel Signal Propagation *Model for Power Line Communication System*. Orlando, Florida. ISPLC 2006. March 26, 2006.

[39] A. RENNANE, C. KONATE, M. MACHMOUM, D. GUEZGOUZ. *Modélisation et caractérisation du canal de transmission CPL sur le réseau électrique domestique*. Eurpean Journal of Electrical Engineering, vol 12- NO. 5-6/2009

[40] D. Annapurna, K. D, SISIR. *Microwave Engineering*. The McGraw-Hill Companies, 2009.

[41] M. MOREAU, N. IDIR, P. LE MOIGNE. *Modeling of Conducted EMI in Adjustable Speed Drives*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol 51, NO. 3. august 2009.

[42] WINNES, Yannick. *Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance*. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille. 12 décembre 2006.

[43] M. MOREAU. *Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau*. Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille, 7 décembre 2009.

[44] S. YEN, Z. FAZARINC AND R-L. WHEELER. *Transmission Time-Domain Skin effect Model for Transient Analysis of lossy transmission lines*. Proceeding of the IEEE, 70, N°7. July 1982.

[45] S. KIM AND D-P. NEIKIRK. *Compact Equivalent Circuit Model for the skin Effect*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol3, 17-21. June 1996. pp 1815 -1818.

[46] LABOURE, Eric. *Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées*. Thèse de Doctorat, ENS Cachan, 16 octobre 1995.

[47] R. Papazyan, P. Petterson, H. Edin, R. Eriksson, U. Gafvert. *Extraction of High Frequency Power Cable Characteristics from S-parameters Measurements*. IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol l. 11, NO. 3. June 2004, pp. 461-470.

[48] C. KONATE, M. MACHMOUM AND J-F. DIOURIS. *Power Line Channel Modeling for Industrial Application. ISPLC 2008*. Jeju Island, Korea. April 2008 pp 76-81.

[49] D. GUEZGOUZ, Y. RAINGEAUD, J-C. LE BUNETEL. *SPICE Model for the PLC Propagation Channel in the high frequency range*. IEEE ISCPL 2010, International Symposium on Power Line Communications, Rio Brazil, march 28-31 2010.

[50] D. GUEZGOUZ, J-C. LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD. *Electromagnetic compatibility between Power Line Communication and powers converters*. IECON 2009, the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society., Porto, November 3-5, 2009.

[51] J. ANATORY, N. THEETHAYI AND M.M. MVUNGI, N.H.. THOTTAPILLIL. *The Effects of Load impedance Line length and Branches in Typical Low-Voltage Channels of the BPLC Systems of Developing Contries : Transmission Line Analyses*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, N0 4. Octobre 2007. pp 2156 -2162.

[52] D. GUEZGOUZ, J-C. LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD. *Evaluation du canal de propagation CPL sur des réseaux électriques de câbles de différentes technologies*. CEM 2010, 15ème colloque international et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Limoges, 7-9 avril 2010.

[53] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. MOULIN, F. GAUTHIER. *Indoor Powerline Communication Channel Characterization up to 100MHz-Part-I*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24, N0 3. July 2008. pp 1392 -1401.

[54] P. PAGANI. *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 28 novembre 2005.

[55] K.H AFKHAMIE, H. LATCHMAN, L. YONGE H, T. DAVIDSON, R. NEWMAN. *Joint optimization of transmit pulse shaping, guard interval length, and receiver side narrow-band interference mitigation in the HomePlugAV OFDM system*. IEEE Workshop on Signal Processing advances in Wireless Communications. 2005, pp 996 - 1000.

[56] H. PHILIPS. *Development of a statistical Model for Powerline Communication Channels*. In Proc. 3rd Int. Symosium Powerline communication and its Applications. Athens, Greece. March 2002. pp 153-162.

[57] T. TOKUDA, M. HOSOYA, S. YAMAGATA AND T. MASTUO. *Influence of branching a power line on PHY rate for PLC system using OFDM. ISPLC 2010*. Rio De Janeiro Brazil 28 March, 2010.

[58] D. GUEZGOUZ, D. CHARIAG, Y. RAINGEAUD, J-C. LE BUNETEL. *Modélisation des perturbations électromagnétiques générées par les appareils domestiques sur le réseau électrique et la transmission.* CPL. EPF 2010, Colloque Electronique de Puissance du futur, Saint-Nazaire, 30juin-2 juillet 2010.

[59] M. ZIMMERMAN AND K. DOSTERT. *Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 44, NO. 1. February 2002. pp 250 -260.

[60] S. KATAR, B. MASHBURN, K. AFKHAMIE, H. LATCHMAN, R. NEWMAN. *Channel adaptation based on cyclo-stationary noise characteristics in PLC systems*. ISPLC2006. Orlando, California. 28 March 2006. pp 16 - 21.

[61] M. H. L. CHAN, R.W DONALDSON. *Amplitude, width on interactival distribution for noise impulses on intrabuilding power communication networks*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31. August 1989. pp 320 -323.

[62] H. CHAOUCHE, G. AVRIL, M. TLICH, F. GAUTHIER ET A. ZEDDAM. *Mesure et modèlisation du bruit impulsif à la source*.CEM 2010, Limoges, 2010.

[63] M. TLICH, R. RAZAFFERSON, G. AVRIL AND A. ZEDDAM. *Outline about the EMC properties and Throughputs of the PLC systems up to 100 MHz*. ISPLC 2008. Jeju Island, Korea. April 2008 pp 259-262.

[64] F. MOULIN, P. PERON, A. ZEDDAM. PLC and VDSL2 coexistance. ISPLC2010. Rio De Janeiro, Brazil. March 28 2010.

[65] F. BADAGER, V. BUCHOUX. T. DOLIGEZ. Test Report, VDSL2 and in-door PLT coexistance. Tauxigny, France. May 25-29, 2009.

[66] P. FAVRE, C. CANDOLFI, P. KRAHENBUEHL. *Radiation and disturbance mitigation in PLC wetworks*. Proceeding, 20th Int. Zurich Symposium on EMC. Zurich. 2009.

[67] R. RAZAFFERSON. *Analyse du rayonnement et des couplages électromagnétiques provoqués par des signaux hautes fréquence interférant avec des câbles d'énergie basse tension*. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 31 octobre 2002.

[68] R. VICK. *Radiated Emissions Caused by In-House PLC Systems*. Proc. ISPLC2001. Mälmo, Sweden. April 2001. pp 197 - 202.

[69] M. CHAABAN, K. EL KHAMLICHI DRISSI, C. PASQUIER, G. BOUSALEH, R-H. CHEHADE, A. ISMAIL. *Rayonnement en zone proche d'un CPL en Espace Libre*. SETIT 2009. Tunis, Tunisie 22, 2010. 6 p.

[70] M. KITAGAWA, M. OHISHI. *Measurement of the radiated Electric Field and the Common Mode Current from the In-house Broadband Power Line Communications in Residential Environement*. EMC Europe. Aachen, Germany. 5 Septembre 2008. 6 p.

[71] ANSI/IEEE *Std 455-1985IEEE Standard Test Procedure for Measuring Longitudinal Balance of Telephone Equipment Operating in the Voice band*.

[72] ICNIRP. *Guide pour l'établissement de limites d'exposition aux champs électriques, magnétiques et électromagnétique*.

Résumé

Le réseau électrique s'utilise aujourd'hui comme support de transmission des signaux Ethernet. C'est le concept des courants porteurs en ligne. Cette technique de transmission permet d'obtenir des débits supérieurs au Wifi. Cependant, la complexité des réseaux électriques et l'environnement électromagnétique domestique peuvent dégrader les performances de cette technologie. L'environnement électrique de l'habitat avec ses appareils électroménagers divers en font un milieu difficilement maitrisable. L'objectif est d'appréhender et de modéliser cet environnement et le comportement des équipements qui y sont déployés. Pour cela, ce mémoire présente plusieurs méthodes pour modéliser les lignes électriques dans l'habitat. Les modélisations existantes sont difficilement généralisables à un réseau électrique quelconque. Nous proposons une modélisation de type circuit électrique. Son intérêt réside dans la simplicité de l'outil de simulation d'un réseau électrique, réalisé par la mise en cascade de plusieurs blocs intégrés à la librairie SPICE. Les blocs SPICE proposés prennent en compte la dépendance fréquentielle des paramètres des quadripôles. Une étape de caractérisation expérimentale est développée pour implémenter ces blocs. Un réseau expérimental de test, constitué de différentes technologies de câble, a été caractérisé en termes de bruit, d'impédance et de pertes d'insertion. Le rayonnement émis lors d'une transmission CPL a également été mesuré.

mots clés : CPL, ligne de transmission, Modélisation et rayonnement électromagnétique.

Abstract

The power line grid is used for data transmission by means of the broad band power line communication systems (BPLC) The main advantage of this technology consists in providing an existing infrastructure of wires and wall sockets that are easy to access throughout a building and offering physical data rates comparable with other existing communication technologies such as Wi-Fi. Nevertheless, the power line grid complexity, the various connected household appliances and the housing electromagnetic environment, impact the PLC transmission performances. As results the housing environment is not a controllable medium. The objective of the current thesis is to study the electromagnetic environment of the Indoor power line network, and to model the potential impacts of both the power line grid topology and the household devices on the PLC physical layer. The existing modeling approaches require a deduction of theirs parameters from the measurements and cannot be generally applied. We propose a new model based on circuitry approach. Its main interest consists in the simplicity of the simulation tool of power line grid which is based on series symmetric SPICE circuit integrated to SPICE library. To this aim, the characterization of the power cable, of the electrical accessories and household devices is necessary. The impedance of powered household devices is measured according to simple measurement protocol. The proposed model takes into account the variation of the whole primary parameters of the electrical cable as function of frequency. An experimental characterization of the so called PLC READY test bench was carried out in terms of noise, impedance and insertion loss. The radiated electromagnetic field during a PLC communication is measured.

Keywords : PLC, transmission line, Modeling, Noise & radiated electromagnetic field.