

UNIVERSITÉ FRANÇOIS – RABELAIS DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE EMSTU

GREMAN

THÈSE

présentée par :

Richard NIZIGIYIMANA

soutenue le : **28 novembre 2014**

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

Discipline/ Spécialité : **Électronique**

Diagnostic de réseaux électriques et communication par CPL

THÈSE dirigée par :

M. LE BUNETEL Jean-Charles

Maître de conférences HDR, Université François Rabelais, Tours

M. RAVIER Philippe

Maître de Conférences HDR, Université d'Orléans

RAPPORTEURS :

Mme DEGARDIN Virginie

Professeur, Université de Lille 1

M. ANDRIEU Joël

Professeur, Université de Limoges

JURY :

Mme DEGARDIN Virginie

Professeur, Université de Lille 1

M. ANDRIEU Joël

Professeur, Université de Limoges

M.DAKYO Brayima

Professeur, Université du Havre

M. LE BUNETEL J. Charles

Maitre de conférences HDR, Université de Tours

M. RAINGEAUD Yves

Maitre de conférences, Université de Tours

M. RAVIER Philipe

Maitre de Conférences, HDR, Université d'Orléans

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du GREMAN (Groupe de Recherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies) de l'université François Rabelais de Tours, en collaboration avec le PRISME de l'Université d'Orléans et le Laboratoire des Applications Numériques (LAN), un laboratoire privé de test et de certification situé à Tauxigny.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Jean-Charles Le BUNETEL, maître de conférences HDR pour avoir dirigé cette thèse avec des qualités techniques et humaines excellentes. Mes remerciements vont également à Philippe RAVIER, maître de conférences HDR pour la codirection de cette thèse, mais également à Messieurs Yves RAINGEAUD et Guy LAMARQUE, maîtres de conférences pour leur encadrement dévoué.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance aux Professeurs Virginie DEGARDIN et Joël ANDRIEU pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. J'adresse également de sincères remerciements au Professeur Brayima DAKYO qui m'a fait l'honneur de participer au jury de cette thèse.

Je remercie vivement la Région Centre pour avoir financé le projet CPLDIAG auquel se rapporte cette thèse, le LAN pour avoir mis à notre disposition son infrastructure de test CPL.

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

Je garde enfin un remerciement éternel à ma Maman qui s'est toujours sacrifiée pour mon éducation et à toutes les personnes qui m'ont porté jusqu'ici. Mes remerciements vont aussi à mes biens aimés Inès et Précieux.

Résumé

Les appareils domestiques nécessitant d'être mis en réseau sont de plus en plus nombreux. En alternative à l'Ethernet ou au wifi, le courant porteur en ligne (CPL) est une solution faible coût pour mettre en place un réseau de communication domestique. Les technologies CPL permettent de transmettre des données numériques par le biais du réseau électrique. Actuellement, les technologies CPL haut débit offrent des débits pouvant être supérieurs à ceux du Wifi. Cependant, les performances des communications CPL sont très tributaires de la topologie du réseau, des appareils domestiques et du bruit présents sur le réseau électrique. Ainsi, le débit annoncé est rarement atteint chez le client. Si le débit utile n'est pas atteint, aucun recours n'existe. L'objectif de ce travail est d'initier un simulateur déterministe permettant de qualifier un réseau électrique donné vis-à-vis des communications CPL haut débit.

Les méthodes déterministes de modélisation de la fonction de transfert d'un réseau électrique dans la bande CPL ont été analysées et comparées afin de faire un choix éclairé du modèle du simulateur. En plus de la topologie du réseau, la modélisation déterministe nécessite de connaître les paramètres primaires ou secondaires des câbles. Les techniques de détermination de ces paramètres ont été préalablement comparées afin de retenir la plus précise. L'impact de la topologie du réseau (dérivation, étoile, cascade) et du type de câble (R02V, ICT) sur la capacité du canal a été investigué.

Les éléments de protection (disjoncteurs), peu étudiés dans la littérature ont été caractérisés et modélisés dans la bande CPL haut débit pour être intégrés dans l'outil de modélisation.

Lorsque la topologie du réseau est inconnue, nous avons montré qu'il est possible de déterminer la topologie inconnue à partir des temps de propagation d'une impulsion entre les prises de courant.

Mots clés : CPL, lignes de transmission, réseau électrique, modélisation.

Table des matières

Remerciements	3
Résumé	5
Table des matières	7
Liste des tableaux	12
Liste des figures	13
Publications	17
Introduction	18
Chapitre 1 : Le réseau électrique domestique comme support de communication haut débit .	24
1 Introduction	24
2 Le CPL dans l'environnement domestique	25
2.1 Principe du CPL	25
2.2 Historique	26
2.3 Les applications CPL haut débit.....	27
2.3.1 CPL Outdoor	27
2.3.2 CPL indoor	29
2.4 Les grands acteurs de l'écosystème CPL	30
2.4.1 Les alliances	30
2.4.2 Les organismes de standardisation ou de normalisation	31
2.5 Limite des transmissions par CPL	32
3 Le réseau électrique domestique.....	33
3.1 Composition d'un réseau électrique	33
3.1.1 Eléments de protection	33
3.1.1.1 AGCP (appareil général de coupure et de protection).....	33
3.1.1.2 Dispositifs différentiels	34
3.1.1.3 Disjoncteurs divisionnaires.....	35
3.1.2 Topologie des circuits.....	35
3.1.2.1 Circuits spécialisés	35

3.1.2.2	Prises de courant.....	35
3.1.3	Appareils domestiques.....	36
3.2	Les perturbations sur le réseau	37
3.2.1	Classification du bruit.....	37
3.2.1.1	Bruit de fond.....	37
3.2.1.2	Bruits à bande étroite	37
3.2.1.3	Bruits impulsionnels	37
3.3	Transmission sur le réseau électrique.....	39
3.3.1	Des paramètres primaires à la fonction de transfert d'un câble	39
3.3.2	Modélisation de la fonction de transfert dans la littérature	43
3.3.2.1	Méthodes empiriques.....	43
3.3.2.2	Méthodes déterministes	44
4	Conclusion.....	46
Chapitre 2 : Modélisation déterministe de la fonction de transfert d'un réseau.....		50
1	Introduction	50
2	Détermination des paramètres d'un câble électrique.....	51
2.1	Formulations géométriques	51
2.1.1	Cas d'une ligne bifilaire	51
2.1.1.1	Résistance linéique	51
2.1.1.2	Inductance linéique.....	52
2.1.1.2.1	Inductance interne	52
2.1.1.2.2	Inductance externe	54
2.1.1.3	Capacité linéique	55
2.1.1.4	Conductance linéique	56
2.2	Techniques de mesure	57
2.2.1	Paramètres S	57
2.2.2	Impédances en court-circuit et circuit ouvert	57
2.3	Comparaison des résultats et sélection de la méthode.....	58

3	Modélisation de la fonction de transfert.....	61
3.1	Modélisation par matrice chaîne.....	61
3.1.1	Principe.....	61
3.1.2	Calcul de la matrice chaîne d'un réseau	61
3.2	Modélisation par multi trajets.....	63
3.2.1	Calcul du poids d'un trajet.....	63
3.3	Modélisation par des filtres RII.....	64
3.3.1	Éléments primaires	64
3.3.2	Calcul de la fonction de transfert d'un réseau	66
3.4	Modélisation par approche circuit	67
3.5	Comparaison des méthodes	68
3.5.1	Mesures préalables	68
3.5.2	Implémentation.....	68
3.5.3	Précision	69
3.5.3.1	Fréquences d'évanouissement	71
3.5.3.2	Amplitudes des évanouissements	72
3.5.4	Sensibilité à l'incertitude sur les paramètres des câbles.....	73
3.5.5	Capacité à modéliser toutes les topologies	74
3.5.5.1	Méthode des multi trajets	75
3.5.5.2	Méthode des filtres RII.....	77
3.5.5.3	Méthode des matrices chaînes	79
3.5.6	Conclusion.....	84
4	Prise en compte des disjoncteurs dans le réseau	84
4.1	Introduction	84
4.2	Influence des disjoncteurs entre deux points du réseau.....	85
4.3	Pertes d'insertion des disjoncteurs	86
4.3.1	Dans la bande bas débit	87
4.3.2	Dans la bande haut débit.....	88
4.4	Modélisation des disjoncteurs	89

4.4.1	Circuit électrique équivalent.....	89
4.4.2	Validation du modèle	91
4.5	Intégration dans la modélisation d'un réseau	93
5	Conclusion.....	94
Chapitre 3 : Développement d'un outil de modélisation et de diagnostic d'un réseau		98
1	Introduction	98
2	Implémentation de l'algorithme des multi trajets.....	98
2.1	Matrices de description du réseau	99
2.2	Calcul des coefficients de réflexion et de transmission.....	100
2.2.1	Exemple	102
2.3	Détermination des trajets	103
2.3.1	Arrêt de la boucle	104
2.4	Intégration des disjoncteurs	104
2.5	Intégration des appareils domestiques	106
3	Autres paramètres caractérisant un canal délivrés par le simulateur.....	108
3.1	Capacité du canal.....	108
3.2	Etalement temporel.....	108
3.3	Bande de cohérence	110
4	Présentation du simulateur.....	111
5	Conclusion.....	112
Chapitre 4 : Diagnostic d'un réseau électrique.....		116
1	Introduction	116
2	Caractérisation des topologies basiques	116
2.1	Pertes d'insertion	116
2.1.1	Prises en dérivation.....	116
2.1.2	Réseau en étoile	118
2.1.3	Prises en Cascade	119
2.2	Capacités du canal	120
3	Effet du type de câble électrique	121

4	Identification d'un réseau électrique domestique inconnu	123
4.1	Procédures	123
4.1.1	Identifier les prises de même circuit.....	123
4.1.2	Longueurs entre les prises	123
4.1.3	Longueurs des segments d'interconnexion.....	124
4.2	Générateur d'impulsion	126
4.2.1	Génération de l'impulsion	127
4.2.2	Emission / réception de l'impulsion	128
4.2.3	Synchronisation du système de mesure	130
4.2.3.1	Les différentes stations d'émission de signaux horaires en Europe	130
4.2.3.2	Réception du signal TDF	131
4.2.3.3	Amplification du signal reçu	133
4.2.3.4	Récupération de la porteuse.....	134
4.3	Application sur un réseau maîtrisé	137
5	Conclusion.....	139
	Conclusion générale.....	142
	Bibliographie.....	146
	Résumé	153
	Résumé en anglais	153

Liste des tableaux

Tableau 1 : Caractéristiques du câble [Guezgou10]	59
Tableau 2. Caractéristiques des 3 premiers trajets du réseau de la Figure 22	64
Tableau 3: Expressions des filtres d'une ligne sans perte et d'une discontinuité d'impédance [Berger09].....	65
Tableau 4 : Fréquences d'évanouissement de la fonction de transfert du réseau de la Figure 27	71
Tableau 5 : Effet de l'augmentation de 10% des paramètres secondaires du câble sur la fonction de transfert du réseau de la Figure 29	73
Tableau 6 : Capacité du canal en Mbps des réseaux de la Figure 33	121
Tableau 7 : Temps de propagation de l'impulsion entre les différentes prises de courant	138

Liste des figures

Figure 1. Principe de transmission par CPL	25
Figure 2. Evolution des technologies CPL [Carc06]	27
Figure 3. Accès internet par boucle locale CPL [CETE]	28
Figure 4. Exemples d'application du CPL indoor [Ginjfo]	29
Figure 5. Exemple de réseau électrique domestique respectant la norme NF C 15-100.....	34
Figure 6. Topologies élémentaires des prises de courant : dérivation (a), étoile (b), cascade (c)	36
Figure 7. Taux de pénétration de quelques appareils domestiques	36
Figure 8. Circuit équivalent d'une ligne bifilaire de longueur infinitésimale	39
Figure 9. Modèle général d'un canal CPL [Laguna08]	43
Figure 10. Epaisseur de peau.....	52
Figure 11. Calcul de l'inductance interne d'un conducteur circulaire	52
Figure 12. Calcul de l'inductance externe d'un conducteur bifilaire	54
Figure 13. Calcul de la capacité linéique.....	55
Figure 14. Circuit équivalent d'un isolant placé entre deux conducteurs	56
Figure 15. Angle de pertes.....	56
Figure 16. Circuit équivalent d'une portion infinitésimale de ligne de transmission.....	57
Figure 17. Câble électrique.....	58
Figure 18. Paramètres primaires (RLCG) d'un câble déterminés par les différentes méthodes	59
Figure 19. Paramètres secondaires (Z_c , α , β) déterminés par les différentes méthodes.....	60
Figure 20. Réseau électrique représenté par sa matrice chaîne	61
Figure 21. Notations pour le calcul de la matrice chaîne d'un réseau.....	62
Figure 22. Réflexions et transmissions le long d'un réseau en T	63
Figure 23. Eléments primaires permettant de construire un réseau [Berger09]	65
Figure 24. Quatre filtres caractérisant un élément primaire	65
Figure 25. Concaténation de deux éléments primaires.....	66
Figure 26. Circuit électrique équivalent de 25 cm du câble de la Figure 17	68
Figure 27. Réseau électrique avec deux dérivation.....	69
Figure 28. Coefficient de propagation $\gamma=\alpha+j\beta$ des câbles électriques du réseau de la Figure 27	70
Figure 29. Comparaison des fonctions de transfert des différentes méthodes	70

Figure 30. Décalages fréquentiels des évanouissements donnés par les 4 méthodes par rapport aux mesures	71
Figure 31. Différence d'amplitude des évanouissements des différentes méthodes par rapport aux mesures (Figure 29)	73
Figure 32. Décalage des fréquences d'évanouissement de la Figure 29 induit par une augmentation de 10% des paramètres secondaires du câble (Z_c, γ).....	74
Figure 33 : Réseaux correspondants aux topologies élémentaires : dérivation (a), repiquage (b), étoile (c)	74
Figure 34. Méthode des multi trajets-pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau dérivation (Figure 33 (a))	75
Figure 35. Méthode des multi trajets-Pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau repiquage (Figure 33 (b)).....	76
Figure 36. Méthode des multi trajets, pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau étoile (Figure 33 (c)).....	76
Figure 37. Méthode des filtres RII, pertes d'insertion entre les prises 1 et 3 du réseau dérivation (Figure 33 (a))	77
Figure 38. Méthode des filtres RII, pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau repiquage (Figure 33 (b)).....	78
Figure 39. Méthode des filtres RII, Pertes d'insertion entre les prises 3 et 4 du réseau étoile (Figure 33 (c)).....	78
Figure 40. Pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau cascade (Figure 33 (b)) calculées par la méthode des matrices chaines	79
Figure 41. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau étoile (Figure 33 (c)) calculées par la méthode des matrices chaines	80
Figure 42. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau dérivation de la Figure 33 (a) calculées par la méthode des matrices chaines.....	81
Figure 43. Communication entre les prises 1 et 2 de la Figure 33 (a)- Circuit électrique équivalent selon la méthode des matrices chaines.....	81
Figure 44.L'impédance Z_7 calculée et mesurée.....	82
Figure 45. L'impédance Z_{eq2} calculée et mesurée.....	82
Figure 46. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 (Figure 33 (a)) si on prend Z_{eq2} mesurée dans l'algorithme	83
Figure 47. Réseau électrique simple comprenant 3 disjoncteurs.....	85
Figure 48. Pertes d'insertion du réseau de la Figure 47	86

Figure 49 : Echantillons des disjoncteurs	87
Figure 50. Mesure des pertes d'insertion avec un analyseur de réseau	87
Figure 51. Pertes d'insertion des disjoncteurs dans la bande bas débit	87
Figure 52. Pertes d'insertion des disjoncteurs dans la bande haut débit	88
Figure 53. Effet du fabricant sur les pertes d'insertion du disjoncteur 16A.....	89
Figure 54. Composition interne d'un disjoncteur magnétothermique.....	90
Figure 55. Circuit électrique équivalent d'un disjoncteur	90
Figure 56. RLCG du disjoncteur divisionnaire Legrand 16A	92
Figure 57. Simulation des paramètres S d'un disjoncteur avec LTSpice.....	92
Figure 58. Pertes d'insertion simulées et mesurées pour le disjoncteur Legrand 16A.....	93
Figure 59. Réseau de la Figure 47 où les disjoncteurs sont remplacés par leurs circuits équivalents.....	93
Figure 60. Comparaison des pertes d'insertion calculées et mesurées du réseau de la Figure 47 avec les disjoncteurs remplacés par leurs circuits équivalents (Figure 59).....	94
Figure 61. Points terminaux, nœuds, coefficients de réflexion et de transmission dans un réseau quelconque.....	99
Figure 62 : Annotation pour le calcul.....	103
Figure 63. Organigramme de détermination de tous les trajets possibles entre deux points..	104
Figure 64. Représentation du disjoncteur dans le simulateur.....	104
Figure 65. Module et phase des impédances d'entrée Z_e et de sortie Z_s du disjoncteur de branchement 15A.....	105
Figure 66. Module et phase des impédances d'entrée Z_e et de sortie Z_s du disjoncteur divisionnaire 20A	106
Figure 67. Impédances des appareils de la classe 1 [Chariag13]	107
Figure 68. Circuit représentant l'impédance moyenne des appareils de la classe 1 [Chariag13].	107
Figure 69. Impédances mesurées de la classe 1 et le modèle moyen [Chariag13].....	107
Figure 70. Réponse impulsionnelle discrète du réseau de la Figure 27	109
Figure 71. Allure de la fonction d'auto corrélation fréquentielle d'un canal [Picol07]	110
Figure 72 : Fonction d'autocorrélation de la réponse fréquentielle du réseau de la Figure 27	111
Figure 73. Interface du simulateur.....	112
Figure 74. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 4 du réseau en dérivation de la Figure 33 (a)	117

Figure 75. Pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau étoile (Figure 33 c, page 79) .	118
Figure 76. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 4 du réseau cascade (Figure 33 c)	119
Figure 77. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau en cascade.....	120
Figure 78. Architecture du réseau électrique « PLC Ready » du LAN.....	122
Figure 79. Pertes d'insertion entre la prise de 7m et la prise A1 (Figure 78).....	122
Figure 80. (a) n prises d'un même circuit dont on ne connaît pas la topologie. (b) structure de n prises connectées en dérivation	124
Figure 81. Schéma synoptique de la carte émetteur/récepteur d'impulsion.....	127
Figure 82. Circuit électrique de l'émetteur/récepteur de l'impulsion	128
Figure 83. (a) Tension secteur, (b) Tension à la sortie de l'écrêteur, (c) Sortie de la bascule	128
Figure 84. Photo de la carte génératrice ou réceptrice d'impulsion	129
Figure 85. Impulsion générée par la carte	129
Figure 86. Spectre à la fréquence 162 kHz.....	131
Figure 87. Antenne ferrite utilisée pour capter le signal TDF	131
Figure 88. Impédance de l'antenne avant accord mesurée avec un analyseur d'impédance..	132
Figure 89. Impédance de l'antenne accordée	133
Figure 90. Allure temporel du signal TDF reçu	133
Figure 91. Composition d'une boucle à verrouillage de phase	134
Figure 92. Diagramme fonctionnel de la PLL HEF4046B []	135
Figure 93. Caractéristique du VCO	135
Figure 94. Circuit d'amplification du Signal TDF et restitution de la porteuse.....	135
Figure 95. Carte générant le signal de synchronisation à partir du signal TDF	136
Figure 96. Signal de sortie de la PLL de même fréquence que la porteuse du signal TDF ...	136
Figure 97. Pertes d'insertion simulées entre les prises.....	139

Publications

R. NIZIGIYIMANA, J.C LE BUNETEL, « Comparaison des méthodes de modélisation de la fonction de transfert du canal CPL dédié au smart home », *11^{ème} Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE), SEEDS*, Saint Nazaire, 5-6 Juin 2013.

R. NIZIGIYIMANA, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, P. RAVIER, G. LAMARQUE, A. ACHOURI, « Analysis and Comparison of Deterministic Power Line Channel Modeling Methods » *International Journal of Communications Antenna and Propagation (IRECAP)*, Vol. 3 N. 6, December 2013.

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

R. NIZIGIYIMANA, J.C LE BUNETEL, Y. RAINGEAUD, P. RAVIER, G. LAMARQUE, A. ACHOURI, « Modélisation des disjoncteurs dans la bande CPL », *Symposium de Génie Electrique (SGE) 2014*, EF-EPF-MGE, Cachan, 8-10 Juillet 2014.

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

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

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

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

Introduction

Dans le contexte actuel du tout numérique, il devient nécessaire de pouvoir communiquer entre n'importe quels appareils. Les domaines nécessitant de communiquer sont de plus en plus nombreux, le plus connu étant l'accès à internet permettant d'accéder à plusieurs services. Connecter deux ou plusieurs ordinateurs, partager l'internet, la télévision, la téléphonie entre toutes les pièces d'une habitation, etc. nécessite de mettre en place un réseau de communication. Ce réseau peut être déployé en câblant toute l'habitation avec des câbles Ethernet. Néanmoins, la complexité et le coût élevé de mise en œuvre dissuadent la majorité des particuliers. Le wifi peut aussi être utilisé et permet d'atteindre des débits élevés. Cependant, tous les terminaux à mettre en réseau ne sont pas tous dotés de carte sans fil. Les murs en béton limitent aussi la propagation du signal et la réception peut être difficile pour un habitat sur plusieurs étages. Une autre solution est le courant porteur en ligne (CPL). Ce dernier permet d'utiliser le réseau électrique domestique existant pour transmettre des données numériques. La mise en place d'un réseau CPL est facile et moins chère car il n'y a pas la nécessité de câbles supplémentaires. Bien que les débits soient inférieurs à ceux de l'Ethernet, ils sont suffisants pour transmettre de la vidéo sur IP. Les débits offerts peuvent être supérieurs à ceux du Wifi.

Néanmoins, le débit de transmission en technologie CPL se heurte à la diversité et à la qualité des installations électriques dans le bâtiment. La diversité est liée à la topologie du réseau et à son évolution au cours du temps ainsi qu'à la nature des appareils qui sont connectés. La qualité est liée au vieillissement de l'installation (problème de contact, évolution des caractéristiques diélectriques,...) et à la nature des conducteurs et connecteurs qui la constituent. Aujourd'hui, les fabricants de solution CPL garantissent un débit théorique qui est rarement atteint chez le client. Si le débit constaté n'est pas satisfaisant, le client n'a à ce jour aucun recours auprès du fabricant ou du revendeur. Cette chute de performance peut s'expliquer par une topologie de réseau défavorable ou par une mauvaise utilisation de cette technologie. Il est donc nécessaire de disposer d'un outil de diagnostic ou d'expertise d'un réseau électrique permettant de connaître les performances attendues pour la transmission CPL. Une telle étude n'est envisageable aujourd'hui que par un spécialiste et s'effectue par tâtonnements et essais successifs. Cette technologie souffre donc d'une méconnaissance dans la caractérisation et la modélisation du médium de transmission et du réseau. L'enjeu de ce travail est de caractériser les éléments unitaires d'une installation électrique afin d'en déduire des paramètres de modélisation et de développer un outil permettant de simuler un réseau électrique donné. L'approche par simulation présente de nombreux avantages. Elle permet

l'évaluation de nombreuses transmissions point à point de façon rapide sans forcément mettre en œuvre des moyens expérimentaux lourds et coûteux.

Le comportement du réseau électrique vis-à-vis des signaux CPL peut être décrit par la théorie des lignes de transmission. Elle consiste à décomposer la ligne en plusieurs cellules élémentaires. Chaque cellule est constituée de quatre composants électriques linéiques R , L , C , G , appelés paramètres primaires. Ils dépendent de la géométrie des conducteurs (rayon, distance entre les conducteurs) ainsi que des paramètres technologiques (matériaux constituant les conducteurs et type d'isolant utilisé). La théorie des lignes peut aussi être utilisée pour modéliser un câble multiconducteur. Dans ce cas, les paramètres primaires sont exprimés sous forme matricielle. Le câble électrique se caractérise aussi par ses paramètres secondaires Z_c (impédance caractéristique) et γ (coefficient de propagation). Le réseau électrique est souvent modélisé par un quadripôle ou un multipôle. Par conséquent, il est caractérisé soit par les paramètres ABCD d'une matrice chaîne, soit par ses paramètres S , ou par sa fonction de transfert. Le réseau électrique se distingue par sa topologie complexe comparé à d'autres réseaux filaires conventionnels. Il est composé principalement de fils électriques, d'équipements de protection, de peignes et des boîtes de dérivations. Ces composants provoquent des discontinuités d'impédances et donnent lieu à une propagation multi trajets. C'est pourquoi le réseau électrique est aussi modélisé par l'approche multi trajets. Le phénomène de multi trajets induit des évanouissements spectraux assez importants dans la réponse fréquentielle des canaux de propagation CPL.

L'étude présentée ici porte sur le développement d'un simulateur déterministe de réseaux électriques domestiques dans la bande CPL haut débit. Le premier chapitre présente le principe et l'historique de la technologie CPL, la composition et la structure des réseaux électriques domestiques et une étude bibliographique sur les méthodes déterministes de modélisation de la fonction de transfert d'un réseau électrique. Dans le deuxième chapitre, une étude comparative des méthodes retenues (matrice chaîne, multi trajets, filtres RII, circuit électrique équivalent RLCG) est faite et nous a permis de choisir l'approche multi trajets. Les éléments de protection (disjoncteurs) sont caractérisés et modélisés. Le troisième chapitre est consacré au développement du simulateur. Le quatrième chapitre montre la faisabilité de retrouver la topologie d'un réseau inconnu à partir des temps de propagation d'une impulsion entre les prises électriques.

Chapitre 1

Le réseau électrique domestique comme support de communication haut débit

Chapitre 1 : Le réseau électrique domestique comme support de communication haut débit

1 Introduction

Il est possible d'utiliser le réseau électrique domestique pour créer un réseau de communication particulier ou d'entreprise à l'aide de solutions CPL. L'avantage premier est qu'il n'y a pas un coût de pose de câbles Ethernet. Ceci concerne la majorité du parc immobilier d'habitation dépourvu du réseau de communication car ce dernier n'est exigé que récemment (01/08/2010), par la norme NFC 15-100 [NFC 15-100] qui régit les installations électriques domestiques. Théoriquement, les débits accessibles en CPL sont suffisants pour mettre en place les mêmes applications qu'en Ethernet ou Wifi. Les débits pratiques sont néanmoins très inférieurs aux débits annoncés par les constructeurs et de loin par rapport aux débits théoriques. Plusieurs facteurs limitent les performances des communications CPL. D'abord, les câbles électriques, initialement conçus pour le 50Hz ne sont pas optimisés pour les hautes fréquences. Ensuite, le réseau électrique, en fonction de sa topologie, est un environnement présentant des dérivations qui provoquent plus ou moins des évanouissements de la fonction de transfert. Enfin, le réseau électrique est un canal soumis à plusieurs types de perturbations (bruit). Certaines perturbations sont générées par les appareils domestiques, d'autres captées par les câbles électriques qui se comportent comme des antennes pour certaines fréquences et d'autres intrinsèques au réseau électrique. Ainsi, les performances atteintes sur une installation ne sont pas nécessairement garanties sur une autre. Avant son déploiement, une qualification du réseau électrique vis-à-vis du CPL n'est pas sans utilité. En dehors de mesures contraignantes, le comportement du réseau peut être obtenu par des méthodes de modélisation déterministes.

Après avoir présenté le principe de la transmission et l'historique du CPL, nous donnerons quelques exemples d'applications CPL haut débit et de grands acteurs du développement des technologies CPL. Afin de mieux comprendre le support des communications CPL, nous donnerons la composition et la topologie d'un réseau électrique domestique en se basant sur la norme de câblage NF C 15-100. Les différents bruits

rencontrés sur le réseau électrique seront décrits. Les méthodes de modélisation déterministes de la fonction de transfert d'un réseau électrique dans la bande CPL rencontrées dans la littérature seront présentées. Les approches retenues seront comparées dans le deuxième chapitre afin de choisir celle qui sera implémentée dans l'outil de modélisation et de diagnostic d'un réseau électrique.

2 Le CPL dans l'environnement domestique

2.1 Principe du CPL

La communication par CPL permet de transmettre des données numériques sur le réseau électrique initialement conçu pour le transport de l'énergie électrique. On superpose au signal courant de 50/60 Hz un signal haute fréquence de faible puissance transportant des informations numériques (Figure 1). Le signal se propage alors sur l'installation électrique et peut être reçu par un récepteur approprié. Noter que le signal 50/60 Hz n'est pas nécessaire à la propagation du signal CPL. Ce point est important pour des applications industrielles où certaines machines ne doivent jamais s'arrêter. En cas de coupure de courant, des terminaux alimentés par des sources externes (exemple batterie) continueront à communiquer.

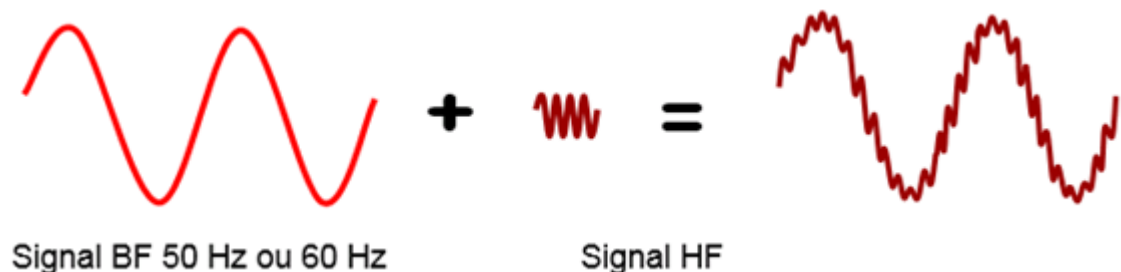


Figure 1. Principe de transmission par CPL

En fonction de la partie du réseau électrique sur laquelle on communique, les applications CPL sont divisées en deux catégories : « indoor » sur le réseau électrique domestique et « outdoor » sur le réseau électrique extérieur, propriété des fournisseurs d'énergie. En fonction du débit des applications, le CPL est également divisé en deux catégories : le CPL bas débit et le CPL haut débit. Actuellement, les applications bas débit utilisent les bandes de fréquences allant de 3kHz à 500kHz en fonction des pays et les applications haut débit, les fréquences [1-30] MHz puis étendu à 100 MHz depuis 2011. En Europe, le CPL bas débit utilise les fréquences 9kHz-148kHz couvrant les bandes CENELEC A, B, C, et D.

2.2 Historique

La première solution utilisant la technique des CPL date des années 1840. Dès 1838, le britannique Edward Davy a conçu une solution permettant de mesurer le niveau des batteries des sites éloignés du système télégraphiste entre Londres et Liverpool [Carc06] [Brow99]. Il présenta en 1897 le premier brevet (British Patent N°24833) d'une technique de mesure à distance des compteurs électriques utilisant les câbles électriques comme support de communication.

En 1950 apparaissent les premières applications sur le réseau moyenne tension et basse tension. La fréquence porteuse était comprise entre 100Hz et 1kHz [Carc06]. Ces applications étaient alors unidirectionnelles et visaient l'allumage et l'extinction à distance de l'éclairage public, le changement tarifaire, la télécommande de relais. Les premiers systèmes industriels sont utilisés en 1960 en France et sont connus sous le nom de Pulsadis. Le système de commande Pulsadis permet depuis les centres de distribution à moyenne tension de déclencher le changement de tarif des compteurs à l'heure voulue, et facultativement d'autres services comme l'éclairage public, etc. Ce système repose sur l'injection dans le secteur de signaux selon un code que les récepteurs reconnaissent et qui leur donne l'ordre d'effectuer les commutations correspondant aux signaux qu'ils sont censés reconnaître [HN 96-S-82]. Le signal porteur est à 175 Hz avec une amplitude minimum de 0,9% de la tension nominale du secteur, soit 2,3V.

Il faudra attendre les années 1990 pour voir apparaître les premières applications bidirectionnelles dans la bande Cenelec (3-148kHz) et destinés principalement à la télérelève des compteurs ainsi que la domotique (alarmes d'intrusion, détection d'incendies, etc.). En 1997, des recherches sont menées sur la transmission de données en CPL et en bidirectionnel par ASCOM (Suisse) et Norweb (Royaume-Uni). En 2000, des premières expérimentations sont effectuées en France par EDF R&D et ASCOM [GuideCPL]. En Mars de la même année, une alliance Homeplug [Homeplug] est née entre une dizaine de grands groupes industriels notamment ceux représentant les producteurs d'électricité afin de mettre en place des spécifications pour le CPL. Parmi ces groupes industriels, on retrouve EDF, France Télécom, Motorola, Sony, etc. De cette alliance naîtra une spécification, le Homeplug 1.0 (14 Mbps, 1-30 MHz) en Juin 2001. En 2002, SPIDCOM Technologies, nouvelle entreprise française arrive sur le marché avec son processeur de 224 Mbps de débit annoncé. En 2005 paraît la spécification Homeplug 1.1 turbo 85 Mbps. Cette même année commence des

travaux de réglementation en Europe. En 2007 arrive sur le marché des produits de la norme Homeplug AV 200 Mbps avec l'ajout de nouvelles fonctionnalités (QoS, VLAN). En Janvier 2011, le standard IEEE P1901 résumé dans [Gold10] est publié officiellement. Ce standard vise l'augmentation de débit de la couche physique pour des applications aussi bien intérieures (multimédia) qu'extérieures (Accès internet, smart grid). En Décembre 2011 sort la spécification Homeplug AV2 visant un débit théorique de 1 Gbps et qui étend la bande de fréquence à 100MHz. En 2012, une alliance G3-PLC [G3PLC] fondée par un groupe d'acteurs industriels, parrainés par ERDF (Electricité Réseau Distribution France) promeut un large développement de la technologie G3-PLC notamment au service des Smart Grid et en tant que technologie simple, peu coûteuse, permettant de fortement diminuer les coûts d'installation et de maintenance. La Figure 2 montre la chronologie de la plupart des standards CPL et une indication de leurs débits relatifs.

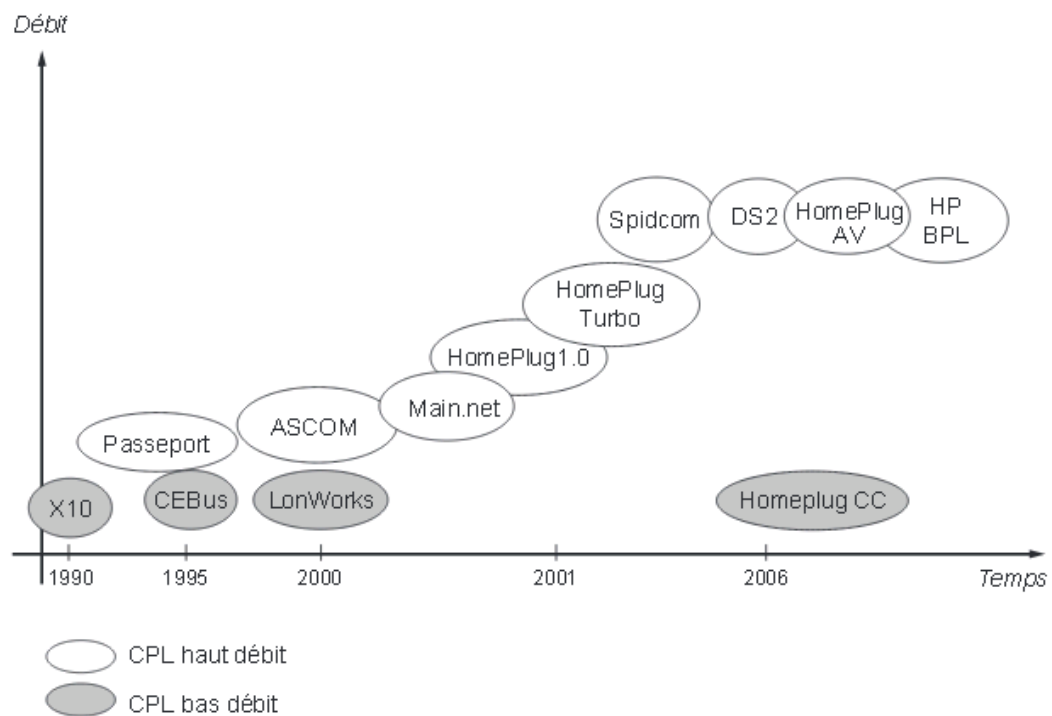


Figure 2. Evolution des technologies CPL [Carc06]

2.3 Les applications CPL haut débit

2.3.1 CPL Outdoor

Le CPL haut débit outdoor peut être utilisé comme technologie d'accès internet. Il s'agit ici de coupler une arrivée internet haut débit (satellite, fibre optique) au réseau électrique local. Ainsi toute la zone desservie par le transformateur où a lieu le couplage peut

bénéficier de cet accès distribué via le réseau électrique.

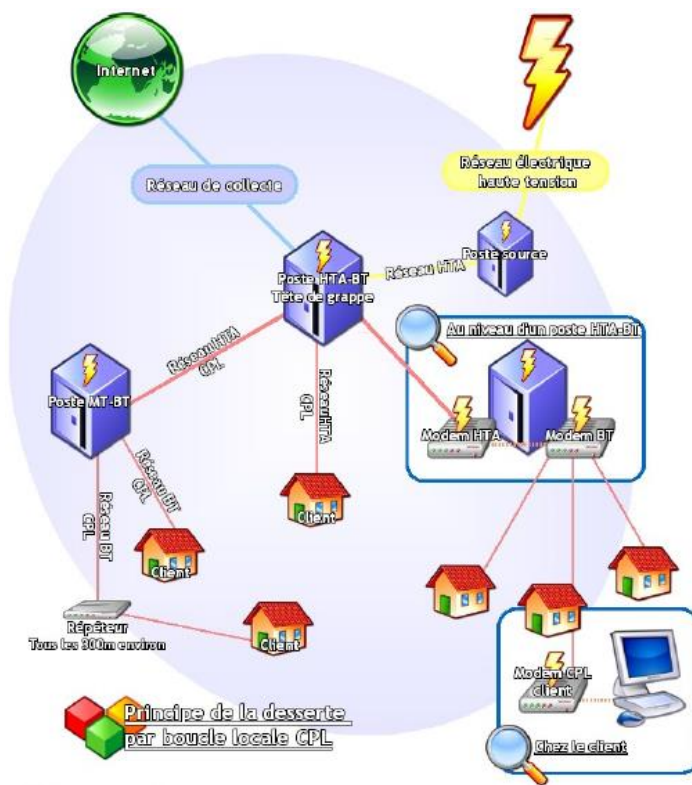


Figure 3. Accès internet par boucle locale CPL [CETE]

Cette opération doit se faire avec le concours du distributeur d'électricité et d'un fournisseur d'accès internet. Le réseau électrique français est organisé en réseau de transport géré par RTE (Réseau de Transport d'Electricité) et en réseau de distribution. Le réseau de transport comprend des lignes haute et très haute tension ($> 50\text{kV}$) dénommées HTB, des lignes de tensions comprises entre 1 et 50 kV, dénommées HTA (haute tension A) et des lignes entre 230 et 400V, dénommées BT (basse tension). La Figure 3 présente le principe de cette mise en œuvre. Un poste électrique HTA-BT, appelé tête de grappe, est raccordé au réseau de collecte par un lien à très haut débit (par exemple une fibre optique, un accès SDSL ou encore un faisceau hertzien). Au niveau de chaque poste HTA-BT, sont installés deux modems CPL : un modem HTA, qui permet une connexion avec les autres postes HTA-BT (dont la tête de grappe), et un modem BT, qui assure le lien en aval vers les usagers. Le modem BT est relié à l'utilisateur par le câble électrique de desserte existant ; au besoin, un répéteur est placé sur le trajet afin d'amplifier le signal avant réception et décodage chez le client (on estime à environ 300 mètres la distance maximale sans répéteur). Le signal est décodé chez l'utilisateur par un modem CPL client branché sur n'importe quelle prise

électrique de l'habitation.

La commercialisation d'accès à Internet par les CPL a été expérimentée dans de nombreux pays européens, notamment en Allemagne et en Espagne. En France, certaines expérimentations ont lieu dans la Manche (La Haye du Puits), dans le massif du Vercors et en région parisienne avec le SIPPEREC¹. Plusieurs de ces expérimentations ont eu lieu à partir de 2003, le plus souvent à l'initiative de collectivités locales. Les premiers tests à grande échelle se sont déroulés dans la Manche, dans l'Eure et Loire et également à la périphérie de Paris et ont été concluants [GuideCPL]. Cette application n'a pas cependant connu le développement escompté.

2.3.2 CPL indoor

L'utilisation du CPL pour constituer un réseau de communication est la plus évidente et une des plus répandues parmi le grand public et les professionnels. L'une des applications les plus répandues des CPL est le partage de la connexion internet. Il permet de mettre en réseau différents ordinateurs d'une habitation ou d'un bureau et de les connecter au modem de connexion internet par l'intermédiaire du réseau électrique. Connecter un modem de connexion internet au (décodeur) TV est plus connu du public car dans certains appartements, la prise ADSL (téléphonique) est éloignée de l'emplacement voulu du téléviseur, et les fournisseurs d'accès internet proposent de passer par le CPL.

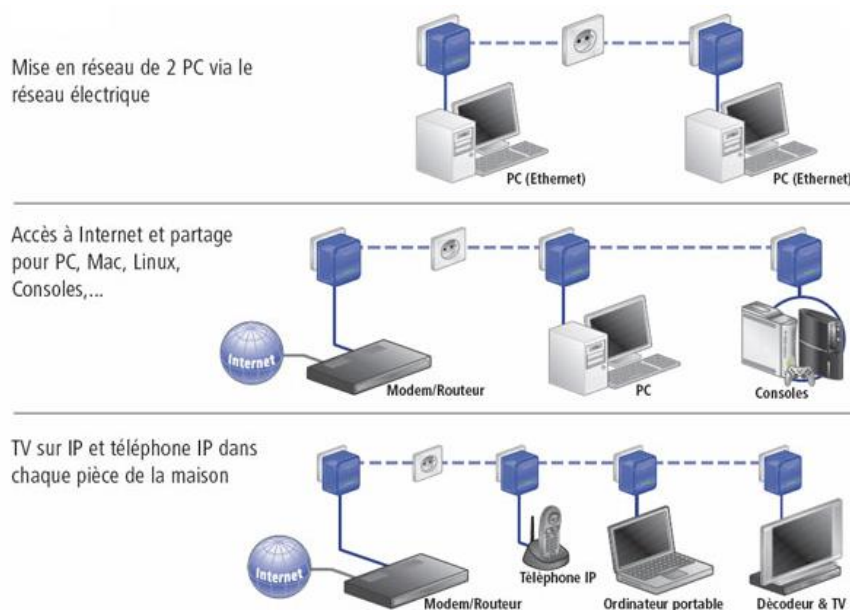


Figure 4. Exemples d'application du CPL indoor [Ginjfo]

Un réseau local CPL permet de mettre en place toutes les applications que l'on trouve dans un réseau de communication : téléphonie, multimédia, vidéo (streaming, visioconférence et vidéoconférence), partage de fichiers et d'imprimante, diffusion audio, vidéosurveillance, applications ludiques, etc. L'entreprise Domolane a équipé ces deux dernières années des dizaines d'établissements scolaires ou publics en réseaux de communication CPL.

Le CPL peut être utilisé en complément du wifi pour étendre sa zone de couverture en connectant les points d'accès wifi au réseau électrique. Le réseau local CPL joue ainsi le rôle de dorsale du réseau wifi.

2.4 Les grands acteurs de l'écosystème CPL

Les grands acteurs dans le domaine des technologies CPL sont des consortiums ou alliances et des organismes de standardisation ou de normalisation. On retrouve entre autres dans ces différents organes des fabricants de processeurs et des opérateurs de télécommunication.

2.4.1 Les alliances

L'absence de normes universelles a freiné le développement du CPL et conduit à une diversité technique des produits CPL. Ces produits étaient le plus souvent incompatibles et en plus se perturbaient mutuellement. Afin de remédier aux problèmes de coexistence entre produits concurrents ou pas, les industriels du CPL ont créé des groupements pour accompagner les travaux de normalisation et de développement des systèmes CPL. Les consortiums les plus actifs proposant ainsi des produits sont Homeplug, UPA, et CEPCA.

- L'alliance Homeplug est un groupe de 60 compagnies [Homeplug] créé en Mars 2000 travaillant à produire des spécifications technologiques afin de faire prospérer des systèmes CPL. Elle est composée entre autres de Broadcom, Cisco, Duke Energy, France Télécom, LEA, Texas Instruments, Gige, Spidcom, Devolo, Sigma Designs. Elle a développé les spécifications Homeplug 1.0, HomePlug AV, HomePlug AV2, HomePlug GreenPhy pour le smart home.
- UPA (Universal PowerLine Association) [UPA], était, avant sa récente disparition en 2010, une association non lucrative de droit belge fondée en 2004. Son objectif était de catalyser la croissance des technologies CPL haut débit en assurant des technologies puissantes, coexistantes et interopérables basées sur des standards

universels ouverts. L'UPA a produit une spécification de coexistence entre des systèmes de communication CPL en Juin 2005. En collaboration avec le projet européen OPERA, une spécification sur l'accès internet par CPL fut publiée en Février 2006. Le même mois de la même année, une spécification sur le triple play domestique dénommée DHS (Digital Home Specification) est produite. Elle était formée de DS2 (Design of Systems on Silicon), un des membres fondateurs, NETGEAR, Toshiba, Acbel, IBEC, Ambient corporation, Corinex communications, etc. DS2, l'entreprise leader de l'alliance traversant une crise financière en 2010 est achetée par Marvell Technology Group et les activités de l'alliance sont suspendues bien que Marvell Technology continue de produire et faire le support des produits DS2.

- CEPCA (Consumers Electronics Powerline Communication Alliance) est une alliance créée en 2005 et regroupe 14 membres, principalement des fabricants japonais [Maiga10]. L'objectif de cette alliance est de permettre la coexistence des systèmes CPL et de régler les problèmes d'interférences entre les systèmes qui utilisent la même bande de fréquences.

2.4.2 Les organismes de standardisation et de normalisation

Le développement du CPL a été freiné par le manque de normes par rapport aux autres solutions haut débit concurrentes comme l'ADSL et le WIFI. Devant la nécessité d'unifier les différentes spécifications en une seule norme, plusieurs groupes de travail se sont réunis pour la normalisation de la technologie CPL haut débit. On trouve principalement le groupe IEEE P1901 et ITU-G.hn.

- IEEE P1901 [ieep1901], est un groupe de travail créé en juin 2005 dans le but de développer une norme ou une spécification CPL offrant un débit supérieur à 100Mb/s sur une bande allant jusqu'à 100MHz. L'objectif est de définir les spécifications de la couche MAC et de la couche physique pour différents produits CPL. Le groupe IEEE P1901 regroupe des industriels et des comités de standardisation, on trouve l'alliance HomePlug, UPA et CEPCA. L'alliance HomePlug et la société Panasonic sont à l'initiative de la création du groupe IEEE P1901 dont le but est de converger vers une couche MAC unique qui supporte les deux couches physiques HD-PLC (Panasonic) et HomePlug. Le groupe IEEE P1901 a rejeté la proposition technique de l'industriel espagnole DS2

/UPA. En 2010, Le groupe IEEE P1901 a publié sa norme. La norme définit une couche MAC et deux couches physiques, une couche basée sur l'OFDM fenêtré (HomePlug) et une couche basée sur « wavelet-OFDM » (Panasonic/ HD-PLC). Chaque industriel utilisera la couche MAC IEEE P1901 et a le choix d'implémenter l'une de deux couches physiques définies. La norme IEEE 1901 permet la coexistence entre les produits basés sur l'OFDM et les produits basés sur wavelet-OFDM grâce à l'ISP (Inter System Protocol) [Galli09].

- ITU-G.hn [Chariag13] est le groupe de travail G.hn de l'ITU (International Telecommunication Union). C'est un groupe chargé de définir un standard de télécommunications pour les réseaux locaux existants (téléphoniques, électriques, câbles coaxiaux...). L'objectif est de proposer un transmetteur qui communique sur tous les réseaux câblés existant dans l'habitat. En 2009 et 2010, l'ITU a publié le standard qui définit la couche MAC et la couche physique. L'ITU a approuvé aussi la norme G.9972 qui décrit le processus permettant la coexistence des produits G.hn avec d'autres produits comme les produits IEEE 1901.

2.5 Limite des transmissions par CPL

Le débit de transmission en technologie CPL indoor se heurte à la diversité et à la qualité des installations électriques dans le bâtiment. La diversité est liée à la topologie du réseau et à son évolution au cours du temps ainsi qu'à la nature des appareils qui y sont connectés. Aujourd'hui, les fabricants de solutions CPL garantissent un débit théorique qui est rarement atteint en pratique. Si le débit constaté n'est pas suffisant, le client n'a à ce jour aucun recours auprès du fabricant ou du revendeur. Cette chute de performance peut s'expliquer par une topologie de réseau défavorable.

[Anatory07] et [Chandna10] montrent l'effet de l'impédance des charges, de la longueur des lignes et des dérivations sur les performances des communications CPL. Chaque dérivation sur le trajet direct peut, en fonction de sa longueur, induire plusieurs évanouissements de la fonction de transfert qui réduisent la bande passante. Certaines charges domestiques, en plus du bruit qu'elles génèrent, provoquent une chute de débit considérable de par leurs impédances variables au cours du temps. Il est montré dans [Chariag13] qu'une lampe fluorescence (impédance variable au cours temps) connectée à la même branche qu'un modem CPL faisait chuter le débit de 80 Mbps à 40 Mbps.

Dans [Tlich08a], plusieurs fonctions de transfert ont été mesurées dans différents sites (maisons neuve, ancienne, urbaine, rurale, etc.). Les capacités des canaux calculées montrent une variation de 1,8 Gbps et ont été classées en 9 classes avec un pas de 200 Mbps.

Il est donc nécessaire de disposer d'un outil de diagnostic ou d'expertise d'un réseau électrique permettant de connaître les performances attendues pour la transmission CPL. Une telle étude n'est envisageable aujourd'hui que par un spécialiste et s'effectue par tâtonnement et essais successifs. L'objectif de l'étude est de caractériser les éléments unitaires d'une installation électrique afin d'en déduire des paramètres de modélisation. La connaissance ainsi acquise des modèles permettra de simuler des réseaux de complexité variable.

3 Le réseau électrique domestique

3.1 Composition d'un réseau électrique

Les communications CPL indoor utilisent le réseau électrique domestique comme support de transmission. Afin de mieux cerner le canal, nous allons décrire la composition et la structure d'un réseau électrique domestique. En France, c'est la norme NF C 15-100 [NFC15-100] qui régleme les installations électriques basse tension. Elle se porte garante de la protection de l'installation et de celle des personnes ainsi que du confort de gestion, d'usage et de l'évolutivité de l'installation. La Figure 5 donne un exemple d'un réseau électrique respectant la norme NF C 15-100. Tout ce qui est en amont de l'appareil général de coupure et de protection (disjoncteur de branchement) est régi par la norme NF C 14-100 et en aval par la norme NF C 15-100. Nous allons présenter ici les grands traits de cette norme permettant de comprendre l'architecture d'un réseau domestique.

3.1.1 Eléments de protection

3.1.1.1 AGCP (appareil général de coupure et de protection)

Le réseau électrique domestique est connecté au réseau extérieur à l'aide d'un AGCP, qui est un disjoncteur de branchement pour les logements résidentiels. L'AGCP dispose d'un réglage du seuil d'intensité (15, 30, 45A) permettant au distributeur de limiter la puissance absorbée par l'installation (puissance souscrite), et assure par la même occasion une protection globale de celle-ci contre les court-circuit et les surintensités et contre les défauts d'isolement (protection différentielle 500mA pour une terre de 100 Ohms maximale).

Dans le cas de défauts d'isolement supérieur à 500mA, l'AGCP pourrait couper toute l'installation avant qu'une des protections situées en aval n'ait eu le temps d'agir pour ne couper que la partie en défaut (différentiels 30mA). Pour être sélectifs, les disjoncteurs de branchement doivent comporter la mention "type S", indiquant qu'ils sont retardés au déclenchement. Dès lors, si un seul circuit de l'habitation est en défaut, l'interrupteur différentiel situé directement en amont de celui-ci coupera l'ensemble des circuits qu'il dessert avant que le disjoncteur n'ait eu le temps de couper toute l'installation. La norme NF C 15-100 rend obligatoire le fait d'avoir une sélectivité de déclenchement des disjoncteurs.

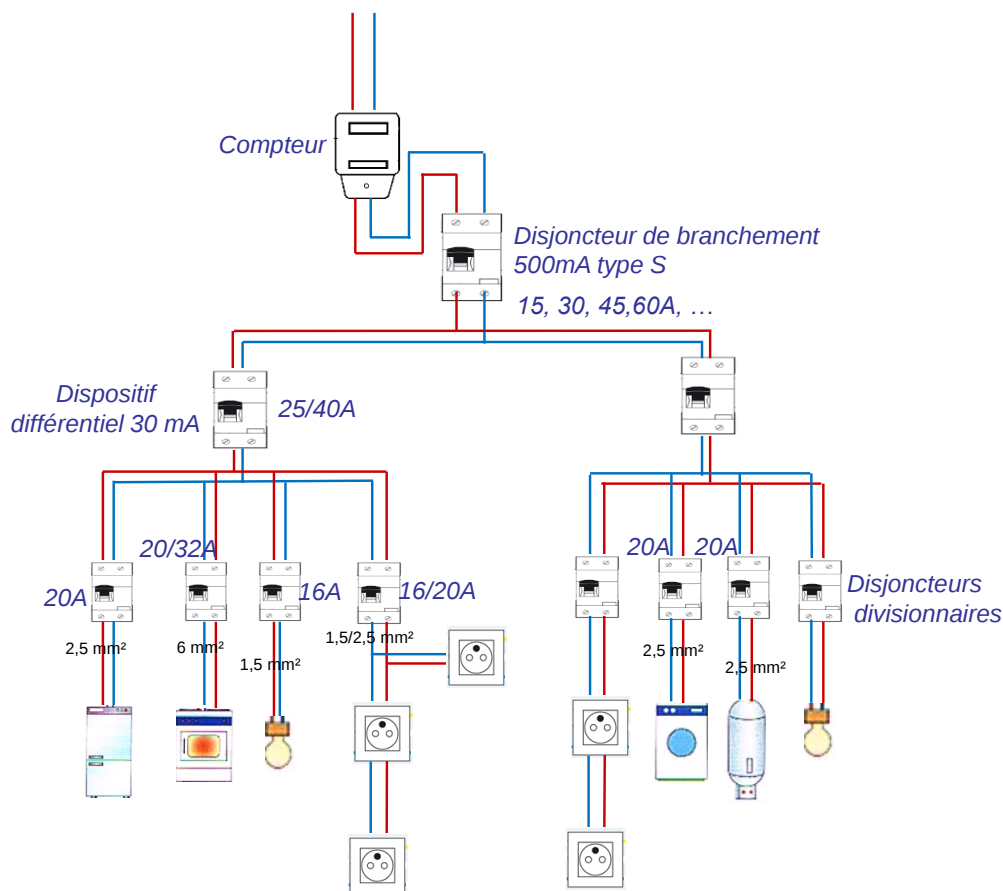


Figure 5. Exemple de réseau électrique domestique respectant la norme NF C 15-100

3.1.1.2 Dispositifs différentiels

Le disjoncteur différentiel protège les personnes contre l'électrocution due au courant de fuite. Tous les circuits de l'installation doivent être protégés par un dispositif différentiel résiduel (DDR). Le nombre, dépend de la superficie du logement. Il est recommandé de protéger par des 30 mA différents les circuits d'éclairage et de prises de courant d'une même pièce. Dans les régions à forte niveau keraunique (>25), un parafoudre est obligatoire si la

ligne d'alimentation est entièrement ou partiellement aérienne. Dans ce cas, l'unique parafoudre vient avant les disjoncteurs différentiels.

3.1.1.3 Disjoncteurs divisionnaires

Le circuit de chaque usage (prises, éclairage, chauffage, etc.) doit être protégé contre les surcharge et les courts-circuits par un disjoncteur divisionnaire. Son courant nominal est défini par la norme et est indiqué sur la Figure 5. Lorsque la surcharge devient importante, le détecteur de surintensité composé d'un bilame chauffe et, à partir d'un certain seuil, coupe automatiquement la ligne touchée. Lors d'un court-circuit, le courant provoque un champ magnétique intense dans l'enroulement prévu pour la détection de courant de court-circuit qui crée une force permettant d'ouvrir le disjoncteur.

3.1.2 Topologie des circuits

3.1.2.1 Circuits spécialisés

Un circuit spécialisé est un circuit indépendant et séparé des autres circuits. Il part du tableau de répartition jusqu'à l'appareil à relier. Il n'y a qu'un seul appareil branché sur ce circuit. La norme prévoit au moins 4 circuits spécialisés : un circuit 32 A pour la plaque de cuisson, 3 circuits 16 A pour lave-vaisselle, four, lave-linge. Tout autre appareil gros électroménager sera alimenté par un circuit spécialisé.

Si les applications suivantes : VMC, chauffe-eau, chauffage salle de bain, chaudière et ses auxiliaires, climatisation, fonctions d'automatisme (alarme, contrôle du bâtiment), piscine, circuits extérieurs non attenantes au bâtiment, sont présentes, un circuit spécialisé devra être mis en place.

3.1.2.2 Prises de courant

Plusieurs schémas d'interconnexion des prises de courant sont possibles. Elles peuvent être connectées en dérivation, en étoile, en cascade ou un mixte de toutes ces solutions. Le nombre de socles de prises de courant est limité à 8 par circuit.

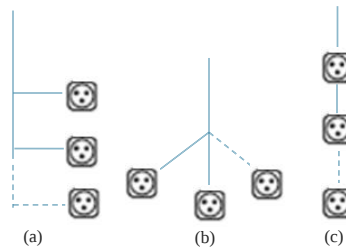


Figure 6. Topologies élémentaires des prises de courant : dérivation (a), étoile (b), cascade (c)

3.1.3 Appareils domestiques

Les charges électriques connectées au réseau domestique ont un impact sur la fonction de transfert du réseau électrique [Guezgou10]. En fonction de leurs impédances, ces charges vont soit réfléchir soit absorber le signal CPL. Elles sont aussi une source de bruit qui va se superposer au signal utile. Tandis que certains appareils génèrent du bruit impulsionnel, d'autres augmentent seulement le niveau du bruit de fond. Certains équipements fonctionnent en continu alors que d'autres ne sont utilisés que quelques fois par semaine. Certains appareils domestiques frôlent un taux de pénétration de 100% alors que d'autres sont faiblement présents (Figure 7). Dans une thèse précédente au laboratoire [Chariag13], les impédances de plus de cent appareils domestiques ont été mesurées, classées en 5 classes et modélisées par un circuit équivalent. Ces appareils seront pris en compte dans la modélisation déterministe d'un réseau électrique connu.

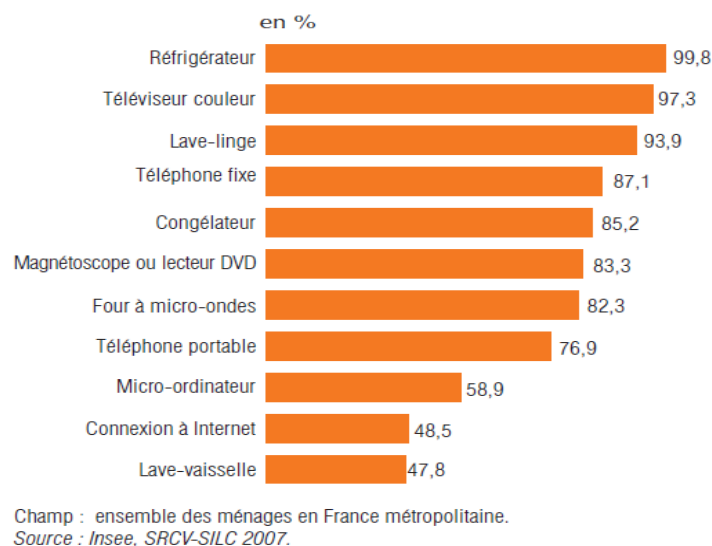


Figure 7. Taux de pénétration de quelques appareils domestiques

3.2 Les perturbations sur le réseau

En communication, le bruit est un signal quelconque se superposant à l'information utile et empêchant ainsi une bonne réception. Appelé aussi parasite, le bruit est tout ce qui crée une interférence avec le message tel qu'il est transmis par le canal. En termes techniques, il est décrit comme une perturbation de la communication qui déforme le message, empêche le récepteur de capter aisément le contenu transmis.

3.2.1 Classification du bruit

Le bruit est classé en fonction de son origine, sa durée, son occupation spectrale et son intensité. On distingue 3 grandes classes de bruits dans la littérature [Zimmer00] [Zimmer02b] :

- Bruit de fond
- Bruits à bande étroite
- Bruits impulsifs

3.2.1.1 Bruit de fond

C'est un bruit qui existe déjà dans les lignes en l'absence des charges connectées au réseau. Le bruit de fond est un bruit coloré [Degard02a], sa densité de puissance est fonction de la fréquence surtout dans la bande basse. Elle décroît avec la fréquence dans les basses fréquences et au-delà d'une certaine valeur, la dépendance devient négligeable. Un modèle du bruit de fond est proposé dans [Guillet10a] [Guillet10b] et il est montré qu'il varie avec la tension secteur.

3.2.1.2 Bruits à bande étroite

Ces bruits sont originaires des stations de radiodiffusion en moyennes et courtes ondes [Zimmer00] mais aussi en bande FM [Gautier08, p.90]. Les lignes électriques se comportent comme des antennes vis-à-vis de ces ondes radioélectriques. Ils sont souvent captés par les lignes aériennes. Leur spectre apparaît sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude [Crussiere05, p.34], le niveau de sa densité spectrale de puissance) dépassant celui du bruit de fond de quelques dizaines de décibels.

3.2.1.3 Bruits impulsifs

Les bruits impulsifs s'avèrent les plus nuisibles aux communications sur les lignes électriques. Ils trouvent leur origine dans les circuits d'alimentation des appareils électriques,

dans la commutation d'appareils avec plusieurs cycles de fonctionnement, la manipulation appareils domestiques telles que l'ouverture/fermeture d'un interrupteur, la mise en marche d'un couteau électrique, l'ouverture/fermeture de la porte d'un frigo. Sur ce dernier point (manipulation), [Chaou11, p.98] montre que la forme du bruit généré dans le domaine temporel ne semble pas être liée à l'appareil mais plutôt à l'événement qui le produit. Un même événement se produisant sur deux appareils distincts peut générer le même type de bruit à l'instar de la mise en marche de l'aspirateur, de la bouilloire et de la cafetière qui conduisent à des formes de bruits similaires. Ainsi, 6 classes de bruits impulsifs y sont distinguées en fonction des événements les produisant.

La classification largement adoptée dans la littérature [Gautier08] [Degard02b] [Rouissi08] distingue les bruits impulsifs suivant qu'ils sont périodiques ou apériodiques, synchrones ou asynchrones avec la fréquence principale à savoir 50 Hz :

- Bruit impulsif périodique asynchrone : La fréquence de répétition est comprise entre 100 et 200 kHz. Sa densité spectrale apparaît sous forme de raies espacées de la fréquence de répétition. Il trouve son origine dans les blocs d'alimentation des appareils domestiques. Son spectre pourrait être confondu avec celui d'un bruit à bande étroite mais sa puissance est plus faible que celle des ondes de radiodiffusion voire supérieure un peu à celle du bruit de fond. Le taux de répétition et la forme des impulsions sont analysés dans [Cortes09].

- Bruit impulsif périodique synchrone : Il est composé d'impulsions synchrones à la fréquence principale du réseau avec un taux de répétition de 50 Hz ou 100 Hz. Sa densité spectrale est composée d'impulsions dont l'amplitude décroît avec la fréquence. Concernant leur origine, ce sont essentiellement les redresseurs de tension présents au sein des blocs d'alimentation à tension continue et des appareils utilisant des triacs ou des thyristors tels que les variateurs de lumière. Les caractéristiques des bruits impulsifs périodiques asynchrones ont été détaillées dans [Degard02b].

- Bruit impulsif asynchrone : C'est celui le plus puissant et donc le plus nuisible aux communications sur le réseau électrique. Son amplitude [Chariag13, p.196] dépasse largement celui du bruit de fond et les impulsions sont induites par l'étincelle provoquée à la commutation des appareils sur le réseau.

[Meng05] propose une modélisation de ces différents bruits et compare les performances des modulations monoporteuses et multiporteuses face à des bruits non gaussiens.

3.3 Transmission sur le réseau électrique

3.3.1 Des paramètres primaires à la fonction de transfert d'un câble

Les lignes électriques sont des systèmes à constantes réparties. Les grandeurs physiques sont réparties sur toute la longueur et ne sont donc pas localisées.

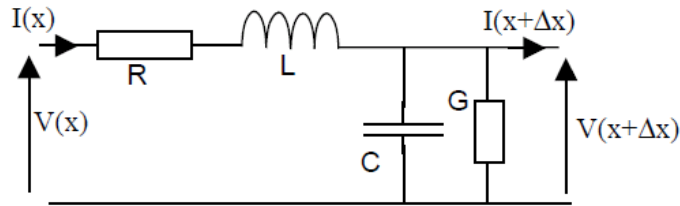


Figure 8. Circuit équivalent d'une ligne bifilaire de longueur infinitésimale

La Figure 8 donne le circuit équivalent d'une ligne bifilaire de longueur infinitésimale par rapport à la longueur d'onde du signal qui se propage dans celle-ci. R et L représentent respectivement la résistance et l'inductance par unité de longueur du conducteur. C représente la capacité linéique du condensateur formée par deux conducteurs en parallèle. La conductance transversale linéique G représente les pertes diélectriques le long de la ligne. Elle dépend de l'angle de pertes des isolants.

A partir de ce circuit équivalent, il est possible d'établir les relations entre les courants et les tensions le long d'un câble. Considérons une portion de la ligne de longueur dx caractérisée par les paramètres longitudinaux « $R \cdot dx$ » et « $L \cdot dx$ », et les paramètres transversaux « $C \cdot dx$ » et « $G \cdot dx$ ». Les tensions et courants sont respectivement $V(x)$ et $I(x)$ à l'entrée, $V(x+dx)$ et $I(x+dx)$ à la sortie. En appliquant la loi des mailles et des nœuds, nous obtenons l'équation des courants et des tensions :

$$\begin{cases} \bar{I}(x) = \bar{I}(x + dx) + (G + jC\omega)dx \bar{V}(x + dx) \\ \bar{V}(x) = \bar{V}(x + dx) + (R + jL\omega)dx \bar{I}(x) \end{cases} \quad \text{Équation 1}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \frac{\bar{I}(x+dx) - \bar{I}(x)}{dx} = -(G + jC\omega) \bar{V}(x+dx) = -\bar{Y} \bar{V}(x+dx) \\ \frac{\bar{V}(x+dx) - \bar{V}(x)}{dx} = -(R + jL\omega) \bar{I}(x) = -\bar{Z} \bar{I}(x) \end{cases} \quad \text{Équation 2}$$

Comme dx tend vers zéro (cellule infinitésimale) :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{I}(x)}{dx} = -\bar{Y} \bar{V}(x) \\ \frac{d\bar{V}(x)}{dx} = -\bar{Z} \bar{I}(x) \end{cases} \quad \text{Équation 3}$$

Dérivons les deux équations par rapport à dx :

$$\begin{cases} \frac{d^2 \bar{I}(x)}{dx^2} = -\bar{Y} \frac{d\bar{V}(x)}{dx} \\ \frac{d^2 \bar{V}(x)}{dx^2} = -\bar{Z} \frac{d\bar{I}(x)}{dx} \end{cases} \quad \text{Équation 4}$$

Remplaçons $\frac{d\bar{V}(x)}{dx}$ et $\frac{d\bar{I}(x)}{dx}$ par leurs expressions respectives de l'équation 3 :

$$\begin{cases} \frac{d^2 \bar{I}(x)}{dx^2} = \bar{Y}\bar{Z} \bar{I}(x) = \bar{\gamma}^2 \bar{I}(x) \\ \frac{d^2 \bar{V}(x)}{dx^2} = \bar{Y}\bar{Z} \bar{V}(x) = \bar{\gamma}^2 \bar{V}(x) \end{cases} \quad \text{Équation 5}$$

Avec $\bar{\gamma} = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta$ Équation 6

$$\begin{cases} \frac{d^2 \bar{I}(x)}{dx^2} - \bar{\gamma}^2 \bar{I}(x) = 0 \\ \frac{d^2 \bar{V}(x)}{dx^2} - \bar{\gamma}^2 \bar{V}(x) = 0 \end{cases} \quad \text{Équation 7}$$

Les solutions de ces équations différentielles du 2nd degré sont de la forme :

$$\begin{cases} \bar{V}(x) = \bar{V}^+ e^{-\bar{\gamma}x} + \bar{V}^- e^{\bar{\gamma}x} \\ \bar{I}(x) = \bar{I}^+ e^{-\bar{\gamma}x} + \bar{I}^- e^{\bar{\gamma}x} \end{cases} \quad \text{Équation 8}$$

En reportant les valeurs de l'équation 8 dans l'équation 3, on obtient :

$$\begin{cases} I^+ = \frac{\bar{\gamma}}{\bar{Z}} V^+ = \frac{\sqrt{\bar{Y}\bar{Z}}}{\bar{Z}} V^+ = \sqrt{\frac{\bar{Y}}{\bar{Z}}} V^+ = \frac{1}{\bar{Z}_c} V^+ \\ I^- = -\frac{\bar{\gamma}}{\bar{Z}} V^- = \frac{1}{\bar{Z}_c} V^- \end{cases} \quad \text{Équation 9}$$

Z_c est homogène à une impédance et est appelé impédance caractéristique de la ligne. Z_c et γ sont appelés paramètres secondaires de la ligne.

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\frac{\bar{Y}}{\bar{Z}}} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad \text{Équation 10}$$

Finalement, nous avons :

$$\begin{cases} V(x) = V^+ e^{-\bar{\gamma}x} + V^- e^{\bar{\gamma}x} \\ I(x) = \frac{1}{\bar{Z}_c} [V^+ e^{-\bar{\gamma}x} - V^- e^{\bar{\gamma}x}] \end{cases} \quad \text{Équation 11}$$

$$\text{avec } \bar{\gamma} = \alpha + j\beta$$

Ces équations de propagation font apparaître une onde progressive (V^+) se propageant dans la direction « +x » et une onde rétrograde (V^-) se propageant dans la direction « -x ». Le paramètre γ est appelé ainsi coefficient de propagation. Physiquement, Z_c est l'impédance ($V(x)/I(x)$) en n'importe quel point lorsque la ligne est infinie ($V^-=0$). On pourrait montrer également que c'est l'impédance vue à l'entrée de la ligne lorsque celle-ci est chargée par son impédance caractéristique.

On voit aussi (équation 11) que la ligne introduit deux phénomènes, l'atténuation et la dispersion :

- Le signal subit une décroissance exponentielle ($e^{-\alpha x}$) le long du trajet. Le paramètre α est appelé coefficient d'atténuation linéique, exprimé en m^{-1} ou Neper.
- La présence du facteur β , appelé déphasage linéique (rad/m), équivaut à introduire une variation de la vitesse des signaux en fonction de leur fréquence. Un signal non sinusoïdal associant un ensemble d'harmoniques de différentes fréquences se déforme. Dans le cas d'un signal logique (signal rectangulaire), deux bits consécutifs peuvent finir par se chevaucher et devenir indiscernables. Ce coefficient est aussi exprimé par l'équation 12 où λ est la longueur d'onde.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{Équation 12}$$

Selon l'équation 11, exprimons les courants et les tensions aux points d'abscisse l et 0 :

$$\begin{pmatrix} V(l) \\ I(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} \\ \frac{1}{Z_c} e^{-\gamma l} & -\frac{1}{Z_c} e^{\gamma l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V^+ \\ V^- \end{pmatrix} \quad \text{Équation 13}$$

$$\begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -\frac{1}{Z_c} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V^+ \\ V^- \end{pmatrix} \quad \text{Équation 14}$$

L'équation 14 dans 13 donne :

$$\begin{pmatrix} V(l) \\ I(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} \\ \frac{1}{Z_c} e^{-\gamma l} & -\frac{1}{Z_c} e^{\gamma l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -\frac{1}{Z_c} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 15}$$

$$\begin{pmatrix} V(l) \\ I(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{e^{-\gamma l} + e^{\gamma l}}{2} & \bar{Z}_c \frac{(e^{-\gamma l} - e^{\gamma l})}{2} \\ \frac{1}{\bar{Z}_c} \frac{(e^{-\gamma l} - e^{\gamma l})}{2} & \frac{e^{-\gamma l} + e^{\gamma l}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 16}$$

Nous obtenons la matrice de transfert d'un câble exprimant les grandeurs de sortie par rapport à celles de l'entrée.

$$\begin{pmatrix} V(l) \\ I(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & -\bar{Z}_c \sinh(\gamma l) \\ -\frac{1}{\bar{Z}_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 17}$$

L'inverse de cette matrice (liant $(V(0), I(0))$ à $(V(l), I(l))$) est la matrice chaîne ou la matrice ABCD d'une ligne de transmission de longueur l et de paramètres secondaires Z_c et γ .

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & \bar{Z}_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{\bar{Z}_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 18}$$

Il est aussi possible d'exprimer les paramètres primaires en fonction des paramètres

secondaires à partir des équations 19 à 22.

$$R(\omega) = \text{Réel} \{ \bar{Z}_C(\omega) \cdot \bar{\gamma}(\omega) \} = \text{Réel} (R + jL \omega) \quad \text{équation 19}$$

$$L(\omega) = \frac{\text{Im ag} \{ \bar{Z}_C(\omega) \cdot \bar{\gamma}(\omega) \}}{\omega} = \frac{\text{Im ag} (R + jL \omega)}{\omega} \quad \text{équation 20}$$

$$G(\omega) = \text{Réel} \left\{ \frac{\bar{\gamma}(\omega)}{\bar{Z}_C(\omega)} \right\} = \text{Réel} (G + jC \omega) \quad \text{équation 21}$$

$$C(\omega) = \text{Réel} \left\{ \frac{\bar{\gamma}(\omega)}{\omega \cdot \bar{Z}_C(\omega)} \right\} = \frac{\text{Im ag} (G + jC \omega)}{\omega} \quad \text{équation 22}$$

3.3.2 Modélisation de la fonction de transfert dans la littérature

Afin d'optimiser les systèmes de communication par CPL (par exemple la modulation), un modèle précis du canal de transmission est nécessaire (exemple Figure 9). Malgré les propositions de nombreux chercheurs, il n'y a pas aujourd'hui un modèle unanimement accepté [Laguna08]. C'est pourquoi le développement de modèles a été encouragé par OPERA [Opera] et Homeplug [Homeplug] afin d'opérer au maximum des capacités du canal CPL.

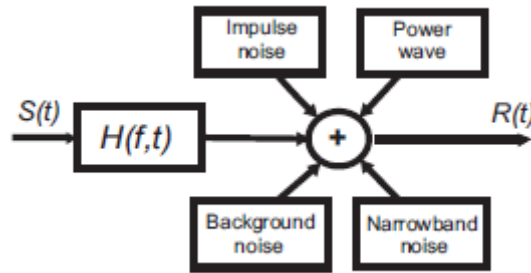


Figure 9. Modèle général d'un canal CPL [Laguna08]

Ici, nous nous intéressons à la détermination de la fonction de transfert $H(f)$ d'un réseau électrique. Les travaux de modélisation de la fonction de transfert des réseaux électriques domestiques se déclinent dans la littérature en deux catégories : les approches empiriques (top down) et les approches déterministes (bottom-up).

3.3.2.1 Méthodes empiriques

L'approche top-down est une méthode de modélisation basée sur les mesures. Les paramètres du modèle sont extraits des mesures. La fonction de transfert est calculée à posteriori. L'objectif des mesures est de collecter des données et des informations sur les canaux CPL. Les données mesurées sont ajustées à un modèle mathématique pour extraire les divers paramètres du modèle et souvent une étude statistique sur la distribution de ces paramètres en est faite. Ces études empiriques [Tlich08a] [Tlich08b] servent surtout à appréhender le comportement des canaux CPL afin de concevoir ou tester des techniques de communication (modulation, mitigation de bruit) adaptés. Il est clair qu'un modèle empirique est limité aux canaux mesurés. Les caractéristiques tels que la topologie du réseau, les types de câbles, les charges électriques sont capturés dans les mesures. Pour que le modèle soit le plus représentatif, il faut des mesures sur un grand nombre de canaux et pendant de longues périodes.

Le modèle le plus cité dans la littérature est le modèle multi trajet de Philips [Phil99], Zimmermann et Dostert [Zimmer02a]. Les mesures sont effectuées dans le domaine temporel. Les signaux émis et reçu sont enregistrés à l'aide d'un oscilloscope. La fonction de transfert est calculée par la transformée de Fourier inverse de la réponse impulsionnelle. Il est aussi possible de déterminer les trajets à partir des mesures fréquentielles en utilisant des algorithmes haute résolution [Pagani09a] [Pagani09b].

Dans [Tang03], le canal CPL est considéré comme un filtre et les coefficients du filtre sont déterminés à partir des mesures de la réponse impulsionnelle.

[Laguna08] recense et classe un grand nombre d'articles sur la modélisation du canal CPL indoor selon le type d'approche de modélisation.

Dans notre cas, nous voulons développer un outil capable de calculer la fonction de transfert d'un réseau électrique connu sans mesures préalables de la réponse impulsionnelle. Ainsi, les méthodes de modélisation empiriques ne correspondent pas à notre objectif.

3.3.2.2 Méthodes déterministes

Les modèles déterministes calculent la fonction de transfert à partir d'une dérivation théorique des paramètres du modèle. La fonction de transfert est calculée en tenant compte des propriétés physiques du réseau (topologie, types de câbles, charges, etc.). Toutes les méthodes déterministes de modélisation de la fonction de transfert d'un réseau électrique sont basées sur la théorie des lignes de transmission et utilisent presque toutes une même

stratégie : le réseau électrique est redessiné (le plus souvent mais pas exclusivement en remplaçant les dérivations par leurs impédances équivalentes) en une suite de quadripôles élémentaires. Chaque quadripôle est par la suite représenté par une matrice liant les grandeurs d'entrée (tension, courant, onde de répartition, etc.) à celles de sortie. La concaténation de ces quadripôles élémentaires permet d'exprimer la fonction de transfert globale du réseau.

Dans [Meng04], [Galli05], [Giana10], [Renane09], les quadripôles élémentaires sont représentés par leur matrice chaîne. La matrice chaîne du réseau entier est ainsi le produit des matrices des différentes sections exprimant la fonction de transfert. [Aquil09] utilise quant à lui la matrice S à la place de la matrice chaîne. Les quadripôles élémentaires peuvent être modélisés par les matrices impédance, admittance ou les paramètres S chainables. Toutes ces matrices sont en relation avec la fonction de transfert d'un quadripôle.

Dans [Berger09] et [Rodrig09], les éléments dits primaires (ligne sans/avec pertes, discontinuité d'impédance, jonction en T et jonction en étoile) permettant de construire un réseau sont caractérisés par quatre filtres numériques RII (réponse impulsionnelle infinie) exprimés en transformée en z . Ces quatre filtres décrivent respectivement la réflexion du signal à l'entrée de l'élément, la transmission dans le sens direct, la transmission dans le sens indirect et la réflexion à la sortie. La concaténation de ces éléments primaires selon la théorie des filtres numériques permet d'obtenir le filtre global de la transmission dans le sens direct qui n'est autre que la fonction de transfert.

L'approche circuit est basée sur une discrétisation de câbles électriques [Weens06] [Chariag11] en cellules élémentaires qui sont composées par les paramètres primaires de la ligne R , L , C et G . La variation fréquentielle de ces paramètres (due essentiellement à l'effet de peau et de proximité) est aussi modélisée par un circuit [Yen82] [Mei03] [Weens06, p.62] [Chariag12] [Chariag13, p.112]. Par exemple, la variation fréquentielle de la résistance R est modélisé par un réseau L - R en échelle ou en parallèle. Un câble électrique de longueur définie est ainsi remplacé par une cascade de circuits élémentaires comme celui de la Figure 8 (page 39). Un logiciel de simulation circuit (SPICE par exemple) est par la suite utilisé pour simuler le réseau dans le domaine temporel ou fréquentiel.

Le modèle multi trajet est aussi applicable dans le domaine fréquentiel [Zimmer99] [Anast05] [Konate07] de façon déterministe. Les multi trajets sont calculés analytiquement à partir de la structure du réseau.

Nous cherchons une méthode déterministe qui sera la base de notre outil d'analyse et de diagnostic d'un réseau électrique. La méthode devra être précise et capable de modéliser n'importe quelle topologie électrique. Nous ne connaissons actuellement ni la précision relative de ces différentes méthodes car elles sont appliquées dans la littérature sur des exemples différents, ni leur capacité à modéliser correctement n'importe quelle topologie, ni leur robustesse devant l'incertitude sur les paramètres secondaires ou primaires des câbles constituant le réseau. Afin de faire un choix judicieux, nous allons faire une étude comparative de la méthode basée sur les matrices chaines, les multi trajets, les filtres RII et l'approche circuit.

4 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté le principe des technologies CPL et les grands acteurs qui font avancer les communications par CPL à savoir des alliances de groupes industriels et des organismes de standardisation ou de normalisation. Nous avons expliqué la nécessité d'avoir un outil capable de qualifier de façon déterministe un réseau électrique vis-à-vis de la technologie CPL car les débits annoncés sont loin d'être garantis et les performances des communications CPL sont fortement tributaires de la topologie et de la composition du réseau électrique, support de communication. Afin de bien cerner le médium de communication des technologies CPL indoor, nous avons décrit l'architecture et la composition d'un réseau électrique domestique en se basant sur les règles et les recommandations de la norme NF C 15-100. Nous avons présenté les approches de modélisation de la fonction de transfert d'un réseau électrique dans la bande CPL rencontrée dans la littérature et expliqué en quoi nous sommes intéressés par des méthodes de modélisation déterministes. Nous nous sommes intéressés aux méthodes de modélisation basées sur les matrices chaines, les multi trajets, les filtres RII et la représentation électrique. Afin de faire un choix avisé de la méthode qui sera la base de notre outil d'analyse et de modélisation, ces méthodes seront comparées selon des critères plus ou moins décisifs tels que la précision, la robustesse, etc. Les données d'entrée des méthodes de modélisation déterministes de la fonction de transfert sont la topologie du réseau et les paramètres primaires (RLCG) ou secondaires (Z_c , γ) des câbles électriques le constituant. Ces paramètres peuvent être calculés analytiquement pour des câbles de géométries simples (ligne bifilaire, câble coaxial) et de matériaux connues (permittivité, perméabilité, angle de pertes), déduits des mesures à l'analyseur d'impédance ou à l'analyseur de réseau. Les valeurs issues de ces différentes techniques seront comparées pour une ligne bifilaire afin de voir la méthode qui

donne des valeurs les plus précises.

Chapitre 2

Modélisation déterministe de la fonction de transfert d'un réseau

Chapitre 2 : Modélisation déterministe de la fonction de transfert d'un réseau

1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté notre intérêt à un outil de modélisation déterministe. Les approches déterministes nécessitent de connaître l'architecture du réseau et les paramètres secondaires (impédance caractéristique et coefficient de propagation) des câbles le constituant. Ces paramètres peuvent être déduits des propriétés physiques du câble (géométrie, matériaux), de la matrice impédance (mesure à l'analyseur d'impédance) ou de la matrice S (mesure à l'analyseur de réseau) d'un morceau de câble de longueur appropriée. Nous comparerons en premier lieu les valeurs issues de ces méthodes et chercherons surtout à savoir lesquelles produisent une fonction de transfert qui s'approche le plus de la mesure.

Les méthodes de modélisation déterministes les plus fréquentes dans la littérature sont basées sur les matrices chaines, les multi trajets, la représentation d'un câble par son circuit électrique équivalent (éléments primaires). La méthode basée sur des filtres numériques RII introduit par [Berger09] nous a aussi intéressé. Afin de faire un choix judicieux de la méthode qui servira de base à notre outil de modélisation et de diagnostic, ces différentes méthodes vont être analysées et comparées selon des critères plus ou moins décisifs : implémentation, précision, robustesse, adaptabilité à toutes les topologies.

L'outil de modélisation et de diagnostic devra prendre en compte les éléments de protection (disjoncteurs). Les travaux de modélisation des disjoncteurs dans la bande CPL sont peu présents dans la littérature scientifique. Nous allons investiguer l'effet des disjoncteurs sur les communications CPL et chercher leur circuit équivalent afin, s'il y a lieu, de les prendre en compte dans la modélisation d'un réseau électrique donné.

2 Détermination des paramètres d'un câble électrique

2.1 Formulations géométriques

Les constantes linéiques que sont les paramètres primaires peuvent se calculer si la géométrie de la ligne est simple comme une ligne bifilaire, un câble coaxial.

- La résistance linéique R : par la loi d'Ohm
- La capacité linéique C : par le théorème de Gauss qui stipule que le flux du champ électrique à travers une surface S fermée est égal à la somme des charges contenues dans le volume V délimité par cette surface divisé par ϵ_0 .

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{1}{\epsilon_0} \iiint_V \rho \, d\tau = \frac{1}{\epsilon_0} \sum Q_{int} \quad \text{Équation 23}$$

- L'inductance linéique L : par le théorème d'Ampère qui énonce que la circulation, le long d'un circuit fermé, du champ magnétique engendré par une distribution de courant est égale à la somme algébrique des courants qui traversent la surface définie par le circuit orienté, multiplié par la perméabilité du vide.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \cdot \sum I \quad \text{Équation 24}$$

2.1.1 Cas d'une ligne bifilaire

2.1.1.1 Résistance linéique

En continu ou en basse fréquence, la résistance est la résistivité sur la section du conducteur pour 1 m de longueur.

$$R = \frac{\rho}{S} \quad \text{Équation 25}$$

En haute fréquence, il faut prendre en compte l'effet de peau et l'effet de proximité. L'effet de peau est ce phénomène qui fait qu'en haute fréquence, les champs électromagnétiques se trouvent concentrés dans une couche mince en surface d'épaisseur δ (Figure 10). La densité de courant n'est plus homogène dans toute la section du conducteur.

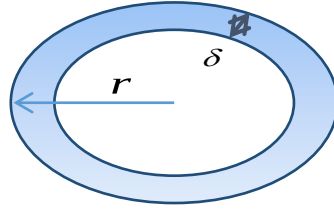


Figure 10. Épaisseur de peau

L'épaisseur de peau δ est donnée par (26) où μ , σ sont respectivement la perméabilité et la conductivité du matériau, f la fréquence. L'expression de la résistance linéique R devient celle de (27).

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \quad \text{Équation 26}$$

$$R = \frac{\rho}{\pi [r^2 - (r - \delta)^2]} \quad \text{Équation 27}$$

2.1.1.2 Inductance linéique

Nous nous sommes basés plus ou moins sur les travaux de [Weens06] pour le calcul de l'inductance et de la capacité d'une ligne bifilaire. L'inductance est la somme de l'inductance interne au conducteur et de l'inductance externe entre les deux fils.

2.1.1.2.1 Inductance interne

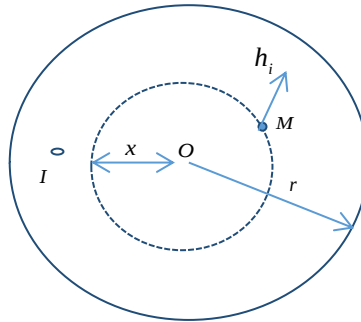


Figure 11. Calcul de l'inductance interne d'un conducteur circulaire

D'après le théorème d'Ampère précédemment énoncé, le champ magnétique interne h_i est donné par (28).

$$h_i = \frac{I \cdot x}{2 \cdot \pi \cdot r^2} \quad \text{Équation 28}$$

Calculons l'énergie emmagasinée dans un tube élémentaire de rayon dx et de longueur $1m$ selon l'équation 29, b représentant l'induction magnétique.

$$\frac{dW}{dV} = \frac{1}{2} b \cdot h_i = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot \mu_r \cdot h_i^2 \quad \text{Équation 29}$$

$$dW = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_r \left(\frac{Ix}{2\pi r^2} \right)^2 2\pi \cdot x dx = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{I^2}{4\pi r^4} x^3 dx \quad \text{Équation 30}$$

L'énergie emmagasinée dans un conducteur est ainsi donnée par l'équation (31).

$$W = \int_0^r dW = \frac{\mu_0 \mu_r I^2}{16\pi} \quad \text{Équation 31}$$

En prenant l'énergie emmagasinée dans 2 conducteurs, l'inductance interne est exprimée par (32).

$$L_i = \frac{2W}{I^2} \quad \text{Équation 32}$$

$$L_i = \frac{\mu_0 \mu_r}{8\pi} \quad \text{Équation 33}$$

Cette équation ne tient pas compte de l'effet de peau et de proximité et il n'existe pas de formule théorique. Cependant, des formulations empiriques approchées existent [Weens06].

$$L_i = \frac{\mu_0}{8\pi} \frac{10^{-3}}{r'} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma \cdot f}} \quad \text{avec } r' = r \sqrt{1 - \left(\frac{2r}{D} \right)^2} \quad \text{Équation 34}$$

2.1.1.2.2 Inductance externe

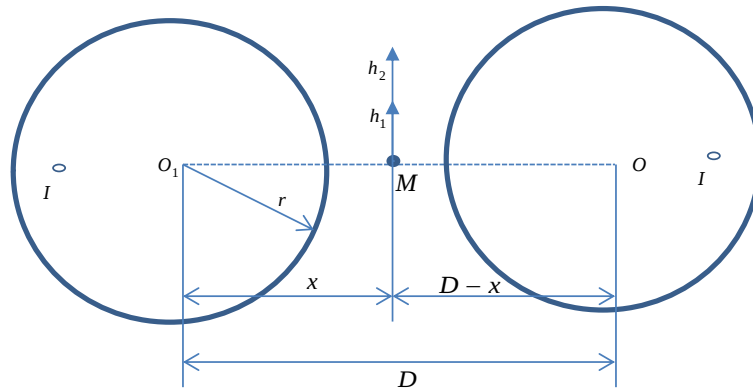


Figure 12. Calcul de l'inductance externe d'un conducteur bifilaire

Selon le théorème d'Ampère, les champs magnétiques h_1 et h_2 créés respectivement par les conducteurs 1 et 2 en M sont exprimés de la façon suivante :

$$\begin{cases} h_1 = \frac{I}{2\pi x} \\ h_2 = \frac{I}{2\pi(x - D)} \end{cases} \quad \text{Équation 35}$$

Calculons le flux dans une section élémentaire de longueur 1m et de largeur dx à partir des inductions magnétiques (Equation 36).

$$\begin{cases} d\phi_1 = b_1 dx \\ d\phi_2 = b_2 dx \end{cases} \quad \text{Équation 36}$$

Le flux total ϕ est ainsi donné par :

$$\phi = \int_r^{D-r} d\phi_1 + \int_r^{D-r} d\phi_2 \quad \text{Équation 37}$$

$$\phi = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[\int_r^{D-r} \frac{dx}{x} + \int_r^{D-r} \frac{dx}{D-x} \right] \quad \text{Équation 38}$$

$$\phi = \frac{\mu_0 I}{\pi} \ln \left(\frac{D-r}{r} \right) \quad \text{Équation 39}$$

D'où l'expression de l'inductance externe :

$$L_e = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \left(\frac{D-r}{r} \right) \quad \text{Équation 40}$$

Des approximations et des développements peuvent être faits en fonction de l'ordre de grandeur de r devant D .

L'inductance totale est la somme des deux composantes.

$$L = L_i + L_e \quad \text{Équation 41}$$

2.1.1.3 Capacité linéique

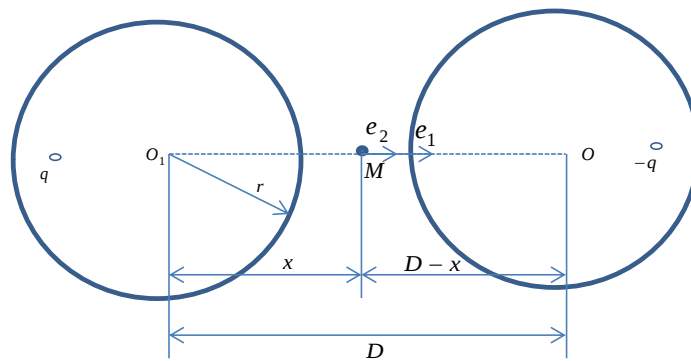


Figure 13. Calcul de la capacité linéique

On suppose que les charges sont uniformément réparties sur les deux conducteurs. Les champs électriques e_1 et e_2 créés respectivement par les conducteurs 1 et 2 en M sont obtenus en appliquant le théorème de Gauss aux deux surfaces cylindriques de longueur 1m, de rayons respectives x et $D-x$.

$$\begin{cases} e_1 = \frac{q}{\varepsilon 2 \pi x} \\ e_2 = \frac{q}{\varepsilon 2 \pi (D-x)} \end{cases} \quad \text{Équation 42}$$

Le champ électrique total est la somme des deux composantes.

$$e = e_1 + e_2 = \frac{q}{2 \pi \varepsilon} \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{D-x} \right) \quad \text{Équation 43}$$

La différence de potentiel entre les deux conducteurs est exprimée par la relation suivante :

$$V = \int_r^{D-r} e_x dx = \frac{q}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\int_r^{D-r} \frac{1}{x} dx + \int_r^{D-r} \frac{1}{D-x} dx \right) \quad \text{Équation 44}$$

La capacité est la charge divisée par la différence de potentiel :

$$C = \frac{\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{D-r}{r}\right)} \quad \text{Équation 45}$$

2.1.1.4 Conductance linéique

La conductance caractérise les pertes diélectriques de l'isolant séparant les deux conducteurs. Ce dernier n'est pas parfait car il présente une conductivité non nulle et un courant de fuite transversal existe. Un isolant placé entre deux conducteurs peut être modélisé par un circuit parallèle composé de la capacité entre les deux conducteurs et de la résistance d'isolement de l'isolant (Figure 14).

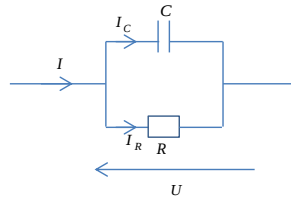


Figure 14. Circuit équivalent d'un isolant placé entre deux conducteurs

Le déphasage entre la tension U entre les deux conducteurs et le courant de fuite I est noté φ . L'angle de perte est défini comme l'angle complémentaire de φ (Figure 15).

$$\tan \delta = \frac{1}{\tan \varphi} = \frac{1}{RC\omega} = \frac{G}{C\omega} \quad \text{Équation 46}$$

$$G = C\omega \tan \delta \quad \text{Équation 47}$$

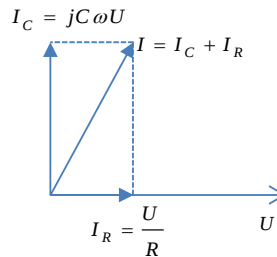


Figure 15. Angle de pertes

2.2 Techniques de mesure

2.2.1 Paramètres S

A partir des équations de propagation d'une onde le long d'une ligne de transmission, il est possible d'exprimer la matrice S (Equation 48) en fonction des paramètres du câble [Papaz04]. Z_0 est l'impédance de référence des ports, Z_C et γ les paramètres secondaires du câble et l sa longueur.

$$\begin{pmatrix} \bar{S}_{11} & \bar{S}_{21} \\ \bar{S}_{12} & \bar{S}_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{D_s} \begin{pmatrix} (\bar{Z}_C^2 - Z_0^2) \sinh(\bar{\gamma} l) & 2Z_C Z_0 \\ 2Z_C Z_0 & (\bar{Z}_C^2 - Z_0^2) \sinh(\bar{\gamma} l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 48}$$

$$\text{Avec } D_s = 2Z_0 \bar{Z}_C \cosh(\gamma l) + (\bar{Z}_C^2 + Z_0^2) \sinh(\bar{\gamma} l)$$

L'équation matricielle (48) permet d'exprimer les paramètres secondaires du câble (Z_C, γ) en fonction des paramètres S :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{l} \cosh^{-1} \left(\frac{1 - \bar{S}_{11}^2 + \bar{S}_{21}^2}{2\bar{S}_{21}} \right) \quad \text{Équation 49}$$

$$\bar{Z}_C = Z_0 \sqrt{\frac{(1 + \bar{S}_{11})^2 - \bar{S}_{21}^2}{(1 - \bar{S}_{11})^2 + \bar{S}_{21}^2}} \quad \text{Équation 50}$$

Les paramètres primaires RLCG sont déduits des paramètres secondaires selon les équations 19-22 (page 43).

2.2.2 Impédances en court-circuit et circuit ouvert

La connaissance des impédances en court-circuit et en circuit ouvert permet de déterminer les paramètres primaires et secondaires du câble.

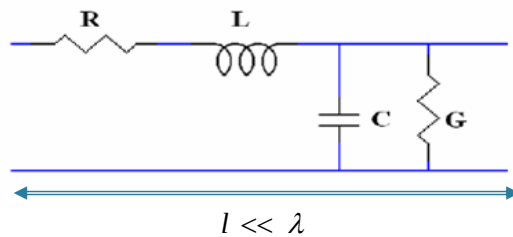


Figure 16. Circuit équivalent d'une portion infinitésimale de ligne de transmission

Lorsque la sortie est en court-circuit, C et G deviennent négligeables. L'impédance de court-circuit Z_{cc} est ainsi donnée par :

$$Z_{cc} = R + jL \omega \quad \text{Équation 51}$$

En circuit ouvert, le courant de sortie est négligeable et son impédance Z_{co} est équivalente à $G//C$ (Equation 52).

$$(Z_{co})^{-1} = G + jC \omega \quad \text{Équation 52}$$

De ces deux équations précédentes, on en déduit les 4 paramètres primaires.

$$R = \text{réel} (Z_{cc}) \quad \text{Équation 53}$$

$$L = \text{imag} (Z_{cc}) / \omega \quad \text{Équation 54}$$

$$G = \text{réel} (Z_{co}^{-1}) \quad \text{Équation 55}$$

$$C = \text{imag} (Z_{co}^{-1}) / \omega \quad \text{Équation 56}$$

Les impédances court-circuit et circuit ouvert sont mesurables avec un analyseur d'impédance. La longueur de l'échantillon l doit être très petite devant la longueur d'onde λ de façon que le morceau de câble soit considéré équipotentiel.

2.3 Comparaison des résultats et sélection de la méthode

Les 3 méthodes (formules analytiques, mesure des paramètres S, mesure des impédances en court-circuit et circuit ouvert) ont été appliquées pour un morceau de câble de type R02V dont les caractéristiques géométriques et matériaux sont données par le tableau I. Pour la méthode de la mesure à l'analyseur d'impédance, la longueur du câble est de 25cm. Cette longueur est très petite devant la longueur d'onde dans la bande [1-100] MHz et peut être considérée équipotentielle. Pour les matrices S, la longueur était de 1m.



Figure 17. Câble électrique

Tableau 1 : Caractéristiques du câble [Guezgou10]

r (mm)	D (mm)	σ	$\tan \delta$	ϵ_r
0,89	5	$5,45.10^8$	0,02	3,15

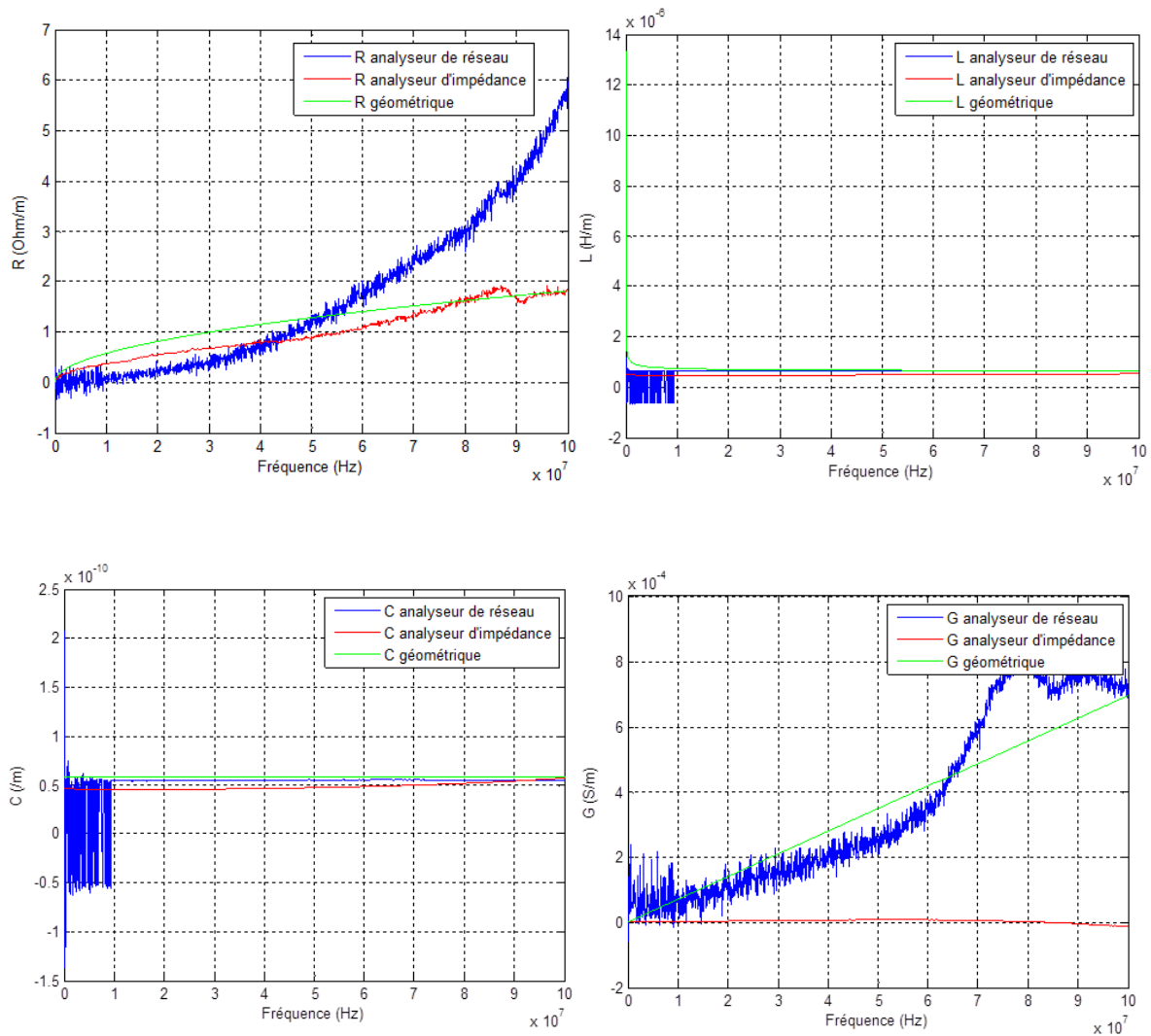


Figure 18. Paramètres primaires (RLCG) d'un câble déterminés par les différentes méthodes

La Figure 18 compare les paramètres primaires obtenus avec les différentes méthodes. La résistance R issue de la matrice S croît jusqu'à 8Ω alors que son maximum est de 2Ω pour les deux autres méthodes. La capacité et l'inductance linéiques sont en accord excepté la présence de bruit pour les valeurs issues de la matrice S dans les basses fréquences. La conductance linéique déduite des impédances court-circuit et circuit ouvert mesurées avec

l'analyseur d'impédance est environ 10 fois plus faible comparée aux valeurs des deux autres méthodes. De plus à partir de 90 MHz, cette conductance est négative.

Concernant les paramètres secondaires (Figure 19), ils sont en accord sauf le coefficient d'atténuation α déduit des impédances court-circuit et circuit ouvert qui est 5 fois plus faible. Ce résultat était prévisible vue la valeur de la conductance G correspondante car ils sont liés.

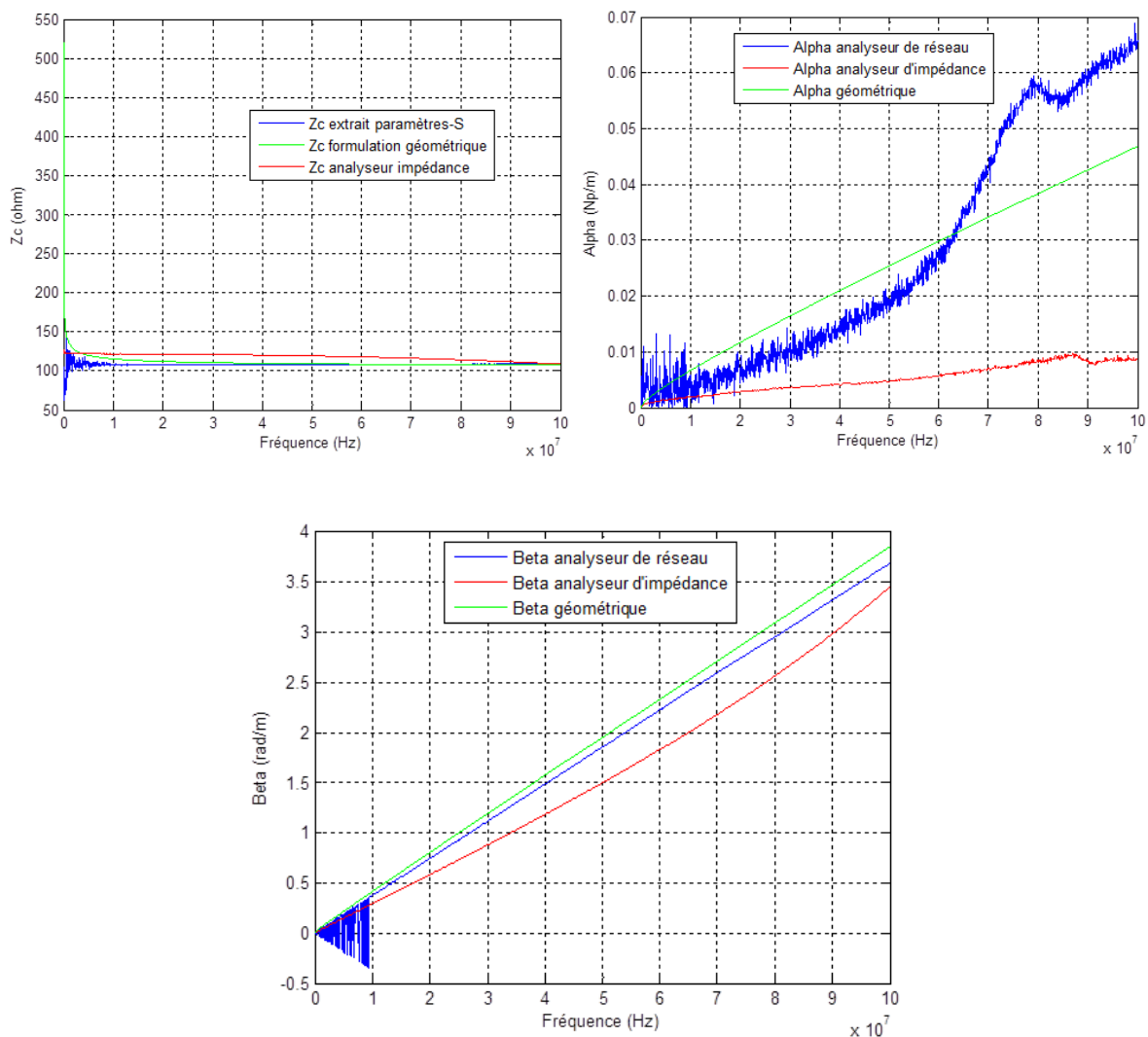


Figure 19. Paramètres secondaires (Z_c , α , β) déterminés par les différentes méthodes

Comme nous le verrons dans le paragraphe 3.5.4 (page 73), la modélisation de la fonction de transfert par les matrices chaines est très sensible aux valeurs de l'impédance caractéristique Z_c et le coefficient de propagation γ . Une faible variation induit des écarts

considérables sur les fréquences et les amplitudes des évanouissements. Le réseau simple de la Figure 27 constitué du même câble a été modélisé par la méthode des matrices chaîne en utilisant tour à tour les paramètres issus des 3 méthodes. Il s'est ainsi avéré que ce sont les valeurs issues de l'analyseur d'impédance (impédances court-circuit et circuit ouvert) qui donnent la fonction de transfert qui correspond le plus à celle mesurée. Ce sont ces valeurs qui ont été retenues pour la suite.

3 Modélisation de la fonction de transfert

3.1 Modélisation par matrice chaîne

3.1.1 Principe

Cette méthode considère le réseau électrique entre l'émetteur et le récepteur comme un quadripôle représenté par sa matrice chaîne. La matrice chaîne relie le courant et la tension à l'entrée du quadripôle à ceux de sortie. La fonction de transfert du réseau est déduite de la matrice chaîne selon l'équation 36.

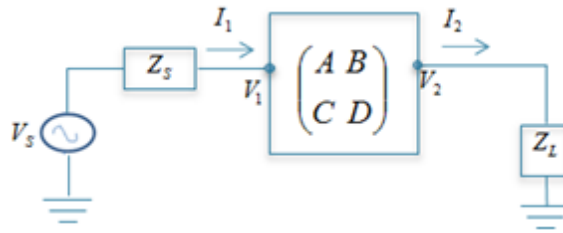


Figure 20. Réseau électrique représenté par sa matrice chaîne

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 57}$$

$$H(f) = \frac{V_2}{V_s} = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_s Z_L + DZ_s} \quad \text{Équation 58}$$

3.1.2 Calcul de la matrice chaîne d'un réseau

Soit un réseau électrique contenant M Nœuds entre l'émetteur et le récepteur, chaque nœud i comprenant N_i dérivation. La matrice T_i (i allant de 1 à M+1) est la matrice chaîne du segment i. Elle est exprimée par l'équation 59 où Z_{ci} , γ_i , l_i sont respectivement l'impédance

caractéristique, le coefficient de propagation et la longueur de la ligne de la section i . Z_{ij} est l'impédance connectée à la dérivation j du nœud i . Vu du nœud i , elle est équivalente à l'impédance ramenée Zr_{ij} qui est exprimée par (60). Lorsque la dérivation n'est pas chargée (circuit ouvert), l'équation (60) devient (61). Ces impédances ramenées par toutes les dérivations d'un même nœud i sont en parallèle et leur résultante est notée Zeq_i et exprimée par (62). Cette impédance résultante est en parallèle par rapport au trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Td_i est sa matrice chaine (63). La matrice chaine globale du réseau est le produit des matrices des quadripôles élémentaires (64). La fonction de transfert du réseau est par la suite calculée selon l'équation 58.

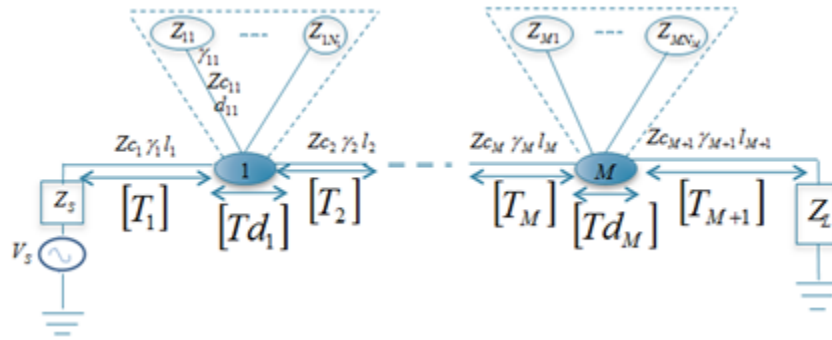


Figure 21. Notations pour le calcul de la matrice chaine d'un réseau

$$T_i = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma_i \cdot l_i) & Zc_i \sinh(\gamma_i \cdot l_i) \\ Zc_i^{-1} \sinh(\gamma_i \cdot l_i) & \cosh(\gamma_i \cdot l_i) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 59}$$

$$Zr_{ij} = Zc_{ij} \frac{Z_{ij} + Zc_{ij} \tanh(\gamma_{ij} d_{ij})}{Zc_{ij} + Z_{ij} \tanh(\gamma_{ij} d_{ij})} \quad \text{Équation 60}$$

$$Zr_{ij\ co} = Zc_{ij} \cdot \coth(\gamma_{ij} \cdot d_{ij}) \quad \text{Équation 61}$$

$$\frac{1}{Zeq_i} = \sum_{j=1}^{N_i} \frac{1}{Zr_{ij}} \quad \text{Équation 62}$$

$$Td_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Zeq_i} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 63}$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \left[\prod_{i=1}^M T_i \cdot T_{di} \right] \cdot T_{M+1} \quad \text{Équation 64}$$

3.2 Modélisation par multi trajets

Dans un réseau CPL, il y a plusieurs trajets possibles de l'émetteur au récepteur. En plus, le signal est réfléchi à chaque discontinuité d'impédance. Le signal reçu est ainsi une superposition des N premiers trajets significatifs considérés (Equation 65). Chaque trajet est caractérisé par son retard et son atténuation. Le retard du trajet i est le rapport de la distance parcourue d_i sur la vitesse de propagation v_p du signal dans les câbles électriques. Les câbles induisent une atténuation du signal qui dépend de leur coefficient d'atténuation α . Le poids du trajet g_i dépend des coefficients de réflexion ou de transmission de chaque discontinuité d'impédance traversée.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{Poids}} \underbrace{e^{-\alpha d_i}}_{\text{Attenuation}} \underbrace{e^{-j 2 \pi f \frac{d_i}{v_p}}}_{\text{Retard}} \quad \text{Équation 65}$$

3.2.1 Calcul du poids d'un trajet

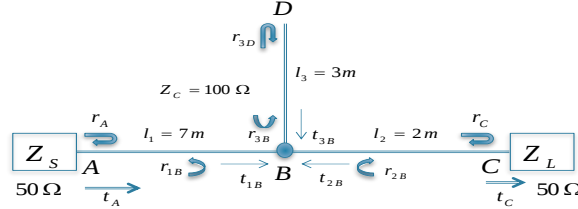


Figure 22. Réflexions et transmissions le long d'un réseau en T

Lors du passage d'un milieu d'impédance Z_1 vers un milieu d'impédance Z_2 , les coefficients de réflexion et de transmission du signal à cette discontinuité d'impédance sont donnés par les équations 66 et 67.

$$r_{12} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad \text{Équation 66}$$

$$t_{12} = 1 + r_{12} \quad \text{Équation 67}$$

Toutes les réflexions et transmissions le long du simple réseau de la Figure 22 ont été illustrées. La pondération (poids) d'un trajet est le produit des coefficients de transmission et de réflexion le long du trajet. Le Tableau 2 donne les paramètres des 3 premiers trajets.

Tableau 2. Caractéristiques des 3 premiers trajets du réseau de la Figure 22

Numéro i	Route	Distance (m)	Poids g_i
1	A-B-C	9	$g_1 = t_A \cdot t_{1B} \cdot t_C$
2	A-B-C-B-C	13	$g_2 = t_A \cdot t_{1B} \cdot r_C \cdot r_{2B} \cdot t_C$
3	A-B-D-B-C	15	$g_3 = t_A \cdot t_{1B} \cdot r_D \cdot t_{3B} \cdot t_C$

A partir d'un certain ordre, le poids g tend vers zéro car le signal a subi un grand nombre de réflexions et transmissions. Les trajets ne sont plus alors significatifs et l'algorithme s'arrête.

3.3 Modélisation par des filtres RII

Le réseau électrique est composé de plusieurs dérivations et discontinuités d'impédance. Le signal se réfléchit infiniment entre ces discontinuités voisines. Le réseau électrique est ainsi considéré comme un filtre à réponse impulsionnelle infinie. Le modèle définit des éléments dits primaires avec lesquels on peut construire n'importe quel réseau électrique. Chaque élément primaire est défini par 4 types de filtres RII exprimés en transformée en z . Ces 4 filtres représentent la transmission directe, la transmission indirecte, les réflexions à l'entrée et à la sortie de l'élément. La fonction de transfert du réseau est obtenue par concaténations successives de ces éléments primaires. Cette méthode est introduite dans [Rodrig08] et développée dans [Berger09], méthode sur laquelle nous nous basons pour cette présentation.

3.3.1 Éléments primaires

Ces éléments primaires avec lesquels il est possible de construire tout réseau électrique sont une ligne avec ou sans perte, une discontinuité d'impédance, une jonction en T, une jonction étoile (Figure 23).

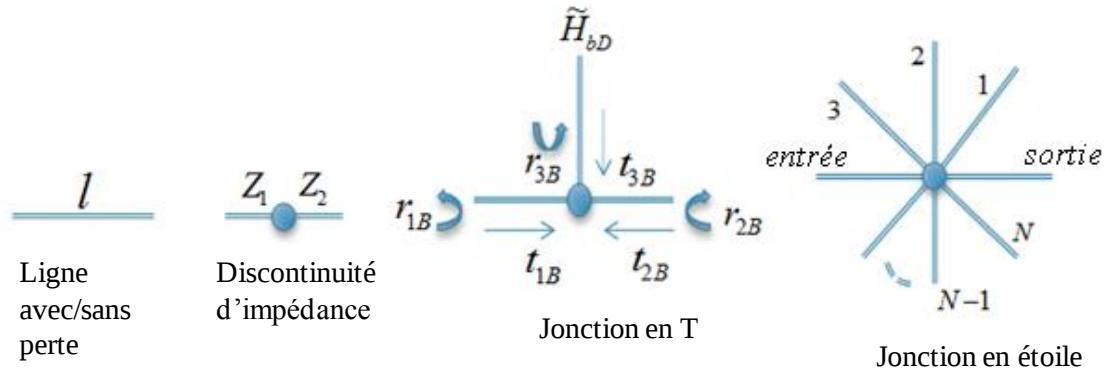


Figure 23. Eléments primaires permettant de construire un réseau [Berger09]

Chaque élément primaire est caractérisé par 4 filtres numériques (Figure 24) exprimés en transformée en z . Le filtre $\tilde{H}_b$ représente la réflexion à l'entrée, H_f la transmission directe, H_b la transmission indirecte, et $\tilde{H}_f$ la réflexion à la sortie de l'élément primaire. [Rodrig09] donne les expressions des filtres de tous les éléments primaires. Le Tableau 3 reprend seulement ceux d'une ligne sans pertes et d'une discontinuité d'impédance.

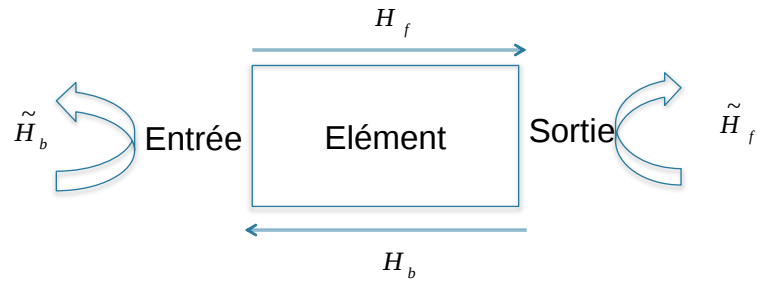


Figure 24. Quatre filtres caractérisant un élément primaire

Tableau 3: Expressions des filtres d'une ligne sans perte et d'une discontinuité d'impédance [Berger09]

Elément	H_f	H_b	$\tilde{H}_f$	$\tilde{H}_b$
Ligne sans perte	z^{-l}	z^{-l}	0	0
Discontinuité d'impédance	$\frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2}$	$\frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2}$	$\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$	$\frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}$

On voit ainsi qu'une ligne sans perte introduit tout simplement un déphasage proportionnel à sa longueur. Pour une discontinuité d'impédance, les filtres de transmission H_f , H_b sont les coefficients de transmission et les filtres de réflexion $\tilde{H}_b$, $\tilde{H}_f$ sont égaux aux coefficients de réflexion.

3.3.2 Calcul de la fonction de transfert d'un réseau

Les filtres du réseau global sont obtenus par concaténations successives de tous les éléments primaires formant le réseau. La Figure 25 montre les règles de concaténation de deux éléments primaires et les équations 68-71 expriment les nouveaux filtres obtenus.

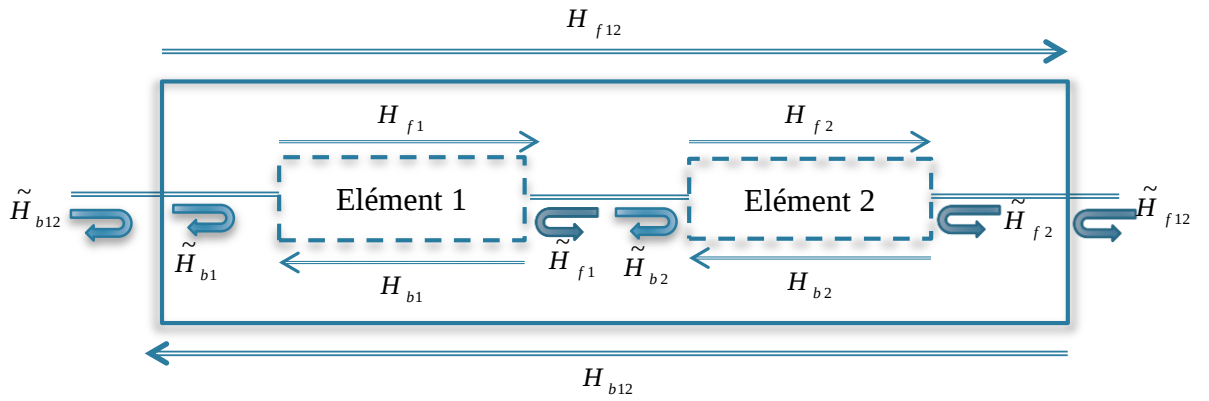


Figure 25. Concaténation de deux éléments primaires

$$H_{f1,2} = \frac{H_{f1} \cdot H_{f2}}{1 - \tilde{H}_{f1} \cdot \tilde{H}_{b2}} \quad \text{Équation 68}$$

$$H_{b1,2} = \frac{H_{f1} \cdot H_{f2}}{1 - \tilde{H}_{f1} \cdot \tilde{H}_{b2}} \quad \text{Équation 69}$$

$$\tilde{H}_{b1,2} = \tilde{H}_{b1} + \frac{H_{f1} \cdot \tilde{H}_{b2} \cdot H_{b1}}{1 - \tilde{H}_{f1} \cdot \tilde{H}_{b2}} \quad \text{Équation 70}$$

$$\tilde{H}_{f1,2} = H_{f2} + \frac{H_{b2} \cdot \tilde{H}_{f1} \cdot H_{f2}}{1 - \tilde{H}_{f1} \cdot \tilde{H}_{b2}} \quad \text{Équation 71}$$

Après la concaténation de tous les éléments primaires, la fonction de transfert $H(f)$ du réseau est donnée par le filtre H_f . Pour calculer la fonction de transfert du réseau de la Figure 22 exprimée par l'équation 72, il faut concaténer successivement la discontinuité d'impédance

au point A, la ligne avec pertes de longueur l_1 , la jonction en T au point B, la ligne avec pertes de longueur l_2 , la discontinuité d'impédance au point C.

$$H(f) = t_A \cdot t_{1B} \cdot z^{-l_1} \cdot \left(1 + \frac{t_{3B} \cdot r_D \cdot z^{-2l_3}}{1 - r_{3B} \cdot r_D \cdot z^{-2l_3}} \right) \cdot z^{-l_2} \cdot t_C \quad \text{Équation 72}$$

La dénotation z^{-l} signifie le retard causé par la ligne de longueur l . Sa valeur est donnée par (73) où $\lfloor \cdot \rfloor$ est la partie entière, T_s ($1/f_s$) la période d'échantillonnage et v_p la vitesse du signal dans la ligne. L'équation 74 rappelle l'expression de z dans la transformée en z . La fréquence d'échantillonnage f_s doit respecter le théorème de Shannon. Elle doit être deux fois supérieure à la fréquence maximale de la bande de modélisation (exemple 200 MHz si on veut la fonction de transfert jusqu'à 100 MHz).

$$\{z^{-l}\} = z^{-\left\lfloor \frac{l}{T_s \cdot v_p} \right\rfloor} \quad \text{Équation 73}$$

$$z = e^{j2\pi \frac{f}{f_s}} \quad \text{Équation 74}$$

3.4 Modélisation par approche circuit

Cette méthode est basée sur la représentation d'un câble électrique assimilé à une ligne de transmission par son circuit électrique équivalent (Figure 8, page 39). Les paramètres primaires R , L , C , G des câbles constituant le réseau sont déterminés pour une longueur élémentaire. Plusieurs circuits sont alors mis en cascade pour obtenir une longueur de câble voulue. Après la représentation électrique du réseau entier, on peut utiliser un logiciel de simulation circuit comme LTSpice ou une méthode analytique pour déterminer la fonction de transfert du réseau.

Pour beaucoup de câbles, les paramètres L et C sont quasi constantes (Figure 18) alors que la résistance et la conductance varient avec la fréquence. La variation fréquentielle de la résistance est modélisée par une combinaison de résistances et d'inductances en escaliers, celle de la conductance par une association de résistances parallèles et de capacités série (Figure 26). La Figure 26 [Chariag13] donne le circuit électrique équivalent de 25 cm du même câble de la section 2.3. Cette méthode est applicable dans le domaine fréquentiel et temporel. L'inconvénient de cette méthode est le nombre conséquent de cellules qu'il faut mettre en cascade pour obtenir de grandes longueurs. Les valeurs des différentes résistances,

inductances et capacités modélisant la variation fréquentielle des paramètres sont obtenues par fitting en utilisant des algorithmes génétiques [Chariag13].

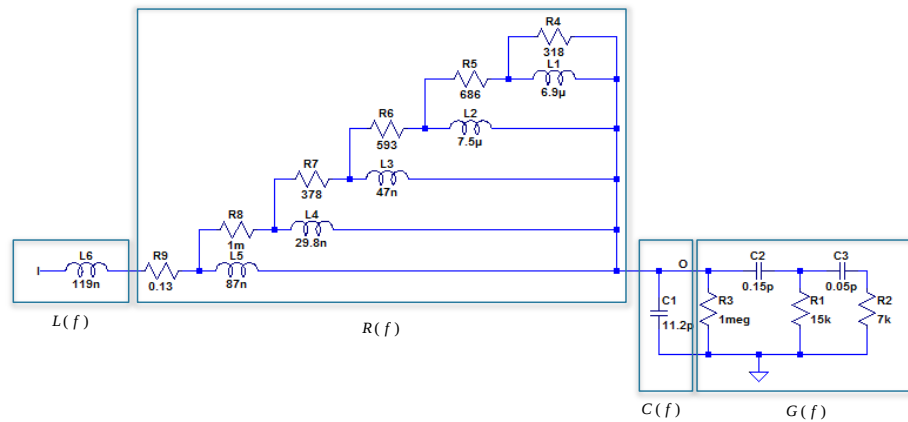


Figure 26.Circuit électrique équivalent de 25 cm du câble de la Figure 17

3.5 Comparaison des méthodes

Afin de faire un choix judicieux de la méthode qui sera la base de notre outil de modélisation et de diagnostic d'un réseau électrique donné, nous allons comparer ces 4 méthodes à l'aide de critères plus ou moins importants : les connaissances préalables à leur application, leur précision et leur limite, leur sensibilité à l'incertitude sur les données préalables, et leur difficulté d'implémentation.

3.5.1 Mesures préalables

En plus de l'architecture du réseau électrique, les paramètres secondaires du câble utilisé, à savoir l'impédance caractéristique Z_c et le coefficient de propagation γ doivent être connus pour toutes les méthodes déterministes comme évoqués au premier chapitre.

3.5.2 Implémentation

Ce critère n'est pas décisif dans le choix d'une méthode mais donne une indication du degré de difficulté de programmation de chaque méthode. L'expression de la fonction de transfert des multi trajets paraît simple. Néanmoins, le nombre de trajets augmente exponentiellement en présence de plusieurs dérivations. Le calcul des paramètres (poids, retards) des nombreux trajets peut être long si l'algorithme n'est pas optimisé. La sélection des trajets significatifs ou le critère d'arrêt est l'autre point de difficulté.

Pour l'approche circuit, l'étape laborieuse est la détermination du circuit (Figure 26) modélisant la variation fréquentielle des paramètres primaires du câble (ici réseau R-L en

échelle pour l'évolution de la résistance linéique, réseau R-C en parallèle pour la variation de la conductance linéique. La minimisation de l'erreur entre la mesure et le modèle peut se faire en utilisant une méthode d'optimisation comme la méthode des moindres carrés, les algorithmes génétiques, etc. Par exemple pour les algorithmes génétiques, il faut déterminer la fonction objective à minimiser, les paramètres permettant de calculer cette fonction objective dont on doit préciser les valeurs initiales (si elles sont mal choisies, l'algorithme ne converge pas) et l'intervalle de recherche pour chaque paramètre, etc. Toutes les étapes sont détaillées dans [Chariag13, p113-114].

L'implémentation des méthodes basées sur les matrices chaines et les filtres RII ne comporte aucune difficulté particulière.

3.5.3 Précision

C'est le critère le plus déterminant pour le choix de la méthode qui sera la base du simulateur. La précision du modèle est la capacité à produire la fonction de transfert qui correspond parfaitement aux mesures. Elle est évaluée par la correspondance exacte des fréquences d'évanouissement et de leurs amplitudes, ainsi que l'amplitude hors évanouissements.

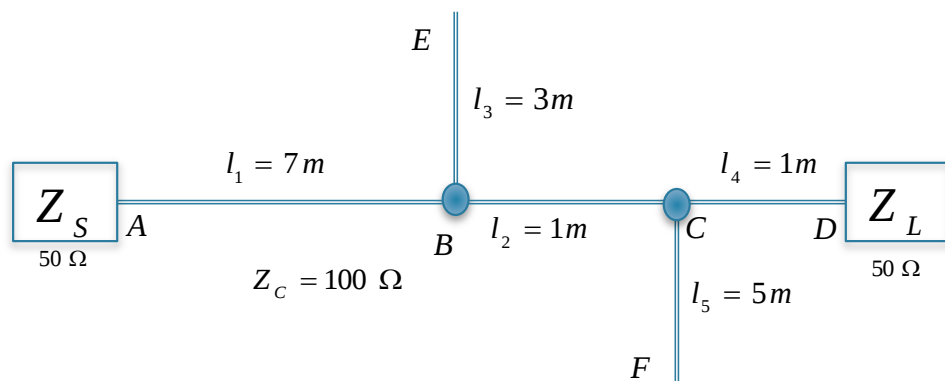


Figure 27. Réseau électrique avec deux dérivation

Le réseau simple de la Figure 27 servira d'exemple dans la comparaison de la précision des différentes méthodes. Il est constitué du même câble de la Figure 17 (page 58). Les valeurs des paramètres issues des impédances en court-circuit et circuit ouvert ont été retenues (Figure 18, page 59). L'impédance caractéristique des câbles du réseau est constante et égale à 100Ω . Le coefficient de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$ est repris seul à la Figure 28.

Les fonctions de transfert données par les différentes méthodes sont comparées aux

mesures à la Figure 29.

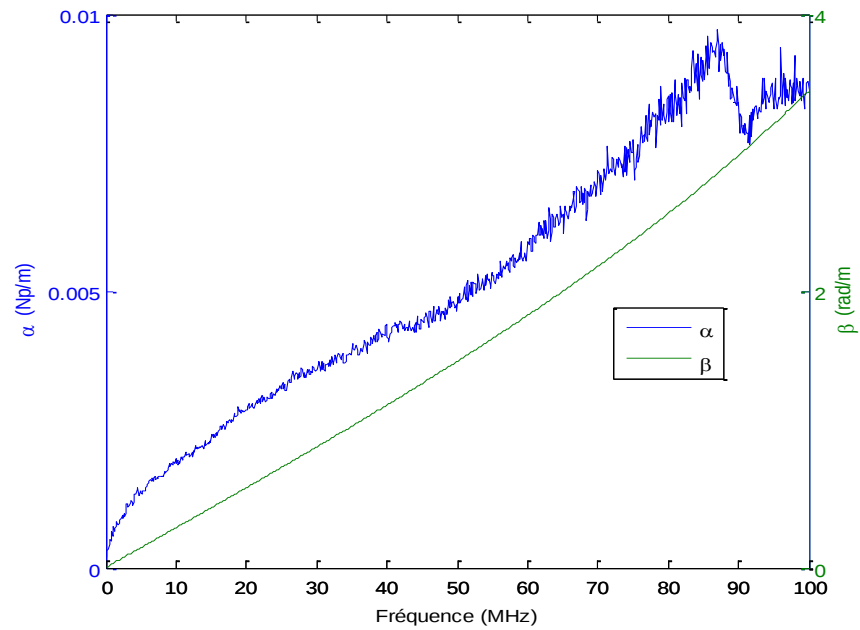


Figure 28. Coefficient de propagation $\gamma=\alpha+j\beta$ des câbles électriques du réseau de la Figure 27

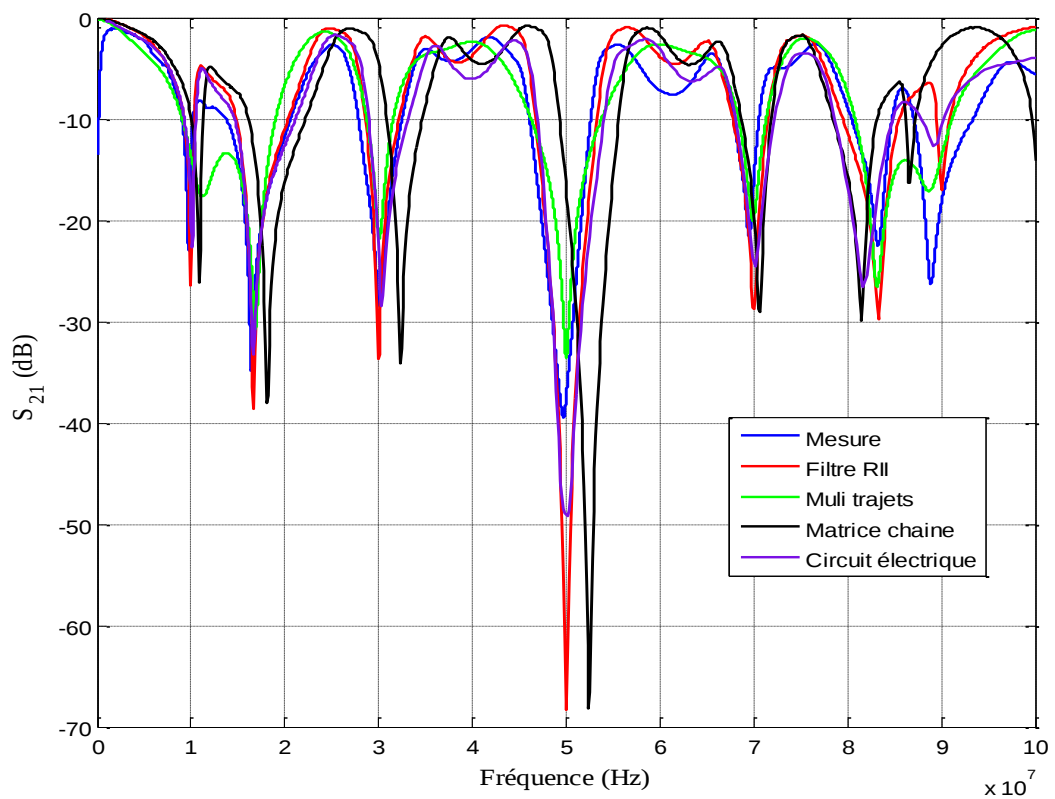


Figure 29. Comparaison des fonctions de transfert des différentes méthodes

3.5.3.1 Fréquences d'évanouissement

Les fréquences d'évanouissement sont les fréquences auxquelles les dériviations sont vues plus ou moins comme un court-circuit sur le chemin direct entre l'émetteur et le récepteur (points B et C). Dans ce cas l'onde est totalement réfléchie sans atteindre le récepteur. Les dériviations n'étant pas chargées (circuit ouvert), le circuit ouvert est transformé en court-circuit si la longueur de la dérivation l est égale à un quart d'onde ou à son multiple impair (Equation 75). Les fréquences d'évanouissement sont alors exprimées par l'équation 76 où v (2.10^8m/s) est la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne. Le Tableau 4 donne les fréquences d'évanouissement attendues au vu de la longueur des dériviations.

Tableau 4 : Fréquences d'évanouissement de la fonction de transfert du réseau de la Figure 27

	Fréquences d'évanouissement (MHz)				
	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4
$l_5=5\text{m}$	10	30	50	70	90
$l_3=3\text{m}$	16,7	50	84		

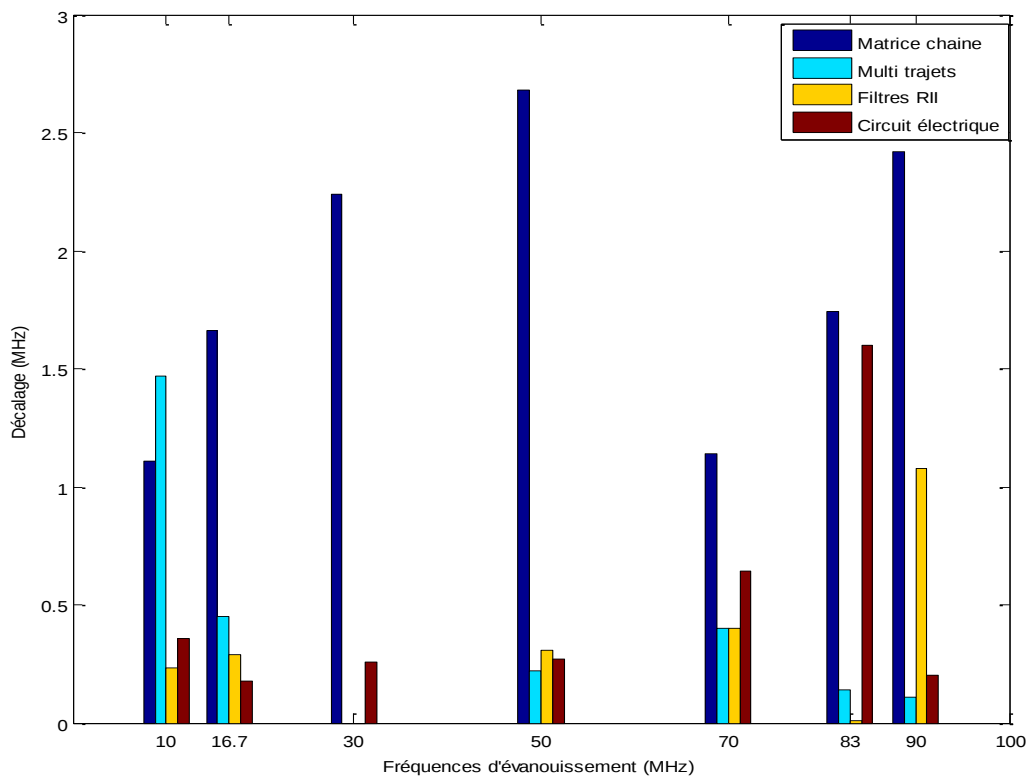


Figure 30. Décalages fréquentiels des évanouissements donnés par les 4 méthodes par rapport aux mesures

$$l = (2n + 1) \frac{\lambda}{4} \quad \text{Équation 75}$$

$$f_n = (2n + 1) \frac{v}{4l} \quad \text{Équation 76}$$

La Figure 30 donne les décalages fréquentiels des évanouissements des différentes méthodes par rapport aux mesures. Les méthodes des multi trajets et des filtres numériques présentent les plus faibles écarts moyens. La méthode basée sur les matrices chaines présente les plus grands décalages. Nous verrons dans la section 3.5.4 que ces décalages sont dus à la sensibilité de la méthode des matrices chaines à l'incertitude sur les paramètres secondaires du câble par rapport aux autres méthodes.

3.5.3.2 Amplitudes des évanouissements

La Figure 31 présente la différence d'amplitudes des évanouissements par rapport aux mesures. D'une part, les méthodes basées sur les multi trajets et les circuits électriques possèdent les faibles écarts. Pour la matrice chaine et les filtres numérique, l'écart est du même ordre de grandeur que les autres méthodes excepté à 50 MHz où il atteint 28 dB. L'évanouissement à 50 MHz est induit à la fois par la dérivation de 3m et de 5m (Tableau 4). Pour ces deux méthodes, l'évanouissement est alors double à cette fréquence alors qu'il ne devait pas l'être.

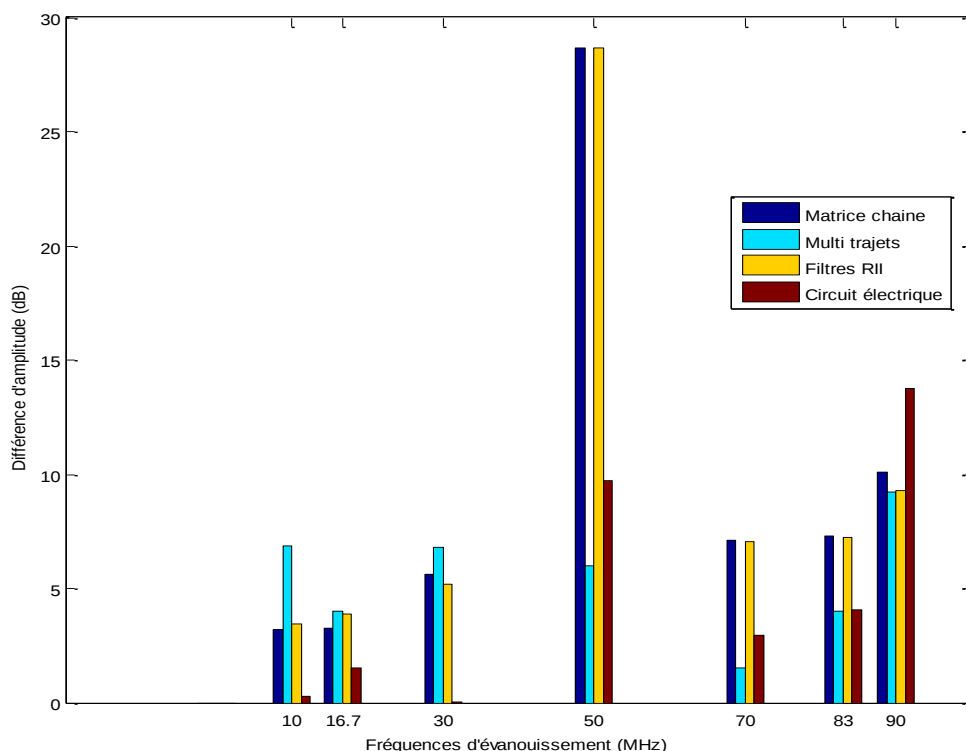


Figure 31. Différence d'amplitude des évanouissements des différentes méthodes par rapport aux mesures (Figure 29)

3.5.4 Sensibilité à l'incertitude sur les paramètres des câbles

Les paramètres secondaires du câble (Z_c , γ) préalables à l'application de ces méthodes sont connus ou déterminés à une incertitude près. Ainsi, l'effet de leur variation de 10% sur la fonction de transfert a été évalué pour toutes les méthodes. Les résultats sont résumés dans le Tableau 5.

Les méthodes basées sur les multi trajets et les filtres RII sont très robustes vis-à-vis des paramètres secondaires. Leur variation a un effet minime à la fois sur les fréquences d'évanouissement et sur l'amplitude. Les méthodes basées sur les matrices chaines et la représentation électrique sont très sensibles aux valeurs du coefficient de propagation. La variation induit un décalage important des évanouissements (Figure 32). D'après l'équation 76, le décalage introduit sur le premier évanouissement est multiplié par 3, 5, 7, etc. en haute fréquence. La précision de ces deux méthodes est ainsi fortement liée à la détermination exacte de ces paramètres secondaires du câble constituant le réseau.

Tableau 5 : Effet de l'augmentation de 10% des paramètres secondaires du câble sur la fonction de transfert du réseau de la Figure 29

	Matrice chaine	Multitrajets	Filtres RII	Circuit électrique
Coefficient de propagation γ	Décalage important des évanouissements	Ecart d'amplitude < 0.5 dB	Ecart d'amplitude < 0.5 dB	Décalage important des évanouissements
Impédance caractéristique Z_c	Ecart d'amplitude < 0.4 dB	Ecart d'amplitude < 0.5 dB	Ecart d'amplitude < 0.5 dB	Décalage important des évanouissements

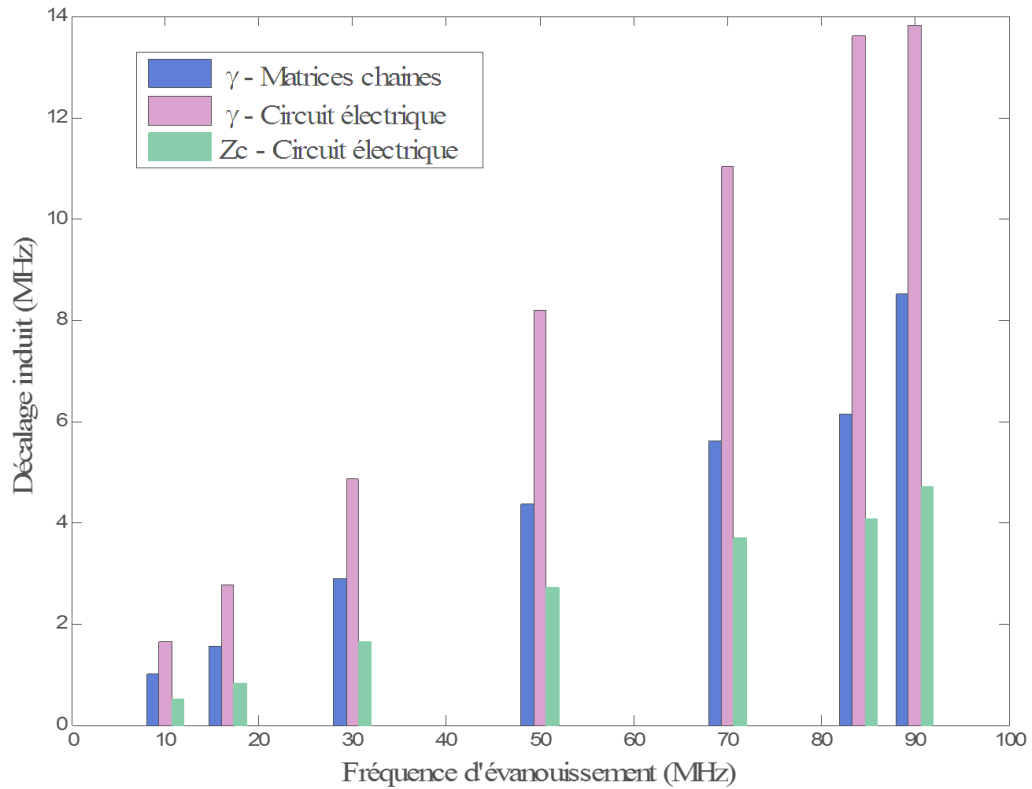


Figure 32. Décalage des fréquences d'évanouissement de la Figure 29 induit par une augmentation de 10% des paramètres secondaires du câble (Z_c , γ)

3.5.5 Capacité à modéliser toutes les topologies

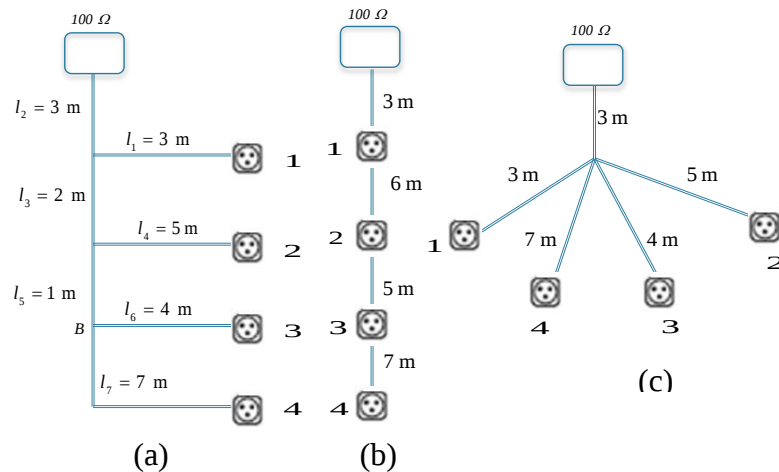


Figure 33 : Réseaux correspondants aux topologies élémentaires : dérivation (a), repiquage (b), étoile (c)

La topologie du réseau peut être dérivation, étoile, cascade (Figure 6, page 36) ou une combinaison de ces trois configurations. La méthode choisie devra être précise indépendamment de la topologie du réseau. Trois réseaux correspondant à ces topologies

élémentaires ont été montés. Chaque réseau comprend 4 prises et est constitué du même câble de la Figure 17 (page 58). La capacité de chaque méthode à modéliser précisément les 3 topologies est évaluée en comparant les simulations aux mesures.

3.5.5.1 Méthode des multi trajets

La méthode des multi trajets a été capable de modéliser correctement les pertes d'insertion entre toutes les prises pour les 3 topologies. Les Figure 34 à Figure 36 donnent un exemple pour chaque topologie.

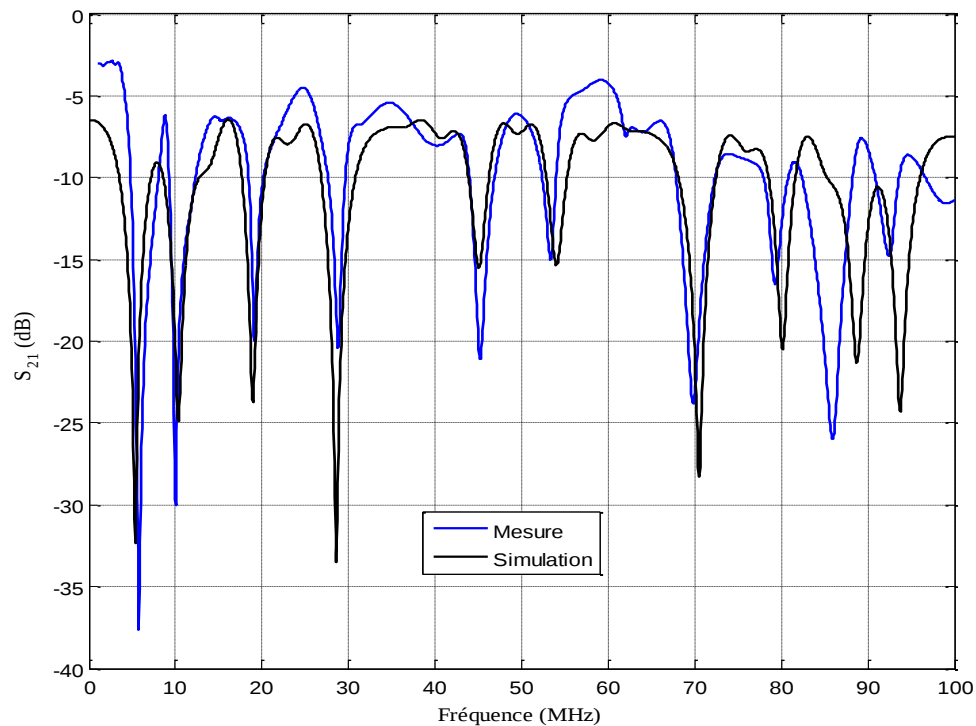


Figure 34. Méthode des multi trajets-pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau dérivation (Figure 33 (a))

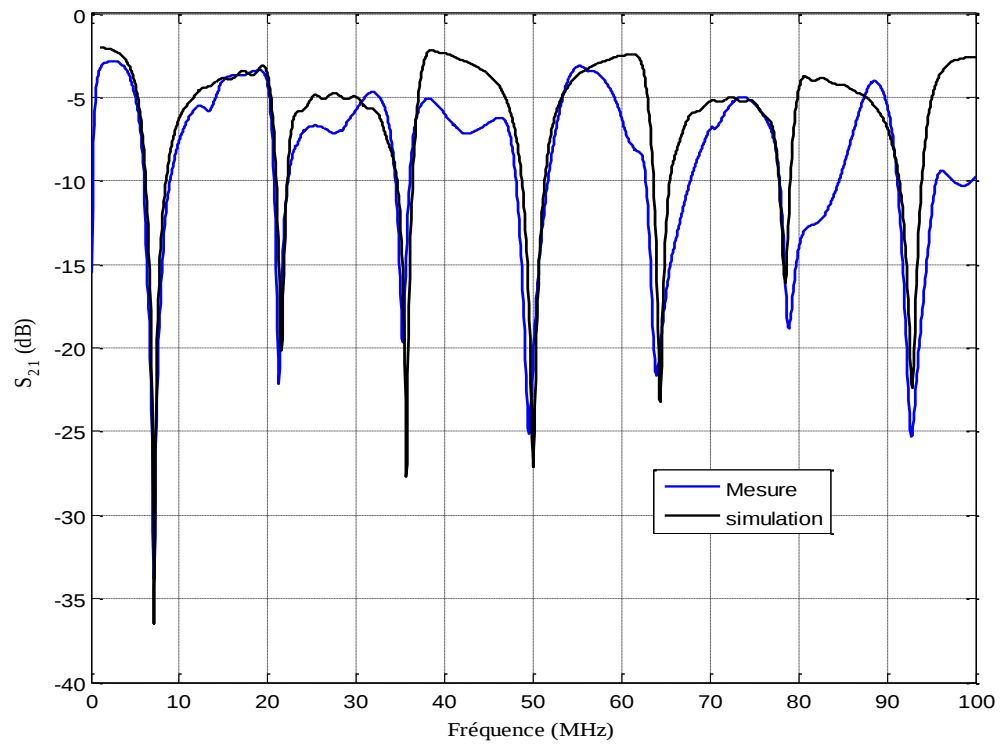


Figure 35. Méthode des multi trajets-Pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau repiquage (Figure 33 (b))

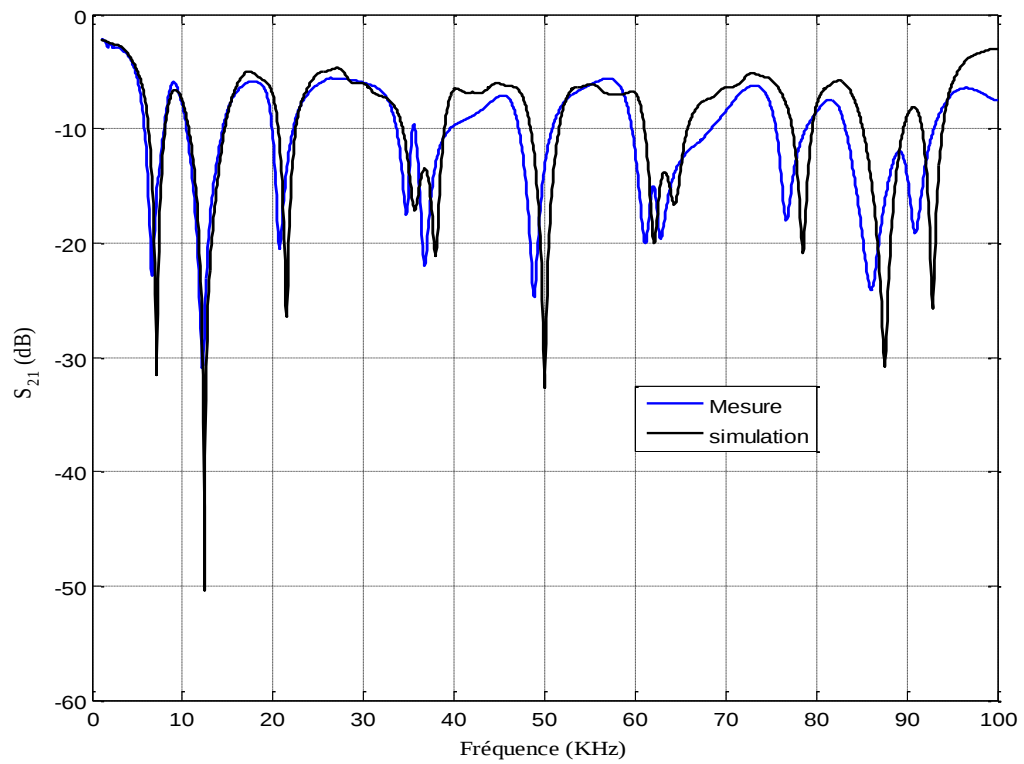


Figure 36. Méthode des multi trajets, pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau étoile (Figure 33 (c))

3.5.5.2 Méthode des filtres RII

La méthode des filtres modélise aussi correctement les topologies étoile (exemple Figure 39), cascade (exemple Figure 38) et dérivation avec des dérivation internes (exemple Figure 37). Malheureusement, en présence de dérivation externes, la méthode s'est avérée non applicable tel que définie dans [Berger09]. Considérons par exemple la communication entre les prises 1 et 2 de la topologie dérivation. Dans ce cas, les dérivation l_6 et l_7 sont qualifiés d'externes car elles ne sont pas connectées au trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Le point B ne correspond à aucun élément primaire tel que les éléments sont définis à la Figure 23 (page 65). En effet, le point B n'est pas une jonction en T ou en étoile car la prise 4 n'est pas le récepteur. Il faudrait ainsi définir un nouvel élément primaire non défini dans l'article [Berger09] qui n'a qu'un seul accès et qui serait caractérisé seulement par le filtre de réflexion à l'entrée $\tilde{H}_b$.

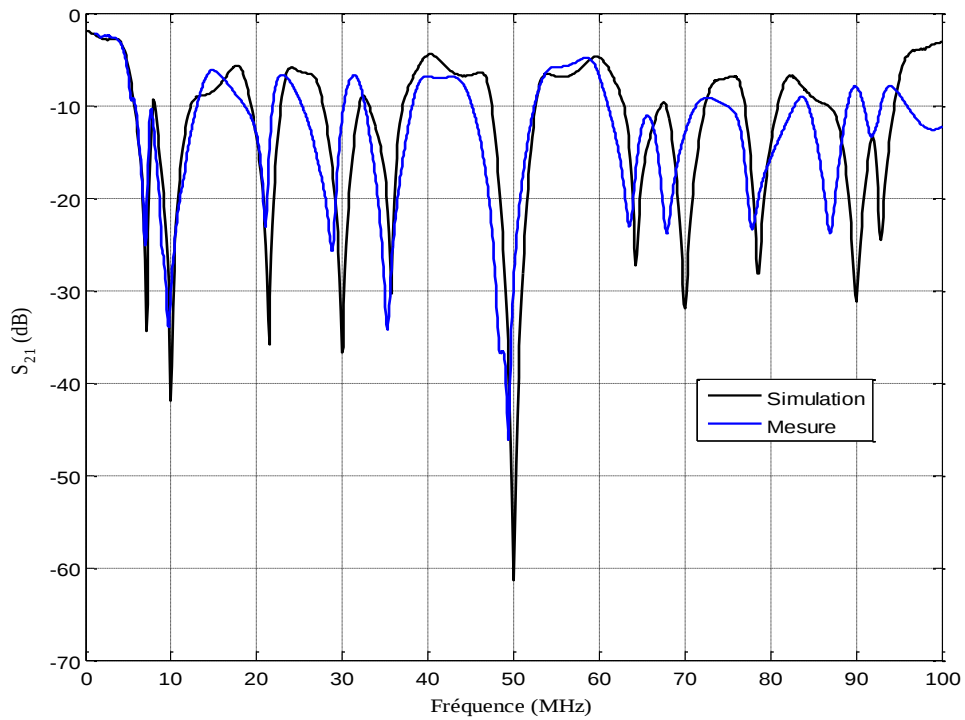


Figure 37. Méthode des filtres RII, pertes d'insertion entre les prises 1 et 3 du réseau dérivation (Figure 33 (a))

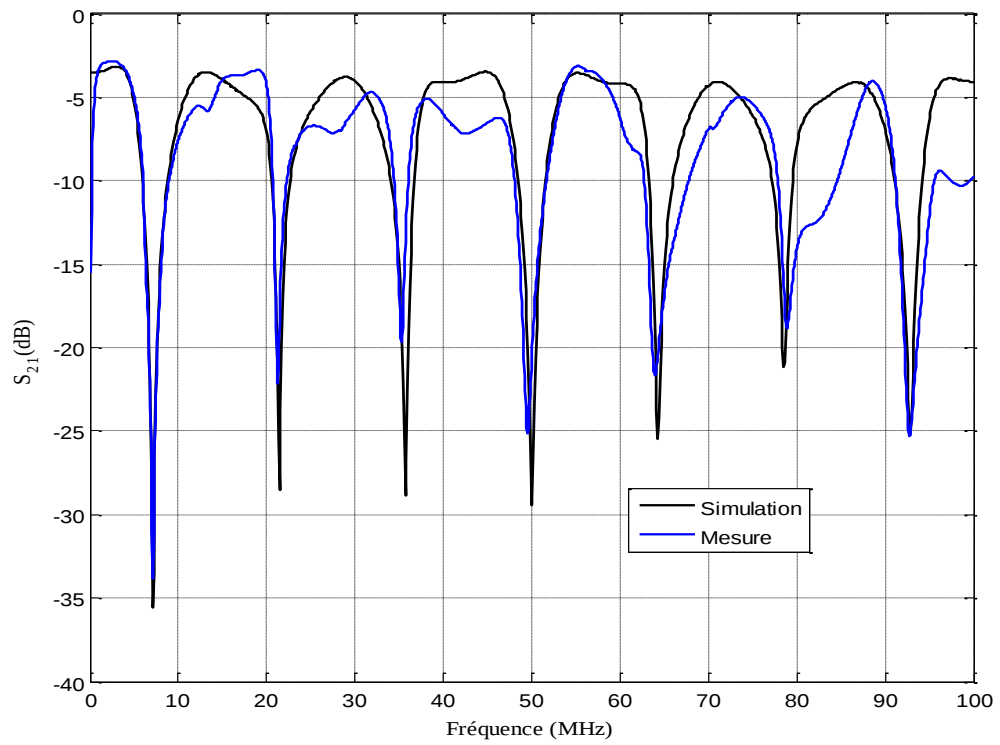


Figure 38. Méthode des filtres RII, pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau repiquage (Figure 33 (b))

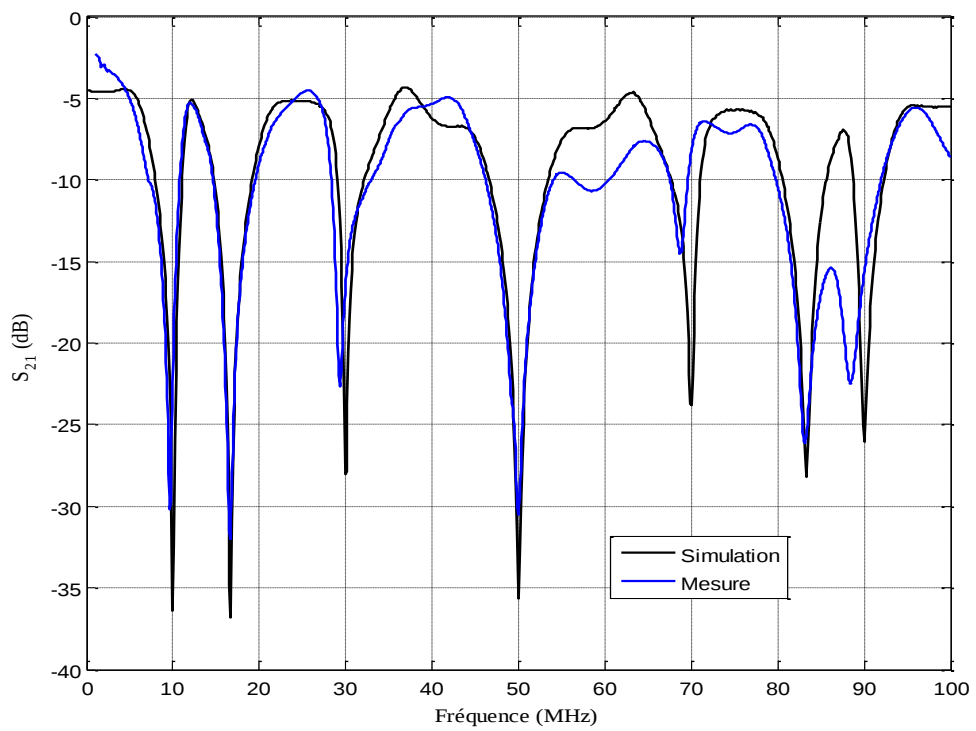


Figure 39. Méthode des filtres RII, Pertes d'insertion entre les prises 3 et 4 du réseau étoile (Figure 33 (c))

3.5.5.3 Méthode des matrices chaines

La méthode des matrices chaines a modélisé correctement la topologie cascade (exemple Figure 40) et la topologie dérivation avec des dérivation internes (connectées au trajet direct).

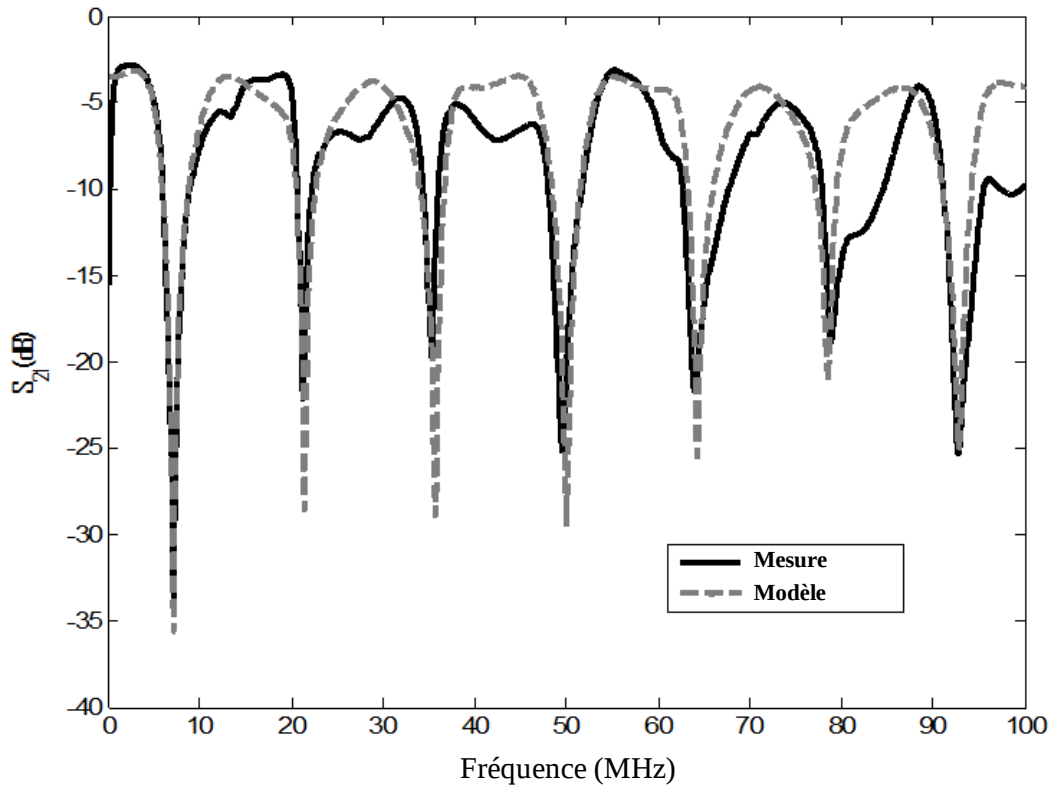


Figure 40. Pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau cascade (Figure 33 (b)) calculées par la méthode des matrices chaines

Par contre, les calculs et les mesures n'ont pas été totalement en accord pour la topologie étoile (exemple Figure 41) mais surtout pour la topologie dérivation avec des branches externes (Figure 42). L'incertitude sur les paramètres secondaires du câble dégrade fortement la précision de la méthode des matrices pour les topologies étoile et dérivation avec des dérivation externes. Pour cette méthode, toutes les dérivation entre l'émetteur et le récepteur sont remplacées par l'impédance vue sur le trajet direct. Dans ces topologies, le calcul de cette impédance équivalente se fait en plusieurs étapes (impédances ramenées) et l'erreur induite à chaque étape par l'incertitude sur les paramètres secondaires du câble (Z_c , γ) augmente. Au final, la modélisation et les mesures ne sont plus en accord. Considérons la modélisation des pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 de la topologie dérivation (Figure 33 a). Les simulations et les mesures sont largement différentes (Figure 42).

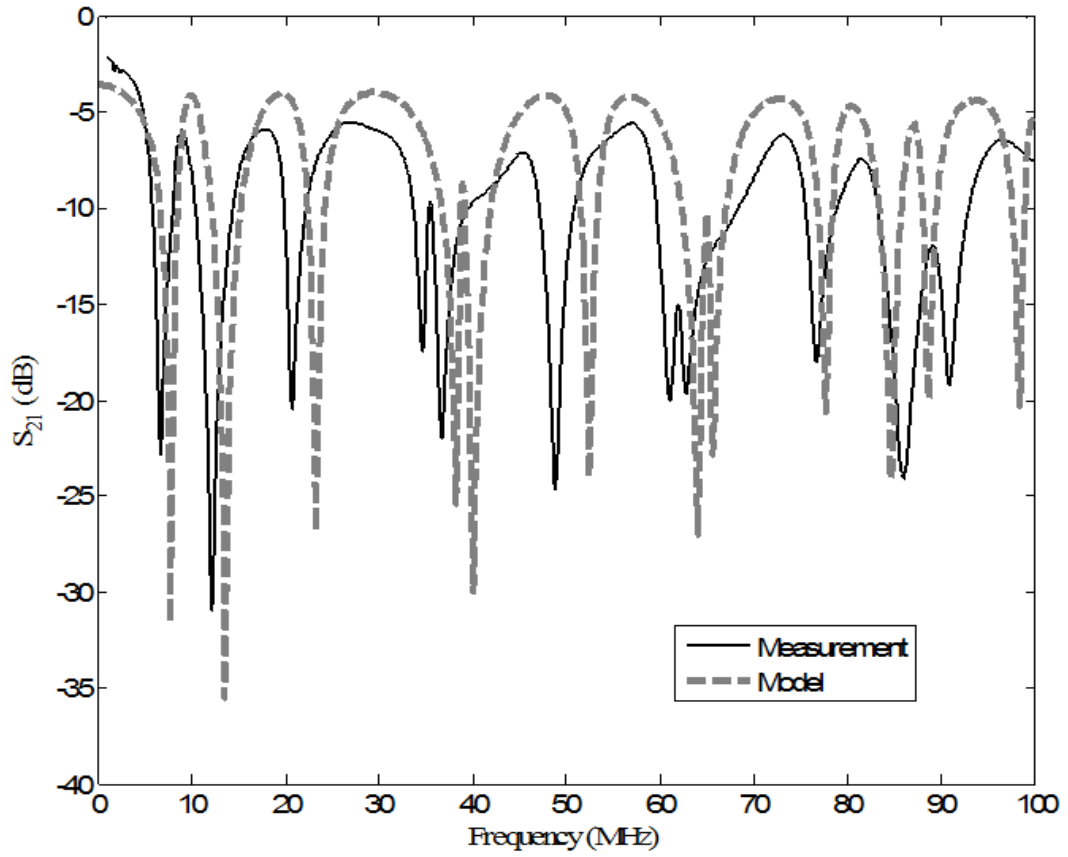


Figure 41. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau étoile (Figure 33 (c)) calculées par la méthode des matrices chaines

La Figure 43 donne le circuit équivalent entre les prises 1 et 2 selon la méthode des matrices chaines. Comme l'impédance caractéristique des câbles est égale à 100Ω , la ligne l_2 est adaptée et $Z_{eq1}=100\Omega$. Les impédances Z_6 et Z_7 équivalentes des lignes l_6 et l_7 sont exprimées par l'Equation 61 (page 62) où d représente les longueurs respectives. L'impédance Z_{67} vue à l'intersection de ces deux lignes est $Z_6//Z_7$. Z_{eq2} est finalement l'impédance vue à l'entrée de la ligne l_5 . Elle est donnée par l'Équation 60 (page 62) où Z représente Z_{67} et d la longueur l_5 . Ces impédances calculées ont été comparées avec les mesures effectuées à l'aide d'un analyseur d'impédance en déconnectant à chaque fois les câbles concernés. Les Figure 44 & 45 comparent respectivement Z_7 et Z_{eq2} calculées aux mesures.

$$Z_{67} = Z_6^{-1} + Z_7^{-1} \quad \text{Équation 77}$$

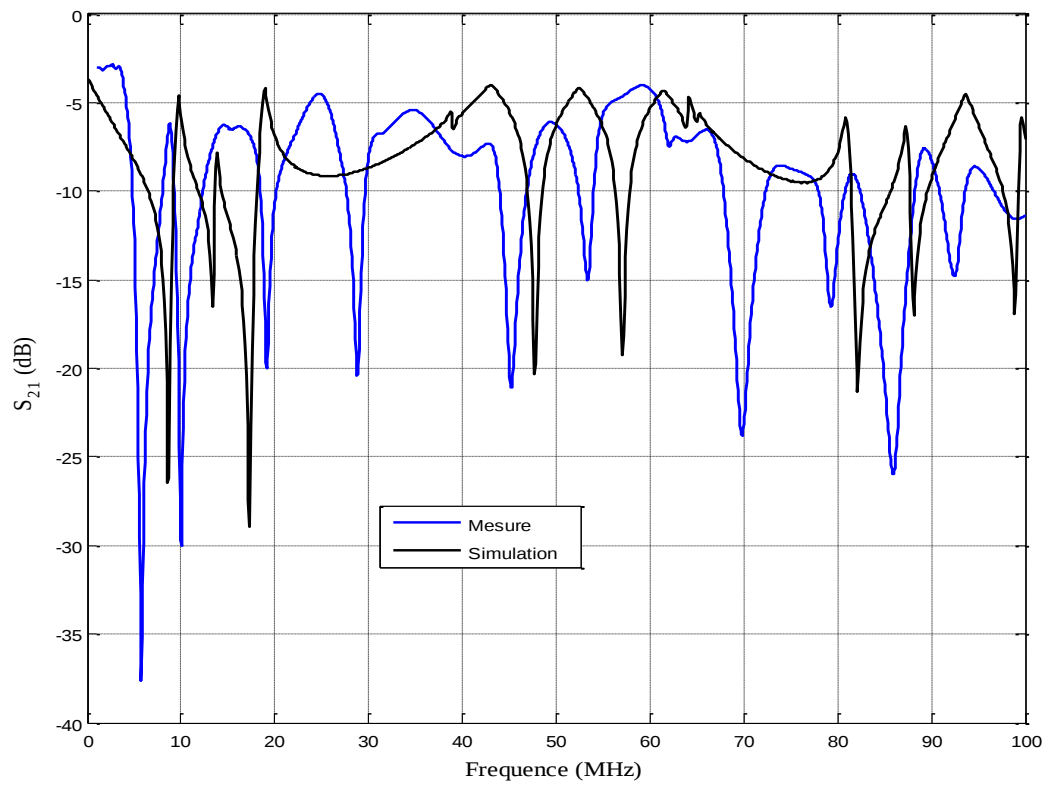


Figure 42. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau dérivation de la Figure 33 (a) calculées par la méthode des matrices chaines

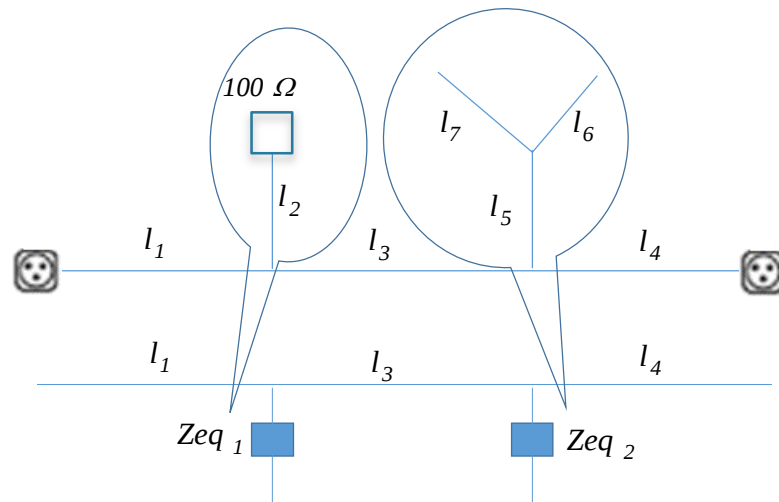


Figure 43. Communication entre les prises 1 et 2 de la Figure 33 (a)- Circuit électrique équivalent selon la méthode des matrices chaines

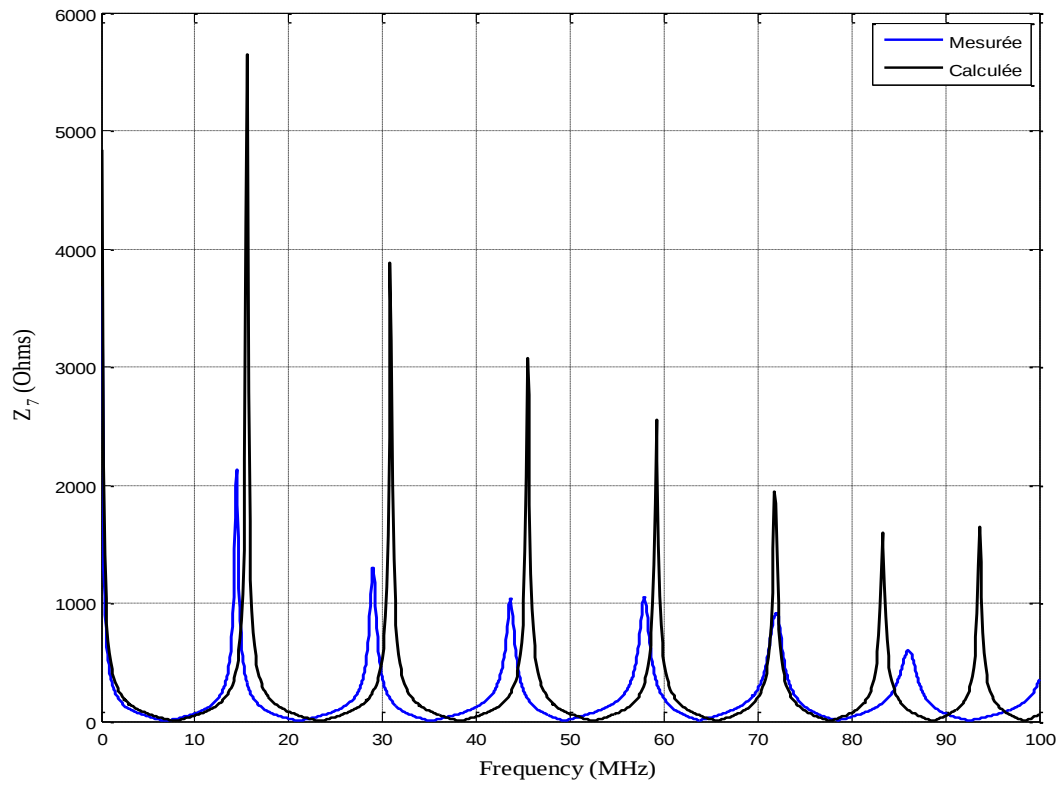


Figure 44.L'impédance Z_7 calculée et mesurée

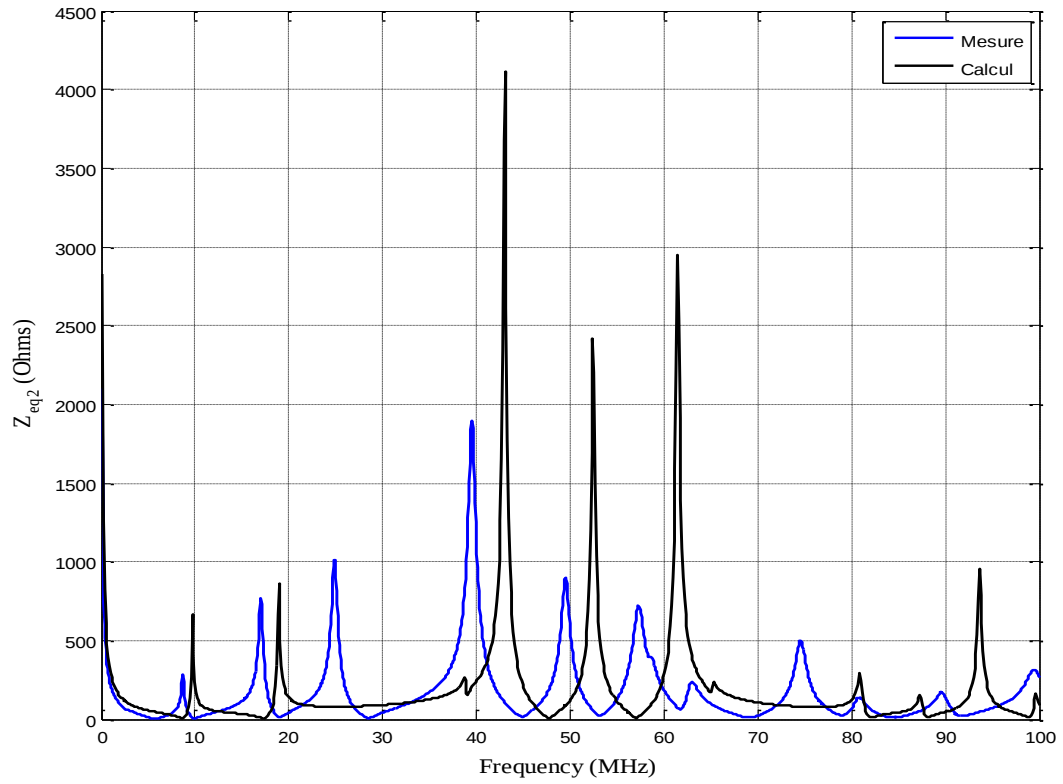


Figure 45. L'impédance Z_{eq2} calculée et mesurée

Le décalage fréquentiel induit est prononcé pour l'impédance finale Z_{eq2} car cette dernière est calculée en 4 étapes et l'erreur augmente à chaque étape. Ce décalage fréquentiel de la Figure 45 va ainsi se répercuter sur le résultat de la Figure 42 car les évanouissements de cette dernière correspondent aux points d'impédance nulle de la première. Si l'impédance mesurée Z_{eq2} est prise dans l'algorithme de la méthode, les simulations et les mesures sont alors en accord (Figure 46), ce qui veut dire que c'est Z_{eq2} calculée qui induit le non concordance entre les fonctions de transfert mesurée et calculée. L'erreur sur Z_{eq2} calculée prend origine à l'incertitude sur les paramètres secondaires du câble, ce qui induit des différences importantes sur les impédances ramenées calculées. Les mêmes valeurs des paramètres secondaires du câble produisent pourtant de bons résultats avec les autres méthodes. La méthode des matrices chaines n'est pas très appropriée pour des topologies où les impédances des dérivation ramenées sur le trajet direct se calculent en plusieurs étapes, à savoir les topologies étoile et dérivation avec des branches externes.

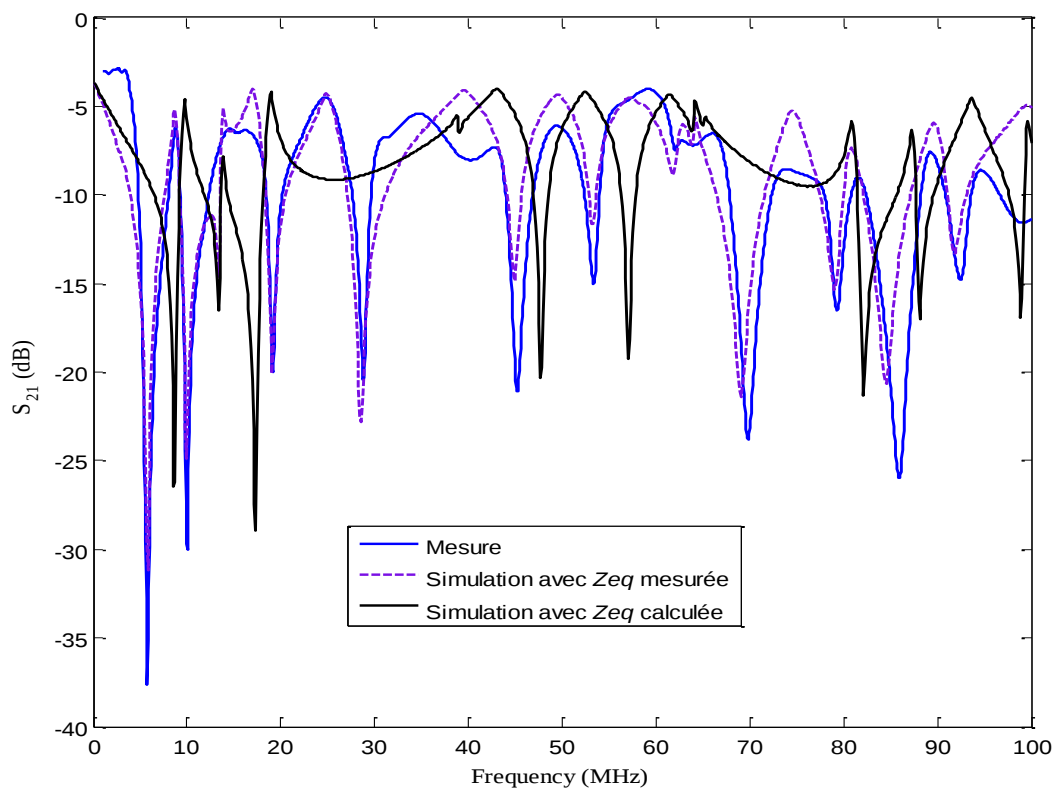


Figure 46. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 (Figure 33 (a)) si on prend Z_{eq2} mesurée dans l'algorithme

3.5.6 Conclusion

L'amplitude d'un évanouissement induit à la fois par deux ou plusieurs dérivations n'est pas correctement estimée par les méthodes basées sur les filtres RII et les matrices chaines. Cette amplitude est démultipliée à tort par le nombre de dérivations.

Les méthodes basées sur les matrices chaines et la représentation électrique sont très sensibles aux paramètres secondaires du câble (Z_c , γ). Une faible variation de ces paramètres induit des décalages considérables sur les fréquences et les amplitudes des évanouissements. Cette sensibilité élevée à l'incertitude des valeurs de Z_c et γ fait que la méthode des matrices chaines n'est pas adaptée aux topologies étoile et dérivation avec des dérivations externes. Pour ces topologies, le calcul de l'impédance équivalente des dérivations se fait en plusieurs étapes et au final l'erreur sur cette impédance devient grande. Le nombre, les amplitudes et les fréquences d'évanouissements ne correspondent plus aux mesures. Les mêmes valeurs de ces paramètres secondaires donnent pourtant de bons résultats avec les autres méthodes.

Il n'a pas été possible d'appliquer la méthode des filtres telle que définie à un réseau avec des dérivations externes. Un nouvel élément primaire qui n'est pas défini dans l'article est nécessaire.

Au vu de ces résultats, la méthode des multi trajets a été choisie pour servir de base à notre outil de diagnostic et de modélisation.

4 Prise en compte des disjoncteurs dans le réseau

4.1 Introduction

Dans la littérature, plusieurs études existent sur les facteurs impactant la fonction de transfert d'un réseau électrique tels que les types de câbles, la topologie et les impédances des appareils domestiques [Anatory07] [Chandna10] [Chariag13]. Néanmoins, les études prenant en compte les éléments de protection (disjoncteurs) dans la modélisation déterministe sont peu présentes alors que le signal CPL peut traverser 0, 2, 4 disjoncteurs (Figure 5, page 34) en fonction de la position relative des transmetteurs.

La nature des disjoncteurs traversés dépend de l'application concernée. Le CPL haut débit est utilisé surtout dans le partage de données entre plusieurs stations connectées sur les prises électriques. Le signal direct ne traverse que les disjoncteurs divisionnaires 16/20A et

les disjoncteurs différentiels 30mA. Avec l'accès internet par CPL, le disjoncteur de branchement s'ajoute dans la liste des éléments de protection traversés. Le CPL bas débit est essentiellement utilisé dans l'habitat pour le contrôle ou la commande et tous les usages sont concernés. Tous les types de disjoncteurs peuvent faire partie du trajet direct entre l'émetteur et le récepteur dans les applications bas débit.

Après avoir mis en évidence l'impact des disjoncteurs sur la fonction de transfert d'un réseau électrique, dix disjoncteurs ont été caractérisés en mesurant les pertes d'insertion avec un analyseur de réseau.

4.2 Influence des disjoncteurs entre deux points du réseau

Le réseau schématisé à la Figure 47 a été constitué. Il comprend un disjoncteur de branchement avec un courant nominal de 15A, un disjoncteur différentiel 25A et un disjoncteur divisionnaire 16A. Les pertes d'insertion entre l'émetteur et le récepteur sont mesurées sans et avec les disjoncteurs. Les résultats sont comparés à la Figure 48 et on voit que les disjoncteurs ont un impact sur la fonction de transfert entre deux points du réseau. Ils ont induit une atténuation et un évanouissement de la fonction de transfert.



Figure 47. Réseau électrique simple comprenant 3 disjoncteurs

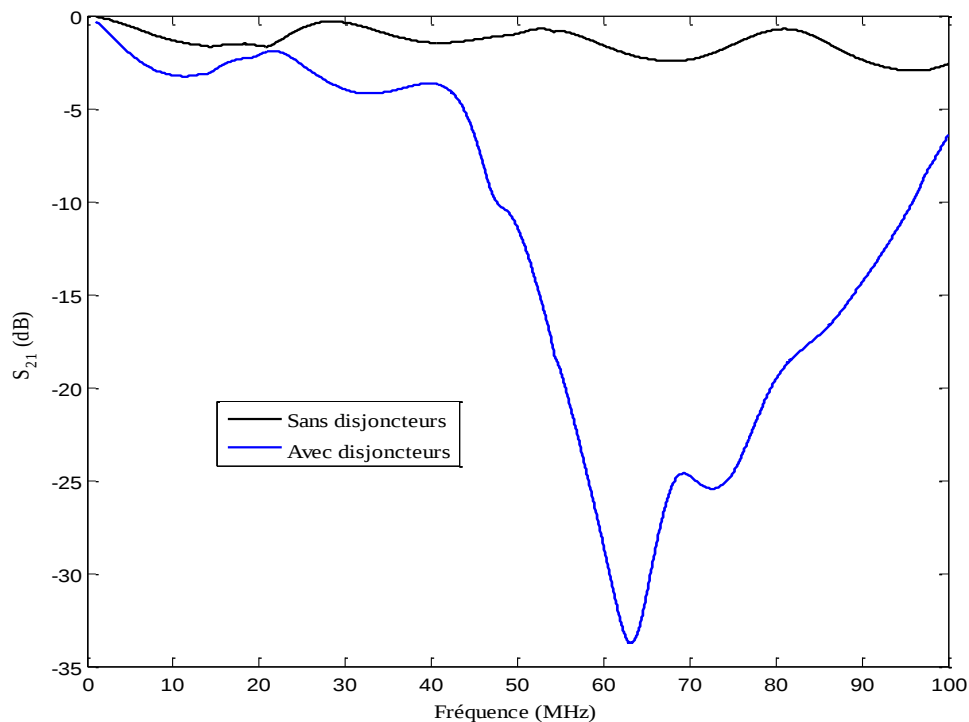


Figure 48. Pertes d'insertion du réseau de la Figure 47

4.3 Pertes d'insertion des disjoncteurs

Les pertes d'insertion de dix disjoncteurs appartenant à 4 fabricants (Legrand, Schneider, Merlin Gerin, Hager) ont été mesurées avec un analyseur de réseau (Figure 50) dans la bande appropriée. Ces éléments sont :

- 1 disjoncteur de branchement Legrand avec un courant nominal réglable à 15A, 30A, 45A
- 1 disjoncteur différentiel 30mA Legrand de courant nominal 25A
- 8 disjoncteurs divisionnaires répartis comme suit
 - Legrand : 20A, 16A, 10A, 2A
 - Merlin Gerin: 16A
 - Schneider: 10A
 - Hager: 32A

La Figure 49 présente une photographie de quelques disjoncteurs.

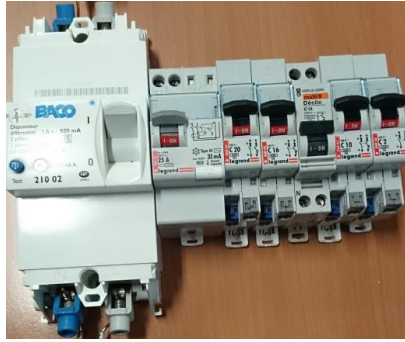


Figure 49 : Echantillons des disjoncteurs



Figure 50. Mesure des pertes d'insertion avec un analyseur de réseau

4.3.1 Dans la bande bas débit

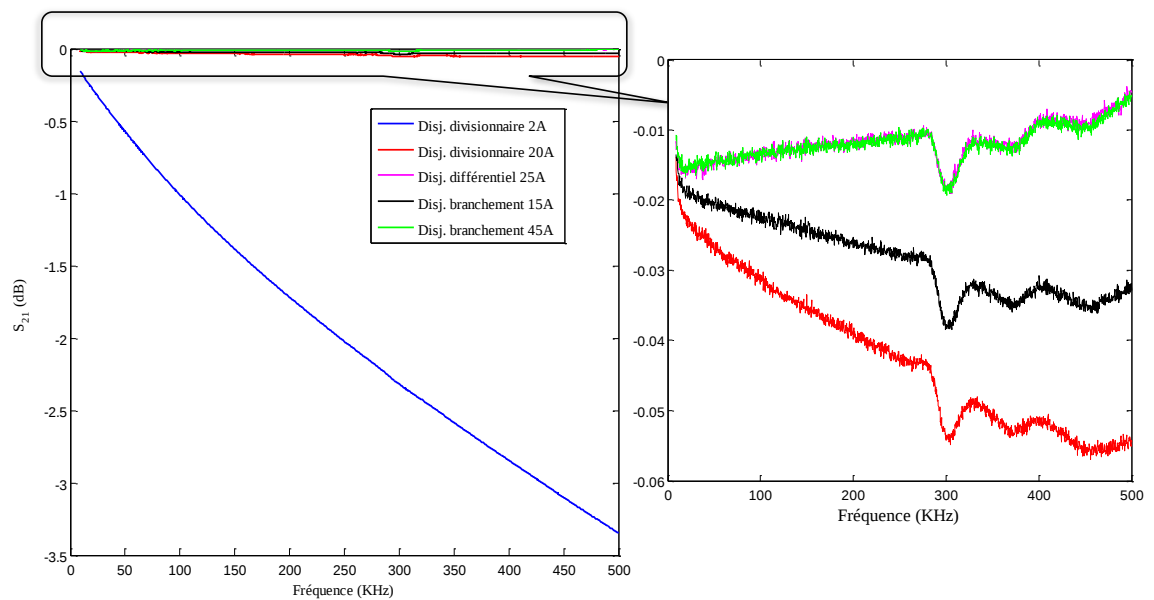


Figure 51. Pertes d'insertion des disjoncteurs dans la bande bas débit

Les disjoncteurs n'ont pas d'effet sur les communications CPL bas débit. A part le disjoncteur de 2A qui atteint 3 dB, l'atténuation induite ne dépasse pas 0.05dB pour tous les

disjoncteurs (Figure 51). La particularité d'un disjoncteur de faible courant nominal est qu'il contient beaucoup de spires pour être sensible aux faibles valeurs. L'impédance du disjoncteur de 2A est ainsi élevée par rapport à celles des autres.

4.3.2 Dans la bande haut débit

Comme indiqué précédemment, le trajet direct du signal haut débit ne concerne que les disjoncteurs des prises électriques (16/20A), les différentiels et quelque fois le disjoncteur de branchement.

Les pertes d'insertion des disjoncteurs dans la bande haut débit sont représentées à la Figure 52. A l'opposé de la bande bas débit, l'effet des disjoncteurs n'est pas négligeable surtout qu'il peut y avoir jusqu'à 4 disjoncteurs et les pertes cumulées deviennent plus importantes. Les pertes d'insertion dépendent à la fois de la fonction du disjoncteur (branchement, différentiel, divisionnaire) et de son courant nominal. Le disjoncteur de branchement avec un courant nominal de 15A est celui qui présente les pertes les plus élevées avec un pic d'atténuation à 30 dB. Le disjoncteur différentiel est celui qui possède les pertes les plus faibles. Plus le courant nominal du disjoncteur est faible, plus les pertes sont importantes.

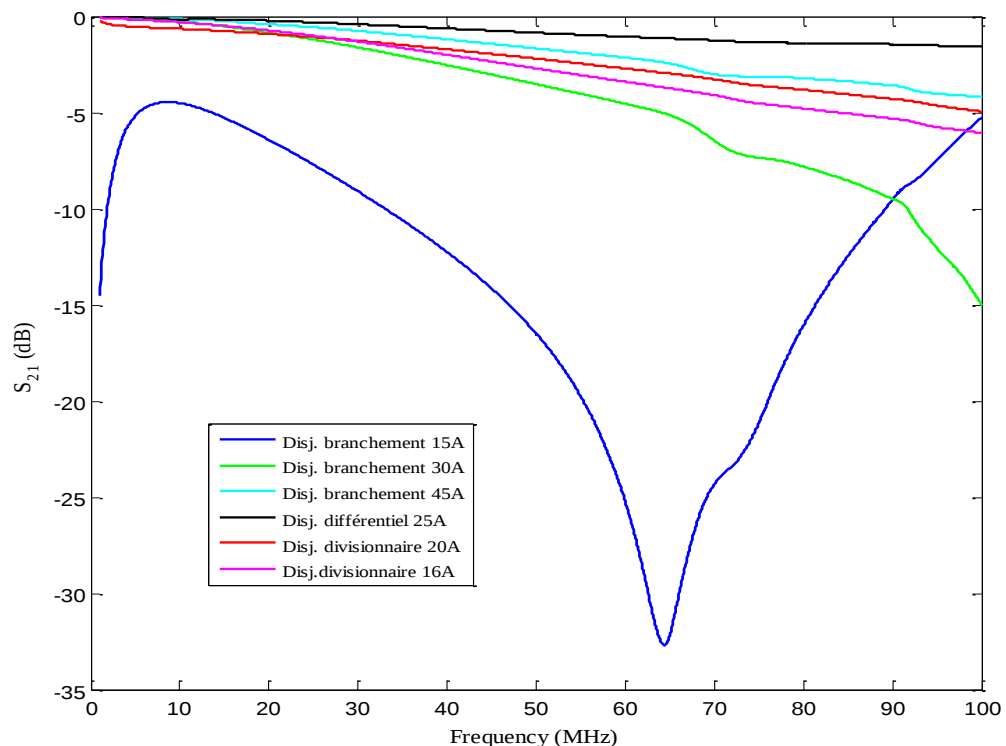


Figure 52. Pertes d'insertion des disjoncteurs dans la bande haut débit

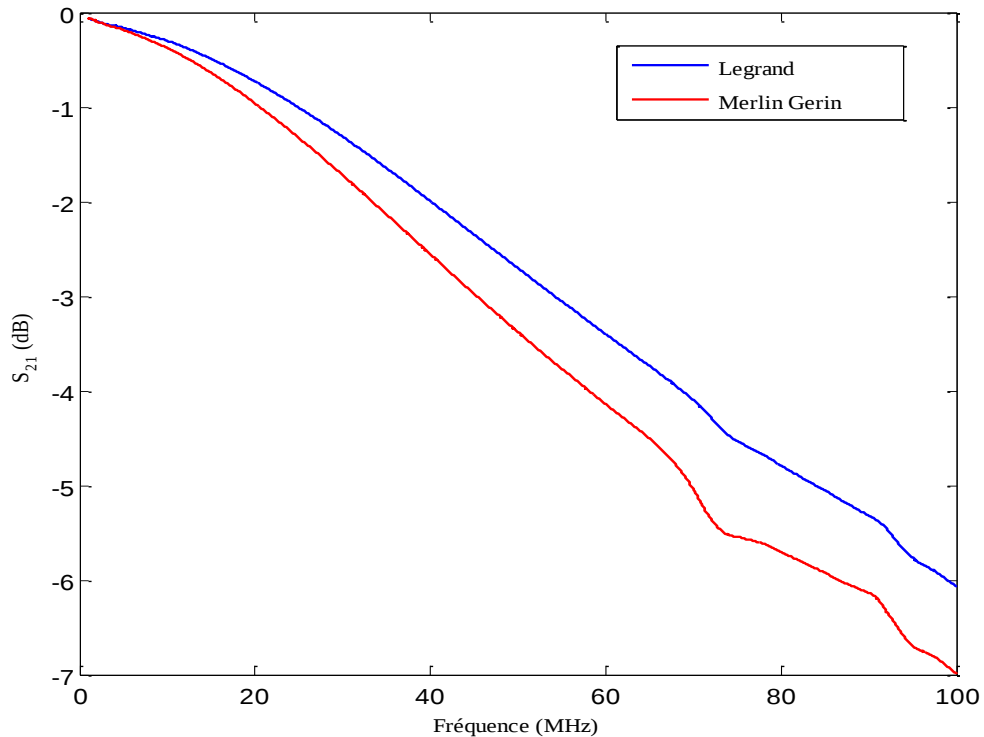


Figure 53. Effet du fabricant sur les pertes d'insertion du disjoncteur 16A

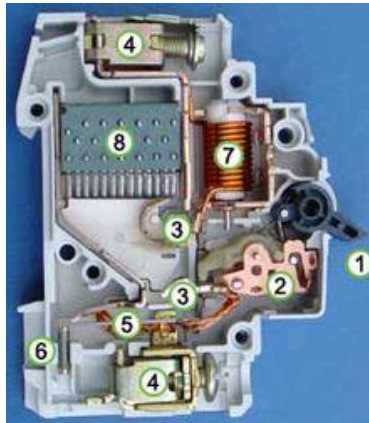
L'influence du fabricant est faible car deux disjoncteurs de même courant nominal mais de fabricants différents présentent des pertes très proches (Figure 53). Ceci est un avantage car une base de données des mesures de tous les calibres peut être rapidement créée indépendamment du fabricant. La section suivante cherche à déterminer le circuit équivalent des disjoncteurs afin de pouvoir par la suite les intégrer dans la modélisation de la fonction de transfert d'un réseau électrique.

4.4 Modélisation des disjoncteurs

4.4.1 Circuit électrique équivalent

La Figure 54 présente un exemple de la structure interne d'un disjoncteur magnétothermique. Il protège contre les courants de court-circuit et de surcharge. Lorsqu'il y a un court-circuit, la forte variation d'intensité dans la bobine produit une forte variation du champ magnétique selon les lois de l'électromagnétisme. Le champ ainsi créé va provoquer le déplacement du noyau de fer doux qui va mécaniquement ouvrir le circuit. Lorsqu'il y a surcharge, le courant de surcharge qui traverse le bilame crée par effet joule son échauffement et sa déformation. Cette déformation déclenche un contact qui ouvre le circuit. Le conducteur de neutre n'est pas visible sur cette photo de profil et ne contient pas ces éléments pour un

disjoncteur unipolaire mais doit être également coupé selon la norme NFC 15-100.



1. Manette d'armement
2. Mécanisme lié à la manette, sépare ou rapproche les contacts
3. Contacts
4. Connecteurs
5. Bilame
6. Vis de calibration
7. Solénoïde
8. Chambre de coupure de l'arc électrique

Figure 54. Composition interne d'un disjoncteur magnétothermique

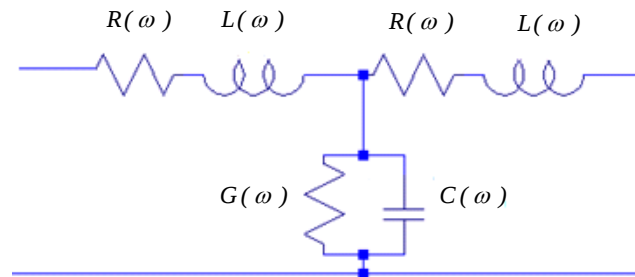


Figure 55. Circuit électrique équivalent d'un disjoncteur

Nous n'avons pu trouver dans la littérature scientifique le modèle d'un disjoncteur du point de vue transmission. De cette structure interne, nous en avons déduit le circuit électrique équivalent de la Figure 55. R et L représentent respectivement la résistance et l'inductance des conducteurs, C la capacité entre la phase et le neutre (2 fils parallèles), G les pertes dans le diélectrique (plastique) servant d'isolant.

Lorsque le circuit est en court-circuit, G et C deviennent très négligeables. L'impédance en court-circuit est alors exprimée par l'Équation 78.

$$\bar{Z}_{cc} = 2R + j2L\omega \quad \text{Équation 78}$$

En circuit ouvert, le courant de sortie est négligeable et l'impédance en circuit ouvert est équivalente à G/C .

$$\bar{Z}_{co} = (G + jC\omega)^{-1} \quad \text{Équation 79}$$

Les paramètres du circuit sont déduits des impédances en court-circuit et en circuit ouvert (Equation 80 à 83).

$$R(\omega) = \frac{1}{2} \text{réel} \{ \bar{Z}_{cc} \} \quad \text{Équation 80}$$

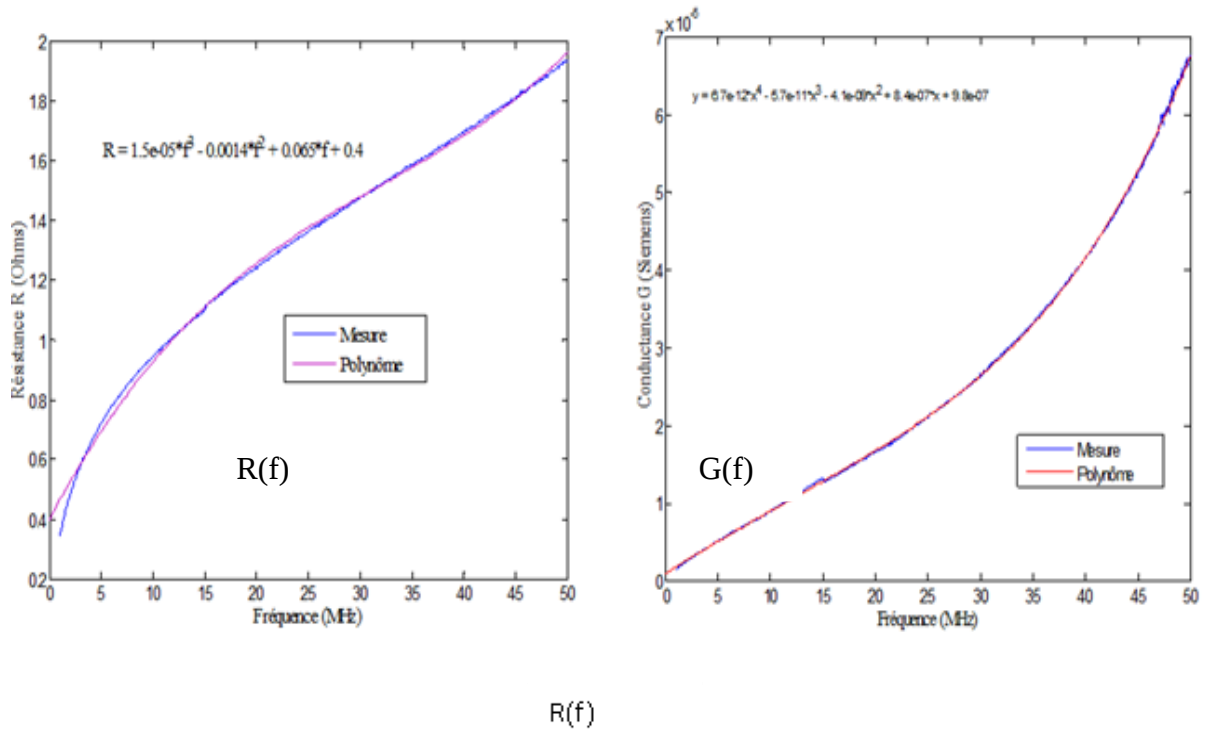
$$L(\omega) = \frac{1}{2\omega} \text{imag} \{ \bar{Z}_{cc} \} \quad \text{Équation 81}$$

$$G(\omega) = \text{réel} \{ \bar{Z}_{co}^{-1} \} \quad \text{Équation 82}$$

$$C(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{imag} \{ \bar{Z}_{co}^{-1} \} \quad \text{Équation 83}$$

4.4.2 Validation du modèle

Les impédances en court-circuit et en circuit ouvert ont été mesurées pour tous les disjoncteurs avec un analyseur d'impédance et les différentes composantes du modèle déduites à l'aide des équations 80 à 83. La Figure 56 donne un exemple du disjoncteur Legrand 16A. La variation fréquentielle des différents paramètres peut être exprimée par un polynôme.



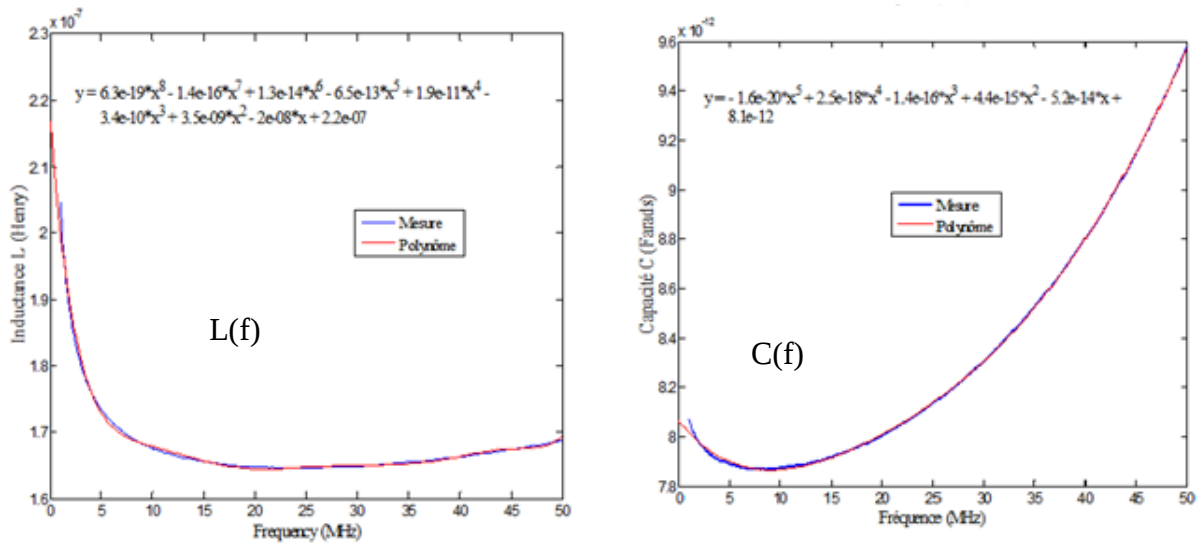


Figure 56. RLGC du disjoncteur divisionnaire Legrand 16A

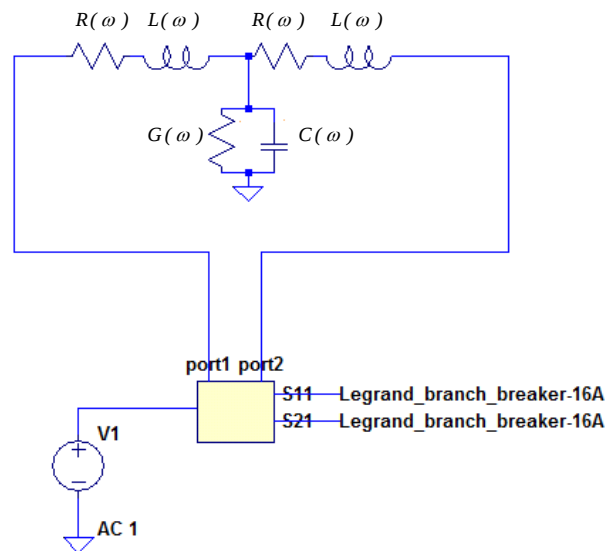


Figure 57. Simulation des paramètres S d'un disjoncteur avec LTSpice

Le circuit électrique équivalent d'un disjoncteur est par la suite représenté dans LTspice (logiciel de simulation circuit) et les pertes d'insertion du disjoncteur simulées (Figure 57). La variation fréquentielle de RLGC est représentée par les polynômes. Les simulations sont alors comparées aux mesures et les deux résultats sont en accord pour tous les disjoncteurs. La Figure 58 donne l'exemple du disjoncteur divisionnaire Legrand 16A. Le modèle est ainsi validé.

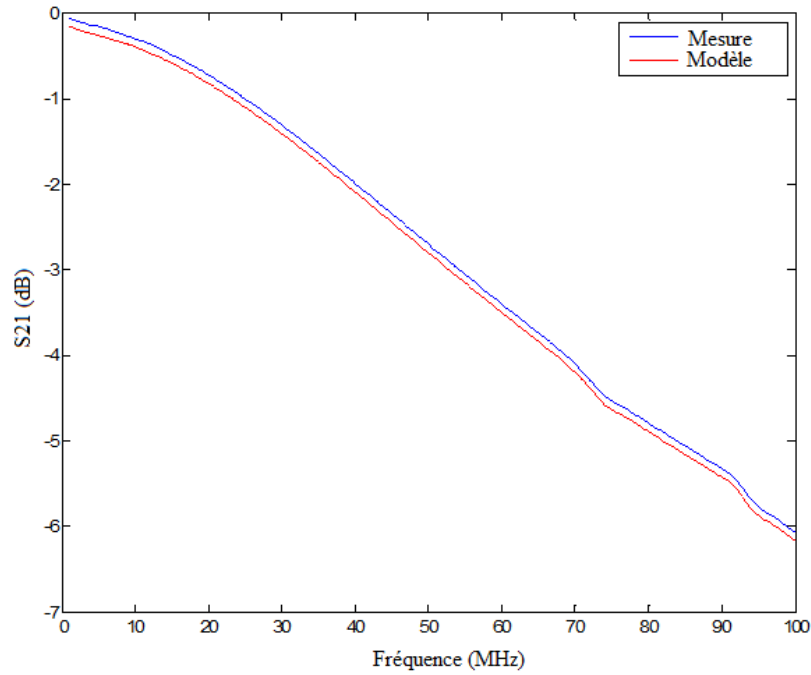


Figure 58. Pertes d'insertion simulées et mesurées pour le disjoncteur Legrand 16A

4.5 Intégration dans la modélisation d'un réseau

Nous cherchons à modéliser la fonction de transfert du réseau de Figure 47. Les 3 disjoncteurs sont alors remplacés par leurs circuits équivalents (Figure 59). La méthode des multi trajets a été par la suite utilisée pour calculer les pertes d'insertion du réseau de la Figure 59. Le modèle des disjoncteurs est compatible avec la modélisation multi trajet, les détails de calcul sont expliqués dans l'implémentation du simulateur au chapitre 3 paragraphe 2.4 (page 104). Nous retrouvons bien les mêmes résultats que les mesures. Les disjoncteurs pourront être intégrés dans la simulation globale d'un réseau complexe en tenant en compte sa topologie et les appareils domestiques branchés sur le réseau.

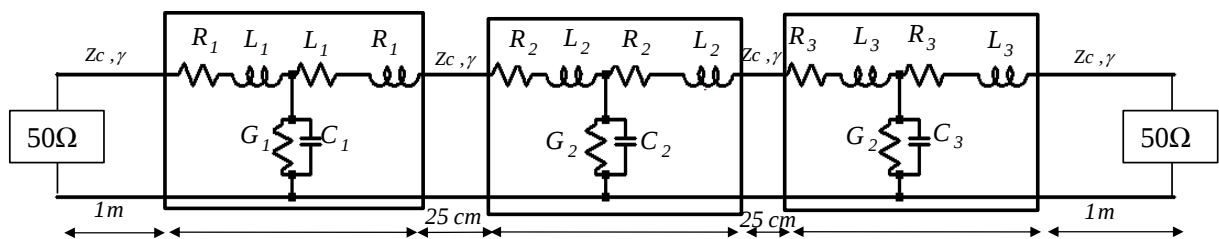


Figure 59. Réseau de la Figure 47 où les disjoncteurs sont remplacés par leurs circuits équivalents

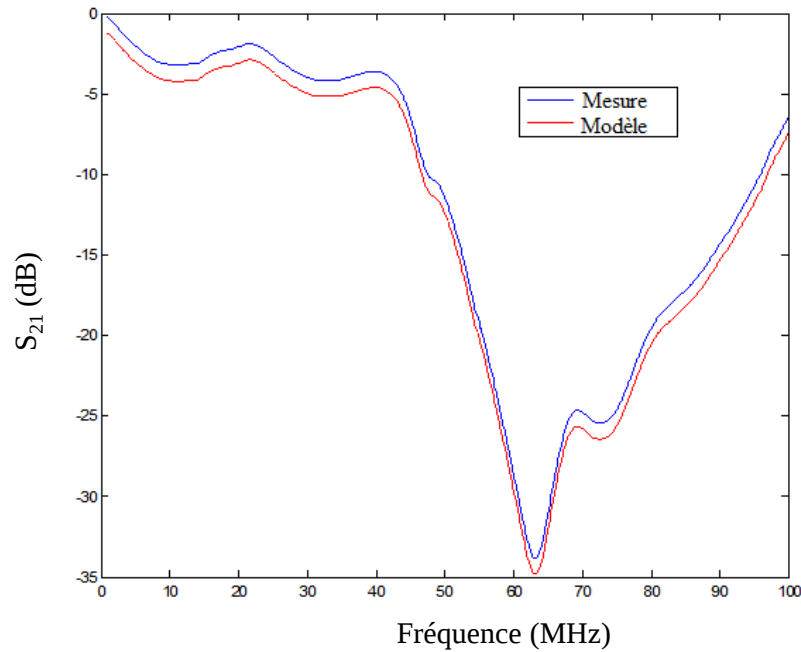


Figure 60. Comparaison des pertes d'insertion calculées et mesurées du réseau de la Figure 47 avec les disjoncteurs remplacés par leurs circuits équivalents (Figure 59)

5 Conclusion

Les paramètres secondaires d'un câble électrique étant les entrées des méthodes de modélisation déterministes, les différentes méthodes pour les déterminer ont été présentées, à savoir la formulation géométrique, la mesure à l'analyseur d'impédance et à l'analyseur de réseau. Les 3 méthodes donnent de résultats très proches sauf pour la conductance et l'atténuation linéiques. Les paramètres issus de l'analyseur d'impédance ont été retenus car ils produisaient une fonction de transfert d'un réseau qui correspondait le plus aux mesures.

Les méthodes basées sur les matrices chaines, les multi trajets, les filtres RII et les circuits électriques ont été détaillées. Elles ont été comparées de par :

- les mesures préalables à leur application
- leur implémentation
- leur précision
- leur sensibilité à l'incertitude sur les paramètres calculés du câble
- leur capacité à modéliser n'importe quelle topologie.

La méthode des matrices chaines et des filtres RII n'estiment pas correctement l'amplitude d'un évanouissement induit simultanément par deux dérivations en circuit ouvert.

La méthode basée sur les matrices chaines et les circuits électriques sont très sensibles à l'incertitude sur les paramètres secondaires du câble. Une variation minime induit un décalage important des fréquences et amplitudes d'évanouissements. Cette sensibilité élevée fait que la méthode des matrices chaîne est inadaptée pour modéliser la fonction de transfert d'un réseau étoile et d'un réseau dérivation avec des branches (dérivations) non connectées au trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce deuxième cas, la méthode des filtres RII s'est avérée non applicable car un nouvel élément primaire non défini dans l'article est nécessaire. De cette analyse, nous avons choisi la méthode des multi trajets pour servir de base à notre outil de diagnostic et de modélisation d'un réseau électrique.

Les disjoncteurs qui ne sont pas pris en compte dans la littérature lors de la modélisation des réseaux électriques ont été modélisés et leur circuit électrique équivalent validé en comparant les pertes d'insertion simulées aux mesures. Leur intégration dans la modélisation globale d'un réseau électrique a été validée. Le chapitre suivant présente le développement de l'outil de modélisation et de diagnostic d'un réseau électrique connu basé sur le modèle multi trajets.

Chapitre 3

Développement d'un outil de modélisation et de diagnostic d'un réseau

Chapitre 3 : Développement d'un outil de modélisation et de diagnostic d'un réseau

1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons analysé et comparé les méthodes déterministes de modélisation de la fonction de transfert les plus rencontrées dans la littérature. De cette analyse, nous avons choisi la méthode des multi trajets pour servir de base à notre outil de diagnostic et de modélisation d'un réseau électrique car elle est la plus robuste et capable de modéliser correctement n'importe quelle topologie.

Dans ce chapitre, nous allons détailler le développement de l'outil de modélisation de la fonction de transfert basé sur le modèle multi trajets en prenant en compte les éléments de protection (disjoncteurs) et les appareils domestiques. Outre la fonction de transfert, l'outil permettra de calculer d'autres paramètres caractérisant un canal tels que l'étalement temporel, la bande de cohérence, la capacité du canal.

2 Implémentation de l'algorithme des multi trajets

Afin d'estimer la fonction de transfert entre l'émetteur et le récepteur, nous avons développé un algorithme qui calcule analytiquement les différents paramètres des multi trajets. L'algorithme utilise un ensemble de matrices définies contenant les propriétés physiques du réseau, sa topologie et les impédances connectées à chaque terminaison. Les coefficients de réflexion et de transmission sont calculés à chaque discontinuité d'impédance. L'algorithme identifie les N premiers trajets possibles à l'intérieur du réseau et calcule leurs longueurs et leurs poids respectifs.

L'algorithme tient compte des considérations suivantes qui sont toujours vraies dans les réseaux électriques domestiques :

- Chaque charge est connectée à un seul nœud
- Il n'existe pas de boucle car le réseau a une topologie en arbre

2.1 Matrices de description du réseau

Soit un réseau (Figure 61) comprenant m terminaisons T_i pour $i \in [1, m]$ et n nœuds internes N_j pour $j \in [1, n]$:

- 1) $TN [m \times n]$ décrit l'interconnexion entre les points de terminaison et les nœuds internes. Chaque ligne correspond à un point de terminaison T_i et chaque colonne à un nœud N_j :

$$TN = \begin{bmatrix} tn_{11} & tn_{12} & \cdots & tn_{1n} \\ tn_{21} & tn_{22} & \cdots & tn_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ tn_{m1} & tn_{m2} & \cdots & tn_{mn} \end{bmatrix} \quad \text{Équation 84}$$

Avec $tn_{ij} = 1$ s'il existe $\forall i, j$ la ligne $T_i n_j$; 0 dans le cas contraire.

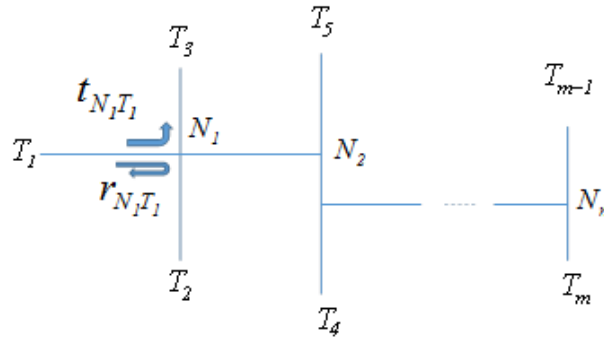


Figure 61. Points terminaux, nœuds, coefficients de réflexion et de transmission dans un réseau quelconque

- 2) $NN [n \times n]$ décrit l'interconnexion entre les nœuds. Chaque ligne et chaque colonne correspond à un nœud. Comme $N_i N_j = N_j N_i$ et les nœuds ne pouvant pas être connectés à eux-mêmes ($N_i N_i = 0$), la matrice NN a un diagonal nul et a une symétrie par rapport à ce dernier.

$$NN = \begin{bmatrix} 0 & nn_{12} & \cdots & nn_{1n} \\ nn_{21} & 0 & \cdots & nn_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ nn_{n1} & nn_{n2} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Équation 85}$$

Avec $nn_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si le segment } N_i N_j \text{ existe} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$

- 3) $LT [m \times n]$ qui décrit les longueurs entre les nœuds et les points de terminaison. Elle est générée en remplaçant les éléments non nuls de la matrice TN avec les longueurs correspondantes $l_{T_i N_j}$.

$$LT = \begin{bmatrix} lt_{11} & lt_{12} & \cdots & lt_{1n} \\ lt_{21} & lt_{22} & \cdots & lt_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ lt_{m1} & lt_{m2} & & lt_{mn} \end{bmatrix} \quad \text{Équation 86}$$

$$\text{Avec } lt_{ij} = \begin{cases} l_{T_i N_j} & \text{si le segment } T_i N_j \text{ existe} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

- 4) $LN [n \times n]$ décrit les longueurs entre les nœuds. Elle est générée en remplaçant les éléments non nuls de la matrice NN avec les longueurs $l_{N_i N_j}$. LN est aussi symétrique par rapport à son zéro diagonal.

$$NN = \begin{bmatrix} 0 & ln_{12} & \cdots & ln_{1n} \\ ln_{21} & 0 & \cdots & ln_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ ln_{n1} & ln_{n2} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Équation 87}$$

$$\text{Avec } ln_{ij} = \begin{cases} l_{N_i N_j} & \text{si le segment } N_i N_j \text{ existe} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

- 5) $ZT [1 \times m]$ décrit les impédances connectées à chaque terminaison.

$$ZT = [Z_{T_1} \quad Z_{T_2} \quad \cdots \quad Z_{T_m}] \quad \text{Équation 88}$$

2.2 Calcul des coefficients de réflexion et de transmission

Tous les coefficients de réflexion sont calculés selon l'équation 66 (page 63) où Z_2 est l'impédance connectée à la terminaison ou l'impédance apparaissant être connectée à un nœud pour un signal se propageant vers lui. La notation $T_i N_j$ indique le sens de propagation du nœud N_j vers le point de terminaison adjacent T_i . Trois types de réflexion ont été définis suivant la direction de propagation et sont décrits par les matrices de réflexion suivantes :

- 1) $r_{TN} [m \times n]$ dont l'élément $r_{TN}(i, j)$ exprime le coefficient de réflexion pour un signal se propageant du nœud interne N_j vers la terminaison adjacente T_i . Dans ce cas, dans l'équation 66 (page 63), Z_2 et Z_1 sont respectivement l'impédance de terminaison Z_{T_i} et l'impédance caractéristique de la ligne.

$$r_{T_i} = \frac{Z_{T_i} - Z_c}{Z_{T_i} + Z_c}, \forall i \in [1, m] \quad \text{Équation 89}$$

Nous définissons la matrice diagonale Dr_T [$m \times m$] à partir des m valeurs :

$$Dr_T = \begin{bmatrix} r_{T_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_{T_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & & r_{T_m} \end{bmatrix} \quad \text{Équation 90}$$

La matrice r_{TN} est par la suite calculée de la manière suivante :

$$r_{TN} = Dr_T . TN \quad \text{Équation 91}$$

- 2) r_{NN} [$n \times n$] dont l'élément $r_{NN}(i, j)$ est le coefficient de réflexion au nœud N_i pour un signal se propageant du nœud N_j vers le nœud N_i . Dans ce cas, Z_2 (équation 66, page 63) est l'impédance équivalente $Z_{N_i N_j}$ résultante de la mise en parallèle des impédances caractéristiques de toutes les lignes qui sont connectées au nœud N_i exceptée celle par laquelle le signal arrive. Le nombre a_i de nœuds et de terminaisons adjacents connectés au nœud N_i est donné par l'équation 92. Dans un réseau homogène (câbles de même impédance caractéristique Z_c), l'impédance $Z_{N_i N_j}$ est calculée selon l'expression 93. Comme la même impédance apparaît ($Z_{N_i N_j} = Z_{N_i} \forall j \in N_i N_j$) pour un signal venant de n'importe quelle ligne des a_i branches vers le nœud N_i , les coefficients de réflexion aux différents nœuds sont calculés selon l'expression 94.

$$a_i = \sum_{k=1}^m TN(k, i) + \sum_{k=1}^n NN(k, i) \quad \text{Équation 92}$$

$$Z_{N_i N_j} = \frac{Z_c}{a_i - 1} \quad \text{Équation 93}$$

$$r_{N_i} = \frac{2 - a_i}{a_i} \quad \text{Équation 94}$$

Les n coefficients calculés forment la matrice diagonale Dr_N . La matrice r_{NN} est finalement calculée selon l'expression 95.

$$r_{NN} = Dr_N . NN \quad \text{Équation 95}$$

- 3) r_{NT} [$n \times m$] dont l'élément $r_{NT}(i, j)$ est le coefficient de réflexion au nœud N_i pour un signal se propageant du point de terminaison T_j vers le nœud N_i . Comme dans le cas précédent, l'impédance Z_2 (équation 66) est l'impédance vue au nœud N_i résultante de la mise en parallèle des impédances caractéristiques de toutes les lignes qui sont connectées au nœud N_i exceptée celle par laquelle le signal arrive. La même impédance apparaît ($Z_{N_i T_j} = Z_{N_i}$) pour un signal venant de n'importe quelle ligne des a_i lignes qui sont connectées au nœud N_i . Dans un réseau homogène, la matrice r_{NT} est calculée en utilisant la transposée de la matrice TN selon l'expression 96.

$$r_{NT} = Dr_N . TN^T \quad \text{Équation 96}$$

- 4) r_e est le coefficient de réflexion à l'entrée du réseau. Il est calculé d'après l'équation 66 où Z_2 est l'impédance caractéristique de la ligne d'entrée et Z_1 l'impédance de l'émetteur.

Les coefficients de transmission, s'il y a lieu (émetteur, récepteur, nœuds) sont déduits des coefficients de réflexion selon l'équation 97 où X et Y représentent les nœuds N ou les terminaisons T.

$$t_{XY}(i, j) = 1 + r_{XY}(i, j) \quad \text{Équation 97}$$

Dans un réseau non homogène, l'impédance apparaissant à un nœud n'est plus la même pour les signaux venant des lignes qui sont connectées au nœud. Ces matrices doivent être calculées individuellement.

2.2.1 Exemple

Soit le réseau simple avec deux dérivations de la Figure 27 reprise ci-dessous. Il comprend 4 points terminaux ($m=4$) T_1 à T_4 et deux Nœuds ($n=2$) N_1 et N_2 . Nous pouvons ainsi écrire les matrices de description du réseau et calculer les différentes matrices de réflexion.

$$TN = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad NN = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad LT = \begin{pmatrix} 7 & 0 \\ 3 & 0 \\ 0 & 5 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad LN = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad ZT = [50 \quad \infty \quad \infty \quad 50],$$

$$r_{TN} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{3} \end{pmatrix}, \quad r_{NN} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & 0 \end{pmatrix}, \quad r_{NT} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{pmatrix}, \quad r_e = \frac{4}{3}$$

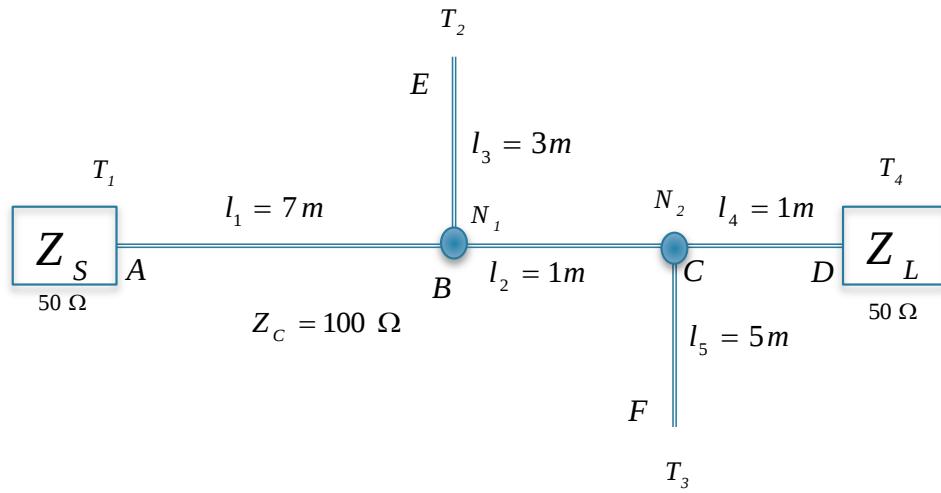


Figure 62 : Annotation pour le calcul des matrices de description et de réflexion

2.3 Détermination des trajets

A partir des matrices d'interconnexion TN et NN , il est aisé de déterminer tous les chemins possibles entre deux points terminaux. La Figure 63 présente l'organigramme de l'algorithme. A partir de l'émetteur, on identifie tous les nœuds adjacents qui lui sont connectés. Si on arrive à un point égal au récepteur, le processus continue tout en notant le trajet trouvé qui comprend tous les points de l'itinéraire. Lorsqu'une terminaison est adaptée, il n'y a pas de réflexion à ce point. Les longueurs et les temps d'arrivée des trajets sont par la suite calculés en utilisant les matrices de longueurs LN et LT . Les matrices réflexion et de transmission calculées au paragraphe 2.2 sont quant à elles utilisées pour calculer les poids g_i (paragraphe 3.2.1, page 63) des trajets. Tous les éléments nécessaires pour calculer la fonction de transfert (Equation 65) sont ainsi disponibles.

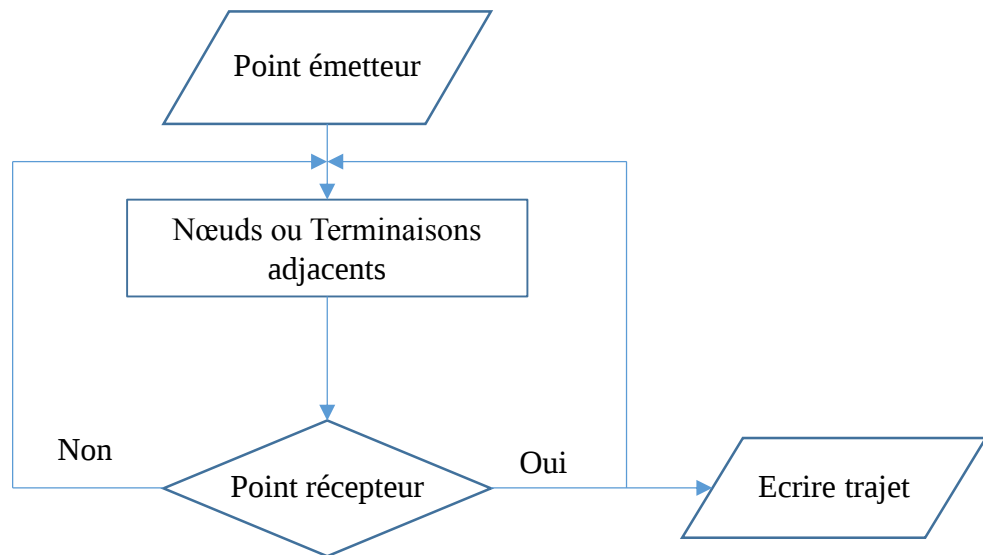


Figure 63. Organigramme de détermination de tous les trajets possibles entre deux points

2.3.1 Arrêt de la boucle

A partir d'un certain ordre, le poids g_i du reste des trajets tend vers zéro car le signal a subi plusieurs réflexions et transmissions. L'algorithme s'arrête ainsi car la contribution de ces trajets est très minime.

2.4 Intégration des disjoncteurs

A chaque discontinuité d'impédance, nous avons besoin de connaître la proportion de l'onde réfléchie et transmise. Concernant la réflexion, un disjoncteur est caractérisé par ses impédances d'entrée (Z_e) et de sortie (Z_s). Quant à la transmission, un disjoncteur est caractérisé par les pertes d'insertion directes (S_{21}) et inverses (S_{12}).

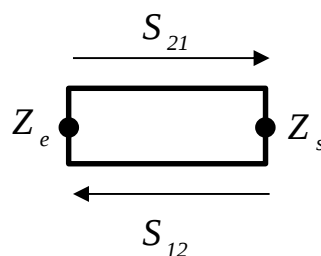


Figure 64. Représentation du disjoncteur dans le simulateur

Ces impédances sont déduites de la matrice S comme suit :

$$\bar{Z}_e = 50 \frac{1 + \bar{S}_{11}}{1 - \bar{S}_{11}} \quad \text{Équation 98}$$

$$\bar{Z}_s = 50 \frac{1 + \bar{S}_{22}}{1 - \bar{S}_{22}} \quad \text{Équation 99}$$

Les coefficients de réflexion à l'entrée ou à la sortie du disjoncteur sont calculés selon l'équation 66 (page 63) où Z_2 représentent Z_e ou Z_s , et Z_1 l'impédance caractéristique des lignes électriques. Les taux de transmission de l'entrée vers la sortie et vice versa sont respectivement S_{21} et S_{12} . Pour tous les disjoncteurs, les pertes d'insertion dans le sens direct et inverse sont égales à l'opposé des réflexions. Pour certains disjoncteurs (branchement 15A), ce sont les modules de S_{11} et S_{22} qui sont différentes et les phases égales. Pour d'autres, ce sont les modules qui sont égaux mais les phases différentes. Les impédances d'entrée Z_e et de sortie Z_s sont ainsi différentes (Figure 65&Figure 66).

$$\begin{cases} \bar{S}_{21} = \bar{S}_{12} \\ \bar{S}_{11} \neq \bar{S}_{22} \end{cases} \quad \text{Équation 100}$$

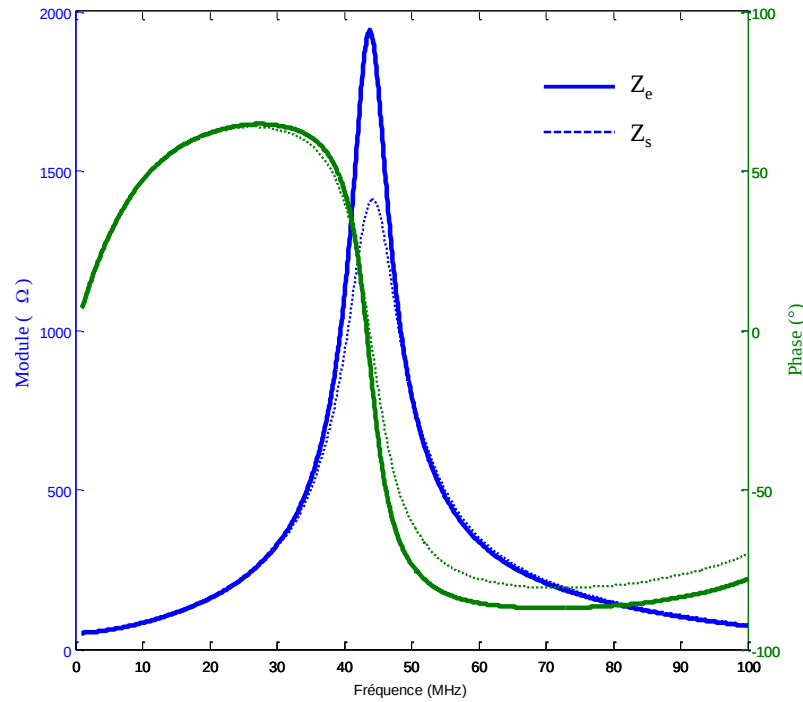


Figure 65. Module et phase des impédances d'entrée Z_e et de sortie Z_s du disjoncteur de branchement 15A

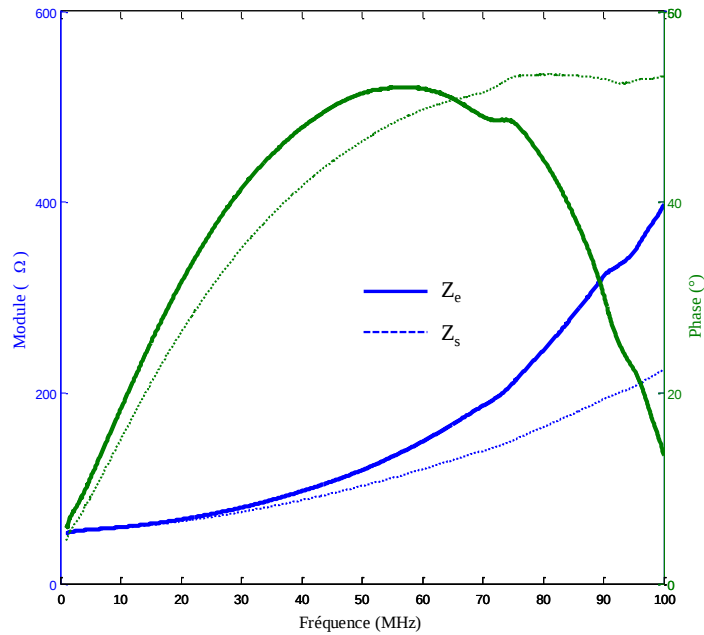


Figure 66. Module et phase des impédances d'entrée Z_e et de sortie Z_s du disjoncteur divisionnaire 20A

2.5 Intégration des appareils domestiques

Les impédances d'une centaine d'appareils domestiques les plus fréquents ont été mesurées dans les travaux de la thèse antérieure à celle-ci [Chariag13]. Les appareils domestiques y sont classés en 5 classes selon le comportement fréquentiel de leurs impédances :

- Classe 1 : appareils multimédias (TV, PC, ordinateurs portables, amplificateurs audio, écrans) et microondes
- Classe 2 : lampes fluorescentes et petites alimentations (chargeurs de téléphones portables, alimentations de modems et de décodeurs TV)
- Classe 3 : aspirateurs
- Classe 4 : appareils chauffants (fer à repasser, grille-pains, machines à café)
- Classe 5 : réfrigérateurs et congélateurs

La Figure 67 donne un aperçu des impédances des appareils de la classe 1. Le circuit électrique équivalent de chaque classe a été extrait des mesures dans les travaux de cette thèse précédente. Les appareils d'une classe sont ainsi représentés par le modèle moyen (Figure 68 & Figure 69) dans notre simulateur.

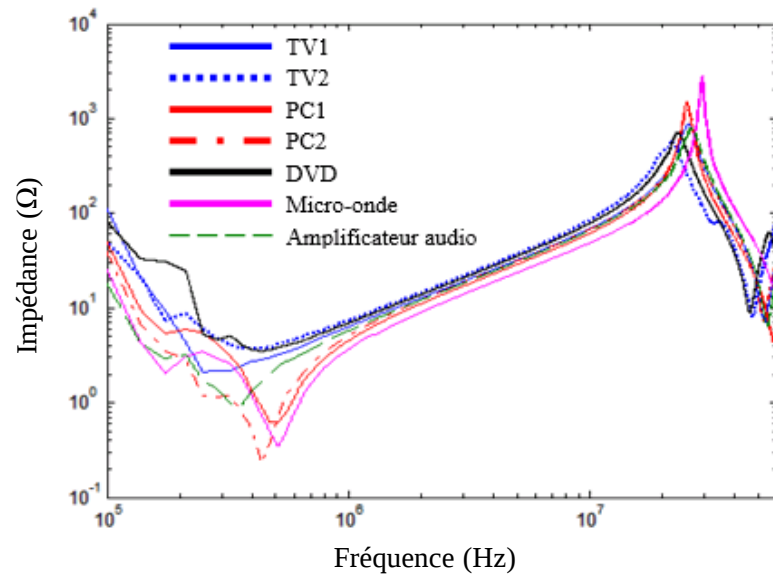


Figure 67. Impédances des appareils de la classe 1 [Chariag13]

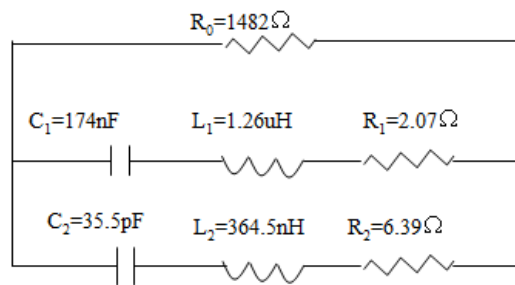


Figure 68. Circuit représentant l'impédance moyenne des appareils de la classe 1 [Chariag13].

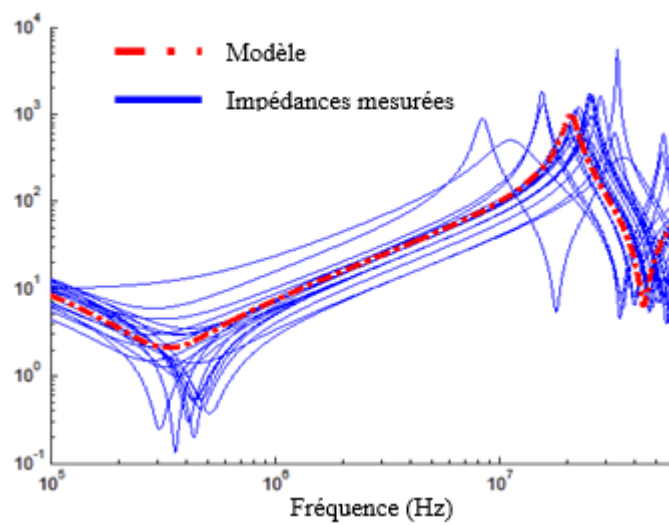


Figure 69. Impédances mesurées de la classe 1 et le modèle moyen [Chariag13]

3 Autres paramètres caractérisant un canal délivrés par le simulateur

3.1 Capacité du canal

La capacité du canal C est le débit binaire maximal du canal en présence d'un bruit de puissance P_b . Elle est calculée selon la formule suivante [Tlich08a] où $H(f)$ est la réponse fréquentielle du canal, Δf l'intervalle entre porteuses, N le nombre de porteuses, et P_e la puissance émise.

$$C = \Delta f \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_e}{P_b} |H(f_i)|^2 \right) \quad \text{bits / sec} \quad \text{Équation 101}$$

Pour le standard Homeplug AV2, la puissance $P_e = -50\text{dBm/Hz}$, $\Delta f = 25 \text{ kHz}$ et $N = 3960$.

3.2 Étalement temporel

L'étalement temporel et la bande de cohérence de canal sont des éléments décisifs pour le dimensionnement d'une chaîne de transmission CPL. Ils sont pris en compte dans le choix de la durée du symbole OFDM et des porteuses afin de limiter l'interférence inter symbole (ISI). Ces deux paramètres donnent une indication de la sélectivité fréquentielle du canal. Un canal est sélectif en fréquence lorsque sa réponse fréquentielle présente des variations dans la bande considérée. Dans le domaine temporel, cela se traduit par une série d'échos plus ou moins retardés.

La réponse impulsionnelle composée de N trajets est exprimée sous sa forme discrète par l'équation 102 où h_i et τ_i sont respectivement l'amplitude et le retard du trajet i .

$$h(t) = \sum_{i=1}^N h_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad \text{Équation 102}$$

L'étalement des retards induits par le canal de propagation est caractérisé par le temps d'arrivée moyen des trajets (Mean delay), noté τ_m , et l'écart-type de sa distribution (RMS delay), noté τ_{RMS} . Ces deux grandeurs sont respectivement exprimées par les équations 103 & 104 où P représente la puissance du trajet qui est le carré de son amplitude.

$$\tau_m = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i \cdot |h_i|^2}{\sum_{i=1}^N |h_i|^2} = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i \cdot P(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N P(\tau_i)}$$

Équation 103

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - \tau_m)^2 \cdot |h_i|^2}{\sum_{i=1}^N |h_i|^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - \tau_m)^2 \cdot P(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N P(\tau_i)}}$$

Équation 104

Pour qu'il n'y ait pas d'interférence entre symboles, la durée d'un symbole T_s doit être largement supérieur (10 fois) à τ_{RMS} [Picol07, p.11]. Pour cette condition d'interférence, d'autres références considèrent plutôt la largeur τ de la réponse impulsionnelle qui est la différence entre les temps d'arrivée du premier trajet et du dernier trajet détectable (généralement fixé à -30 dB de l'amplitude maximale dans la littérature). Il faut que T_s soit au moins supérieure à τ pour qu'il n'y ait pas d'interférence inter symboles.

La Figure 70 illustre ces différents paramètres de la réponse impulsionnelle du réseau de la Figure 27 (page 69). Le premier trajet arrive après 45 ns. Le temps moyen (Mean delay) τ_m est de 58 ns avec un écart type τ_{RMS} de 22,5 ns.

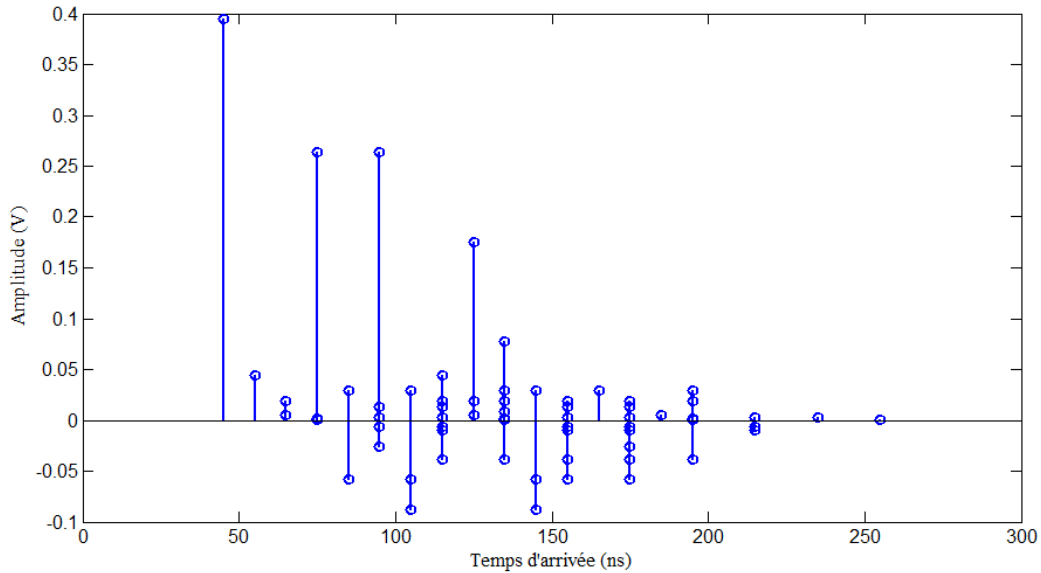


Figure 70. Réponse impulsionnelle discrète du réseau de la Figure 27

3.3 Bande de cohérence

Dans le domaine fréquentiel, la bande de cohérence B_c indique le degré d'autocorrélation de la réponse fréquentielle $H(f)$. Le canal est supposé plat et donc non sélectif en fréquence dans la bande de cohérence. Deux fréquences séparées par une largeur inférieure à B_c subissent la même atténuation. Si la bande passante Δf du signal modulé est inférieure à la bande de cohérence, les retards ne créeront pas d'interférences inter symboles. La bande de cohérence peut se calculer à partir de la réponse impulsionnelle ou de la réponse fréquentielle. Dans le domaine temporel, elle est inversement proportionnelle à τ_{RMS} .

$$B_c \propto \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad \text{Équation 105}$$

Dans la pratique, on ne considère pas une bande parfaitement plate, mais un pourcentage (coefficient) de corrélation η généralement prise à 50% ou 90%.

Dans le domaine fréquentiel, la bande de cohérence est estimée à partir du coefficient de corrélation ρ normalisé de l'amplitude de la réponse fréquentielle $H(f)$. La bande de cohérence est la largeur de la bande de fréquence pour laquelle le coefficient de corrélation normalisé est égal à η .

$$\rho(\Delta f) = \frac{E[H(f)H^*(f + \Delta f)]}{\sqrt{E[|H(f)|^2]E[|H(f + \Delta f)|^2]}} \quad \text{Équation 106}$$

$$\rho(B_c) = \eta \quad \text{Équation 107}$$

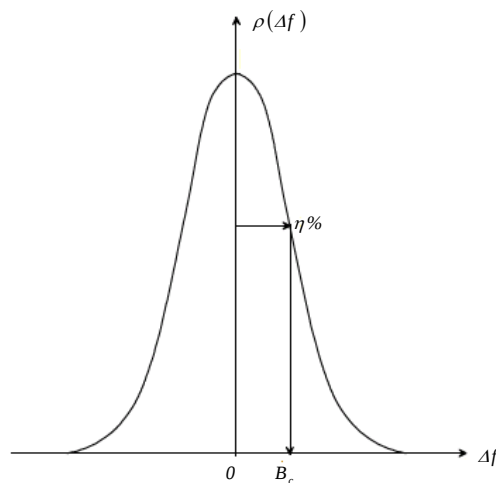


Figure 71. Allure de la fonction d'auto corrélation fréquentielle d'un canal [Picol07]

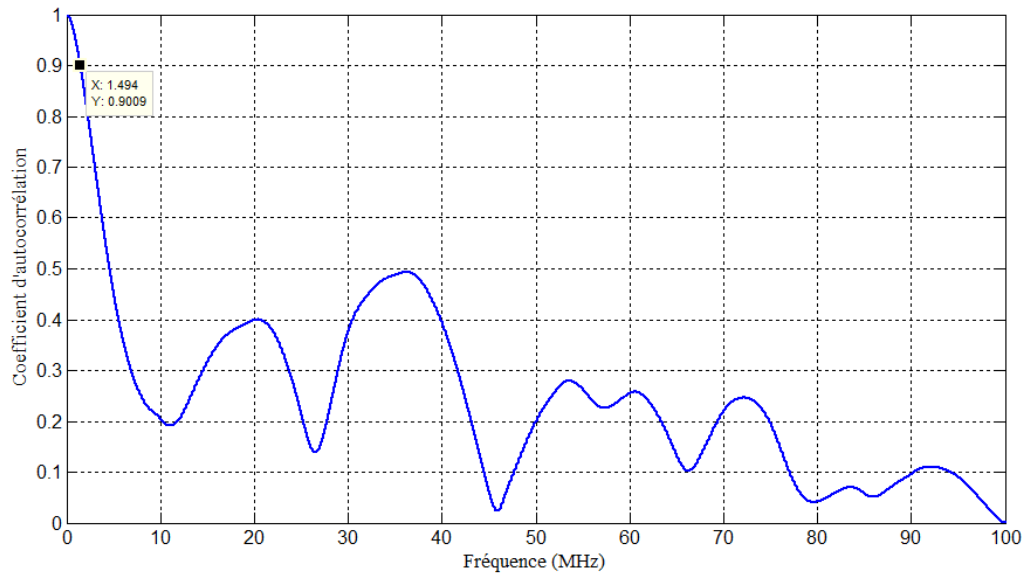


Figure 72 : Fonction d'autocorrélation de la réponse fréquentielle du réseau de la Figure 27

La Figure 72 affiche la fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du réseau de la Figure 27 (page 69). La bande de cohérence à 90% est de 1,5 MHz et celle à 50% de 4,62MHz. Les ondulations traduisent une périodicité de la fonction.

4 Présentation du simulateur

L'outil permet de dessiner un réseau électrique et de le configurer (Figure 73) en renseignant :

- L'impédance caractéristique et le coefficient de propagation de chaque tronçon de câble électrique constituant le réseau
- Les types de disjoncteurs et leurs courants nominaux
- Les appareils domestiques qui sont connectés aux différentes prises électriques s'il y a lieu

La fonction de transfert entre deux points indiqués est par la suite calculée selon le modèle multi trajets. L'étalement temporel, la bande de cohérence (à un seuil de pourcentage désiré), la capacité du canal en présence d'un bruit blanc peuvent être calculés.

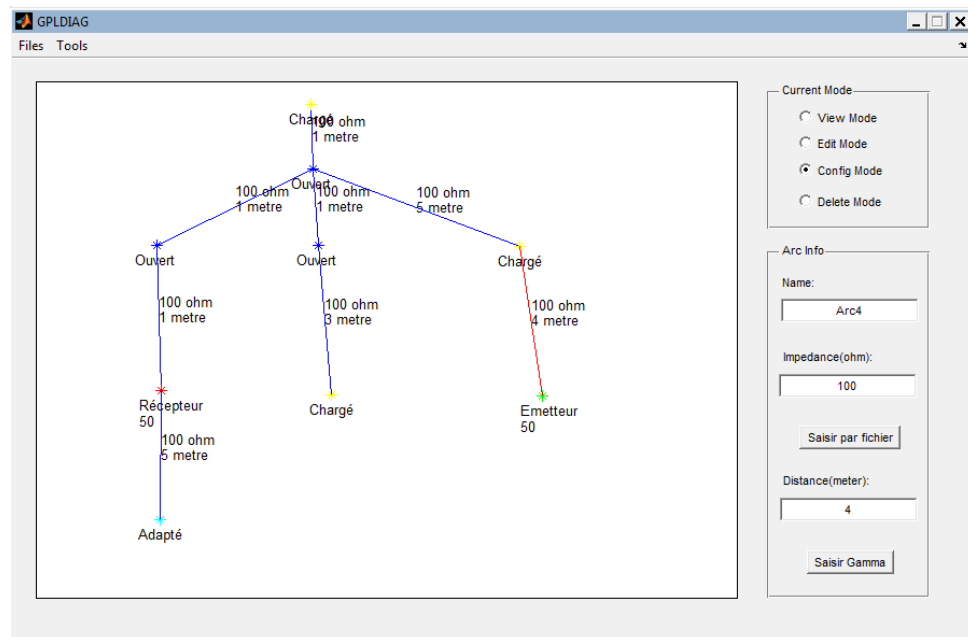


Figure 73. Interface du simulateur

5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé le développement d'un algorithme qui calcule analytiquement les composantes des multi trajets à partir d'un ensemble de matrices qui définissent les propriétés physiques d'un réseau électrique. Le simulateur permet d'éditer un réseau électrique et de renseigner les paramètres des câbles, les caractéristiques des disjoncteurs et les appareils électriques qui y sont connectés.

Dans le modèle multi trajet, nous avons besoin de connaître la proportion de l'onde réfléchie et transmise à chaque discontinuité d'impédance. Les disjoncteurs sont ainsi représentés par leurs impédances d'entrée et de sortie ainsi que leurs pertes d'insertion dans les deux sens (S_{12} & S_{21}).

Quant aux appareils électriques domestiques, selon leurs impédances, ils se répartissent en 5 classes. Les appareils d'une classe sont approximés par le circuit électrique équivalent moyen de la classe.

Outre la fonction de transfert entre deux points quelconques du réseau, la capacité du canal sous un bruit blanc, l'étalement temporel et la bande de cohérence du canal peuvent être calculés par le simulateur.

Il arrive que l'architecture d'un réseau électrique domestique ne soit pas connue. C'est

pourquoi nous allons développer dans le chapitre suivant un protocole d'identification d'un réseau électrique donné afin qu'il puisse par la suite être caractérisé.

Chapitre 4 : Diagnostic d'un réseau électrique

Chapitre 4 : Diagnostic d'un réseau électrique

1 Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre que les prises de courant peuvent être connectées en dérivation, en étoile, en cascade ou en mélange. Les performances des communications CPL diffèrent largement d'une habitation d'une autre à cause des disparités des installations électriques : topologie, types de câbles et leur vieillissement, appareils domestiques.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons investiguer l'influence intrinsèque (sans les charges) de ces topologies élémentaires (dérivation, cascade, étoile) et du type de câbles (avec et sans gaine) sur la capacité du canal.

Afin de modéliser de manière déterministe un réseau électrique domestique, il faut connaître complètement sa topologie et la longueur des câbles électriques, ce qui n'est pas toujours le cas. Dans la deuxième partie, nous allons présenter une approche pour déterminer l'architecture d'un réseau à partir du temps de propagation d'une impulsion entre les prises électriques.

2 Caractérisation des topologies basiques

2.1 Pertes d'insertion

2.1.1 Prises en dérivation

En fonction des positions relatives de l'émetteur et du récepteur, les dérivations peuvent être connectées ou pas sur le trajet direct entre les transmetteurs. Les branches connectées au trajet direct entre l'émetteur et le récepteur sont dénommées *dérivations primaires*. Dans le cas contraire, elles sont dénommées *dérivations secondaires*. Considérons le réseau de la Figure 33 (a) (page 74) lors de la communication entre les prises 1 et 4. Dans cette configuration, les lignes l_4 et l_6 sont des dérivations primaires. Par contre, si l'on considère la communication entre les prises 1 et 2, les lignes l_6 et l_7 sont des dérivations secondaires. Les fréquences d'évanouissement causées par des dérivations primaires sont

connues d'avance. En effet, le circuit ouvert se transforme en court-circuit sur le trajet direct pour les fréquences dont la longueur de la dérivation est égale au quart d'onde ou à leurs multiples impairs. La première fréquence d'évanouissement causée par une dérivation primaire est alors exprimé par l'équation 108 où v_p est la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne (aux environs de $2 \cdot 10^8$ m/s dans les câbles électriques) et l_i sa longueur. Les fréquences d'évanouissement supérieures sont les multiples impairs de la première fréquence le long de la bande considérée (équation 109).

$$f_{0,l_i} = \frac{v_p}{4l_i} \quad \text{Équation 108}$$

$$f_{n,l_i} = (2n + 1)f_{0,l_i} \quad \text{Équation 109}$$

La Figure 74 affiche les pertes d'insertion entre les prises 1 et 4 du réseau en dérivation de Figure 33 (a) (page 74). Dans ce cas, il y a deux dérivation primaires, l_4 égale 5m et l_6 égale 4m. Les premières fréquences d'évanouissement induites par les deux dérivation sont respectivement 9.5 MHz et 12.5 MHz. Les fréquences d'évanouissement supérieures répondent à l'équation 109 pour chaque dérivation et leurs valeurs sont notées sur la figure. La ligne l_2 étant adaptée ($Z_c=100\Omega$) n'induit pas d'évanouissement.

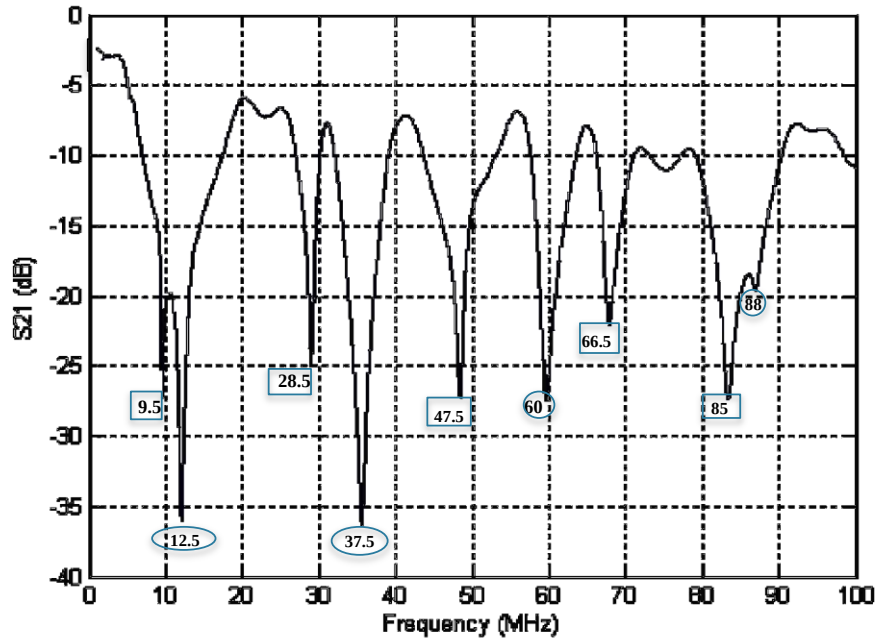


Figure 74. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 4 du réseau en dérivation de la Figure 33 (a)

Pour les dérivations secondaires, il n'existe pas de relation directe entre les longueurs des dérivations et les fréquences d'évanouissement de la fonction de transfert qu'elles induisent. La Figure 42 (page 81) affiche en bleu les pertes d'insertion mesurées entre les prises 1 et 2 du même réseau en dérivation (Figure 33 a) (page 74). Sur cette figure, les fréquences d'évanouissement ne sont pas liées ni entre elles ni aux longueurs des dérivations par une expression simple comme le cas des dérivations primaires. Pour savoir les fréquences d'évanouissement induites par des dérivations externes, il faut calculer l'impédance de l'ensemble des dérivations vue sur le nœud situé sur le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Ici, c'est l'impédance $Z_{eq2} = I_5 + (I_6 // I_7)$ affichée à la Figure 45 (page 82) en bleu. Les fréquences d'évanouissement de la réponse fréquentielle (Figure 46, page 83) sont les fréquences auxquelles l'impédance équivalente de l'ensemble des lignes est nulle (court-circuit).

2.1.2 Réseau en étoile

Dans la topologie étoile, toutes les dérivations sont connectées au trajet direct entre l'émetteur et le récepteur quelle que soient leurs positions relatives. Pour chaque dérivation en circuit ouvert, les évanouissements de la fonction de transfert sont donnés par les deux équations précédentes. La Figure 75 affiche le paramètre S_{21} entre les prises 2 et 3 (Figure 33 c).

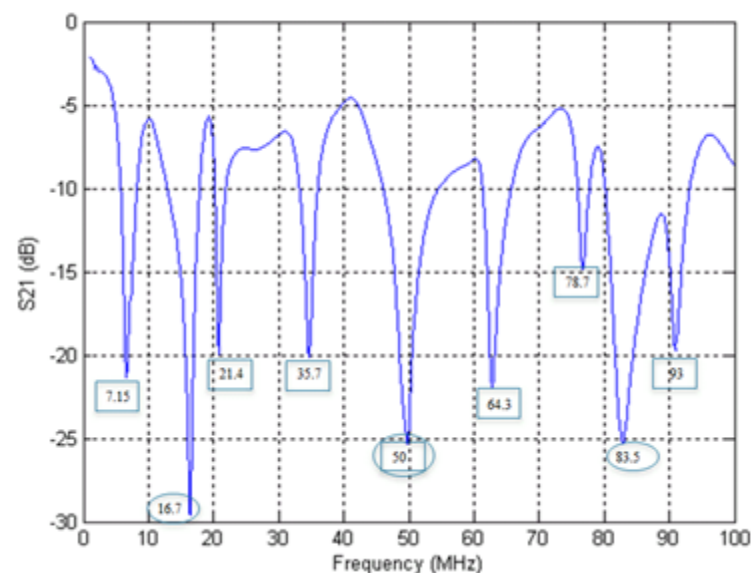


Figure 75. Pertes d'insertion entre les prises 2 et 3 du réseau étoile (Figure 33 c, page 74)

Dans cette configuration, il y a deux dérivation ouvertes de 7m et 3m induisant un premier évanouissement respectivement à 7,15 MHz et 16,7 MHz. Les évanouissements induits par la dérivation de 7m sont encadrés et ceux de 3m encerclés.

2.1.3 Prises en Cascade

Lorsque le récepteur ou l'émetteur est connecté à la dernière prise, il n'y a pas dérivation et ainsi pas de fréquence d'évanouissement. La Figure 76 affiche les pertes d'insertion entre les prises 1 et 4. Sur cette figure, les ondulations sont dues à la désadaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie. Le coefficient d'atténuation α des câbles (Figure 19, page 60) augmente avec la fréquence, d'où la décroissance de l'amplitude de l'enveloppe avec la fréquence.

Dans les autres configurations, il y a une dérivation et les évanouissements de la réponse fréquentielle répondant aux équations 108 et 109. La Figure 77 affiche les pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau cascade (Figure 33 b). Dans ce cas, la longueur de la dérivation est de 12m (1^{er} 'notch' à 4,16 MHz).

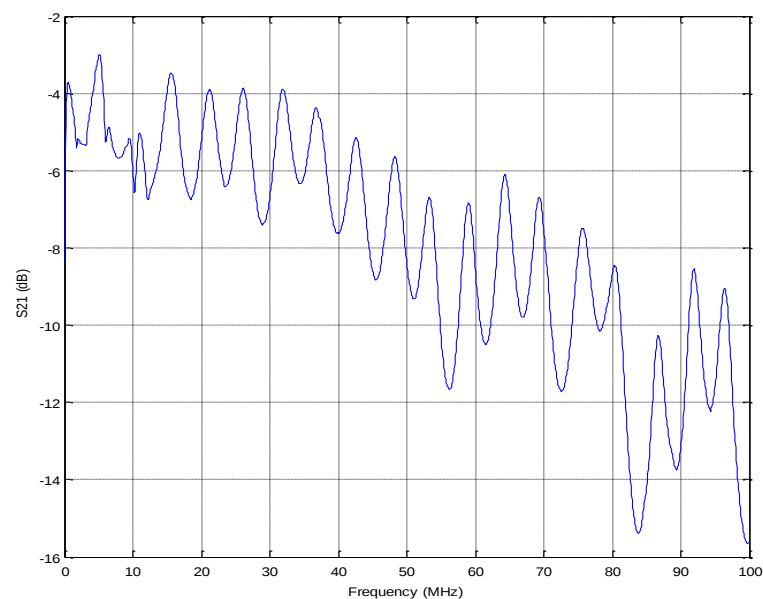


Figure 76. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 4 du réseau cascade (Figure 33 c)

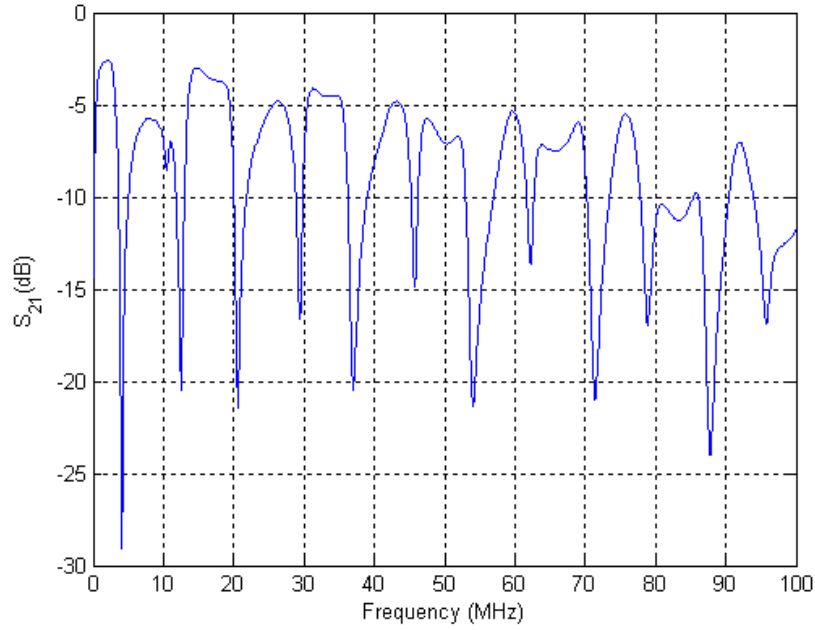


Figure 77. Pertes d'insertion entre les prises 1 et 2 du réseau en cascade

2.2 Capacités du canal

La capacité d'un canal est le débit binaire maximal possible dans le canal de transmission. Elle est un bon critère pour savoir s'il y a une topologie intrinsèquement propice à la transmission CPL plus que les autres. La capacité du canal est donnée par l'équation suivante [Tlich08a] où P_e et P_b sont respectivement la densité de puissance spectrale du signal et du bruit, $H(f)$ la réponse fréquentielle, N le nombre de porteuses, Δf l'espacement inter porteuses.

$$C = \Delta f \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_e}{P_b} |H(f_i)|^2 \right) \quad \text{bit/s} \quad \text{Équation 110}$$

Nous considérons le standard Homeplug Av : $P_e = -50 \text{ dBm/Hz}$, $N = 3960$, $\Delta f = 25 \text{ kHz}$. Pour simplifier, le bruit de fond est supposé blanc (il est coloré en pratique) est égal à -140 dBm/Hz . Dans ces conditions, les capacités du canal des différentes topologies sont reportées dans le Tableau 6. Les résultats obtenus ne font pas ressortir une topologie plus favorable que les autres car ils sont très proches.

Tableau 6 : Capacité du canal en Mbps des réseaux de la Figure 33

	Topologies		
Prises	Dérivation	Etoile	Cascade
1-4	2 747	2 793	2 828
1-3	2 748	2 809	2 804
1-2	2 799	2 790	2 811
2-3	2 803	2 786	2 818
2-4	2 799	2 782	2 847
3-4	2 860	2 789	2 854

3 Effet du type de câble électrique

Dans cette partie, nous investiguons l'impact du type de câble du réseau électrique sur la fonction de transfert. Le LAN possède un réseau électrique câblé appelé « PLC Ready » (Figure 78). Il est composé de 3 réseaux électriques de même architecture qui diffèrent par la nature des câbles électriques. Le premier est constitué de câbles électriques avec du gaine ICT, le deuxième seulement des câbles classiques RO2V et le troisième des câbles électriques blindés de la société Acome. Chaque réseau comprend 3 branches. Les prises électriques des deux premières branches sont montées en cascade et celles de la 3^{ème} en étoile. Les distances qui séparent les prises électriques du tableau électrique (disjoncteurs) sont indiquées sur la figure. Il est possible de considérer seulement un réseau de même type de câble en ouvrant les disjoncteurs des autres réseaux. En général, on retrouve dans les habitations les câbles électriques RO2V et les câbles avec de la gaine ICTA.

Nous avons mesuré les fonctions de transfert des canaux entre les différentes prises du réseau ICT d'un côté, et entre celles du réseau RO2V de l'autre (Figure 79). Nous en avons déduit les capacités du canal comme au paragraphe 2.2. Entre les mêmes combinaisons de prises électriques, les fonctions de transfert sont certes différentes pour les deux types de câbles sans pour autant induire une différence significative de capacité du canal. On peut ainsi atteindre les même performances avec des câbles RO2V que de câbles avec de la gaine ICT.

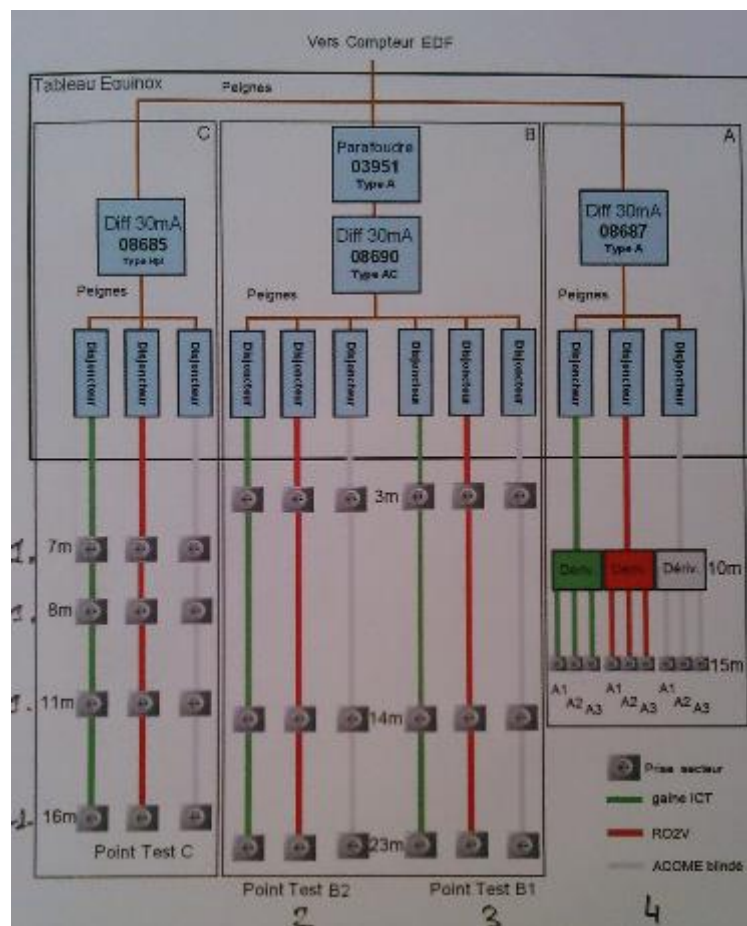


Figure 78. Architecture du réseau électrique « PLC Ready » du LAN (Laboratoire des Applications Numériques)

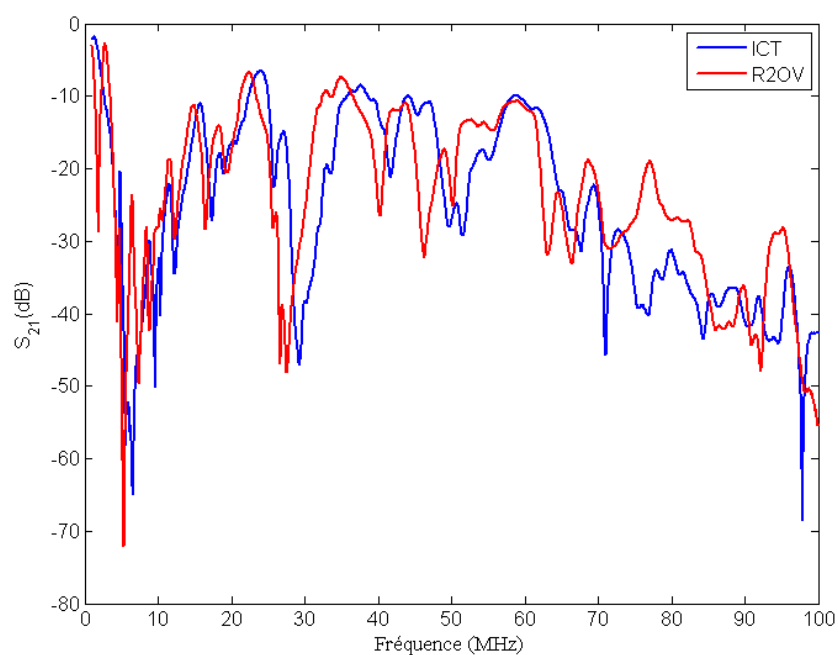


Figure 79. Pertes d'insertion entre la prise de 7m et la prise A1 (Figure 78)

4 Identification d'un réseau électrique domestique inconnu

La modélisation déterministe nécessite de connaître l'architecture du réseau ainsi que les longueurs exactes des différents câbles. En pratique, le réseau électrique n'est pas toujours exactement connu. Pour certaines habitations, il existe un plan qui montre la répartition des différents circuits (éclairage, prises de courants, circuits spécialisés). Ce plan n'existe pas toujours ou n'est pas à la portée. Et même quand il existe, les longueurs des câbles ne sont pas mentionnées. Le nombre de circuits reste néanmoins visible sur le tableau électrique et est égal au nombre de disjoncteurs divisionnaires (voir Figure 5). Il faut ainsi d'abord identifier les prises de chaque circuit. Les longueurs des différents segments qui interconnectent les prises de même circuit doivent être connues.

Nous présentons ici un protocole d'identification d'un réseau électrique domestique basé sur le temps de propagation d'une impulsion entre les prises électriques connectées au même disjoncteur divisionnaire. Ces temps de propagation permettent de calculer les distances entre ces prises. Les longueurs des différents segments qui interconnectent ces prises électriques sont déduites de ces distances.

4.1 Procédures

4.1.1 Identifier les prises de même circuit

La première étape est d'identifier les prises connectées à un même disjoncteur divisionnaire. Il suffit de mettre un disjoncteur divisionnaire en position off, et les prises connectées à ce disjoncteur seront dépourvues de courant.

4.1.2 Longueurs entre les prises

Soit n prises connectées à un même disjoncteur divisionnaire (Figure 80(a)). La distance d_{ij} entre les prises d'indice i et j est calculée selon la formule suivante où t_{ij} est le temps de propagation de l'impulsion et v la vitesse de l'impulsion dans les câbles électriques. Cette vitesse a été mesurée et est égale à peu près $2 \cdot 10^8$ m/s et correspond aux données de la littérature.

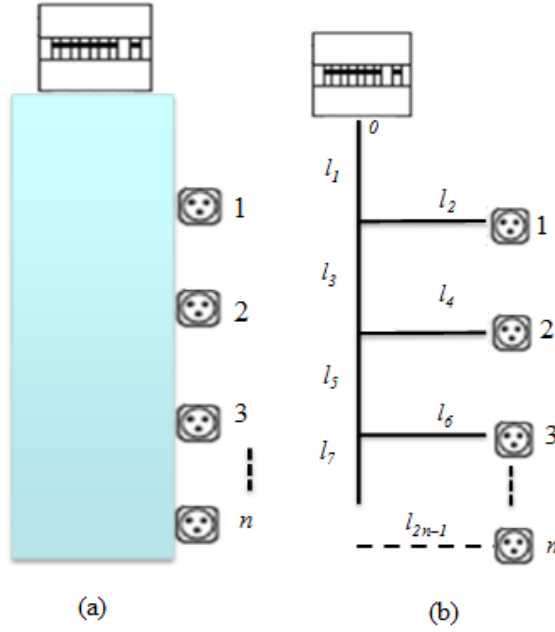


Figure 80. (a) n prises d'un même circuit dont on ne connaît pas la topologie. (b) structure de n prises connectées en dérivation

$$d_{ij} = t_{ij} \cdot v \quad \text{Équation 111}$$

4.1.3 Longueurs des segments d'interconnexion

Les prises de courant de même circuit peuvent être connectées en dérivation, en étoile, en cascade ou en mixte (paragraphe 3.1.2.2, page 35). Les topologies étoile et cascade sont des cas particuliers de la topologie dérivation. En effet, la topologie cascade est la topologie dérivation où les longueurs des dérivation (l_2, l_4, l_6 etc. sur la Figure 80(b)) sont nulles. Quant à la topologie étoile, c'est la topologie dérivation où les segments entre les dérivation (l_3, l_5, l_7 etc. sur la Figure 80(b)) sont nuls. Nous supposons ainsi dans un premier temps que les n prises du même circuit (Figure 80(a)) sont connectées en dérivation (Figure 80(b)). Il reste par la suite à calculer les longueurs des différents segments $l_1, l_2, \dots, l_{2n-1}$.

Les données d'entrée sont le vecteur d contenant les distances entre les n+1 points (0, 1, 2, ..., n) déduites des temps de propagation de l'impulsion entre ces points selon l'équation 111. La taille m du vecteur d est la combinaison des n+1 points pris deux à deux.

$$m = C_{n+1}^2 = \frac{n(n+1)}{2} \quad \text{Équation 112}$$

Les distances entre les n+1 points peuvent être écrites en fonction des longueurs des différents

segments.

$$\begin{cases} d_{01} = l_1 + l_2 \\ d_{02} = l_1 + l_3 + l_4 \\ d_{03} = l_1 + l_3 + l_5 + l_6 \\ \vdots \\ d_{n-1n} = l_{2n-2} + l_{2n-1} \end{cases} \quad \text{Équation 113}$$

Le système d'équations linéaires précédent est équivalent à l'équation matricielle suivante :

$$d = A.l \quad \text{Équation 114}$$

Avec :

- $d [n(n+1)/2, 1]$ le vecteur colonne contenant les distances entre les $n+1$ points
- $A [n(n+1)/2, 2n-1]$ la matrice contenant les coefficients du système linéaire

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \cdots 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \cdots 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \cdots 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \cdots 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 115}$$

- $l [2n-1, 1]$ le vecteur colonne contenant les inconnues

$$\forall n, \begin{cases} \text{rang}(A) = 2n - 1 \\ \text{Det}(A) \neq 0 \end{cases} \quad \text{Équation 116}$$

Quel que soit le nombre de prises n , le rang de la matrice A est toujours égal au nombre d'inconnues $(2n-1)$ et son déterminant non nul (Equation 116). Le système d'équations linéaires admet une et une seule solution. Comme la matrice A n'est pas carrée, la solution du système est donnée par l'équation suivante où $\text{pinv}(A)$ désigne la matrice pseudo inverse de A .

$$l = \text{pinv}(A).d \quad \text{Équation 117}$$

Comme le rang de la matrice A est égale au nombre de colonnes, son pseudo inverse est exprimé par l'équation suivante :

$$pinv(A) = (A^t \cdot A)^{-1} \cdot A^t \quad \text{Équation 118}$$

La solution finale du système exprimée à l'aide de la matrice A :

$$l = \left((A^t \cdot A)^{-1} \cdot A^t \right) \cdot d \quad \text{Équation 119}$$

La solution finale donnée par l'équation précédente peut correspondre ainsi à la topologie dérivation, étoile, cascade ou mixte. Dans la pratique, à cause des erreurs de lecture ou de mesure, la solution est au sens des moindres carrées.

Pour résoudre un système à n inconnues, il faut n équations. Il n'est pas ainsi obligatoire de faire les mesures des longueurs entre les prises pour toutes les combinaisons $(n(n+1)/2)$ des $n+1$ points. On peut seulement se limiter au nombre de mesures égal au nombre d'inconnues ($2n-1$, voir Figure 80 (b)). Dans ce cas, il suffit de faire les mesures correspondant aux $2n-1$ lignes linéairement indépendantes de la matrice A . Pour connaître les lignes indépendantes d'une matrice, il faut calculer sa matrice ligne-réduite échelonnée. Ce sont les lignes non nulles qui sont linéairement indépendantes.

4.2 Générateur d'impulsion

D'après notre approche, un générateur d'impulsion est nécessaire pour mesurer les longueurs entre les prises électriques. Les générateurs commerciaux pouvant générer une impulsion de largeur suffisamment petite sont chers et sont encombrants pour les mesures. Nous avons par conséquent opté pour le développement de notre propre générateur d'impulsion bas coût et compact.

Nous avons développé une seule carte qui peut être utilisée comme générateur d'impulsion ou récepteur d'impulsion. Le composant central est un multivibrateur monostable. Une bascule monostable est un circuit logique qui reste au repos dans son état stable. Lorsqu'une impulsion est appliquée sur son entrée de commande appelé trigger, il bascule pour une durée prédéfinie dans un état quasi stable, caractérisé par une impulsion unique à la sortie de durée et d'amplitude réglable. Après cette impulsion, la sortie retourne dans son état stable. La Figure 81 montre les différents blocs fonctionnels de la carte. La carte sera branchée sur le secteur. Un circuit d'adaptation de la tension d'alimentation du

monostable (5V) est ainsi nécessaire. Un front montant est généré à chaque passage à zéro de la tension secteur et déclenche le monostable qui génère une impulsion. En mode émetteur, le port 1 est connecté au port 2 et permet d'injecter sur le réseau électrique à travers le coupleur l'impulsion générée par la bascule monostable. Le coupleur étant bidirectionnel, il permet de recevoir sur le port 2 une impulsion émise depuis une autre prise électrique.

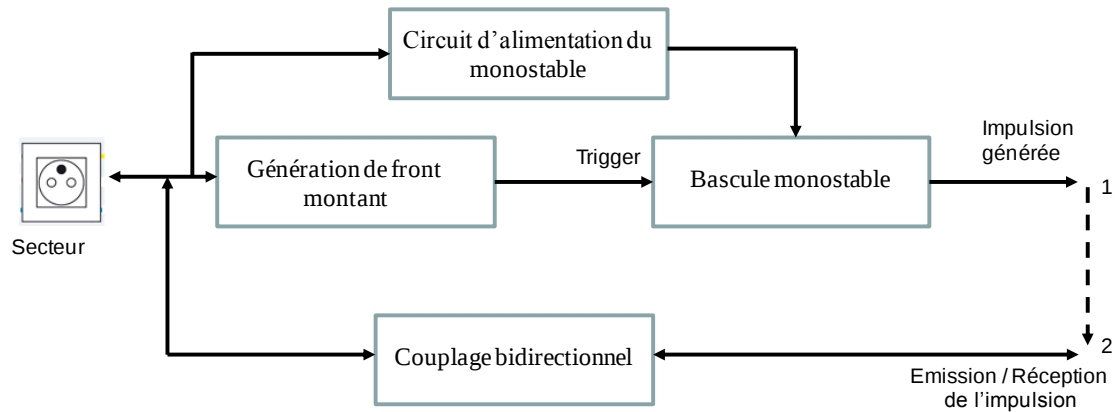


Figure 81. Schéma synoptique de la carte émetteur/récepteur d'impulsion

La Figure 82 donne le circuit électrique complet de la carte électronique. Le monostable 74HC123 nécessite d'être alimenté en 5V.

4.2.1 Génération de l'impulsion

Le transformateur (TRANSFO2) transforme la tension secteur en 12 V alternative. Celle-ci est redressée grâce à un pont de Graetz avec des diodes (type 1N4007). Le régulateur de tension L7805 délivre une tension stable de 5V qui alimente le monostable. La tension secondaire du transformateur est écrêtée à l'aide d'une diode classique (1N4148) mise en série avec une résistance et une diode zener en parallèle, et permet d'obtenir un front montant (Figure 83 (b)) qui commande la génération de l'impulsion par la bascule (Figure 83 (c)). Une impulsion est ainsi générée à chaque passage à zéro de la tension secteur (toutes les 20 ms).

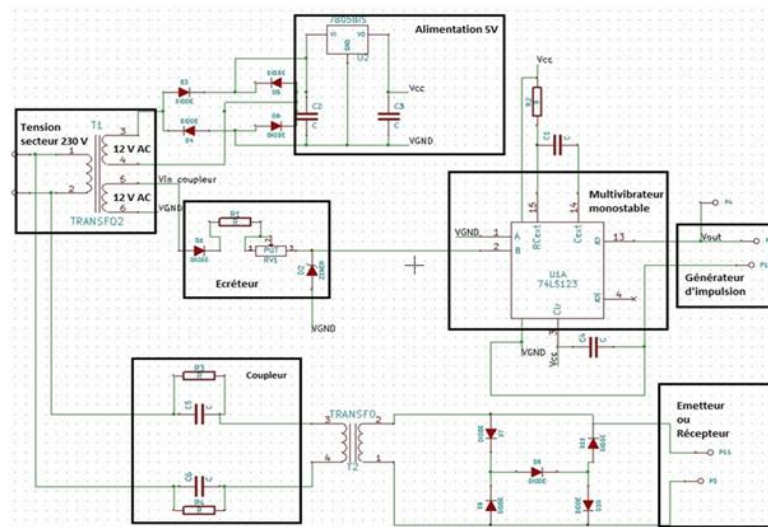


Figure 82. Circuit électrique de l'émetteur/récepteur de l'impulsion

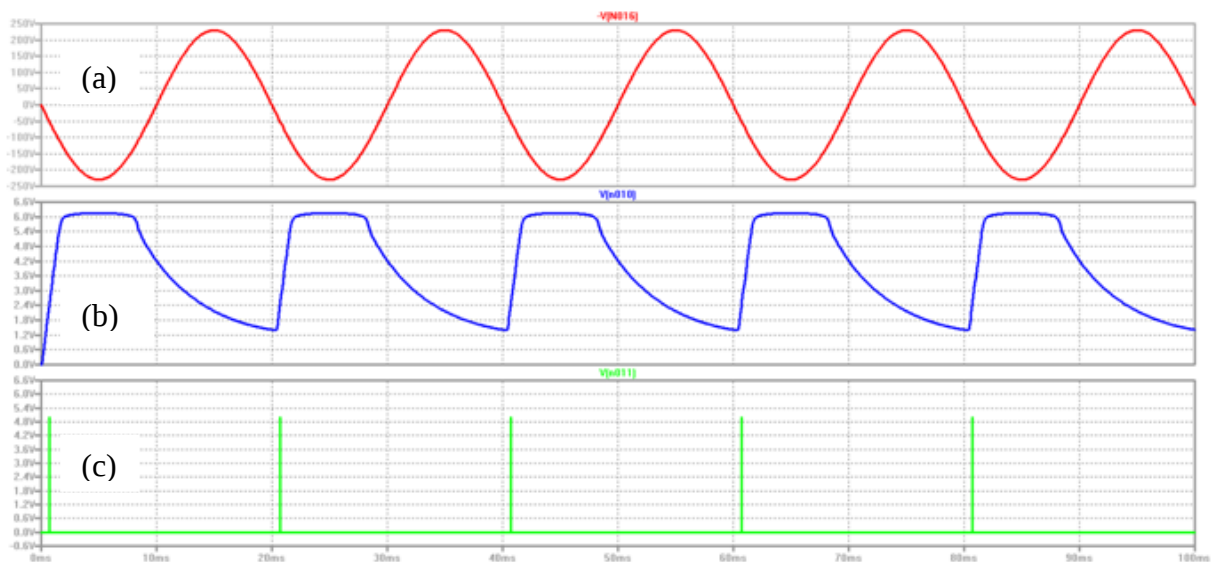


Figure 83. (a) Tension secteur, (b) Tension à la sortie de l'écrêteur, (c) Sortie de la bascule

4.2.2 Emission / réception de l'impulsion

La réception ou l'émission de l'impulsion sur une prise secteur se fait par l'intermédiaire d'un coupleur. Ce coupleur est un circuit passe-haut qui sert à atténuer fortement la tension secteur 50 Hz tout en conservant l'impulsion de fréquence élevée.

Le montage de la partie émetteur/récepteur est constitué de deux condensateurs en parallèle avec deux résistances chacune, d'un transformateur de tension et d'un pont de diodes classiques (1N4148) couplées à une diode transil. La diode transil sert à protéger l'appareil de mesure connecté au coupleur. Le pont de diode permet de rendre bidirectionnelle la diode

transil et de réduire la valeur de la capacité parasite en sortie du circuit. Le transformateur a un rapport de transformation unitaire et permet d'obtenir une isolation galvanique entre le réseau électrique et les appareils de mesure. Les condensateurs permettent d'atténuer la tension à 50Hz par sa forte impédance à cette fréquence. Les résistances en parallèle assurent leur décharge lorsque le montage est débranché du réseau.

La Figure 84 montre la carte électronique correspondant au circuit de la Figure 82. L'impulsion générée par la carte a une amplitude de 5V et une largeur de 40 ns (Figure 85).



Figure 84. Photo de la carte génératrice ou réceptrice d'impulsion

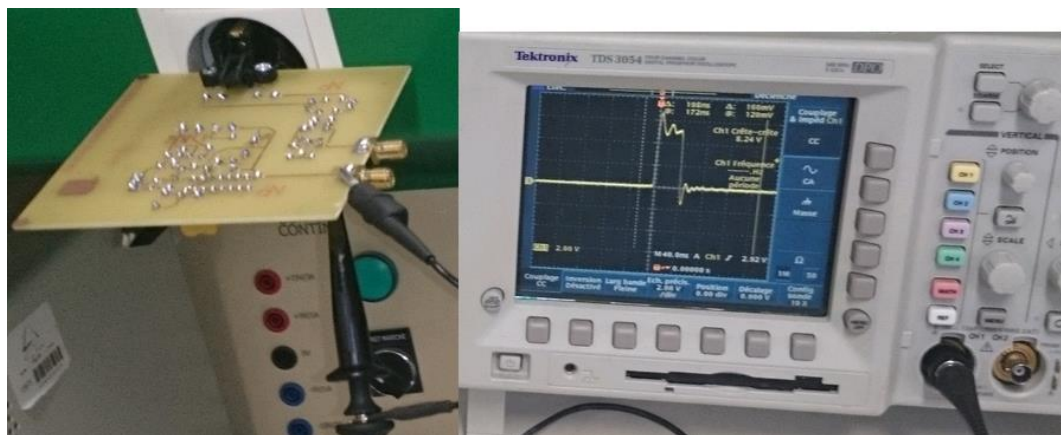


Figure 85. Impulsion générée par la carte

4.2.3 Synchronisation du système de mesure

Lorsque les prises électriques sont éloignées, il n'est pas possible d'utiliser un même oscilloscope. Dans ce cas, nous avons besoin de 2 appareils de mesure distants qui doivent être synchronisés. Au début, nous avons voulu réaliser un asservissement des appareils avec le passage à zéro de la tension secteur. Nous avons remarqué que la tension secteur ne s'annule pas au même moment pour tous les points du réseau. Nous avons par la suite opté pour la synchronisation des appareils à l'aide de la porteuse d'un signal horaire d'une des différentes stations horaires qui existent en Europe. Nous devons capter le signal horaire modulé d'une station et en extraire la porteuse.

4.2.3.1 Les différentes stations d'émission de signaux horaires en Europe

Nous avons identifié 3 grandes stations en Europe : la DCF77, la MSF et la TDF. Elles sont implantées respectivement en Allemagne, en Angleterre et en France.

Le signal DCF77 est émis à partir de Mainflingen (près de Francfort). C'est un système allemand qui transmet l'heure légale en Grandes Ondes. Il permet de synchroniser plusieurs horloges pendant les changements d'heures (hiver ou été). Ce signal est modulé en amplitude avec une porteuse de 77,5 kHz, d'où le 77 dans le DCF77. L'émission de l'heure se fait trois fois par heure : aux 19^e, 39^e et 59^e minutes (aux secondes 20 à 32) sur un rayon maximal d'environ 2000 km (sur toute l'Europe) pour une puissance rayonnée autour de 30 à 50 kW.

Émis de Rugby en (Angleterre), le signal d'horloge atomique MSF est également un signal modulé en amplitude avec une porteuse de 60 kHz. Il est émis à partir de trois émetteurs sur ce site et sert de référence temporelle au Royaume-Uni. Il est basé sur les normes de temps tenues par le NPL (Laboratoire National de Physique du Royaume-Uni) et les serveurs de temps NTP (Network Time Protocol). D'une puissance rayonnée autour de 17 kW, les informations horaires sont transmises chaque minute.

Communément appelé « France Inter », le signal de TDF (Télédiffusion de France) est émis d'Allouis (dans le département du Cher) dans la région Centre. La station émet en grande ondes à 162 kHz. Son émetteur transmet aussi bien de la radiodiffusion (par la radio France Inter) que des signaux horaires. La radiodiffusion est transmise en modulation AM. Les signaux horaires sont émis en modulation de phase.

Nous avons comparé l'amplitude reçue des signaux provenant des différentes stations avec des antennes appropriées et un analyseur de spectre. Elle est de l'ordre des microvolts pour la DCF77 et la MSF tandis qu'elle atteint le millivolt pour la TDF. C'est pour cette raison que nous avons choisi cette dernière station.

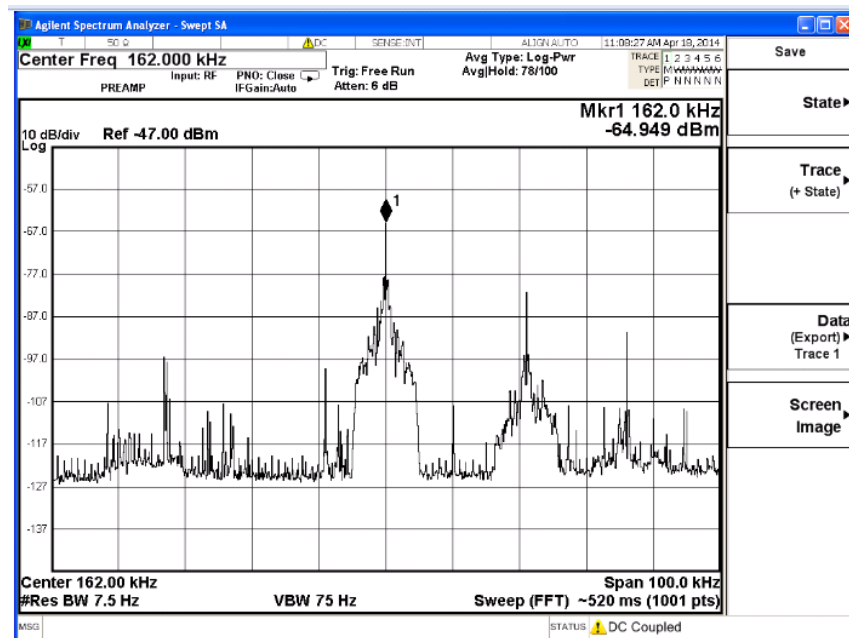


Figure 86. Spectre à la fréquence 162 kHz

4.2.3.2 Réception du signal TDF

Il existe pour chaque station dans le commerce des systèmes d'antenne bas coût pour capter son signal horaire. L'antenne utilisée pour capter le signal TDF (Figure 87) est constitué d'un bâtonnet avec des enroulements de cuivre, réalisant ainsi une inductance variant avec la fréquence. Sa structure lui permet de capter le champ magnétique.

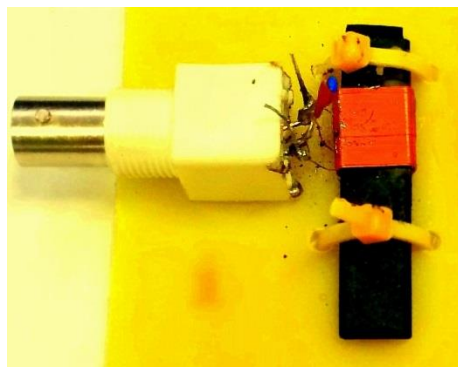


Figure 87. Antenne ferrite utilisée pour capter le signal TDF

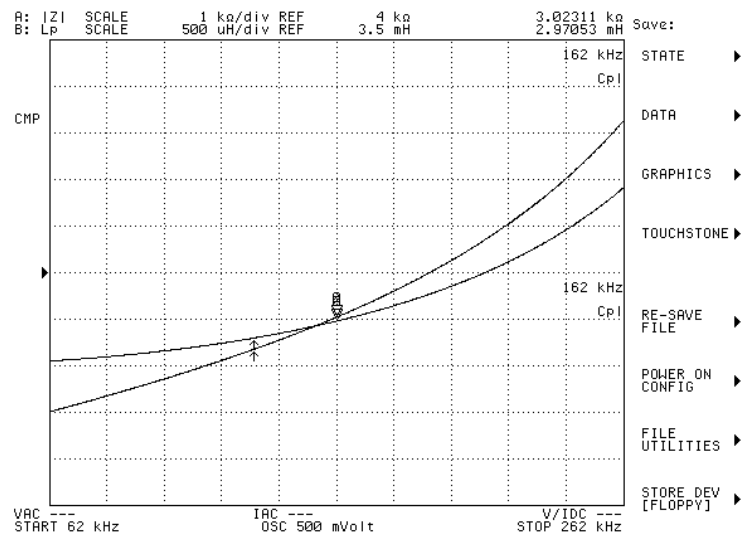


Figure 88. Impédance de l'antenne avant accord mesurée avec un analyseur d'impédance

Pour que la réception soit maximale, il nous faut accorder l'antenne à la fréquence de 162 kHz. L'impédance de l'antenne doit être maximale à cette fréquence. Avant accord, l'impédance de l'antenne à 162 kHz est de 3 kΩ et est équivalente à une inductance $L=2,97$ mH (Figure 88). L'accord est réalisé en ajoutant une capacité C parallèle à cette inductance L . La fréquence de résonance f_r d'un filtre LC parallèle est donnée par la formule suivante. Nous en déduisons la valeur de la capacité $C=321$ pF ($\sim$ la valeur normalisée 330pF).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Équation 120}$$

Le signal reçu est la modulation AM à laquelle est superposée la modulation de phase pour les informations horaires. Notez que les informations horaires sont transmises à faible débit (1 bps), d'où la modulation de phase n'est pas tout le temps visible sur le signal reçu.

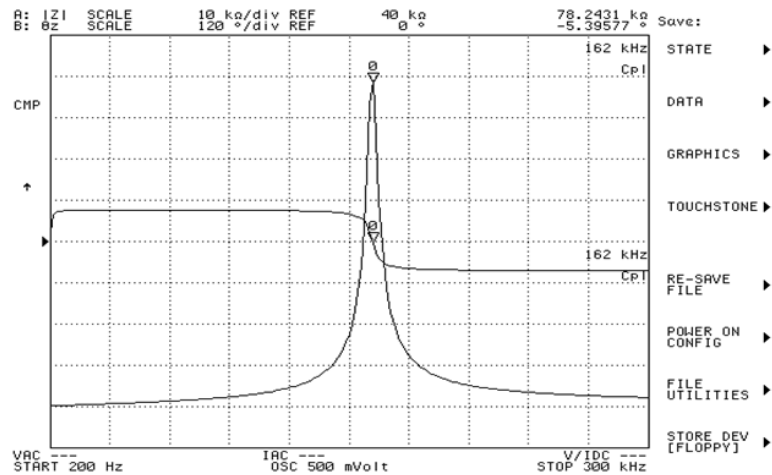


Figure 89. Impédance de l'antenne accordée

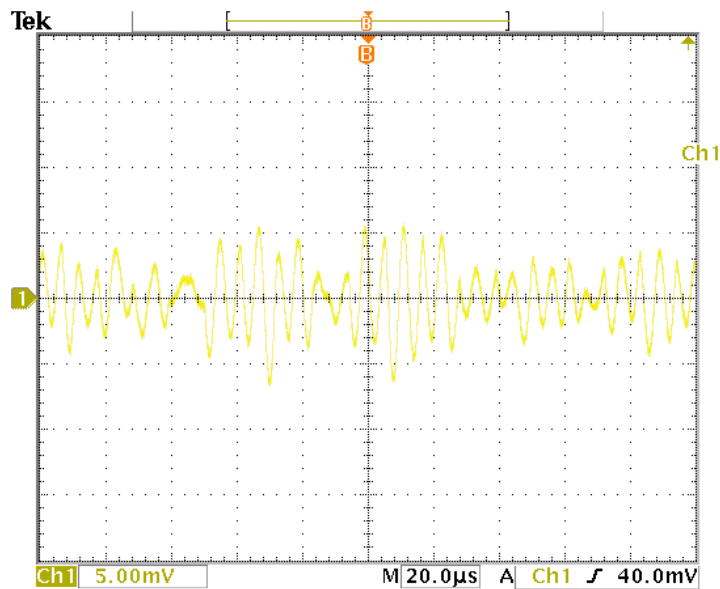


Figure 90. Allure temporelle du signal TDF reçu

Le minimum d'amplitude du signal reçu est aux environs de 1mV. La PLL utilisée pour extraire la porteuse nécessite un seuil minimal de 2,2 V. Le signal doit être ainsi préalablement amplifié.

4.2.3.3 Amplification du signal reçu

Pour passer de 1mV à 2,2 V, au moins une amplification de 2200 fois est nécessaire. Nous avons utilisé des amplificateurs opérationnels classiques pour amplifier le signal. Augmenter le facteur d'amplification d'un amplificateur opérationnel diminue sa bande

passante. Afin de garder une bande passante maximale et que le signal amplifié ne soit pas distordu, nous avons mis en cascade 4 amplificateurs opérationnels avec chacun une amplification de 10.

4.2.3.4 Récupération de la porteuse

Nous avons utilisé une boucle à verrouillage de phase (PLL) pour récupérer la porteuse du signal AM. Une PLL (Figure 91) est composée d'un comparateur de phase, d'un filtre passe bas et d'un oscillateur commandé en tension (VCO). Dans la plage de fonctionnement, une PLL fait un asservissement de la fréquence du VCO à la fréquence du signal d'entrée. Elle délivre à la sortie (du VCO) un signal de même fréquence que le signal d'entrée. Le VCO isolé est caractérisé par la courbe qui donne la fréquence d'oscillation en fonction de la tension de commande variant de 0 à la tension d'alimentation V_{cc} . En général, l'oscillateur est réglé de façon que la fréquence centrale f_0 (fréquence d'oscillation à $V_{cc}/2$) corresponde à la fréquence de la porteuse du signal modulé. Un autre paramètre important dans le dimensionnement d'une PLL est la plage de capture qui est liée à la fréquence de coupure f_c du filtre de boucle.

$$P_c \approx [f_0 - f_c, f_0 + f_c] \quad \text{Équation 121}$$

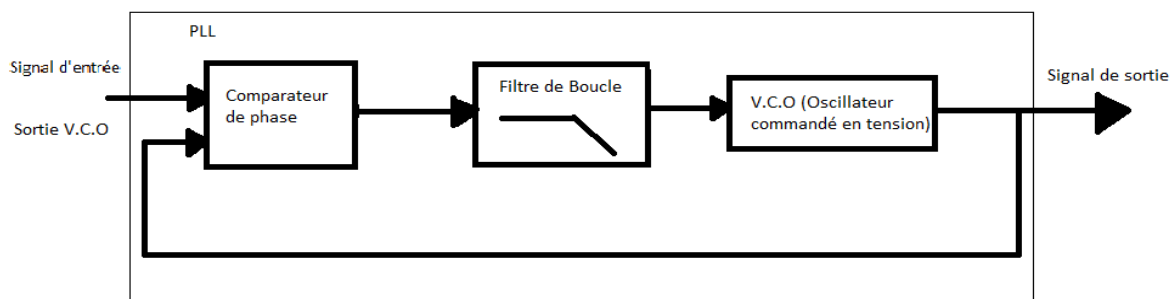


Figure 91. Composition d'une boucle à verrouillage de phase

Nous avons utilisé une PLL intégrée HEF4046B (Figure 92). Les éléments externes $C1$, $R1$ et $R2$ permettent de fixer la fréquence centrale f_0 ainsi que la caractéristique du VCO. Ces éléments externes ont été fixés respectivement à 220pF, 27k Ω et 100k Ω . La Figure 93 montre la caractéristique du VCO dans cette configuration. La fréquence 162kHz correspond à peu près à la fréquence centrale (la tension d'alimentation V_{cc} de la PLL est 5V). Le VCO fournit un signal carré. Le filtre de boucle passe bas est formé de la résistance $R3$ et de la capacité $C2$. Ces derniers ont été fixés respectivement à 47k Ω et 220pF.

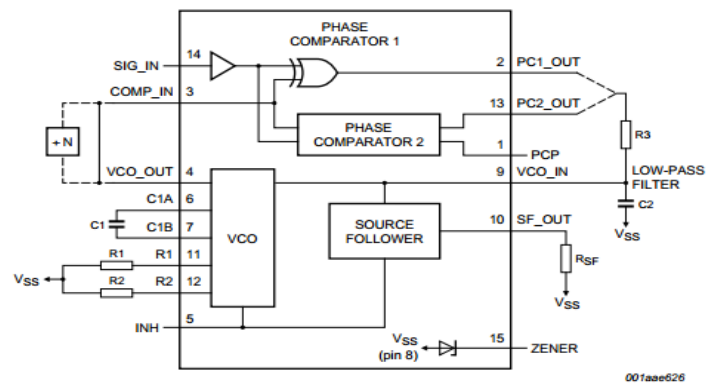


Figure 92. Diagramme fonctionnel de la PLL HEF4046B []

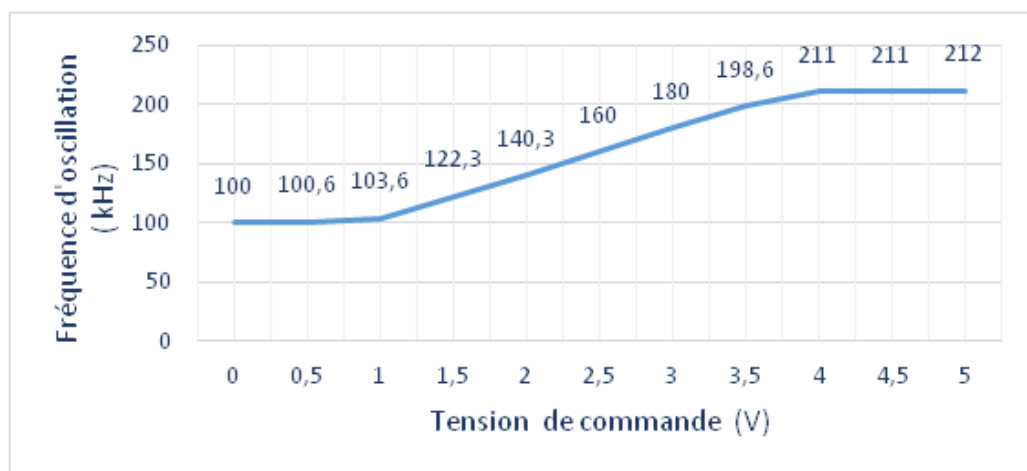


Figure 93. Caractéristique du VCO

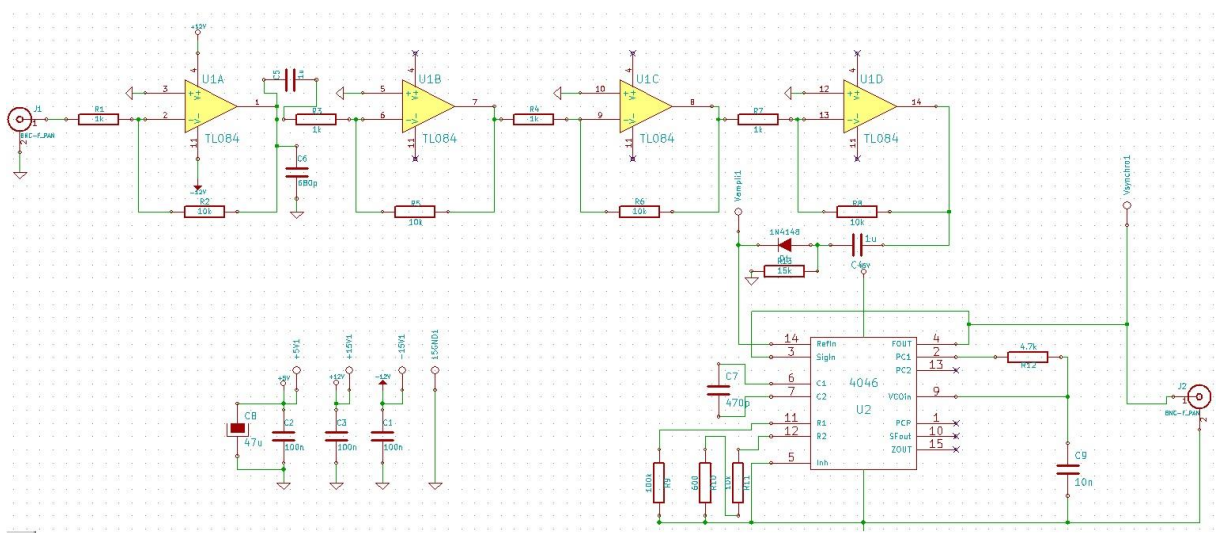


Figure 94. Circuit d'amplification du Signal TDF et restitution de la porteuse

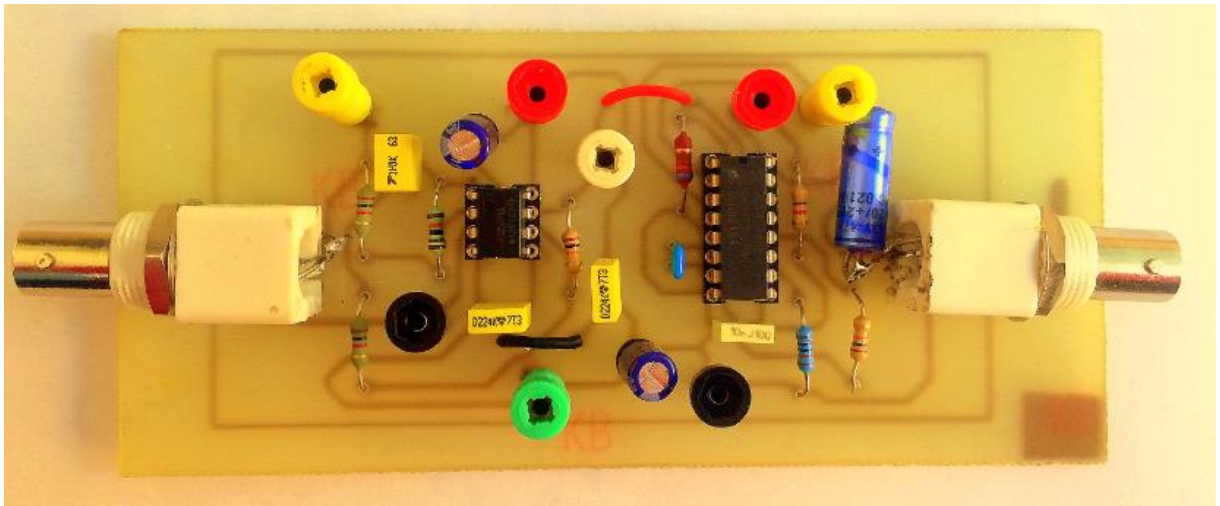


Figure 95. Carte générant le signal de synchronisation à partir du signal TDF

La fréquence de coupure f_c de ce filtre est ainsi de 10kHz. La plage de capture varie donc de 152kHz à 172kHz (voir l'équation précédente).

La Figure 94 donne le circuit électrique d'amplification du signal TDF et de restitution de la porteuse. Sa carte électronique est celle de la Figure 95. Une fois le signal TDF amplifié injecté à l'entrée de la boucle, celle-ci délivre un signal carré stable de fréquence 162kHz.

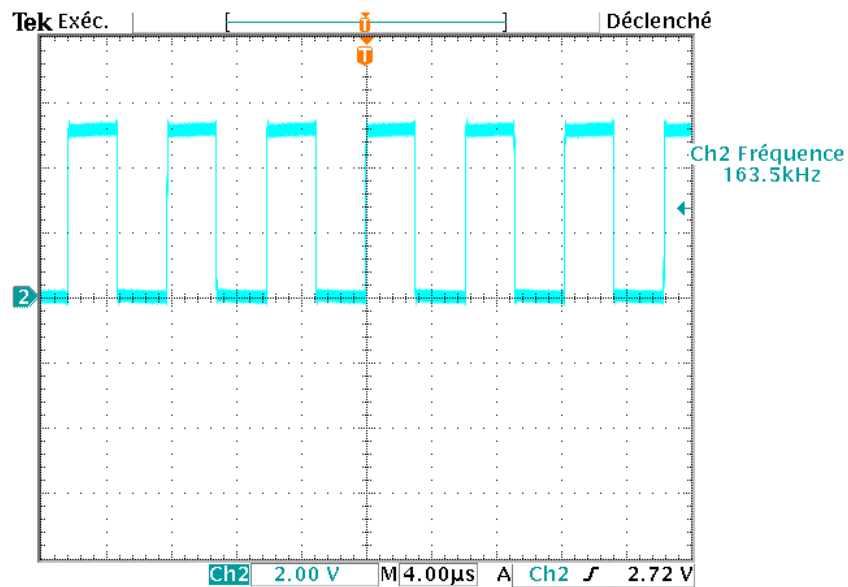


Figure 96. Signal de sortie de la PLL de même fréquence que la porteuse du signal TDF

4.3 Application sur un réseau maîtrisé

Nous cherchons à déterminer l'architecture du réseau PLC Ready (Figure 78) du LAN. Il faut noter que sur le réseau physique les connexions entre les différentes prises électriques ne sont pas apparentes. On ne peut pas non plus savoir à quelle branche (parmi les 3) appartient une prise électrique sans consulter le plan.

Nous coupons tour à tour un disjoncteur divisionnaire et nous identifions les prises qui lui sont connectées (celles non alimentées). Nous détectons que 4 prises sont connectées au premier disjoncteur (branche 1), que les disjoncteurs 2 et 3 alimentent chacun 3 prises de courant (branches 2 et 3). Le tableau électrique est labélisé point 0. Pour chacune des 3 branches de la Figure 78, les prises sont numérotées 1, 2, 3, etc. de haut en bas.

Nous procédons à la mesure des temps de propagation de l'impulsion entre les prises de même branche et nous en déduisons le vecteur d des longueurs correspondantes (voir paragraphe 4.1.2). Les résultats sont reportés dans le Tableau 7.

Selon l'hypothèse de la topologie dérivation (paragraphe 4.1.3), la 1^{ère} branche comporte 7 segments inconnus (Figure 80 b), la 2^{ème} et la 3^{ème} branches 5 segments chacun. Notons A_i la matrice A de la branche i (i variant de 1 à 3). A_1 et A_2 sont données par l'équation 122 et A_3 par l'équation 123.

$$A_1 = A_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 122}$$

$$A_3 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 123}$$

La solution l du système (Equation 119) pour chaque branche est reportée dans le Tableau 7.

Tableau 7 : Temps de propagation de l'impulsion entre les différentes prises de courant

	Branche 1		Branche 2		Branche 3	
Prises	Temps (ns)	Distance d (m)	Temps (ns)	Distance d (m)	Temps (ns)	Distance d (m)
0-1	35,5	7,10	15,3	3,06	74,9	14,98
0-2	40,0	8,00	70,5	14,10	75,0	15,00
0-3	54,5	10,90	115,0	23,00	75,1	15,02
0-4	80,0	16,00	-	-	-	-
1-2	5,0	1,00	55,4	11,08	49,9	9,98
1-3	20,3	4,06	100,0	20,00	50,0	10,00
1-4	45,0	9,00	-	-	-	-
2-3	15,2	3,04	44,8	8,96	50,0	10,00
2-4	40,0	8	-	-	-	-
3-4	24,9	4,98	-	-	-	-
Solution	$l = (7,02 \ 0,007 \ 0,93 \ 0,015 \ 3 \ -0,010 \ 4,99)$		$l = (3,035 \ 0,025 \ 11,03 \ 0,025 \ 8,93)$		$l = (9,985 \ 4,965 \ 0,025 \ 4,99 \ 5,01)$	

D'après les solutions exprimées en mètre, nous trouvons que les prises de la 1^{ère} et de la 2^{ème} branche sont connectées en cascade (les longueurs des dérivation qui sont de rangs pairs sont nulles à une incertitude près) et celles de la 3^{ème} branche en étoile (les longueurs entre les dérivation sont nulles). Les longueurs des différents segments correspondent bien aux attentes (Figure 78, page 122) à quelques centimètres près d'incertitude sur la lecture du temps et sur la vitesse de propagation de l'impulsion.

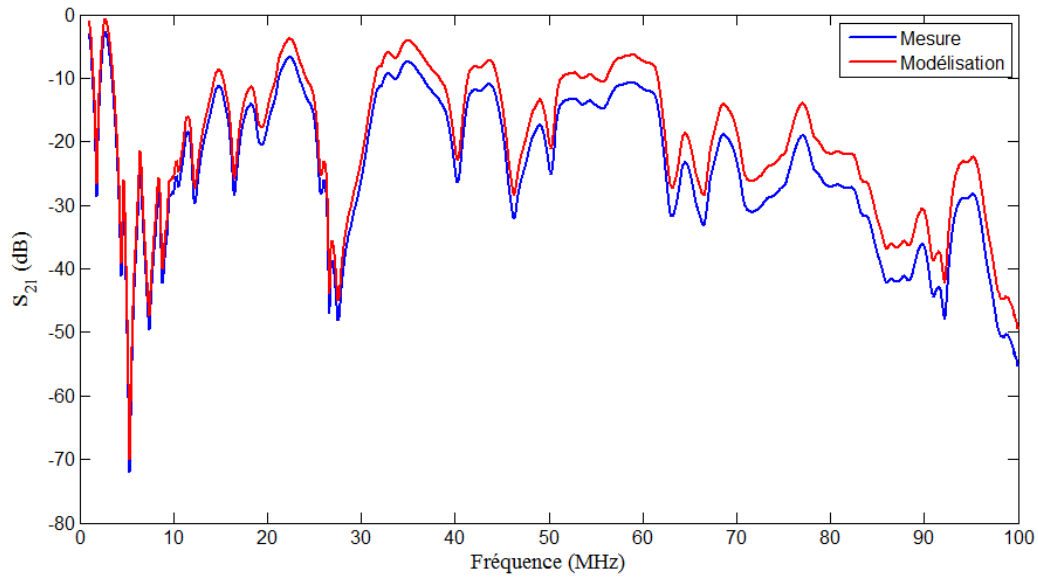


Figure 97. Pertes d'insertion simulées entre les prises

Une fois l'architecture connue, nous pouvons modéliser le réseau électrique avec notre simulateur. La Figure 97 montre les pertes d'insertion simulées entre la prise de la 1^{ère} branche à 7 m et la prise A1 (Figure 78, page 122) selon notre topologie. Nous voyons qu'elles sont bien en accord avec les mesures. Les différences en haute fréquence peuvent provenir de la dispersion des paramètres secondaires du câble installé par rapport à notre câble de référence de type R02V provenant d'un autre fournisseur.

5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé le comportement intrinsèque (sans les charges électriques) de la fonction de transfert des topologies élémentaires à savoir dérivation, étoile et cascade. On peut facilement prévoir les fréquences d'évanouissement de la fonction de transfert induites par des dérivation internes (connectées au trajet direct entre l'émetteur et le récepteur) non chargées. Avec notre exemple, nous n'avons pu desceller une topologie plus favorable que les autres aux communications CPL car les capacités théoriques sous un bruit blanc étaient de même ordre pour les trois topologies élémentaires. Les faibles différences entre la fonction de transfert d'un même réseau en câbles R02V et ICT n'induisent pas une différence sur la capacité du canal.

Afin de modéliser un réseau électrique de façon déterministe, il faut connaître entre autres la structure qui la compose. Nous avons ainsi développé une approche pour déterminer

l'architecture d'un réseau inconnu à partir des temps de propagation d'une impulsion entre les prises de courant. La première étape est d'identifier les prises de courant qui sont connectées à chaque disjoncteur divisionnaire du tableau électrique. Pour chaque branche (disjoncteur et ses prises de courant), la topologie est donnée par la solution d'un système d'équations linéaires. Un générateur d'impulsion bas coût a été développé et est basé sur un multivibrateur monostable. Lorsque les prises sont éloignées, la carte émettrice et celle réceptrice doivent être synchronisés par un signal stable. Le système de mesure a été synchronisé par la porteuse du signal.

Conclusion générale

Les technologies CPL consistent à transmettre des informations numériques en utilisant les câbles électriques comme support de transmission. Il est ainsi possible de mettre en place un réseau de communication particulier ou professionnel sans la pose de câbles supplémentaires en utilisant les prises de courant. Toutes les applications d'un réseau de communication (partage de connexion internet, la téléphonie, streaming, etc.) sont alors possibles. Face au manque de norme internationale, les industriels se sont regroupés dans des alliances pour proposer des produits compatibles et accompagner la standardisation et la normalisation des technologies CPL. Ces consortiums sont, avec les organismes de normalisation, les grands acteurs du développement des technologies CPL. Le débit nécessaire pour une application peut ne pas être atteint à cause d'un réseau électrique de topologie défavorable ou d'un réseau très bruyant. Il est ainsi nécessaire de disposer d'un outil capable de prédire les performances attendues au vu de la structure du réseau électrique donné.

Le modèle général d'un canal CPL est composé de la fonction de transfert du réseau électrique auquel s'ajoutent les différentes classes de bruit (bruit de fond, bruit à bande étroite, bruits impulsionnels). Afin de bien cerner le médium de communication, nous avons présenté la structure et la composition d'un réseau électrique domestique. Il est composé de câbles électriques, des éléments de protection (disjoncteurs) et des appareils électriques. Les prises de courants peuvent être connectées selon plusieurs topologies (dérivation, étoile, cascade ou mélange des trois).

Nous nous sommes intéressés à la modélisation déterministe de la fonction de transfert d'un réseau électrique dans la bande CPL. Les données d'entrée des algorithmes déterministes sont la topologie du réseau et les paramètres secondaires des câbles (impédance caractéristique et coefficient de propagation). Ces paramètres peuvent se calculer analytiquement pour des géométries simples (ligne bifilaire, câble coaxial) avec des matériaux dont les propriétés électromagnétiques (permittivité, perméabilité, angle de pertes) sont connus, être déduits des impédances d'entrée d'une ligne en circuit ouvert et en court circuit ou déduits de la matrice S d'une ligne de longueur adaptée. L'analyse nous a permis de retenir les valeurs issues de la deuxième méthode.

Nous avons comparé les algorithmes basés sur les matrices chaines, les multi trajets, les filtres à réponse impulsionnelle infinie, les paramètres RLCG des câbles de par leur précision, leur robustesse face à l'incertitude sur les paramètres secondaires des câbles, leur

capacité à modéliser n'importe quelle topologie de réseau. Cette analyse nous a permis de choisir la méthode basée sur les multi trajets. Les disjoncteurs, absents dans les travaux de modélisation déterministe du canal CPL, ont été caractérisés et modélisés.

Un outil permettant de simuler la fonction de transfert d'un réseau électrique donné selon le modèle multi trajets a été implémenté. Il permet de prendre en compte la topologie du réseau, les éléments de protection (disjoncteurs), les types de câbles et les appareils domestiques. D'autres paramètres tels que l'impédance d'entrée, la bande de cohérence, le RMS delay peuvent être calculés.

Si le plan du réseau électrique domestique n'est pas connu, nous avons montré la faisabilité de trouver la topologie d'un réseau contenant des dérivations primaires à partir des longueurs entre les prises électriques déduites des temps de propagation d'une impulsion.

Comme perspectives, l'algorithme de détermination de la topologie d'un réseau électrique domestique devra être généralisé à une topologie quelconque avec un protocole ne contenant aucune opération manuelle. Les cartes porteraient par exemple un identifiant et se découvriraient mutuellement. Une carte maitresse calculerait les distances entre les différentes prises.

Les performances des communications sont aussi très affectées par le bruit. Le bruit devra ainsi être pris en compte. Dans [Chariag13], en plus des impédances, le bruit des équipements domestiques a été mesuré et une source de bruit correspondante modélisée pour chaque classe d'appareils. Ces sources de bruit seront intégrées dans le simulateur. Les variations temporelles des impédances de la classe 2 seront incorporées. L'outil pourrait permettre de corriger le réseau ou déceler la charge qui dégrade la transmission CPL. D'autres fonctions CEM comme le calcul du champ électromagnétique rayonné pourraient être implémentées.

Bibliographie

- [Anast05] 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.
- [Anatory07] Anatory, J.; Theethayi, N.; Kissaka, M.M.; Mvungi, N.H.; Thottappillil, R., “The Effects of Load Impedance, Line Length, and Branches in the BPLC—Transmission-Lines Analysis for Medium-Voltage Channel”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.22, no.4, pp.2156,2162, Oct. 2007
- [Aquil09] Aquilue, R.; Ribo, M.; Regue, J.R.; Pijoan, J.L.; Sanchez, G.; , “Scattering parameters-based channel characterization and modeling for underground medium-voltage power-line communications,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.24, no.3, pp.1122-1131, July 2009
- [Berger09] L T.Berger, Gabriel Moreno-Rodriguez, “Power line communication channel modeling through concatenated IIR-filters elements”, *Journal of Communication*, Vol.4, N°1, February 2009
- [Brown99] P. A. Brown. “Power Line Communications - Past Present and Future”, *3rd International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications ISPLC99*, Lancaster UK, 1999, pp. 1-7.
- [Carc06] X. CARCELLE. *Réseaux CPL par la pratique Paris*, Edition Eyrolles, Novembre 2006, 401 pages.
- [CETE] Centre d’Etudes Techniques de L’Equipement (CETE), *Le courant porteur en ligne*. Octobre 2010.
- [Chandna10] Chandna, V.K.; Zahida, M., "Effect of Varying Topologies on the Performance of Broadband Over Power Line," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.25, no.4, pp.2371, 2375, Oct. 2010.
- [Chaou11] H. CHAOUCHE. *Etude et analyse de l'environnement électromagnétique des réseaux domestiques en vue de l'amélioration des systèmes à courants porteurs*

en ligne. Thèse de l'université de Nantes, soutenue 17 novembre 2011. Version provisoire.

- [Chariag11] D. Chariag, D. Guezgouz, Y. Raingeaud, J-C. Le Bunetel, "Channel Modeling and Periodic Impulsive Noise Analysis in Indoor Power Line", *IEEE ISPL 2011, International Symposium on Power Line Communications*, Udine Italy, April 3-6 2011.
- [Chariag12] D. Chariag, J. C. Le Bunetel, Y. Raingeaud, "Modelling and simulation of temporal variation of channel and noise in indoor power line network", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.27, issue 4, pp.1800-1808, October 2012.
- [Chariag13] D. Chariag, Elaboration d'un outil d'analyse du réseau électrique domestique dans la bande CPL, Thèse de l'Université de Tours, Soutenue le 23 Janvier 2013.
- [Cortes09] J. A. CORTES, L. DIEZ, J. F. CANETE and J. LOPEZ, "Analysis of the Periodic Impulsive Noise Asynchronous with the Mains in Indoor PLC Channels", *Proceedings of IEEE International Symposium of Power Line Communications and its Applications ISPLC 2009*, vol., no., pp.26-30, March 29 2009-April 1 2009.
- [Crussiere05] M. CRUSSIÈRE, *Etude et optimisation de communications à haut débit sur les lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM/CDMA*, Thèse de l'INSA de Rennes, soutenue le 28 Novembre 2005.
- [Degard02a] V. DEGARDIN, *Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension*, Thèse de l'université des sciences et technologies de Lille, Soutenue 19 Décembre 2002.
- [Degard02b] V. DEGARDIN, M. LIENARD, A. ZEDDAM, F. GAUTHIER, P. DEGAUQUEL, "Classification and characterization of impulsive noise on indoor powerline used for data communications", *IEEE Transactions on consumer's electronics* Nov. 2002, Vol.48 issue 4 pp. 913-918.
- [G3PLC] Alliance G3-PLC. <http://www.g3-plc.com/content/about-us>

- [Galli05] S. Galli; T. Banwell, “A novel approach to the modeling of the indoor power line channel-Part II: transfer function and its properties,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.20, no.3, pp. 1869- 1878, July 2005.
- [Galli09] Stefano Galli. “PLC Standardization Progress and Some PHY Considerations”, *IEEE International Symposium on Power Line Communications*, Dresden, Germany, Mar. 30, 2009.
- [Gautier08] Gautier AVRIL. « *Etude et optimisation des systèmes à courants porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique* ». Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, soutenue le 10 Octobre 2008.
- [Giana10] F. Gianaroli, A. Barbieri, F. Pancaldi, A. Mazzanti, G.M. Vitetta, “A novel approach to power line channel modeling,” *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.25, no.1, pp.132-140, Jan. 2010.
- [Ginjfo] Ginjfo, site d'actualité High-Tech, *Adaptateur CPL dLAN Hispeed II de Devolo*. <http://www.ginjfo.com>, Juin 2014.
- [Gold10] S. Goldfisher, S. Tanabe, “IEEE 1901 Access System: An Overview of its Uniqueness and Motivation”, *IEEE Communication Magazine*, October 2010
- [Guezgou10] D. GUEZGOUZ. *Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL*. Thèse de l'université de Tours, soutenue le 13 décembre 2010.
- [GuideCPL] Ministère de l'Economie, des Finances et de l'industrie, *Guide de bonnes pratiques pour le recours aux CPL sur les réseaux publics de distribution d'électricité*.
<http://archives.entreprises.gouv.fr/2012/www.industrie.gouv.fr/pdf/cpl.pdf>
- [Guillet10a] V. GUILLET, G. LAMARQUE, “Unified background noise model for Power Line Communication”, *IEEE International Symposium of Power Line Communications and its Applications ISPLC 2010*, Rio de Janeiro, Mars 2010.
- [Guillet10b] V. Guillet, *Contribution à la connaissance et à la caractérisation du canal courant porteur en ligne*. Thèse de l'université d'Orléans, soutenue le /2010.

- [HN 96-S-82] Electricité de France, *Relais récepteurs pour télécommande centralisée à 175 Hz (relais à quatre groupes d'ordres ACDE, relais EJP)*, spécification HN 96-S-82, Décembre 1989.
- [Homeplug] HomePlug, <https://www.homeplug.org>
- [ieep1901] IEEE P1901, <http://grouper.ieee.org/groups/1901/>
- [Konate07] C. KONATE, M. MACHMOUM, J.F DIOURIS, “Multi path Model for Power line Communications Channel in the frequency range of 1MHz-30MHz”, *EUROCON 2007 The International Conference on Computer as Tools*, Warsaw, September 9-12, pp 984-989.
- [Konate09] C. KONATE, M. MACHMOUM, J-F DIOURIS, “Power Line Channel Modeling for Industrial Application”, *Proceedings of IEEE International Symposium of Power Line Communications and its Applications ISPLC 2008*, Jeju Island, Korea, April 2008, pp 76-81.
- [Laguna08] G. Laguna and R. Barron, “Survey on Indoor Power Line Communication Channel Modeling”, *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference 2008*, pp.163-168.
- [Maiga10] Ali MAIGA. «Stratégies d'allocation de ressources dans des contextes mono et multiutilisateurs pour des communications à très haut débit sur lignes d'énergie». Thèse de l'INSA de Rennes, soutenue le 13 décembre 2010.
- [Mei03] S. Mei, and Y. Ismail, “Modeling skin effect with reduced decoupled R-L circuits,” Proc. Int. Symp. on Circuits and Systems, Vol. 4, 588-591, Bangkok, Thailand, 2003.
- [Meng04] H. Meng, S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. So, E. Gunawan, and T. T. Lie, “Modeling of Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 19, N°. 3, JULY 2004.

- [Meng05] H. Meng, Y.L. Guan “*Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications*”. IEEE Transactions on Power Delivery. 2005, Vol. 20, 2, pp. 630-637.
- [NFC15-100] AFNOR, *Installations électriques à basse tension*, Norme NFC 15-100.
- [Pagani09a] P. Pagani, A. Ismaïl A. Zeddami « Détection des trajets de propagation dans un réseau CPL à partir de mesures fréquentielles du canal », *Journée scientifique « propagation et télédétection*» 24 et 25 Mars 2009 Paris.
- [Pagani09b] P. Pagani, Member, IEEE, A. Ismail, Member, IEEE, and A. Zeddami, “*Path Identification in a Power-Line Network Based on Channel Transfer Function Measurements*” IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 27, NO. 3, JULY 2012.
- [Papaz04] R. Papazyan, P. Petterson, H. Edin, R. Eriksson, U. Gafvert. “*Extraction of High Frequency Power Cable Characteristics from S-parameters Measurements*”. IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol 1. 11, NO. 3. June 2004, pp. 461-470.
- [Phil99] H. PHILIPS, “*Modeling of Power line Communication Channels*”, *Proceedings of IEEE International Symposium of Power Line Communications and its Applications*, Lukaster, UK, April 1999, pp 14-21.
- [Picol07] Sylvie PICOL, *Conception et réalisation de la partie numérique d’un simulateur matériel pour les canaux de propagation MIMO*. Thèse de l’INSA de Rennes, soutenue le 5 décembre 2007.
- [Rennane09] A. Rennane, C. Konate, M. Machmoum, D. Guezgouz, “*Modélisation et caractérisation du canal de transmission CPL sur le réseau électrique domestique*”, *European Journal of Electrical Engineering*, vol.12, NO.5-6/2009
- [Rodrig08] G Moreno-Rodriguez, L.T.Berger, “*An IIR-Filter approach to Time variant PL channel modelling*,” 12th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Jeju Island, Korea, April 2008

- [Rouissi08] Fatma Rouissi, *Optimisation de la couche PHY des systèmes de communication sur le réseau d'énergie en présence de bruit impulsif*, Thèse de l'université des sciences et technologies de Lille en Co-tutelle SUP'COM de Tunis, soutenue le 23 mai 2008.
- [Shao08] Shaoliang Wei; Haijun Wang; Fengyu Cheng; Yimin Chen; Weiguo Liu; "Innovative Model for Underground Coal Mine Power Line Communication Channel Based on Wavelet Scattering Parameters Matrix," *Intelligent Information Technology Application*, 2008. IITA '08. *Second International Symposium on*, vol.2, no., pp.733-737, 20-22 Dec. 2008
- [Tang03] Tang L., So P. et al. "Characterization and modeling of in building power lines for high speed data transmission", *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2003, Vol. 18, No. 1, pp. 69-77.
- [Tlich08a] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. MOULIN, F. GAUTHIER, "Indoor Power line Communication Channel Characterization up to 100 MHz-Part-I: One Parameter Deterministic Model", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 24, N° 3. July 2008, pp 1392 -1401.
- [Tlich08b] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin and F. Gauthier "Indoor Power-line Communications Channel Characterization up to 100MHz-Part II: Time-Frequency Analysis", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 23, no. 3, pp 1402-1409, Jul. 2008.
- [Weens06] Y.Weens, *Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance*. thèse de l'université de Lille soutenue en décembre 2006.
- [Yen82] C. S. Yen, Z. Fazarinc and R. L. Wheeler, "Time-domain skin-effect model for transient analysis of lossy transmission lines", *Proc. IEEE*, vol. 70, pp. 750-757, July 1982.
- [Zatt11] Zattar, H.; Salek, L.; Carrijo, G.; "An evaluation of power line communication channel modelling for indoor environment application," *Telecommunications (CONATEL)*, 2011 2nd National Conference on, vol., no., pp.1-6, 17-20 May 2011

- [Zimmer02a] M. ZIMMERMAN, K. DOSTERT, “A Multi-Path Model for the Power line Channel”, *IEEE Transactions on communications*, Vol. 50 N°.4, pp 553-559 April 2002.
- [Zimmer02b] M. ZIMMERMAN, K. DOSTERT, “Analysis and modeling of impulsive noise in broadband power line communications”, *IEEE transaction On Electromagnetic Compatibility*, Vol.44, N°.1 pp 249-258, Febr.2002
- [Zimmer00] M. ZIMMERMAN, K. DOSTERT, “An analysis of the broadband noise scenario in power line networks”, *Proceedings of IEEE International Symposium of Power Line Communications and its Applications ISPLC 2000*. Limerick, Ireland, pp 131-138.
- [Zimmer99] M. ZIMMERMAN, K. DOSTERT, “A multi-path signal propagation model for the powerline channel in the high frequency range”, *Proceedings of IEEE International Symposium of Power Line Communications and its Applications ISPLC 99*, Lukaster, UK, Apri1999, pp 45-51

Diagnostic de réseaux électriques et communication par CPL

Résumé

Les technologies CPL offrent une possibilité de créer un réseau de communication en utilisant le réseau électrique domestique comme support de communication. Elles offrent aujourd'hui des débits suffisants pour mettre en place les mêmes applications que sur les réseaux wifi ou Ethernet. Néanmoins, les performances sont très tributaires de la configuration électrique et électromagnétique de l'habitation et peuvent se révéler dans plusieurs cas non satisfaisantes. L'objectif de ce mémoire est de développer un outil déterministe permettant de qualifier une installation électrique vis-à-vis du CPL. Après une analyse et une étude comparative des modèles les fréquents dans les travaux scientifiques, celui basé sur les multi trajets a été choisi et implémenté. L'outil permet de calculer des paramètres du canal entre deux points du réseau. Les éléments de protection (disjoncteurs) non repris dans la littérature ont été caractérisés et modélisés. L'impact de la topologie du réseau (dérivation, étoile, cascade) et du type de câble (R02V, ICT) a été investigué. Lorsque la topologie du réseau électrique n'est pas connue, nous avons initié une approche pour la déterminer à partir des temps de propagation d'une impulsion entre les prises de courant.

Résumé en anglais

Power line communications (PLC) technologies allow deploying low cost home data network using power cables as transmission lines. They offer nowadays data rate sometimes upper than those of Wifi standard. However, PLC performances strongly depend on the electric and electromagnetic environment of the domestic power grid. The announced data rates are then rarely achieved. The aim of this work is to develop a tool computing the expected PLC performances of a given network. Frequent PLC models are compared and the multipath model has been chosen after that analysis. The developed simulator can compute the transmission parameters (transfer function, channel capacity, coherence bandwidth) between two points of the grid. The influence of the grid topology and the cable type is investigated. When the grid topology is unknown, an algorithm to compute it has been initiated from the pulse propagation times between power outlets.