N° d'ordre D. U: 2421
E D S P I C: 635

UNIVERSITÉ BLAISE PASCAL - CLERMONT II

ECOLE DOCTORALE

SCIENCES POUR L'INGENIEUR DE CLERMONT-FERRAND

thèse

Présentée par

Lola El SAHMARANY

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR D'UNIVERSITÉ

Spécialié : Électromagnétisme

Méthodes d'amélioration pour le diagnostic de câble par réflectométrie

Directeur de thèse : **M. Pierre BONNET**

Soutenue publiquement le 17 décembre 2013

Devant la Commission d'Examen:

JURY

M. Philippe Besnier	Chargé de Recherches, IETR	Rapporteur
M. Alain Reineix	Directeur de Recherche, XLIM	Rapporteur
M. Jérome Genoulaz	Ingénieur Labinal/Safran Engineering Services	Examinateur
Mme Odile Picon	Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée	Présidente du jury
M. Fabrice Auzanneau	Ingénieur chercheur au CEA LIST	Encadrant
Mme Laure Berry	Enseignant chercheur, Institut Pascal	Co-Encadrant

À mon mari Ahmad Salah...

Soyons reconnaissants aux personnes

qui nous donnent du bonheur ;

elles sont les charmants jardiniers

par qui nos âmes sont fleuries.

"Marcel Proust"

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein du Laboratoire de Fiabilisation des Systèmes Embarqués -LFSE- du CEA LIST. Je remercie donc le CEA de m'avoir donné la possibilité d'effectuer ces travaux, et ce par l'intermédiaire de Monsieur Fabrice Auzanneau, adjoint du chef du département au CEA LIST et qui m'a dirigé tout au long des ces trois années de thèse. Il a toujours été disponible, à l'écoute de mes nombreuses questions, et s'est toujours intéressé à l'avancée de mes travaux. Les nombreuses discussions que nous avons eues ainsi que ses conseils sont pour beaucoup dans le résultat final de ce travail. Enfin, ses nombreuses relectures et corrections de cette thèse ont été très appréciables. Cette thèse lui doit beaucoup. Pour tout cela merci.

Mes remerciements vont également pour mon directeur de thèse, Pierre Bonnet, pour avoir assuré la direction de ma thèse, avec une grande disponibilité malgré la distance. Je le remercie aussi pour son aide et son soutien aussi bien sur le plan professionnel que sur le plan humain dont j'ai eu besoin dans les moments les plus difficiles. Sa capacité d'analyse et son enthousiasme m'ont montré que le monde de la recherche pouvait être un univers passionnant.

Mes remerciements s'adressent également à Laure Berry avec qui j'ai eu la chance de pouvoir travailler. Elle a été toujours disponible à l'écoute de mes questions. Ce fut un honneur et une joie de travailler avec toi.

Je remercie également chacun des membres du jury de m'avoir fait l'honneur d' y être présent. Je remercie en particulier M. Alain Reinex et M. Philippe Besnier pour le temps qu'ils ont consacré à lire et évaluer mon manuscrit en tant que rapporteurs de mes travaux. J'associe à mes remerciements Mme Odile Picon et M. Jérome Genoulaz pour leurs participations en tant

qu'examinateurs.

Je tiens à remercier la chef du laboratoire LFSE Yannick Bonhomme et tous mes collègues du laboratoire LFSE surtout Luca, Sébastien, Soumaya, Wafa, Nicolas Gregis, Valentin, Samuel, Mickael, Josy, Alain, Francis et Thierry qui ont cru en moi et qui m'ont permis d'arriver au bout de cette thèse. j'ai été véritablement heureuse de passer ces trois années en votre compagnie.

Je ne peux non plus me passer de faire une dédicace à mon collègue de bureau Nicolas Ravot et de le remercier pour tous ces moments que nous avons partagés, mais aussi pour tous tes excellents conseils, et pour tout le reste !! Merci, merci !!

Un immense merci à Laurent Sommervogel pour la précieuse aide que tu m'as apportée durant mes trois années de thèse et surtout pendant mes derniers mois de thèse ! Je te remercie aussi pour tes précieux conseils et remarques.

Merci évidemment à ma famille surtout mes parents et mon frère, pour m'avoir toujours soutenue et aimée comme ils savent si bien le faire. Je ne saurais dire si j'aurai pu finir un jour mes études sans leur aide précieuse et leur soutient moral. Merci pour toutes vos leçons de la vie qui me servent aujourd'hui de repères.

Je remercie du fond du coeur mon mari Ahmad Salah pour son soutien sans faille, ses encouragements et sa patience pendant ces trois années. Je le remercie pour sa curiosité scientifique insatiable, qui a été pour moi une source inépuisable d'idées nouvelles et un moteur constant pour avancer. Je le remercie aussi pour avoir toujours trouvé les mots justes dans les moments difficiles et m'avoir apporté le réconfort dont j'avais besoin.

Enfin, je souhaite remercier mes amies plus particulièrement Imene, Nadine et Kinda pour toutes leurs attentions.

Table des matières

Table des figures **ix**

Liste des tableaux **xvii**

Introduction générale **1**

I Des câbles, des risques et des solutions **5**

1.1 Le câble : caractéristiques, modèles, applications 6

1.2 Les défauts dans les câbles : un véritable challenge 9

1.2.1 Origine et type des défauts 10

1.2.1.1 Vieillissement : définition 11

1.2.1.2 Types de vieillissement 11

1.2.1.3 Les effets du vieillissement sur les câbles électriques . . 12

1.3 Méthodes existantes pour la détection et la localisation de défauts 14

1.3.1 Introduction 14

1.3.2 Les méthodes non basées sur la réflectométrie 15

1.3.2.1 Inspection visuelle 15

1.3.2.2 Méthode par rayons X 16

1.3.2.3 Méthodes capacitive et inductive 16

1.3.3 Les méthodes basées sur la réflectométrie 16

1.4 Les limites de ces méthodes et les solutions existantes 23

1.5 Conclusion 26

Références bibliographiques **31**

II Bases théoriques : ligne de transmission et retournement temporel **35**

2.1 Introduction . . . 36
2.2 Le principe des lignes de transmission . . . 36
2.3 Comportement et modèle d'une ligne de transmission . . . 37
2.3.1 Modèle à constantes réparties pour une ligne monofilaire . . . 37
2.3.2 Équation des télégraphistes d'une ligne monofilaire . . . 38
2.3.3 Modèle et comportement d'une ligne de transmission multifilaire 39
2.3.4 Généralisation aux réseaux filaires . . . 41
2.4 Solution des équations de propagation dans le domaine fréquentiel . . . 42
2.4.1 Impédance caractéristique . . . 44
2.4.2 Coefficient de réflexion . . . 45
2.5 Solution des équations de propagation dans le domaine temporel . . . 46
2.6 Phénomènes d'atténuation et de dispersion . . . 49
2.7 Méthodes d'analyse des réseaux filaires . . . 49
2.7.1 Méthode d'analyse dans le domaine fréquentiel . . . 49
2.7.1.1 Méthode ABCD . . . 49
2.7.1.2 Résultats de simulation . . . 53
2.7.2 Méthode d'analyse dans le domaine temporel . . . 53
2.7.2.1 La méthode des différences finies : FDTD . . . 53
2.7.2.2 Résultats de simulation . . . 61
2.8 La méthode du retournement temporel . . . 62
2.8.1 Introduction . . . 62
2.8.2 Origine et principe de la méthode du retournement temporel . . 63
2.8.3 FDTD pour le retournement temporel : exemple dans le domaine de l'électromagnétisme . . . 65
2.8.4 Transposition du principe du retournement temporel dans le domaine du diagnostic filaire . . . 66
2.9 Conclusion . . . 67

Références bibliographiques **69**

III Exploitation de la dispersion du signal propagé **73**

3.1 Une méthode existante pour réduire la dispersion . . . 74
3.2 Compensation de la dispersion subie par les signaux lors de leur propagation dans un câble . . . 77

3.2.1 Compensation de la dispersion par corrélation adaptative 77
3.2.1.1 Définition et mode de réalisation 78
3.2.1.2 Résultats sur des simulations numériques 82
3.2.1.3 Résultats expérimentaux sur un câble SNCF 86
3.3 Conclusion 86
3.4 Détection du vieillissement des câbles 87
3.4.1 Évolution de la vitesse de propagation et de l'amplitude du signal en fonction du vieillissement 88
3.4.2 Une nouvelle méthode basée sur le retournement temporel . . . 88
3.4.2.1 Étude et démonstration analytique de l'asymétrie du signal obtenu 91
3.4.2.2 Processus de la nouvelle méthode 91
3.4.2.3 Analyse fréquentielle de la nouvelle méthode 93
3.4.2.4 Méthodes pour calculer le coefficient d'asymétrie du signal 96
3.4.2.5 Généralisation du procédé 97
3.4.3 Validation de la méthode 99
3.4.3.1 Simulations et résultats pour un modèle de câble coaxial : 99
3.4.3.2 Essais de vieillissement thermique en laboratoire pour un câble coaxial RG58 105
3.4.3.3 Mesure de vieillissement d'un câble de signalisation ferroviaire SNCF 106
3.4.4 Conclusion 108

Références bibliographiques **109**

IV Détection des défauts non-francs **111**
4.1 Introduction 112
4.2 Processus de retournement temporel pour la détection et la localisation . 113
4.2.1 Détection des défauts en 3D 113
4.2.1.1 Principe 113
4.2.1.2 Le produit de convolution 114
4.2.2 Réflectométrie associée à un processus de retournement temporel "RART" 115

4.2.2.1 Algorithme du retournement temporel dans le code FDTD pour les lignes de transmission 115
4.2.2.2 Processus de la méthode RART 120
4.3 Diagnostic des lignes simples et des réseaux en Y adaptés 122
4.3.1 Diagnostic des lignes simples adaptées 123
4.3.1.1 Détection des défauts dans une ligne adaptée 123
4.3.1.2 Détection des défauts dans une ligne adaptée bruitée . 126
4.3.2 Diagnostic d'un réseau en Y adapté 126
4.3.2.1 Cas d'un réseau symétrique 129
4.3.2.2 Cas d'un réseau non-symétrique avec un défaut sur la branche L_3 132
4.3.2.3 Cas d'un réseau non-symétrique avec un défaut sur la branche L_2 134
4.3.2.4 Conclusion 136
4.4 Diagnostic des lignes et des réseaux filaires désadaptés 137
4.4.1 Cas d'un réseau filaire en Y désadapté 137
4.4.2 Cas d'un réseau filaire complexe désadapté 139
4.5 Résultats expérimentaux appliqués sur un câble coaxial 140
4.5.1 Cas d'un câble coaxial simple 140
4.5.2 Cas d'un réseau en Y de câble coaxial 141
4.6 Conclusion 144

Références bibliographiques **147**

Conclusion générale et perspectives **149**

Annexe A **155**
5 Modélisation des lignes de transmission 155
5.1 Cas de la ligne bifilaire (paire parallèle) 155
5.2 Cas de la ligne coaxial 156
5.3 Cas de la paire torsadée (blindée et non blindée) 157
6 Détermination expérimentale des paramètres linéiques de câble 159
6.1 Première méthode 159
6.2 Deuxième méthode pour calculer la constante de propagation 161

Références bibliographiques **163**

Annexe B **165**

7 Produit de corrélation circulaire 165

Table des figures

I.1 Le premier câble électrique inventé par Thomas Edison, A) Conducteur, B) Tresse , C) Isolant en caoutchouc [1]. 7

I.2 Le réseau filaire dans un avion [2]. 7

I.3 Longueurs de câbles cumulées dans les transports. 7

I.4 Modèles de câbles : a) Câble coaxial b) Câble torsadé c) Câble bifilaire. 8

I.5 Répartition des défauts liés aux câbles dans les avions (source NASA [9]). . . 10

I.6 Différents types de vieillissement : a) Contamination chimique. b) Vieillissement thermique. c) Corrosion. 12

I.7 La capacité de survie d'un câble en fonction du temps [10]. D'après cette courbe la capacité de survie d'un câble est réduit de moitié au bout d'une quinzaine d'année. 13

I.8 Structure du câble à isolation réticulée. 14

I.9 Variation du facteur de pertes diélectriques (a) et de la permittivité relative (b) en fonction du vieillissement thermique à des valeurs de température différentes allant de 80°C à 140°C ([18]) : (a) aux températures de 120°C et 140°C, le facteur de pertes diélectriques augmente rapidement et atteint des valeurs élevées après un court temps de vieillissement. Dans (b), nous remarquons une brusque augmentation de la permittivité relative après 1500 heures (pour 140°C) et 2000 heures (pour 120°C). 15

I.10 Principe du radar de l'aéroport [27]. 17

Table des figures

I.11 Schéma présentant le principe de la réflectométrie : il est constitué d'un câble, d'un générateur d'impulsion (son rôle est d'émettre l'échelon dans le câble), d'un oscilloscope (son rôle est d'enregistrer les variations d'amplitude du signal en fonction du temps). . . . 17

I.12 Les dérivées de la méthode de réflectométrie dans les domaines temporel et fréquentiel. . . . 19

I.13 Signaux d'injection pour les deux méthodes STDR et SSTDR [32]. . . . 20

I.14 Signal «chirp» linéaire en fréquence pour une application FDR [28]. . . . 21

I.15 Réprésentation temps-fréquence du signal "chirp" pour une application FMCW [35]. . . . 22

I.16 Défaut non-franc sur un câble de type RG-316 coaxial. . . . 23

I.17 Comparaison entre JTFDR (a-b) et la réflectométrie standard (c) sur la détection d'un point chaud [40]. . . . 24

I.18 Inter-corrélation temps-fréquence avant le vieillissement (en pointillé bleu), après 5 heures (en pointillé rouge), et après 15 heures (en noir) de vieillissement thermique. . . . 25

I.19 Les quatre grandes étapes de la méthode proposée : mesures TDR, débruitage en ondelettes des réflectogrammes, calcul de l'ITFN (intercorrélation temps fréquence normalisée) et enfin clustering des données. . . . 25

I.20 Résultat obtenu à la dernière étape (clusterring des données). Nous détectons bien le défaut non-franc à 3.5 ns [43]. . . . 26

I.21 Résumé du premier chapitre I et l'introduction du chapitre II. . . . 29

II.1 Modèle à constantes réparties d'une ligne monofilaire tel que dx est une longueur infinitésimale. . . . 38

II.2 Modèle à constantes réparties d'une ligne multifilaire d'une longueur infinitésimale composée de deux conducteurs et un plan de référence. . . . 40

II.3 Topologies de réseaux filaires [10]. . . . 42

II.4 Modèle d'une ligne de longueur ℓ d'impédance caractéristique Z_c et chargée par une impédance Z_ℓ. . . . 44

II.5 Variation de Z_c en fonction de la pulsation ω. . . . 44

II.6 Modèle d'une ligne d'une longueur ℓ d'impédance caractéristique Z_c et chargée par une impédance Z_ℓ. . . . 45

II.7 Ondes de tension et de courant se propageant sur une ligne uniforme sans pertes de longueur finie. . . . 47

II.8 Réponses dans le domaine temporel en injectant un échelon dans une ligne de transmission uniforme chargée par une impédance Z_ℓ telle que $|Z_\ell| = 0$ ou $|Z_\ell| < Z_c$ ou $|Z_\ell| = Z_c$ ou $|Z_\ell| > Z_c$ ou $|Z_\ell| >> Z_c$. 48
II.9 Matrice ABCD d'un réseau à deux ports. 50
II.10 Ligne de transmission non uniforme [20]. 50
II.11 Tronçon de ligne de longueur ℓ, d'impédance caractéristique Zc et chargée par une impédance Z_ℓ. 51
II.12 Réflectogramme correspondant à deux câbles coaxiaux d'impédance caractéristique différente mis bout à bout ($Zc(RG58) \simeq 50\Omega, Zc(RG59BU) \simeq 74\Omega$) 54
II.13 Schéma de principe des simulations numériques. 54
II.14 Discrétisation spatiale et temporelle des tensions et courants. Une discrétisation est fixée pour l'espace z. La tension V et le courant I sont représentés par des points alternés dans la grille. 57
II.15 Discrétisation spatiale et temporelle des tensions et courants le long de la ligne de transmission. 58
II.16 Discrétisation des tensions et courants le long d'un réseau élémentaire en Y. . 59
II.17 Réflectogrammes d'une ligne en circuit ouvert, court-circuit et adaptée. 61
II.18 Réflectogramme correspondant à deux câbles coaxiaux d'impédance caractéristique différente mis bout à bout ($Zc(RG58) \simeq 50\Omega, Zc(RG59BU) \simeq 74\Omega$). . 62
II.19 Ce schéma explique le principe du retournement (tiré de [37]) : Une source génère un signal impulsionnel qui se propage à travers un milieu hétérogène et enregistrement des signaux sur toute une surface entourant la source lors de la première étape (a) ; refocalisation à la position initiale de la source après réémission des signaux retournés temporellement lors de la seconde étape (b). 64
II.20 Rayonnement d'un point source à l'aide d'un algorithme FDTD (tiré de [40]). 65
II.21 Propagation de l'onde à l'aide de l'algorithme de retournement temporel (tiré de [40]). 66

III.1 Forme d'onde SD "Speedy Delivery". 75
III.2 Réflectogrammes obtenus pour un câble coaxial de différentes longueurs (100m, 200m et 300m) en injectant le signal SD. 76
III.3 Signaux réfléchis pour un câble coaxial de différentes longueurs (100m, 200m et 300m) en injectant le signal SD. Une comparaison entre les différentes signaux réfléchis et le signal injecté est aussi présente dans cette figure. 77

III.4 Réflectogramme d'un câble coaxial de 100 m terminé par un circuit ouvert. Une impulsion gaussienne est injectée dans le câble. Nous remarquons que le signal réfléchi obtenu a subi une déformation et une atténuation. 78
III.5 Principe de la corrélation sur un signal porte. 80
III.6 Principe de la corrélation sur un signal arrondi. 80
III.7 Exemple des signaux réfléchis en fonction de la longueur du câbles. Cette figure présente les deux phénomènes d'atténuation et de dispersion du signal réfléchi lors de sa propagation dans un câble de plus en plus long. 81
III.8 Résultat de simulation pour un câble coaxial de type RG58 de longueur $1km$. 83
III.9 Résultat de simulation pour un câble coaxial de type RG58 de longueur 2km. 84
III.10 Résultat de simulation pour un câble coaxial de type RG58 de longueur $3km$. 84
III.11 Résultat de simulation avec bruit pour un câble coaxial de type RG58 de longueur 2km. 85
III.12 Photo du câble SNCF. 86
III.13 Résultats expérimentaux sur un câble SNCF (paire torsadée de 2km). 87
III.14 Différentes étapes de simulation d'un câble coaxial en circuit ouvert pour la réflectométrie dans le domaine temporel. 88
III.15 Variation de la vitesse de propagation en fonction de R. 89
III.16 Variation de la vitesse de propagation en fonction de L. 89
III.17 Variation de la vitesse de propagation en fonction de C. 90
III.18 Variation de la vitesse de propagation en fonction de G. 90
III.19 Processus détaillé de la nouvelle méthode. 91
III.20 Exemple d'allure de signal réfléchi. 92
III.21 Signal adapté retourné dans le temps. 92
III.22 Signal renvoyé par le câble neuf lorsqu'on lui injecte le signal adapté retourné. 93
III.23 Calcul du coefficient d'asymétrie par rapport à des surfaces. 97
III.24 Calcul du coefficient d'asymétrie par rapport à des longueurs. 97
III.25 Calcul du coefficient d'asymétrie par la comparaison des pentes du signal. . . 97
III.26 Signal initial (gaussien) injecté dans le câble neuf à l'étape 1. 99
III.27 Signal renvoyé par le câble neuf (signal adapté). 100
III.28 Signal adapté retourné dans le temps (étape 2) et injecté dans le câble vieilli (étape 3). 100
III.29 Signal renvoyé par le câble vieilli, après injection du signal adapté retourné. . 101
III.30 Signal renvoyé par le câble neuf après injection du signal adapté retourné. . . 101
III.31 Evolution de l'asymétrie du signal pour plusieurs trajets aller/retour. 102

III.32 Comparaison entre le signal réfléchi d'un câble neuf en injectant sa référence et le signal réfléchi d'un câble vieilli en injectant sa référence. 103
III.33 Résultat des simulations du signal mesuré pour différents valeurs de la capacité linéiques. 103
III.34 Résultat de la simulation du signal mesuré pour un câble dont 50% de la longueur a été vieilli en modifiant la valeur de la capacité linéique. 104
III.35 Résultat de la simulation du signal mesuré pour un câble dont 75% de la longueur a été vieilli en modifiant la valeur de la capacité linéique. 104
III.36 Photo de l'expérience avec tous les appareils utilisés. 105
III.37 Résultats des signaux mesurés du câble vieilli. 106
III.38 Exemple de technique pour connecter les paires d'un toron pour obtenir la longueur désirée. 107
III.39 Comparaison des signaux mesurés sur différentes paires d'un câble SNCF neuf et vieilli. 107

IV.1 Résultat expérimental de la méthode de la réflectométrie dans le domaine temporel [1]. 112
IV.2 Le signal en bleu est le signal qui se propage dans le milieu sans object diffractant et le signal en rouge représente le signal enregistré et retourné [6]. . . 113
IV.3 Principe du produit de convolution [3]. 114
IV.4 Réseau ramifié avec la source positionnée sur la branche L_3 et des enregistreurs à chaque extrémité. 116
IV.5 Propagation d'un signal dans un réseau ramifié 117
IV.6 Propagation d'un signal à l'aide de l'algorithme de retournement temporel dans un réseau ramifié 118
IV.7 Focalisation temporelle par la méthode du retournement temporel au point source initial située sur la branche L_3. Le signal en bleu représente les résultats obtenus avec la présence de tous les MRT. Le signal en rouge représente les résultats obtenus avec l'absence d'un MRT. Le signal en noir représente les résultats obtenus avec l'absence de deux MRT. Le signal en vert représente les résultats obtenus avec une désynchronisation d'un MRT par rapport aux trois autres MRT. 119
IV.8 Schéma présentant le processus de la méthode. 120
IV.9 Schéma présentant le processus de la méthode de corrélation soustractive (MCS). 122

IV.10 Réflectogrammes des deux câbles coaxiaux de $4m$ adaptés. Le réflectogramme VR est pour le câble sans défaut et le réflectogramme VRF pour le câble avec deux défauts inductifs (F_1 et F_2) et un défaut capacitif (F_3). Ce dernier réflectogramme présente des niveaux de défauts faibles. 124
IV.11 Détection des défauts inductif et capacitif dans une ligne adaptée de longueur $4m$ avec la méthode RART. 124
IV.12 Détection des défauts inductifs dans une ligne adaptée de longueur $4m$ en utilisant la méthode de la corrélation soustractive. 125
IV.13 Réflectogrammes "bruités" des deux câbles coaxiaux de $4m$ adaptés. Le réflectogramme VR est pour le câble sans défaut et le réflectogramme VRF est pour le câble avec des défauts inductif et capacitif. Ce dernier réflectogramme présente des défauts de faible amplitude et faiblement noyés dans le bruit . . . 127
IV.14 Détection des défauts non-francs F_1, F_2 et F_3 dans une ligne adaptée de longueur $4m$ avec un bruit en utlisant la méthode $RART$. 127
IV.15 Détection des défauts non-francs F_1, F_2 et F_3 dans une ligne adaptée de longueur $4m$ en utilisant la méthode de corrélation soustractive. 128
IV.16 Réflectogramme d'un réseau en Y 128
IV.17 (a)Réseau en Y. (b) Réflectogramme d'un réseau en Y tel que $L_1 = L_2 = L_3 = 2m$, avec un défaut inductif de faible amplitude sur la branche L_2 130
IV.18 Détection d'un défaut inductif localisé à $2.51m$ du point d'injection $\Im_p$ dans la branche L_2. Cette figure présente le résultat sur le chemin L_1L_2 obtenu avec la méthode $RART$. 130
IV.19 Cette figure présente deux pics obtenu grâce à la méthode de corrélation soustractive. Le premier pic est un pic "parasite" et le deuxième pic est celui du défaut inductif F_1 localisé à $2.51m$ du point d'injection $\Im_p$ dans la branche L_2 131
IV.20 Réseau dissymétrique ($L_3 > L_2$) en Y avec un défaut capacitif sur la branche L_3 tel que $D_F > D_{L_1L_2}$. 132
IV.21 Cette figure présente le chemin L_1L_2 (en noir) et le chemin L_1L_3 (en rouge pointillé) du réseau obtenus par la méthode $RART$. La détéction et la localisation d'un défaut capacitif sur la branche L_3 du réseau est bien identifié dans cet exemple. En (a) résultat sans bruit. En (b) résultat bruit. 133
IV.22 Cette figure présente le résultat obtenu par la méthode de corrélation soustractive. En (a) résultat sans ajouter du bruit. En (b) résultat avec bruit. . . . 133
IV.23 Cette figure présente le réseau en Y à étudier tel que $L_1 = 2m$, $L_2 = 4m$ et $L_3 = 6m$. 134

IV.24 Cette figure présente le résultat de la méthode *RART*. Le défaut est bien localisé et détecté dans cet exemple. Un seul pic est présent sur le chemin L_1L_2 en noir, ce pic correspond au défaut F_1. 135
IV.25 Cette figure présente le résultat obtenu par la méthode de corrélation soustractive. Une ambiguïté se trouve dans l'analyse de ce résultat à cause de la présence de pics "parasites". 135
IV.26 Réseau dissymétrique ($L_3 > L_2$) en Y avec un défaut capacitif sur la branche L_3 tel que $D_F < D_{L_1L_2}$. 136
IV.27 Cette figure présente le chemin L_1L_2 (en noir) et le chemin L_1L_3 (en rouge pointillé) du réseau obtenus par la méthode *RART*. 136
IV.28 (a) Réseau en Y. (b) Réflectogramme d'un réseau en Y tel que $L_1 = 4m, L_2 = 3m$ et $L_3 = 5m$, avec un défaut inductif sur la branche L_2 et un défaut capacitif sur la branche L_3. 138
IV.29 Détection des deux défauts inductifs, localisés à $3.5m$ et $6m$ du point d'injection $\Im_p$ dans la branche L_2 et L_3 respectivement. 139
IV.30 (a) Réseau complexe tel que $L_1 = 4m$, $L_2 = 3m$, $L_3 = 6m$, $L_4 = 3m$ et $L_5 = 5m$. (b) Cette figure présente la détection des défauts sur les tronçons L_2 et L_4 positionnés à une distance de $5.5m$ et $11m$ respectivement par rapport à la jonction. 140
IV.31 Photo de l'expérience avec tous les appareils utilisés. A droite on trouve un générateur arbitraire des signaux AWG (Arbitrary Waveform Generator 7122C 24GS/s) et un Oscilloscope (Lecroy Waverunner 204Mxi 10GS/s) à gauche. Un câble SMA défectueux est aussi présent dans cette figure. 141
IV.32 Réflectogrammes des deux câbles coaxiaux de $4m$ adaptés. Le réflectogramme VR est pour le câble sans défaut et le réflectogramme VRF pour le câble avec défaut. Ce dernier présente un défaut de faible amplitude. 142
IV.33 Détection du défaut localisé à 2.87m du point d'injection $\Im_p$. 142
IV.34 Détection des deux défauts localisés à $1.32m$ et $2.44m$ du point d'injection $\Im_p$. 143
IV.35 Les deux réflectogrammes classiques du réseau en Y sans (VR) et avec défaut (VRF). 143
IV.36 Détection d'un défaut localisé à $1.3m$ du point d'injection $\Im_p$ sur la branche L_1. 144

A.1 Ligne bifilaire 156
A.2 Câble coaxiale [2] 156
A.3 Les caractéristiques du câble coaxial RG58 157

A.4 Câble torsadé blindé à gauche et non blindé à droite [3] 158

Liste des tableaux

I.1 Les différentes applications de la réflectométrie [27]. 18
I.2 Types de détérioration, risques et les types d'intervention à prendre. 27
I.3 Résumé sur les performances des méthodes de diagnostic filaire : Inspection visuelle : (I-V), Méthode par rayon X : (R-X), Méthodes capacitive et inductive : (C-I), Réflectométrie dans le domaine temporel : (TDR), Réflectométrie dans le domaine fréquentiel : (FDR). 28

III.1 Ce tableau présente les valeurs de l'écart temporel entre le signal incident et les signaux réfléchis pour un câble coaxial de différentes longueurs (100m, 200m et 300m) 76
III.2 Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisation et l'erreur relative pour les trois différentes types de traitement : pas de traitement, corrélation simple, corrélation adaptative d'un câble de longueur $1Km$. 83
III.3 Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisation et l'erreur relative pour deux longueurs de câbles ($2km$ et $3km$) et les trois différentes types de traitement : pas de traitement, corrélation simple, corrélation adaptative. . 85
III.4 Ce tableau présente les résultats expérimentaux des trois méthodes en fonction des différents paramètres. 87
III.5 Variations des paramètres linéiques (RLCG) pour un câble vieilli. 89
III.6 Valeurs du coefficient d'asymétrie du câble vieilli. 102
III.7 Valeurs du coefficient d'asymétrie en fonction du pourcentage du vieillissement. 104
III.8 Valeurs du coefficient d'asymétrie durant le vieillissement. 106
III.9 Valeurs du coefficient d'asymétrie du câble SNCF neuf et vieilli. 108

Liste des tableaux

IV.1 Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisationt pour les deux méthodes : la méthode RART et la méthode de la corrélation soustractive MCS. 126
IV.2 Les valeurs des impédances caractéristiques du réseau symétrique étudié. . . . 129
IV.3 Les valeurs des impédances caractéristiques du réseau étudié. 137
IV.4 Les valeurs des impédances caractéristiques du réseau étudié. 139
IV.5 Comparaison de l'amplitude des pics de défauts obtenus par la réflectométrie standard TDR et la méthode RART. 144

Abréviations

- DORT : Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel.
- FDR : *Frequency Domain Reflectomtry*. Réflectométrie dans le domaine fréquentielle.
- FDTD : *Finite Difference Time Domain*. Différences Finies dans le Domaine Temporel.
- FFT : *Fast Fourier Transform*. Tansformée de Fourier Discrète.
- FPGA : *Field Programmable Gate Array*. Réseau de portes programmables in situ.
- IFFT :*Inverse Fast Fourier Transform*. Tansformée de Fourier Discrète Inverse.
- MP : *Matched Pulse*. Impulsion Adaptée.
- MRT : Miroir à Retournement Temporel : couples de récepteurs/émetteurs qui enregistrent le champ en fonction du temps lors de la première étape du Retournement Temporel, et réémettent ce champ dans l'ordre inverse lors de la seconde étape du Retournement Temporel.
- RART : Réflectométrie associée à un processus de retournement temporel
- RT : Retournement Temporel.
- SD : *Speedy Delivery*.
- SNR :*Signal to Noise Ration*. Rapport Signal sur Bruit, défini soit comme le quotient de l'amplitude du signal sur l'amplitude (au sens de la valeur efficace) du bruit, soit comme le quotient de l'énergie de la partie signal sur celle du bruit.
- TDR : *Time Domain Reflectometry*. Réflectométrie dans le Domaine temporel.
- TRR : *Time Reversal Reflectometry*.

Notations

- γ = Constante de propagation $(1/m)$
- α = Constante d'atténuation linéique (Np/m)
- β = Constante de déphasage linéique (Rad/m)
- R = Résistance primaire par unité de longueur (Ω/m)
- L = Inductance primaire par unité de longueur (H/m)
- C = Capacité primaire par unité de longueur (F/m)
- G = Conductance primaire par unité de longueur (S/m)
- ω = Pulsation (rad/s)
- ℓ = Longueur du câble (m)
- Z_c= Impédance caractéristique (Ω)
- Z_ℓ= Impédance de la charge (Ω)
- Z_g= Impédance du générateur (Ω)
- Γ= Coefficient de réflexion
- v_p= vitesse de propagation (m/s)
- λ= Longueur d'onde (m)
- $\Im_p$= Point d'injection
- F= Défaut filaire

Introduction générale

Problématique et contexte

Avec l'augmentation du nombre des systèmes embarqués dans différents moyens de transport et des réseaux de communication, la longueur et le nombre d'interconnexions électriques ne cessent d'augmenter. Ces systèmes sont principalement constitués de câbles électriques, principal support physique employé pour relier différents équipements. En plus, il existe différents types de câbles adaptés au signal véhiculé et à la fonction réalisée. Par exemple, on trouve des câbles coaxiaux, des paires torsadées, des câbles en nappe, des câbles multibrins.

Au cours de leur vie, les réseaux câblés peuvent subir des dommages. En effet, les câbles électriques peuvent être coupés, écrasés, vieillis ou court-circuités suite à différents incidents techniques ou erreurs de manipulation. Il est alors possible d'observer une altération du comportement du réseau, pouvant compromettre la sécurité d'une installation. La maintenance des réseaux câblés, bien qu'indispensable, est actuellement une tâche qui peut se révéler complexe et coûteuse sur les très grosses structures. En plus, la fiabilité de systèmes électriques embarqués repose en partie sur la fiabilité des réseaux câblés.

Pour améliorer la fiabilité des réseaux filaires, différentes méthodes ont été développées afin de permettre de détecter et localiser certains types de défauts dans les câbles. Parmi ces méthodes on peut distinguer les méthodes classiques d'inspection visuelle, méthode par rayon X, méthodes capacitive et inductive et les méthodes de réflectométrie largement utilisées et facilement embarquables.

Cette dernière méthode repose sur la propagation d'une forme d'onde électromagnétique dans le câble et sur l'exploitation des ondes réfléchies causées par des discontinuités d'impédance le long du câble. Généralement les méthodes par réflectométrie sont très bien adaptées pour détecter et localiser les défauts francs. En ce qui concerne la détection des défauts non francs

des améliorations en terme de mesure et traitement sont nécessaires pour ces méthodes. D'où la nécessité d'étudier de nouvelles méthodes : celles que nous proposons ici sont basées sur les principes du retournement temporel et sur un processus de traitement de signal pour s'affranchir de ces limitations.

Objectifs de la thèse

L'enjeu principal de mon travail de recherche repose sur le développement de nouvelles méthodes de diagnostic des câbles pour la maintenance du réseau. En plus, les objectifs de cette thèse visent à étudier ces méthodes, les simuler et évaluer leurs performances, puis étudier leur mise en oeuvre. Les simulations s'appuieront sur un modèle du câble à développer ou sur des codes existants, la mise en oeuvre se fera avec du matériel de laboratoire dans un premier temps puis par un prototypage FPGA.
Ces différentes méthodes doivent permettre de détecter et localiser certains types de défauts dans les câbles, notamment les défauts de faible amplitude nommés défauts non-francs et aussi de connaitre le niveau de vieillissement des câbles usagés.

La première méthode permet de compenser la dispersion des signaux utilisés pour l'analyse et d'avoir une localisation d'un défaut ou d'une singularité avec une meilleure précision. Elle se base sur un nouvel algorithme de traitement de signal appliqué à la réponse du câble dans le domaine temporel.

La deuxième méthode a pour but d'évaluer le vieillissement dans des câbles électriques. Elle est basée sur le principe du retournement temporel. Cette méthode a été testée et validée à l'aide de simulations numériques puis de mesures expérimentales. Son principe est de mesurer la réponse d'un câble vieilli à un signal représentatif d'un câble neuf du même type. Cette comparaison va nous montrer, en se basant sur la symétrie du signal réfléchi, l'état du câble par rapport à son vieillissement. Un signal réfléchi non symétrique nous montre que le câble est vieilli. Un calcul de coefficient d'asymétrie du signal reçu est nécessaire pour étudier son évolution en fonction des paramètres linéiques du câble.

La troisième méthode a été consacrée à la détection des défauts non-francs. Elle est basée sur le principe du retournement temporel. Cette méthode a été améliorée et généralisée pour des réseaux électriques complexes et elle a été validée par des simulations avec un code FDTD (Finite-Difference Time-Domain) et des résultats expérimentaux sur des câbles coaxiaux.

Organisation du mémoire

Ce manuscrit comporte quatre chapitres. Le premier chapitre du manuscrit évoque l'état de l'art dans le domaine du diagnostic filaire. Il a permis de nous éclairer sur les différentes méthodes du diagnostic filaire, d'identifier leurs avantages et inconvénients. Cette étude a également mis en avant le besoin de trouver des nouvelles méthodes plus fiables et plus adaptées aux réseaux filaires.

Le second chapitre présente la théorie des lignes de transmission, les techniques de modélisation des câblages, la raison qui nous a menés à choisir la méthode des différences finies dans le domaine temporel et finalement la présentation d'une méthode basée sur le principe du retournement temporel avec sa transposition dans le domaine du diagnostic filaire.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation théorique et expérimentale de la première et le deuxième méthode basées sur l'exploitation de la dispersion du signal lors de sa propagation dans le réseau filaire. Le but de la première méthode est de pouvoir compenser la dispersion du signal propagé afin d'améliorer la précision de localisation des défauts . La deuxième méthode vise à détecter voire caractériser le vieillissement dans les câbles.

Le dernier chapitre est consacré à la présentation de la troisième méthode basée sur le principe du retournement temporel pour détecter et localiser les défauts non-francs dont la signature électrique est très faible. Des simulations numériques et des résultats expérimentaux sont présentés dans ce chapitre pour montrer l'efficacité de cette nouvelle approche.

Chapitre I

Des câbles, des risques et des solutions

Introduction

Les câbles sont en général soumis aux mêmes contraintes que les systèmes électriques qu'ils relient et peuvent être sujet à des défaillances ou des dégradations lentes. Il est donc nécessaire de pouvoir connaitre leur état et d'apporter des informations sur la présence de défauts, mais aussi sur la dégradation globale du câble, afin de faciliter la maintenance.
Dans ce chapitre, nous allons présenter les caractéristiques générales et les différentes applications du câble, ainsi que les principales causes de dégradation et d'apparition d'anomalies dans ces câbles. Nous définirons ce qu'est un défaut non-franc et nous mettrons en avant toute la difficulté que sa détection soulève. Enfin nous présenterons un état de l'art sur les méthodes développées qui permettent le diagnostic d'un câble électrique, les principes de chacune de ces méthodes en mettant en avant leurs avantages et inconvénients. Ces méthodes vont de l'inspection visuelle jusqu'aux méthodes basses et hautes fréquences telles que les méthodes de boucles et la réflectométrie. Elles sont réparties en deux catégories : les méthodes qui ne sont pas basées sur la réflectométrie et les méthodes basées sur la réflectométrie. Cet état de l'art permettra de justifier les choix techniques et scientifiques qui nous ont conduits à étudier des nouvelles méthodes adaptées non seulement aux défauts non-francs mais aussi à détecter le vieillissement du câble électrique. Le tout étant d'assurer la sûreté de fonctionnement des systèmes.

1.1 Le câble : caractéristiques, modèles, applications

Connus depuis l'antiquité pour ses propriétés mécaniques, ce n'est qu'au XIXème siècle que l'apparition de câbles électriques connaît son essor. En 1892, Thomas Edison l'inventeur industriel américain, a breveté ce qu'il appelle un conducteur électrique [1] entouré par un isolant résistant au feu et à l'humidité (voir figure I.1).
Grâce à cette invention et jusqu'à aujourd'hui, le câble ou le conducteur électrique est le premier support physique permettant de faire circuler un signal électrique. Les câbles sont présents dans beaucoup de domaines où l'acheminement des données ou de l'énergie est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement d'un système. Plusieurs modèles de câbles ont été conçus, chacun étant adapté à l'utilisation que l'on veut en faire ou au signal qu'on désire transmettre.
A titre d'exemple, l'aéronautique (voir figure I.2) et le spatial sont deux grands domaines qui utilisent plusieurs types de câbles avec des longueurs cumulées [2] pouvant atteindre plusieurs centaines de kilomètres (voir figure I.3).
En règle générale, un câble est composé d'au moins 2 conducteurs séparés par un isolant (diélectrique). Cependant, nous pouvons généraliser les types de câbles suivant leur domaine d'application en trois grandes catégories :

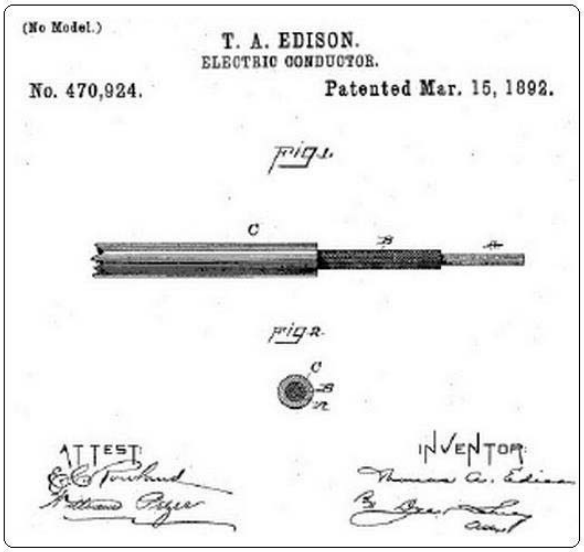


Figure I.1 – Le premier câble électrique inventé par Thomas Edison, A) Conducteur, B) Tresse , C) Isolant en caoutchouc [1].



Figure I.2 – Le réseau filaire dans un avion [2].

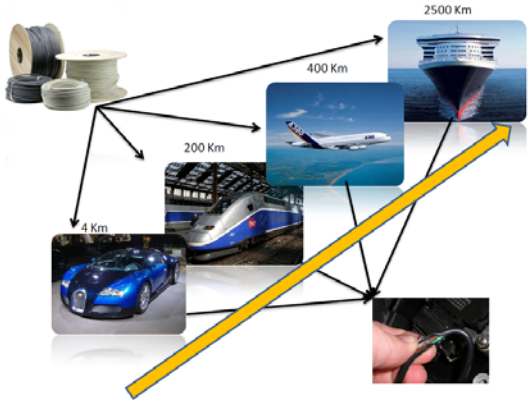
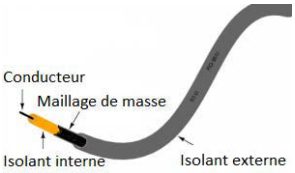


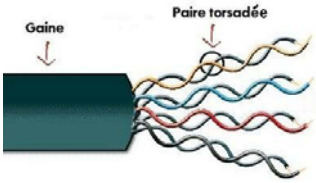
Figure I.3 – Longueurs de câbles cumulées dans les transports.

– **Le câble blindé, coaxial** :

Ce câble est composé d'un conducteur (âme centrale) entouré d'un isolant auxquels s'ajoute une tresse métallique (ou un feuillard d'aluminium) (voir figure I.4.a.), assurant une protection du signal utile par rapport aux interférences [3, 4].



(a)



(b)



(c)

Figure I.4 – Modèles de câbles : a) Câble coaxial b) Câble torsadé c) Câble bifilaire.

Ce modèle est utilisé dans le domaine de l'informatique, de l'électronique basse fréquence, le câblage vidéo, et aussi dans le domaine des hyperfréquences jusqu'à plusieurs dizaines de gigahertz.

– **Le câble torsadé :**

Ce type de câble est composé d'au moins deux conducteurs enroulés en hélice l'un autour de l'autre, (voir figure I.4.b).

Cette configuration a pour but de maintenir précisément la distance entre les fils et de diminuer la diaphonie[1]. Plus le nombre de torsades est important, plus la diaphonie est réduite. Il est aussi important de maintenir la distance de chaque conducteur pour obtenir une impédance caractéristique homogène. Les paires torsadées sont souvent blindées afin de limiter les interférences. Elles peuvent conduire des signaux à des fréquences parfois supérieures à 1 GHz [5, 6]. Ces câbles sont moins sensibles au bruit. Ils sont très utilisés pour le câblage téléphonique et informatique au niveau local.

– **Le câble bifilaire :**

Nous trouverons aussi des câbles composés de deux conducteurs parallèles séparés par un diélectrique (voir figure I.4.c). Les pertes dans ce type de câble sont importantes. Ces câbles possèdent une grande sensibilité au bruit. Ils sont surtout utilisés pour l'alimentation d'antennes à impédance élevée au point d'alimentation.

1. C'est le passage du signal d'une paire à une autre dans un câble de transmission par effet d'induction électromagnétique

Le choix d'un modèle de câble dépend d'un certain nombre de contraintes (environnementales, économiques, comportementales) et d'applications. Il faut noter aussi que chacun de ces câbles a une durée de vie limitée et doivent faire l'objet d'un diagnostic régulier ayant pour principale mission de vérifier leur état de fonctionnement et la qualité de leur isolation. Tôt ou tard se posera la question de leur remplacement ou du moins de leur maintenance.

1.2 Les défauts dans les câbles : un véritable challenge

A un moment ou à un autre, un réseau de câbles électriques sera amené à présenter des signes de défaillance suite à l'apparition d'anomalies. Bien que leur maintenance soit souvent négligée, ces défaillances ont pourtant des conséquences qui peuvent être multiples aussi bien dans leurs formes que dans leurs degrés de gravité : dysfonctionnements, perte du signal électrique, surtension, arrêt d'un système, fumée, incendie, etc.

Suite à deux accidents tragiques : TWA 800 (17 juillet 1996) et Swissair 111 (2 septembre 1998) pour lesquels le câblage était responsable, les Etats-Unis (NAVAIR [2], NASA [3], FAA [4], ATSRAC [5]) ont cherché à recenser (*cf.* Navy Safety Center Hazardous Incident data 1980−1990) les défauts dont souffraient les câbles aéronautiques qui représentent un risque non négligeable par rapport à la sécurité [7].
La figure (I.5) illustre et met en évidence la grande variété des défauts constatés lors des entretiens de routine dans l'aéronautique. Elle montre que les frottements des fils composent environ un tiers des défauts de câblage. En deuxième catégorie on trouve des défauts non déterminés et en troisième catégorie des câbles coupés, qui peuvent avoir pour origine soit des coupures de fils soit des mauvaises pratiques d'entretien.
Afin de mieux lutter contre ce problème, les industries et les universités ont été encouragées par le gouvernement américain pour étudier et développer des systèmes intelligents de détection, de diagnostic et de prévention afin de déceler toute apparition d'anomalies sur les câbles électriques [8–11].

2. Naval Air Systems Command : sa mission est de fournir un soutien complet du cycle de vie des avions de l'aéronavale, des armes et des systèmes exploités par les Marines Américaine.

3. National Aeronautics and Space Administration : c'est l'agence gouvernementale qui a en charge de la majeure partie du programme spatial civil des États-Unis

4. Federal Aviation Agency : c'est l'une des deux principales agences mondiales qui est habilitée à certifier les nouveaux avions, les équipements et les formations des pilotes de l'aviation civile. Elle est chargée d'établir les règles de sécurité aérienne ainsi qu'un système de navigation et de contrôle aériens commun aux civils et militaires.

5. Aging Transport Systems Rulemaking Advisory Committee : c'est un comité consultatif fédéral. Il est chargé de fournir des recommandations publiques à la FAA.

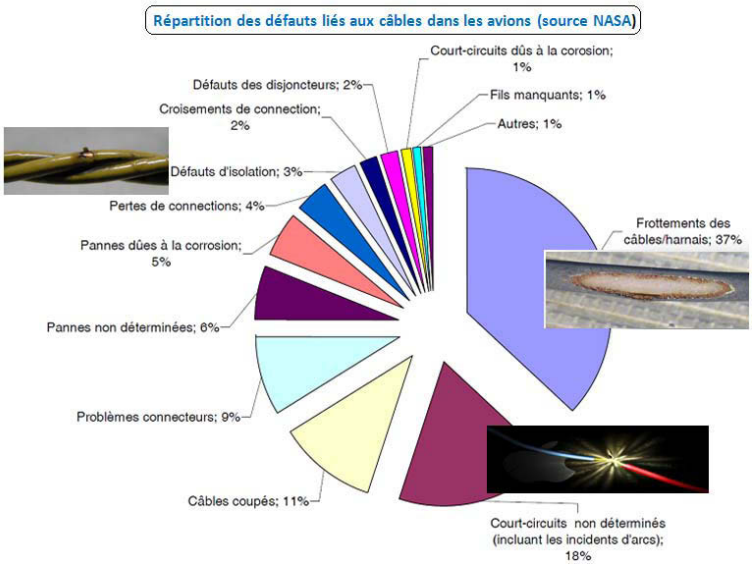


Figure I.5 – Répartition des défauts liés aux câbles dans les avions (source NASA [9]).

1.2.1 Origine et type des défauts

Les principales causes de dégradation et d'apparition d'anomalies dans les câbles sont classées en deux grandes familles : les défauts d'origine externe et les défauts d'origine interne [12–16].

a) Défauts d'origine externe :

Ils peuvent être dus à :

- La contamination chimique (fluides hydrauliques, carburant, produits anticorrosion et de nettoyage)
- La pénétration d'eau au niveau du complexe externe (entre gaine de protection et écran), suite à une détérioration due à de trop fortes contraintes thermomécaniques locales pendant le fonctionnement du câble.
- Des dommages et agressions mécaniques (vibration, ...).
- Une application incorrecte : *e.g.* sous-estimation du courant maximal, de la tension, de la résistance thermique de l'environnement.
- Une installation incorrecte : le manque de rigueur dans la pose du câble n'est qu'un exemple parmi d'autres.

b) Défauts d'origine interne :

Ils sont principalement dus à :

– Un défaut de fabrication qui n'a pas été décelé lors des essais de réception en usine (présence de vacuoles, impuretés créant des décharges partielles conduisant à la dégradation progressive de l'enveloppe isolante).
– Un échauffement local important.
– Un vieillissement de l'isolant [17, 18] : la chaleur accélère le dessèchement et les craquelures des isolants ; l'humidité accélère la corrosion des terminaisons, des contacts et des connecteurs.

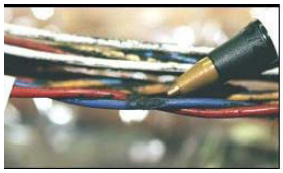
Ces défauts peuvent être classés sous deux catégories : les défauts francs et les défauts non-francs. Les défauts francs sont généralement de type court-circuit ou circuit ouvert. Ces deux derniers interrompent la transmission de l'énergie ou des données sur le câble. En revanche, les défauts non-francs ne stoppent pas la propagation de l'énergie ou des données. Ces défauts qui se créent à cause de la dégradation de l'état du câble sont peu perceptibles donc difficiles à détecter. Nous avons vu les origines de cette dégradation dans le paragraphe précédent. Les défauts non-francs peuvent, au premier abord, sembler sans risques et sans conséquences notables pour le système. Cependant, si rien n'est fait, le vieillissement du câble ou encore les contraintes mécaniques et environnementales feront évoluer le défaut non-franc vers un défaut franc dont les conséquences, tant économiques que matérielles, peuvent être considérables. Les industriels sont donc particulièrement intéressés par le fait de s'en prémunir. Détecter les défauts naissants permettrait de réduire les coûts de réparation et une meilleure gestion de la maintenance. Ainsi les défauts non-francs sont un enjeu actuel majeur du diagnostic filaire.

1.2.1.1 Vieillissement : définition

La notion de vieillissement décrit une ou plusieurs modifications fonctionnelles diminuant progressivement l'aptitude d'un objet, d'une information ou d'un organisme à assurer ses fonctions [19]. L'élément du câble le plus sensible au vieillissement est son isolant [19]. En effet, sous l'action de nombreux facteurs (champ électrique, température, humidité, radiations, ...) les propriétés de ces isolants se dégradent dans le temps de manière réversible ou irréversible. Ce phénomène présente des effets défavorables pour le matériel électrique pouvant se manifester par l'apparition de défaillances associées à des phénomènes de rupture et de décharges diélectriques des isolants et ceci, sous des contraintes bien plus faibles que celles prises en compte à la conception.

1.2.1.2 Types de vieillissement

Il existe différents mécanismes de vieillissement qui peuvent être classés en deux familles : le vieillissement physique et chimique. Par exemple, pour la première famille, l'utilisation d'une contrainte mécanique et d'un liquide tensioactif (voir figure I.6.a) peut provoquer à terme une déformation ou une fissuration.


(a)

(b)

(c)

Figure I.6 – Différents types de vieillissement : a) Contamination chimique. b) Vieillissement thermique. c) Corrosion.

Pour la deuxième famille, les mécanismes à l'origine du vieillissement sont plus variés ; comme la chaleur (dégradation thermique) qui abîme souvent l'isolant (voir figure I.6.b), ou la corrosion (voir figure I.6.c) qui va souvent se produire à l'intérieur sans dégâts visibles sur la surface extérieure du câble. La corrosion est le facteur de vieillissement le plus délicat dans les câbles parce qu'il touche l'âme du câble et empêche les composantes du câble de bouger de façon souple lorsqu'il se courbe. Ce phénomène peut interrompre ou dégrader les signaux envoyés d'un dispositif électronique à un autre. Une fois que cette interruption se produit, le dispositif électronique peut seulement fonctionner par intermittence.

Dans la suite, on appellera « vieillissement » la modification des paramètres électriques (RLCG) ou des caractéristiques physiques le long du câble, de manière homogène ou non (mais avec une variation lente le long du câble).

1.2.1.3 Les effets du vieillissement sur les câbles électriques

Les exemples que nous allons présenter dans ce paragraphe soulignent l'importance de la connaissance de l'état du câble afin d'anticiper le changement des câbles susceptibles de ne plus fonctionner normalement ou de passer sur un câble de secours déjà en place (redondance).

Premièrement, prenons l'exemple de la Marine Américaine (US Navy) qui est souvent préoccupée par un problème majeur qui est le vieillissement du câblage sur ses aéronefs. Après des études [21], ils ont constaté que l'isolant polyimide aromatique utilisé sur le câblage se détériore plus vite que prévu. La détérioration prématurée du câblage dans les avions de la marine est due à l'infiltration de l'humidité et à l'environnement agressif en haute altitude. Cette dégradation des isolants du câblage des avions de la marine peut produire des arcs dans le faisceau

de câblage, provoquant d'importantes pannes électriques qui ont des conséquences dangereuses pendant le vol [13, 22, 23].

La figure (I.7) représente des mesures expérimentales du vieillissement d'un câble sur un échantillon d'aéronefs (courbe de mortalité).

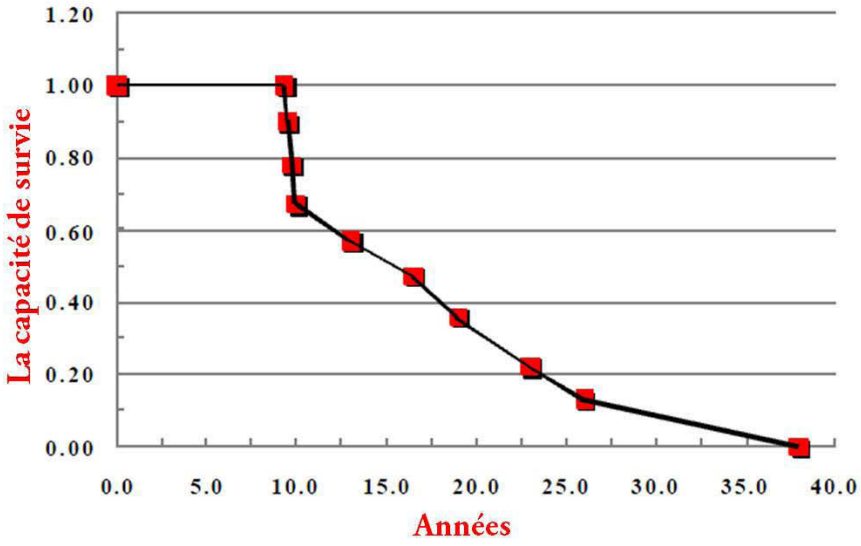


Figure I.7 – La capacité de survie d'un câble en fonction du temps [10]. D'après cette courbe la capacité de survie d'un câble est réduit de moitié au bout d'une quinzaine d'année.

Cette courbe de mortalité peut être utilisée pour anticiper efficacement la présence d'une anomalie dans le système de réseau d'interconnexions électriques.

Un autre exemple est celui des câbles situés dans les centrales nucléaires. Ces câbles sont soumis à des rayonnements ionisants qui agressent aussi bien les isolants que le métal, et qui entrainent à la longue une dégradation des qualités de transmission de signaux et une moindre résistance à un accident [24]. Ainsi, ce genre de câble, bien qu'il soit soumis au rayonnement, doit pouvoir résister à des conditions accidentelles (telles qu'une irradiation massive sur un temps très court) afin de continuer à assurer sa fonction.

Finalement, prenons l'exemple du câble à isolation réticulée (XLPE). Il est employé principalement pour une utilisation souterraine (voir figure I.8).
Ces câbles peuvent être posés dans les puits, tunnels et mines et ils sont soumis à des contraintes environnementales très sévères (humidité, chaleur,...).
Au cours du temps, l'isolant agencé autour du conducteur du câble vieillit et se dégrade. La destruction, partielle ou complète de cet isolant, implique un effort de maintenance du câble ou pire encore son remplacement. Pour mieux comprendre les effets du vieillissement sur les câbles

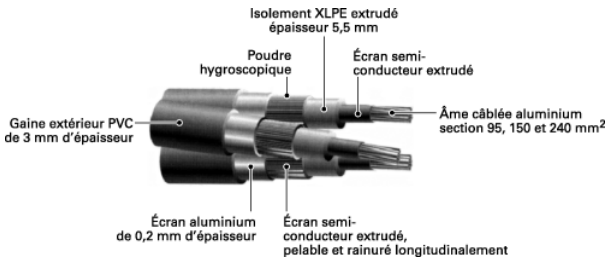


Figure I.8 – Structure du câble à isolation réticulée.

électriques, des essais accélérés de vieillissement thermique [18] continu ont été effectués sur un échantillon de câble XLPE Union Carbide 4201 à quatre températures de vieillissement différentes variant de 80°C à 140°C pendant 5000 heures. Toutes les 500 heures le facteur de pertes diélectriques (voir figure I.9.a) et la permittivité relative (voir figure I.9.b) sont mesurés. Dans la figure (I.9.a), le facteur de pertes diélectriques présente des faibles variations en fonction du temps de vieillissement dans les températures entre 80°C et 100°C. Par contre aux températures de 120°C et 140°C, le facteur de pertes diélectriques augmente rapidement et atteint des valeurs élevées après un court temps de vieillissement. Dans la figure (I.9.b), la permittivité relative ne change pratiquement pas avec le temps de vieillissement à des températures de 80°C et 100°C. Toutefois, pour les autres températures : 120°C et 140°C , nous remarquons une brusque augmentation après 1500 heures (pour 140°C) et 2000 heures (pour 120°C). Les résultats obtenus ont révélé que le vieillissement thermique affecte considérablement les propriétés du matériau et rend l'isolant très fragile.

1.3 Méthodes existantes pour la détection et la localisation de défauts

1.3.1 Introduction

Dans la section précédente, nous avons présenté les différents types de défauts pouvant exister dans les câbles électriques, et leurs raisons d'apparition. Nous avons vu aussi que ces défauts peuvent être à l'origine de graves dysfonctionnements du système électrique.
Il est donc nécessaire de disposer d'outils de diagnostic de réseaux filaires afin d'anticiper ou de détecter l'apparition d'éventuels défauts (défaut non-franc, défaut franc).
De nombreuses méthodes ont été développées pour tester l'état des câbles, dont la majorité servent à détecter les défauts francs (court-circuit et circuit ouvert). Ces défauts sont générale-

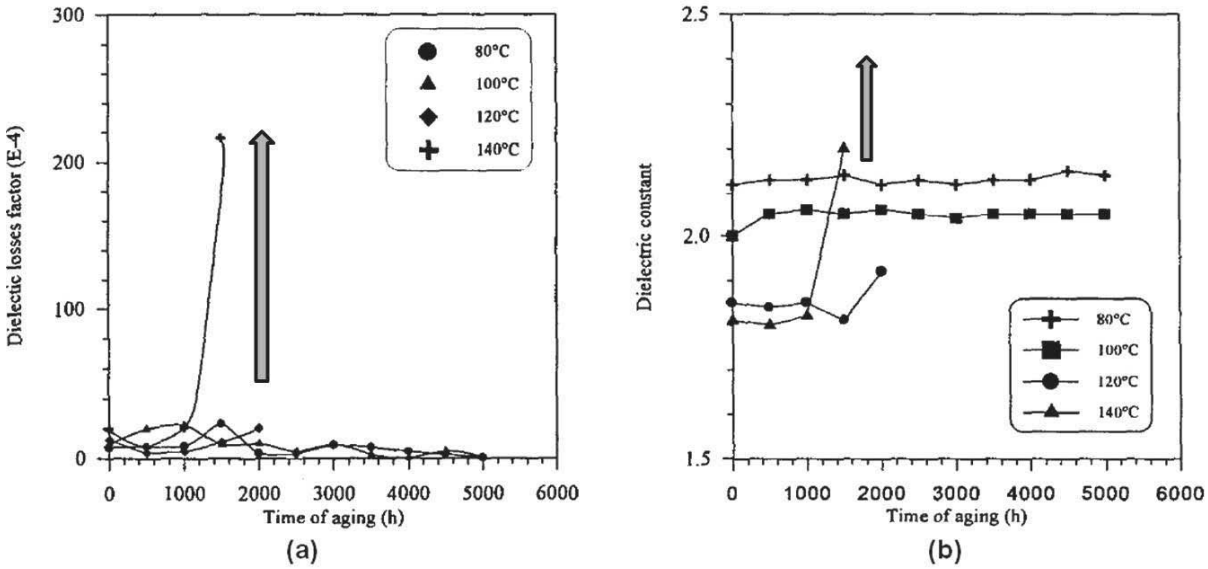


Figure I.9 – Variation du facteur de pertes diélectriques (a) et de la permittivité relative (b) en fonction du vieillissement thermique à des valeurs de température différentes allant de 80°C à 140°C ([18]) : (a) aux températures de 120°C et 140°C, le facteur de pertes diélectriques augmente rapidement et atteint des valeurs élevées après un court temps de vieillissement. Dans (b), nous remarquons une brusque augmentation de la permittivité relative après 1500 heures (pour 140°C) et 2000 heures (pour 120°C).

ment à l'origine des incidents les plus conséquents qui se produisent, tels que les incendies, et sont également plus faciles à détecter et à localiser.
Parmi ces méthodes on peut citer les méthodes classiques d'inspection visuelle, la méthode par rayons X, les méthodes capacitive et inductive et les méthodes de réflectométrie largement utilisées et facilement embarquables.

1.3.2 Les méthodes non basées sur la réflectométrie

Bien que nous ayons décidé de nous focaliser sur des méthodes à base de propagation d'ondes électromagnétiques guidées, il existe historiquement et pragmatiquement d'autres moyens de procéder à ce type de contrôle non destructif sur lesquels nous allons brièvement revenir au cours des quelques paragraphes qui vont suivre.

1.3.2.1 Inspection visuelle

C'est la méthode la plus intuitive pour l'opérateur à qui l'on confie la surveillance d'un réseau de câbles. Elle consiste à inspecter l'ensemble avec le moyen le plus simple dont il dispose : sa propre expertise. Cela peut constituer une bonne solution de prime abord, bien qu'elle soit

soumise à la subjectivité de celui qui la pratique. De plus, la plupart des câbles ne sont pas directement accessibles mais sont cachés derrière des garnitures. Avec l'augmentation de la complexité des fonctions électriques, les longueurs mises en jeu deviennent trop importantes pour que l'opération puisse être achevée en un temps raisonnable. C'est pourquoi d'autres méthodes deviennent nécessaires.

1.3.2.2 Méthode par rayons X

La méthode par rayons X permet au technicien de connaître non seulement l'état de la face extérieure du câble mais également l'état de l'isolant et des conducteurs situés à l'intérieur. L'inconvénient de cette méthode est que le générateur de rayons X et le détecteur sont des instruments lourds. Ils doivent être positionnés près du câble et être associés à une intervention humaine pour l'analyse des données récoltées. Cette technique n'est applicable que pour les câbles dont l'accès est facile [25].

1.3.2.3 Méthodes capacitive et inductive

La méthode est basée sur la mesure de la capacité ou de l'inductance du câble [12, 26]. La mesure de la capacité est utilisée pour localiser un circuit ouvert et la mesure de l'inductance est utilisée pour localiser un court-circuit sur le câble.
La valeur de la capacité ou de l'inductance linéique dans un câble dépend de la distance « D » entre deux conducteurs, du diamètre « d » des conducteurs, de la permittivité , du diélectrique séparant les deux conducteurs et de la perméabilité magnétique de l'isolant.
Il existe plusieurs méthodes qui permettent de mesurer la capacité ou l'inductance globale d'un câble, nous pouvons utiliser des ponts diviseurs, des oscillateurs ou tout autre méthode permettant la mesure d'une impédance.
Cette technique est performante et simple dans la limite où elle est utilisée pour diagnostiquer l'état d'un câble point-à-point, mais elle n'est pas adaptée pour l'analyse de réseaux filaires complexes, ou lorsque le câble est en fonctionnement.

1.3.3 Les méthodes basées sur la réflectométrie

La réflectométrie est une méthode de diagnostic basée sur le principe du radar (voir figure I.10).
C'est une technique d'investigation, d'imagerie ou de contrôle non destructif. Le principe est

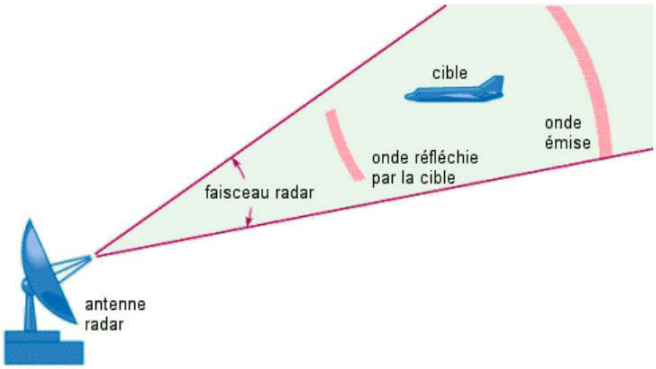


Figure I.10 – Principe du radar de l'aéroport [27].

simple à mettre en oeuvre : un signal de sonde est envoyé dans le système ou le milieu à diagnostiquer, ce signal se déplace selon les lois de propagation du milieu étudié et lorsqu'il rencontre un obstacle (discontinuité d'impédance), une partie de son énergie est renvoyée vers le point d'injection. L'analyse du signal réfléchi par rapport au signal incident permet de déduire des informations sur le système ou le milieu considéré [28].

La réflectométrie a trouvé sa place dans plusieurs applications (voir tableau I.1) comme la géotechnologie [29], l'hydrologie [30], la construction, l'aviation ou le test de matériaux et le diagnostic filaire. Elle a été utilisée depuis 1950 pour détecter et localiser des défauts dans les câbles électriques.

L'instrument de mesure électronique utilisé pour caractériser et localiser des défauts dans les câbles électriques est appelé réflectomètre. Le réflectomètre est constitué d'un générateur de signal, d'un coupleur, d'un oscilloscope et d'un câble (voir figure I.11).

Le générateur de signal émet par exemple une impulsion de type échelon qui se propage dans le

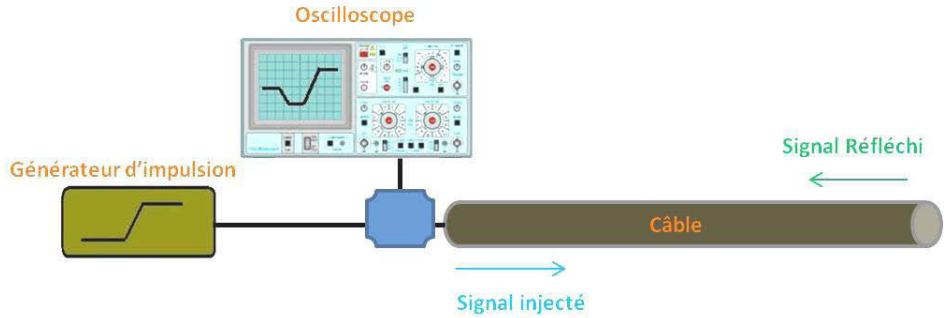


Figure I.11 – Schéma présentant le principe de la réflectométrie : il est constitué d'un câble, d'un générateur d'impulsion (son rôle est d'émettre l'échelon dans le câble), d'un oscilloscope (son rôle est d'enregistrer les variations d'amplitude du signal en fonction du temps).

Tableau I.1 – Les différentes applications de la réflectométrie [27].

	Impulsion	**Obstacle**	**Information recueillie**
Câble	électrique	extrémité, défaut, connecteur	– présence d'un défaut sur le câble. – défaut d'un connecteur entre 2 tronçons
Fibre optique	lumineuse	extrémité, défaut, connecteur	–présence d'un défaut sur la fibre. – défaut d'un connecteur entre 2 tronçons.
Sous-sol	mécanique ou électromagnétique	zones plus compactes (roches) ou moins compactes (liquides, gaz)	– présence d'objets enfouis, d'eau de pétrole, de gaz etc...
Corps humain	ultrasonore (échographie)	zones plus compactes (os) ou moins compactes (liquides, sang)	– imagerie médicale – détection d'hémorragies, de tumeurs
Air	électromagnétique (radar)	cibles : personnes, voitures, bateaux, avions, nuages...	– détection de cibles – mesures de distance, de vitesse
Mer, océan	ultrasonore (sonar)	fonds marins, banc de poissons, sous-marin	– imagerie du relief du fond marin – détection de la présence de poissons

câble. Arrivé à l'extrémité du câble, le front d'onde est réfléchi et repart vers l'oscilloscope qui enregistre les variations d'amplitude du signal en fonction du temps, dans le plan d'injection. Les méthodes de réflectométrie sont largement utilisées et facilement embarquables pour détecter et localiser des défauts de câble. Ces méthodes sont classées en deux grands domaines : réflectométrie dans le domaine temporel et réflectométrie dans le domaine fréquentiel. Pour chacun de deux domaines il existe des méthodes dérivées (voir figure I.12).

a) Méthodes dérivées de la réflectométrie dans le domaine temporel :

– TDR classique (Time Domain Reflectometry) : le principe de méthode est d'envoyer un signal de sonde impulsionnel et d'analyser le signal de retour qui est composé de l'ensemble des signaux renvoyés par les hétérogénéités rencontrées lors de la propagation du signal

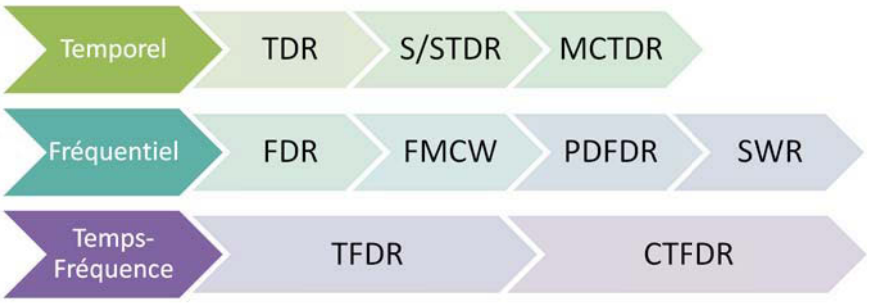


Figure I.12 – Les dérivées de la méthode de réflectométrie dans les domaines temporel et fréquentiel.

dans le câble sous test. C'est une technique simple et rapide à mettre en oeuvre ce qui en fait ses principaux avantages. L'inconvénient réside dans la conception du réflectomètre, l'interprétation des résultats, de l'encombrement d'un tel dispositif et du coût lié à la réalisation d'un système TDR.
Pour une ligne en fonctionnement, la méthode de réflectométrie dans le domaine temporel n'est pas recommandée car la puissance du signal injecté peut perturber ou détériorer les systèmes électroniques connectés au câble à moins de demander une intervention humaine pour réaliser une déconnexion ou une séparation [31].

– Séquence directe ou STDR (Sequence Time Domain Reflectometry) et étalement du spectre ou SSTDR (Spread Spectrum Time Domain Reflectometry) : ces deux méthodes utilisent des signaux numériques à haut débit [32] au lieu d'utiliser des signaux hautes fréquences analogiques (voir figure I.13) comme le cas des méthodes de réflectométrie classique. Le principe est équivalent à celui employé dans la TDR à la seule différence que nous injectons dans la ligne une séquence pseudo-aléatoire d'éléments binaires. En plus, le principe de ces deux méthodes est basé sur l'étalement de spectre. Cette technique est parfaitement adaptée pour le diagnostic de câbles électriques embarqués, car les signaux de diagnostic n'interfèrent pas avec les signaux utiles.

– Multiporteurse ou MCTDR (Multicarrier Time Domain Reflectometry) : la MCTDR est utilisée pour le diagnostic en temps réel de réseau filaire. Elle injecte un signal multi-porteuse, composé uniquement de fréquences choisies en dehors du spectre des signaux de manière à ne pas interférer avec les autres signaux circulant sur le réseau [33]. En

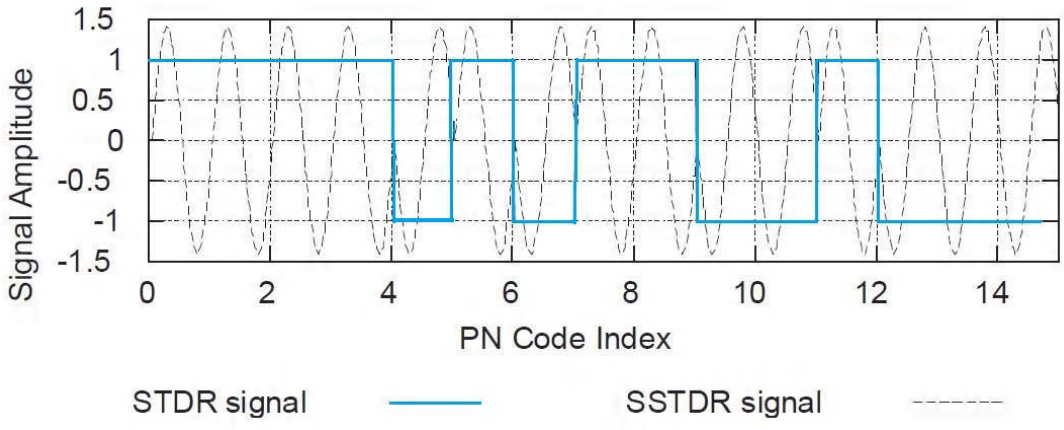


Figure I.13 – Signaux d'injection pour les deux méthodes STDR et SSTDR [32].

revanche, pour analyser le réflectogramme de la porteuse, il faut utiliser des méthodes de traitement du signal spécifiques, à haute résolution.

b) Méthodes dérivées de la réflectométrie dans le domaine fréquentiel :

– FDR (Frequency Domain Reflectometry) : le principe de la méthode est d'injecter dans la ligne un signal modulé en fréquence (la fréquence de ce signal varie linéairement au cours du temps [28]) et d'analyser l'onde stationnaire créée par superposition de cette onde et de celles qui sont renvoyées par les hétérogénéités [34]. La figure ci-dessous (I.14) représente un signal fréquentiel « chirp » dont la variation en fréquence est linéaire. Ce signal est défini comme suit :

$$x(t) = A.sin(\theta(t) + \phi) \tag{I.1}$$

$$\theta(t) = \int_0^t \pi f(u)du \tag{I.2}$$

$$f(t) = F_{min} + \frac{F_{max} - F_{min}}{t_{max}}.t \qquad 0 \leqslant t \leqslant t_{max} \tag{I.3}$$

Lors de l'injection de ce signal dans le câble sous test, il est nécessaire d'utiliser un système électronique qui va permettre de mesurer et d'analyser le signal présent dans le plan d'incidence afin d'en déterminer les caractéristiques (longueur, impédance de charge, capacité, inductance, résistance et localisation d'un défaut franc).

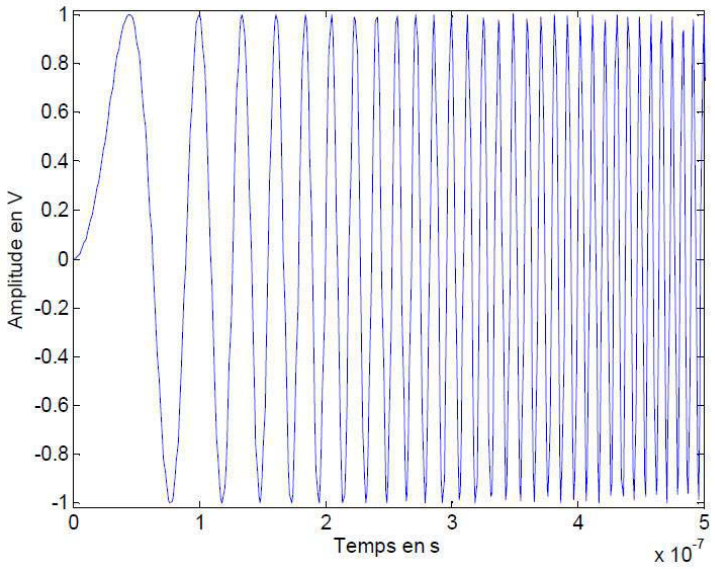


Figure I.14 – Signal «chirp» linéaire en fréquence pour une application FDR [28].

– FMCW (Frequency Modulated Carrier Wave) : le principe de cette méthode est d'injecter dans la ligne un signal « chirp » dont la variation entre la fréquence minimale et la fréquence maximale est linéaire. Ce signal se propage dans la ligne et va se réfléchir dès l'apparition d'une discontinuité d'impédance. Une simple mesure du décalage fréquentiel ΔF entre le signal incident et le signal réfléchi dans le plan d'incidence (voir figure I.15) permet de calculer la distance de la discontinuité "d" en connaissant la vitesse de propagation de la ligne et les paramètres du signal d'injection (chirp) d'après les équations suivantes [35] :

$$\Delta F = \frac{\Delta t}{T}\delta F \tag{I.4}$$

$$d = \frac{v_g T \Delta F}{2\delta F} \tag{I.5}$$

avec δf la bande passante du signal "chirp".

– SWR (Standing Wave Reflectometry) : cette méthode consiste à injecter un signal sinu-

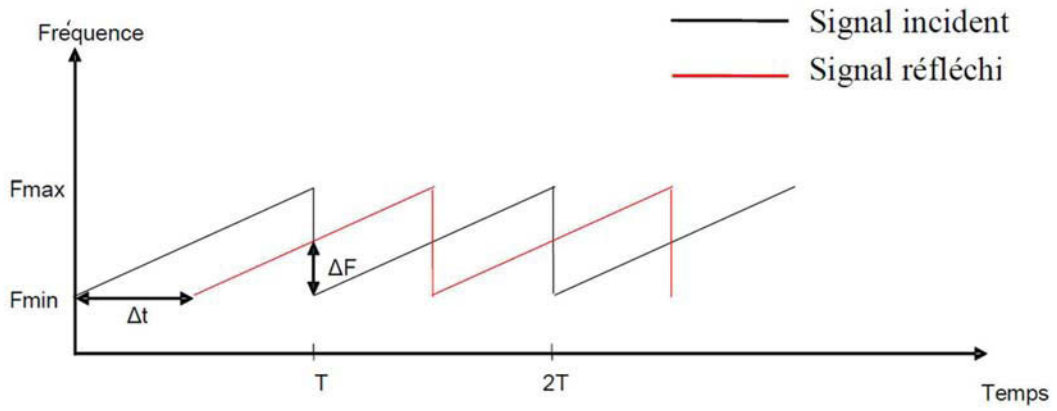


Figure I.15 – Réprésentation temps-fréquence du signal "chirp" pour une application FMCW [35].

soïdal haute fréquence dans l'extrémité de la ligne puis à mesurer l'onde stationnaire[6] résultante, dans le même plan. Elle utilise la position du premier noeud de tension pour localiser le défaut [36].

– Détection de phase ou PDFDR (Phase Detection FDR) [37] : cette méthode consiste à mesurer le décalage de phase entre le signal incident et le signal réfléchi dans le plan d'incidence .

c) Nouvelle méthode de réflectométrie qui utilise simultanément les deux domaines du temps et de la fréquence :

– JTFDR (Joint Time Frequency Domain Reflectometry) [38–41] : cette méthode nécessite d'injecter un signal spécifique temps-fréquence dans le câble et d'y associer un traitement du signal appelée corrélation croisée temps-fréquence. Ce traitement du signal va permettre d'amplifier la signature d'un défaut non-franc qui n'était pas visible ou détectable sur un réflectogramme classique. En plus, cette méthode présente des inconvénients qu'elle demande un grand nombre des méthodes de traitement du signal et un temps de calcul assez long afin d'obtenir le résultat final.

Les méthodes basées sur la réflectométrie précédentes présentent plusieurs avantages :

– Grande précision de localisation.

6. C'est la superposition de l'onde incidente et de l'onde réfléchie créée par une discontinuité d'impédance ou par la charge en bout de ligne.

– Détection et localisation de plusieurs types de défauts.
– Caractérisation de nombreux types de défauts.

En revanche, certaines méthodes basées sur la réflectométrie rencontrent une difficulté d'interprétation du réflectogramme lorsque la ligne est constituée de plusieurs discontinuités d'impédance consécutives (défaut, jonction, connecteur non adapté, etc.). Dans ce cas-là, le réflectogramme est constitué de plusieurs signaux réfléchis qui rendent l'analyse du réflectogramme plus difficile.
Dans cette thèse des nouvelles méthodes d'améliorations sont développés pour s'affranchir des toutes les limitations des méthodes précédentes.

La mise en oeuvre des méthodes de réflectométrie demande des compétences en électronique, en physique (théorie des lignes de transmission) et en traitement de signal.
Afin de mieux comprendre le principe de la réflectométrie dans le domaine du diagnostic filaire, un rappel préalable sur la théorie des lignes de transmission, qui en est le fondement, est nécessaire. Ce rappel est introduit en détail dans le chapitre II.

1.4 Les limites de ces méthodes et les solutions existantes

Les différentes méthodes décrites précédemment se différencient par les types de signaux utilisés, leur principe de mesure et la nature du défaut à détecter. En effet, certaines méthodes sont moins performantes pour la détection de certains types de défaut et présentent des limites pour déterminer l'état du câble [42]. Généralement, les méthodes par réflectométrie présentées ci-dessus sont très bien adaptées pour détecter et localiser les défauts francs (court-circuit et circuit ouvert) mais les défauts non-francs (voir figure I.16) sont pratiquement transparents à ces méthodes.

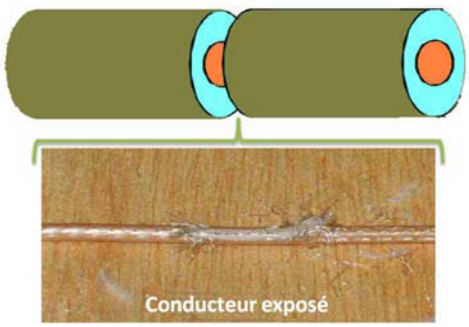


Figure I.16 – Défaut non-franc sur un câble de type RG-316 coaxial.

Ces défauts non-francs ont des conséquences électriques (amplitude) très faibles et parfois sont noyés dans le bruit ou masqués par la proximité d'une autre impulsion d'amplitude plus importante. Des améliorations en termes de mesures et de traitements sont donc nécessaires pour s'affranchir de ces limitations. Dans la littérature, il existe diverses méthodes qui ont été développées pour remédier à la difficulté de la détection du défaut non-franc. Dans [40], les auteurs montrent la difficulté de détecter le vieillissement local des câbles par la méthode de réflectométrie standard. Cet article présente aussi une approche dans les domaines temporel et fréquentiel. La méthode JTFDR rassemble les avantages des méthodes de la réflectométrie standard en s'affranchissant de leurs limites par l'utilisation de techniques avancées de traitement numérique du signal. Elle a été développée récemment pour s'adapter aux caractéristiques du câble à diagnostiquer. Cette nouvelle approche est basée sur l'emploi de la transformée temps-fréquence de Wigner Ville (WV). Le processus de cette approche est composé de trois étapes :

1. Injection d'un chirp en fréquence, défini de manière à minimiser les distorsions lors de sa propagation dans le câble.
2. Mesure du réflectogramme et calcul de sa transformée de Wigner-Ville.
3. Application d'une fonction d'inter-corrélation temps-fréquence normalisée, dont les pics correspondent aux discontinuités du câble.

L'exemple de la figure (I.17) illustre comment la méthode JTFDR est mieux adaptée que la méthode TDR pour détecter les dégradations liées au vieillissement.
La figure (I.18) montre la capacité de la méthode JTFDR pour surveiller la sévérité d'un défaut

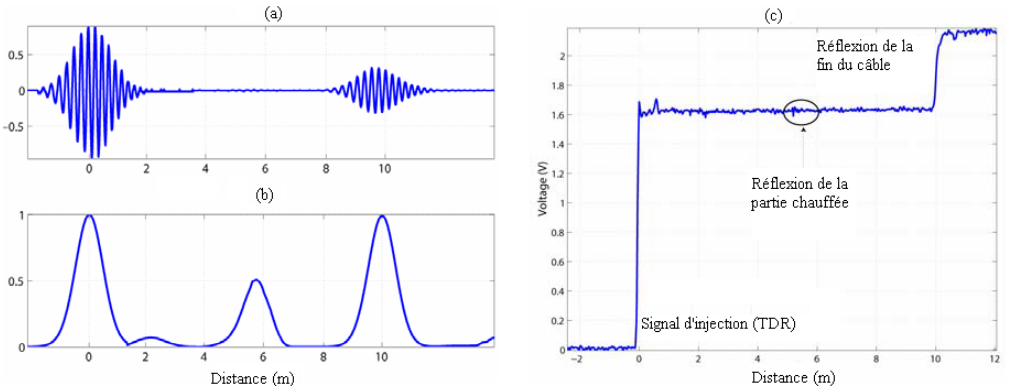


Figure I.17 – Comparaison entre JTFDR (a-b) et la réflectométrie standard (c) sur la détection d'un point chaud [40].

au cours d'un test de vieillissement accéléré dans une étuve à une température de 250°C (50°C supérieure à la température de fonctionnement maximale du câble en cours de test).

Cette figure présente la fonction d'inter-corrélation temps-fréquence normalisée avant le vieillis-

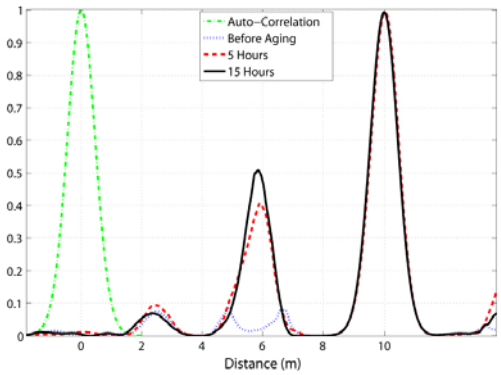


Figure I.18 – Inter-corrélation temps-fréquence avant le vieillissement (en pointillé bleu), après 5 heures (en pointillé rouge), et après 15 heures (en noir) de vieillissement thermique.

sement, après 5 heures, et après 15 heures de vieillissement thermique.

Une autre nouvelle approche [43] appelée "Cluster Time Frequency Domain Reflectometry" (CTFDR) applique la méthode JTFDR pour améliorer la détection des défauts non-francs dans les torons de câbles. L'originalité de cette approche vient, notamment, de l'utilisation des phénomènes de couplages électromagnétiques dans les structures à multiconducteurs. Quatre étapes sont nécessaires pour diagnostiquer l'état du toron (voir figure I.19).

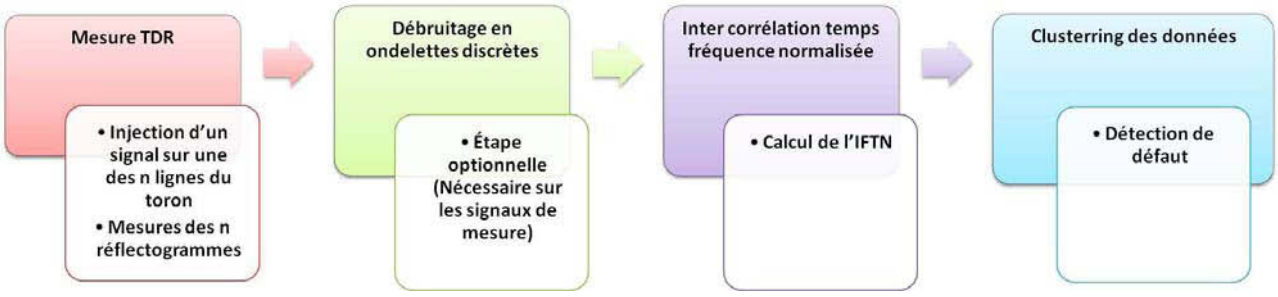


Figure I.19 – Les quatre grandes étapes de la méthode proposée : mesures TDR, débruitage en ondelettes des réflectogrammes, calcul de l'ITFN (intercorrélation temps fréquence normalisée) et enfin clustering des données.

La première consiste à injecter un signal sur l'une des lignes du toron et mesurer des réflectogrammes à l'entrée de l'ensemble des conducteurs. Tous les signaux présents, y compris ceux de

diaphonie, sont enregistrés. La deuxième consiste à débruiter les réflectogrammes si nécessaire. La troisième se penche sur les techniques temps-fréquence et notamment l'utilisation combinée de la décomposition en ondelettes pour le débruitage, et de la transformée de Wigner Ville. Cette étape permet d'améliorer significativement la « visibilité » et la détectabilité des défauts non-francs.
Enfin, un algorithme de clustering [7], spécifiquement développé pour le diagnostic filaire, est utilisé de manière à bénéficier de l'ensemble de l'information disponible. La figure (I.20) présente le résultat obtenu après les quatre grandes étapes citées ci-dessus.

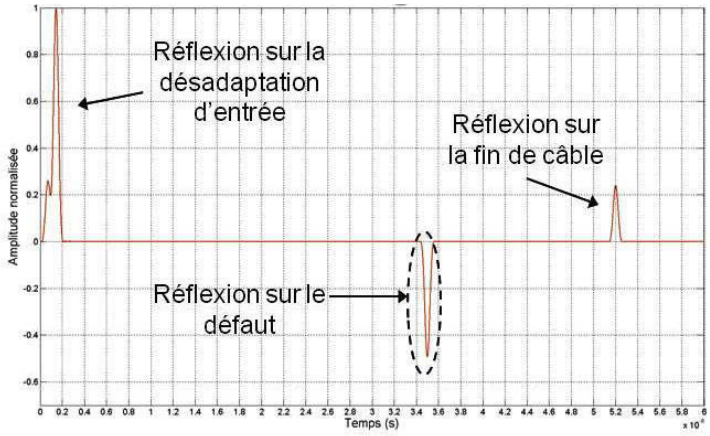


Figure I.20 – Résultat obtenu à la dernière étape (clusterring des données). Nous détectons bien le défaut non-franc à 3.5 ns [43].

Nous remarquons que le clustering a permis de détecter le défaut non-franc dans un toron de 5 lignes en parallèles avec seulement un point d'injection. Cette méthode a permis de maximiser les chances de détecter un défaut non-franc dans un toron. Elle présente également l'avantage de ne nécessiter aucun a priori sur le conducteur endommagé. Un gain de temps considérable est donc réalisé.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la nécessité de détecter les défauts dans les câbles électriques. Nous avons aussi présenté quelques méthodes de diagnostic filaire capables de détecter des défauts de type francs et non-francs. Dans le tableau ci-dessous (I.2), nous présentons quelques problèmes les plus couramment rencontrés dans les faisceaux de câbles électriques en aéronautique, les risques causés par ces détériorations et les décisions à prendre pour éviter

7. Méthode de classification non-supervisée.

certaines conséquences. Ces dernières peuvent être multiples aussi bien dans leurs formes que

Tableau I.2 – Types de détérioration, risques et les types d'intervention à prendre.

Type de détérioration	Risques ou indicateurs primaires	Décision
Corrosion	Câble plus fragile	Surveillance recommandée
Conducteur exposé	Incendie, perte de fonctionnalité	Intervention immédiate
Coloration	Zone abîmé, échauffement du câble	Surveillance recommandée
Isolant défectueux	Zone abîmé, câble plus fragile	Surveillance recommandée
Court-circuit non-franc	Arc électrique , incendie	Intervention immédiate
Court-circuit franc	Système de disjoncteurs	Intervention immédiate

dans leurs degrés de gravité : dysfonctionnements, perte du signal électrique, surtension, arrêt d'un système, fumée, incendie, etc. En plus, le tableau ci-dessous (I.3) présente les avantages, les inconvénients et les circonstances dans lesquels telle ou telle méthode doit être privilégiée sur une autre. Nous pouvons nous apercevoir que la réflectométrie constitue le meilleur compromis en terme d'efficience, de coût et de facilité de mise en oeuvre. Ce n'est pas un hasard si de plus en plus d'industriels ont décidé de recourir à ce type de technologie, facilement intégrable au plus bas niveau et à des échelles qui dépasseront toute espérance. Avant de présenter et afin de bien comprendre les nouvelles méthodes de diagnostic filaire proposées dans ce manuscrit, il est nécessaire de comprendre certaines bases théoriques importantes, comme la propagation du signal dans la ligne de transmission (voir figure (I.21)).
Dans le chapitre suivant, nous décrirons les paramètres d'une ligne de transmission et le modèle adopté pour la propagation filaire.
Nous verrons aussi la définition et les différentes applications d'une nouvelle méthode appliquée dans le domaine du diagnostic filaire baptisée : réflectométrie par retournement temporel.

Tableau I.3 – Résumé sur les performances des méthodes de diagnostic filaire : Inspection visuelle : (I-V), Méthode par rayon X : (R-X), Méthodes capacitive et inductive : (C-I), Réflectométrie dans le domaine temporel : (TDR), Réflectométrie dans le domaine fréquentiel : (FDR).

	I-V	R-X	C-I	TDR	FDR
Longueur du câble ℓ :					
$\ell < 1m$	+	+	+	++	++
$1 < \ell < 10m$	+	-	+	++	++
$10 < \ell < 100m$	-	-	-	++	++
$\ell > 100m$	-	-	-	++	++
Accessibilité :					
– Libre	++	+	+	+	+
– Enfoui	- -	- -	-	+	+
Type de défaut :					
– Défaut franc	++	++	+	++	++
– Défaut non-franc	- -	+	+	+	+
Occurrence :					
– Intermittent	- -	-	+	+	- -
– Établie	+	+	+	++	++
Précision de localisation requise :					
$< 1\%$	+	+	+	+	++
1%	+	+	+	+	++
5%	+	+	+	+	++
Contraintes CEM :					
– Online	- -	- -	-	+	+
– Offline	+	+	+	++	++

Rq : Le (-) signifie que la méthode ne permet pas de bien détecter le défaut. Le (+) signifie que la méthode permet "de détecter" le défaut. Le (++) signifie que la méthode détecte mieux le défaut.

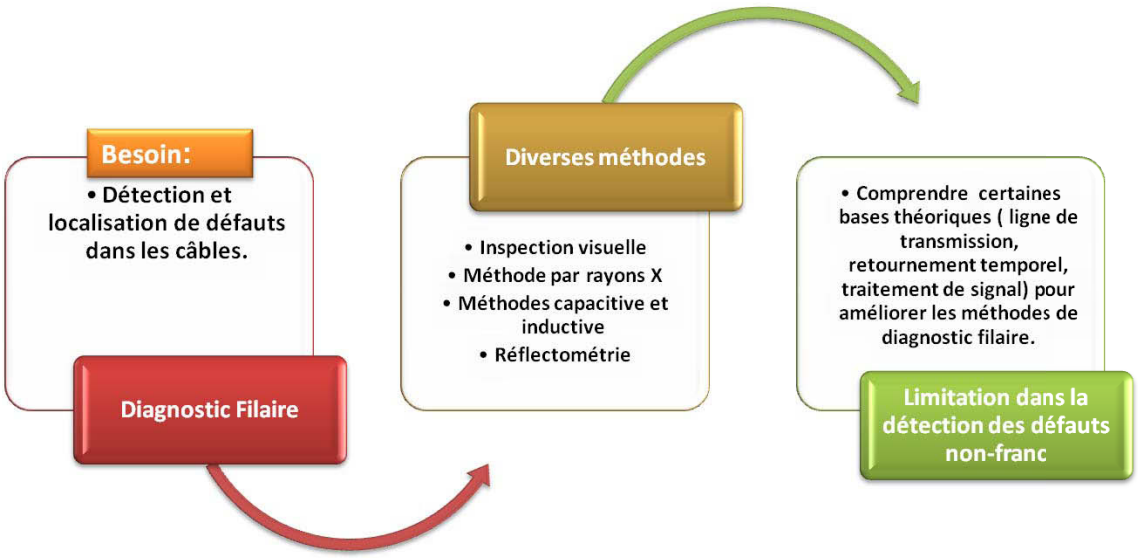


Figure I.21 – Résumé du premier chapitre I et l'introduction du chapitre II.

Références bibliographiques

[1] Thomas A. Edison. *Electric conductor.* (1892). ix, 6, 7

[2] George A. Slenskir and Michael F. Walz. *Novel technologies for improving wire system integrity.* (2006). ix, 6, 7

[3] F. Osswald and O. Butscher. *Caractérisation des câbles coaxiaux.* PROJET DDP (2000). 8

[4] http ://www.axon-cable.com/. Cables coaxiaux. Technical report. 8

[5] C. Buccella, M. Feliziani, F. Maradei, and G. Manzi. *Prediction of voltage and current propagation in twisted wire pairs (twps) by a circuit model.* IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago (2005). 8

[6] CR. Paul and J. W. McKnight. *Prediction of crosstalk involving twisted pairs of wires -part I : A transmissionline model for twisted wire pairs.* IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility (1979). 8

[7] C. Furse and R. Haupt. *Down to the wire : The hidden hazard of aging aircraft wiring.* IEEE Spectrum (2001). 9

[8] Brett Portwood and Massoud Sadeghi. Aircraft wiring practices. Technical report Federal Aviation Administration (2001). 9

[9] Kevin R. Wheeler, Xander Twombly, Jules Friederich, and Dogan Timucin. *Wire health management technology development.* Aging Aircraft & Durability Project Aviation Safety Program (2008). ix, 9, 10

[10] V.L. Press el al. *Advanced risk assessment methods for aircraft electrical wiring interconnection systems (ewis).* 6th joint FAA/DoD/NASA, Conference on Aging Aricraft (2002). ix, 9, 13

[11] L. Crittenden and G. Slenski. *Managing electrical connections systems and wire integrity on legacy aerospace vehicles.* FAA PI/Engineer Workshop (2001). 9

[12] M.Pays. *Localisation de défauts dans les réseaux de câbles d'énergie.* Techniques de l'ingénieur (1987). 10, 16

[13] Christopher Teal and Clay Satterlee. *Managed aircraft wiring health directly relates to improved avionics performance.* 19th Digital Avionics Systems Conferenc (2000). 10, 13

[14] Pierre Lebas. *Diagnostic des câbles souterrains par détection de décharges partielles.* Travail de fin d'études (2008). 10

[15] Concettina Buccella and Manzi Giuliano. *Identification and localization of defects in shielded cables by a numerical/experimental procedure.* IEEE International Electromagnetic Compatibility (2003). 10

[16] F. Auzanneau. *Détection, localisation et caractérisation de défauts dans des réseaux filaires complexes.* (2010). 10

[17] Stanley P. Cygan and Javaid R. Laghari. *Effects of multistress aging (radiation, thermal, electrical) on polypropylene.* IEEE Trans. Nuclear Sci. **38**(3) (1991). 11

[18] Y. Mecheris, L. Boukezzi, A. Boubakeur, and M. Lallouani. *Dielectric and mechanical behavior of cross-linked polyethylene under thermal, aging.* IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (2000). ix, 11, 14, 15

[19] Nadine LAHOUD. *Modélisation du vieillissement des isolants organiques sous contrainte électrique application à la fiabilités des matériaux.* Thèse de Doctorat, Université de Toulouse (2009). 11

[20] Brigitte Imbert. *Problèmes avec le vieillissement de câblage dans les avions de la marine.*

[21] K R. Wheeler, Dogan A. Timucin, I. Xander Twombly, Kai F. Goebel, and Phil F. Wysocki. *Aging aircraft wiring fault detection survey.* NASA Ames Research Center (2007). 12

[22] Michael F. Walz, Cesar A. Gomez, and Patricia Cahill. An analysis of arc fault ignition and mitigation techniques. Technical report AFEDERAL AVIATION ADMINISTRATION (2005). 13

[23] C. Furse, P. Smith, M. Safavi, and C. Lo. *Feasibility of spread spectrum sensors for location of arcs on live wires.* IEEE Sensors Journal (2005). 13

[24] Anandakumaran, K., Seidl, W., and Castaldo P.V. *Condition assesment of cable insulation systems in operating nuclear power plants.* IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul. (1999). 13

[25] J. Schonfeld, O. Greulish, A. Patterson-Hine, L. Lee, J. Cockrell, and L. Hofland. *Wire integrity research (wire) research study.* (2000). 16

[26] Y. C Chung, Amarnth Nirmal, and C. Furse. *Capacitance and inductance sensor circuits for detecting the lengths of open- and short-circuited wires.* IEEE Transaction Instrument and Measurements (2009). 16

[27] http ://www.taformation.com/acrobat/reflectometrie.pdf/. ix, xvii, 17, 18

[28] N. Ravot. *Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie.* Thèse de doct., Université Paris-Sud XI (2007). x, 17, 20, 21

[29] L. A. Pereira Dos Santos. *Développement d'une nouvelle méthode de détermination des profils de teneur en eau dans les sols par inversion d'un signal TDR.* Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble I (1997). 17

[30] R. J. Woodward. *Using frequency domain reflectometry for water level measurement.* Thèse de Doctorat, Utah State University (2000). 17

[31] N. Ravot, F. Auzanneau, Y. Bonhomme, M. Olivas, and F. Bouillault. *Distributed reflectometry-based diagnosis for complex wired networks.* Proc. EMC Workshop : Safety, Reliability, Security Commun. Trans. Syst. (2007). 19

[32] P. Smith, C. Furse, and J. Gunther. *Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location.* IEEE Sensors Journal (2005). x, 19, 20

[33] A. Lelong. *Méthodes de diagnostic filaire embarquée pour des réseaux complexes.* Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille (2012). 19

[34] C. Furse, Y. C. Chung, R. Dangol, M. Nielsen, G. Mabey, and R. Woodward. *Frequency-domain reflectometry for on board testing of aging aircraft wiring.* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (2003). 20

[35] C. Furse and N. Kamdar. *An inexpensive distance measuring system for navigation of robotic vehicle.* Microwave and Optical Technology Letters (2002). x, 21, 22

[36] C. Furse, Y. C. Chung, C. Lo, and P. Pendalaya. *A critical comparaison of reflectometry methods for location of wiring faults.* Smart Structures and Systems (2006). 22

[37] Y. C. Chung, C. Furse, and J. Pruitt. *Application of phase detection frequency domain reflectometry for locating fault in an f-18 flight control harness.* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (2005). 22

[38] J. Wang, Crapse Philip, Shin Yong-June J., and Dougal Roger A. Sr. *Diagnostics and prognostics of wiring integrity via joint time-frequency domain reflectometry.* IEEE Instrumentation and Measurement Technology (2008). 22

[39] Wang Jingjiang, Shin Yong-June J., Dougal Roger A. Sr., Mai Trang V., Molnar Joseph A., and Tran Lan H. *Design of optimized reference signal for joint time-frequency domain reflectometry-based wiring diagnostics.* IEEE AUTOTESTCON (2008). 22

[40] Jingjiang Wang, Stone Philip, Coats David, Shin Yong-June J., and Dougal Roger A. *Health monitoring of power cable via joint time-frequency domain reflectometry.* IEEE Instrumentation and Measurement Technology (2003). x, 22, 24

[41] Qinghai Shi, Troeltzsch Uwe, and Kanoun O. *Detection and localization of cable faults by time and frequency domain measurements.* 7th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (2010). 22

[42] Auzanneau F. *Wire troubleshooting and diagnosis : review and perspectives.* Pier B (2013). 23

[43] M. Franchet. *Réflectométrie appliquée à la détection de défauts non francs dans les torons de câbles.* Thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ PARIS-EST (2012). x, 25, 26

Chapitre II

Bases théoriques : ligne de transmission et retournement temporel

2.1 Introduction

Afin de mieux comprendre les nouvelles méthodes qui vont être présentées dans les prochains chapitres, il est nécessaire de comprendre comment se propage une onde électromagnétique dans une ligne de transmission. L'objectif de ce chapitre est d'abord de positionner nos travaux dans le cadre de la théorie des lignes de transmission et dans le contexte des techniques de modélisation des câblages puis de présenter une méthode basée sur le principe du retournement temporel avec sa transposition dans le domaine du diagnostic filaire.
Tout d'abord, nous présentons un état de l'art des méthodes pour la résolution des équations de propagation des lignes de transmission dans deux domaines différents : fréquentiel et temporel. Ces deux domaines d'analyse se sont différenciés pour décrire le comportement d'un système depuis le début des études en matière de modélisation électromagnétique. Cependant, bien que ces deux domaines soient théoriquement équivalents, ils présentent des dispositions différentes quant à leur mise en oeuvre. Les avantages de l'étude en régime harmonique ont fait l'objet d'un intérêt dominant jusqu'aux années soixante. En effet, elle présente comme principaux atouts, la facilité de discrétisation des équations, une durée relativement faible des temps de calculs et une modélisation immédiate de la dispersion. Or, deux inconvénients majeurs, qui sont, d'une part, la nécessité de connaître au préalable les fréquences caractéristiques du système et, d'autre part, la difficulté de modéliser les non-linéarités, contribuèrent au regain d'intérêt de l'analyse temporelle. En revanche, l'étude dans le domaine temporel permet d'obtenir des caractéristiques large bande en un seul calcul et de prendre en compte des modèles non-linéaires ou variant dans le temps [1].
Enfin, nous montrerons dans la dernière partie de ce chapitre l'utilité et le but de la méthode du retournement temporel et la transposition de son principe dans le domaine du diagnostic filaire afin d'améliorer la détection des défauts et la caractérisation du vieillissement dans les réseaux de câbles électriques par rapport aux méthodes existantes.

2.2 Le principe des lignes de transmission

Par définition, une ligne de transmission est une structure comprenant au minimum deux conducteurs (dont l'un est le conducteur de référence) acheminant de concert un signal électrique (souvent haute fréquence) et dont la géométrie transversale est uniforme sur toute la longueur.
Le mode de propagation dans une ligne de transmission est considéré quasi T.E.M (onde transverse électromagnétique) le long du câblage.

A faible fréquence, lorsque la longueur d'onde λ est plus grande que la longueur de la ligne de transmission ℓ, l'onde est quasiment constante en tout point de la ligne, quelle que soit l'impédance de charge. Dans ce cas, il est inutile ici d'introduire la notion de propagation.
En revanche, si la longueur d'onde λ devient inférieure à la longueur de la ligne ℓ, l'amplitude de l'onde n'est plus constante tout au long de la ligne, et présente des minima et maxima régulièrement espacés. Dans ce cas, il faut donc tenir compte du phénomène de la propagation.
Pour modéliser ce phénomène, il faut faire appel à la théorie de la propagation des ondes électromagnétiques que nous allons rappeler.
La théorie des lignes de transmission dépend de différentes hypothèses fondamentales [2–4] :

- Les conducteurs ont une forme géométrique uniforme, d'une longueur ℓ et d'une section a. Les conducteurs et le conducteur de référence sont immergés dans un seul et unique milieu diélectrique homogène et isotrope.
- Le mode de propagation d'une onde le long de la ligne est considéré comme une onde transverse électromagnétique c'est-à-dire que toutes les dimensions transversale et sagittale (diamètre des conducteurs, hauteurs, espacements entre conducteurs) sont faibles devant la longueur d'onde λ.

2.3 Comportement et modèle d'une ligne de transmission

En faisant l'hypothèse que les champs électrique et magnétique sont transverses à l'axe de propagation (onde TEM), nous pouvons modéliser une section de longueur infinitésimale "dx" de la ligne sous la forme du schéma électrique (voir figure II.1) [2, 3]. Cette longueur "dx" doit être petite devant la longueur d'onde pour que l'on puisse y considérer la tension et le courant uniformes.

2.3.1 Modèle à constantes réparties pour une ligne monofilaire

Une ligne de transmission monofilaire est une ligne composée uniquement d'un fil et d'un conducteur de référence (fil ou plan de masse), séparés par un diélectrique.
Le modèle équivalent de la ligne (voir figure II.1), appelé ligne à constantes réparties, est composé de 4 grandeurs définies de la manière suivante [8] :

- La résistance linéique R ou résistance des conducteurs par unité de longueur qui est en général très faible (en Ω/m). Cette résistance varie avec la fréquence à cause des effets de peau et de proximité, et également avec la température.

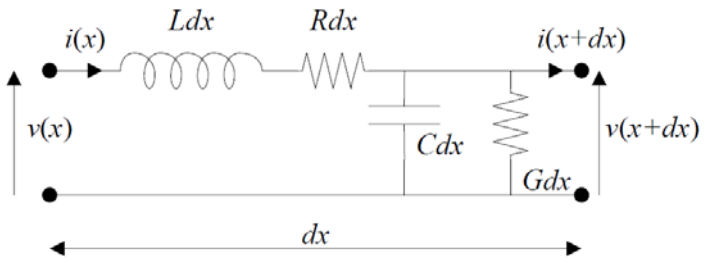


Figure II.1 – Modèle à constantes réparties d'une ligne monofilaire tel que dx est une longueur infinitésimale.

- L'inductance linéique L : elle dépend du diamètre des conducteurs, de l'écart entre les deux conducteurs et de la perméabilité des matériaux. Elle s'exprime en $Henry/m$.
- La capacité linéique C : elle dépend de la permittivité du diélectrique placé entre les conducteurs et s'exprime en $Farad/m$.
- La conductance linéique G : elle traduit les pertes dues au diélectrique. Elle dépend de la capacité linéique et de l'angle de perte du diélectrique et s'exprime en $Siemens/m$.

2.3.2 Équation des télégraphistes d'une ligne monofilaire

En considérant que dx est une longueur infinitésimale, et que par conséquent les variations de $v(x)$ et $v(x+dx)$ en fonction du temps t sont identiques, l'écriture des équations de Kirchhoff donne (à partir du circuit de la figure II.1) :

$$i(x+dx,t) = i(x,t) - \left(Gdx.v(x,t) + Cdx.\frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \right) \tag{II.1}$$

$$v(x+dx,t) = v(x,t) - \left(Rdx.i(x,t) + Ldx.\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \right) \tag{II.2}$$

Appliquons la relation différentielle (dérivée partielles) sur les deux équations (II.1 et II.2), nous obtenons :

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -Gv(x,t) - C.\frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \tag{II.3}$$

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = -Ri(x,t) - L.\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \tag{II.4}$$

En dérivant la deuxième équation (II.4) par rapport à la variable x pour faire apparaître la quantité $\partial i/\partial x$, nous aboutissons à *l'équation* dite *des télégraphistes* :

$$\frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial t^2} + (RC + LG)\frac{\partial v(x,t)}{\partial t} + RGv(x,t) \tag{II.5}$$

Nous démontrons de la même manière que :

$$\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial t^2} + (RC + LG)\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} + RGi(x,t) \tag{II.6}$$

Dans le cas de ligne sans perte ($R = G = 0$), les fuites diélectriques et les pertes dans le métal sont négligeables. Ceci permet de simplifier les équations de précédentes :

$$\frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial t^2} \tag{II.7}$$

$$\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial t^2} \tag{II.8}$$

Dans le cas d'une ligne uniforme, les paramètres linéiques (R, L, C, et G) sont constants le long de l'axe de propagation. Cependant, dans le cas d'une ligne de transmission non uniforme, ces paramètres varient en fonction de la variable x, c'est-à-dire tout au long de la ligne.

2.3.3 Modèle et comportement d'une ligne de transmission multifilaire

Nous nous intéressons ici à une ligne de transmission de longueur ℓ constituée de $(n + 1)$ conducteurs (n conducteurs + un conducteur de référence). On modélise le système sous forme des tronçons de taille infinitésimale dx (comme le cas d'une de transmission monofilaire), caractérisés par leurs constantes linéiques : résistance R_{ii}, inductance L_{ii}, Capacité C_{ii}, et conductance G_{ii} (i désignant l'indice du conducteur). Le couplage entre deux lignes est également caractérisé par les constantes linéiques : capacité de couplage C_{ij}, conductance G_{ij}, inductance mutuelle L_{ij} qui représente les pertes de couplage.
Le modèle équivalent utilisé pour la ligne multifilaire est représenté dans la figure (II.2).
Dans le cas d'une ligne de transmission multifilaire, les équations de Kirchhof en tension et en courant pour une ligne de transmission multifilaire sont sous forme matricielle. Avant de

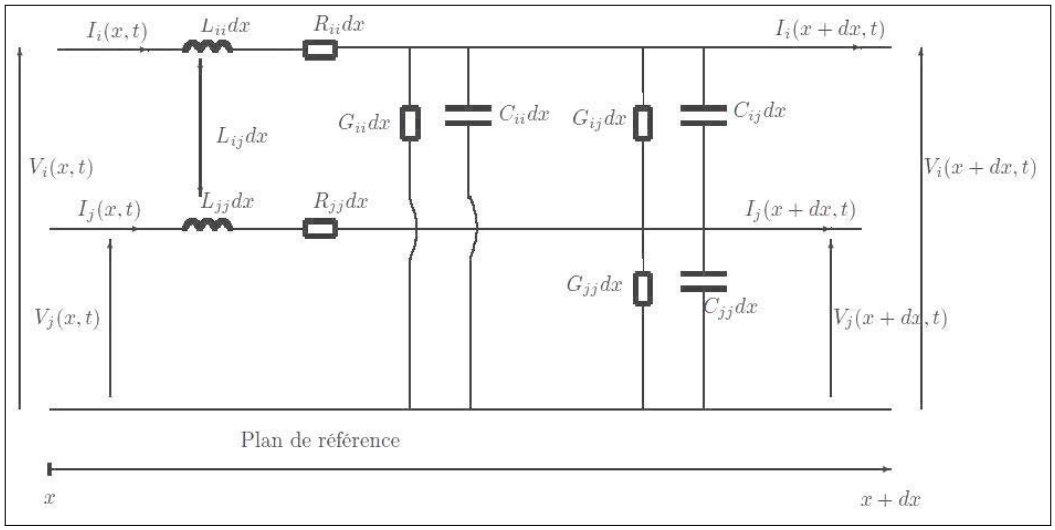


Figure II.2 – Modèle à constantes réparties d'une ligne multifilaire d'une longueur infinitésimale composée de deux conducteurs et un plan de référence.

rappeler ces équations, nous définissons les matrices suivantes [8] :

$$v(x,t) = \begin{pmatrix} v_1(x,t) \\ \vdots \\ v_n(x,t) \end{pmatrix} i(x,t) = \begin{pmatrix} i_1(x,t) \\ \vdots \\ i_n(x,t) \end{pmatrix} \tag{II.9}$$

$$R = diag(R_{11}, \ldots, R_{nn}) \tag{II.10}$$

$$L = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & \ldots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \ldots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \ldots & L_{nn} \end{pmatrix} \tag{II.11}$$

$$C = \begin{pmatrix} \sum_{k=1}^{n} C_{1k} & -C_{12} & \ldots & -C_{1n} \\ -C_{21} & \sum_{k=1}^{n} C_{2k} & \ldots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \ldots & \sum_{k=1}^{n} C_{nk} \end{pmatrix} \tag{II.12}$$

$$G = \begin{pmatrix} \sum_{k=1}^{n} G_{1k} & -G_{12} & \dots & -G_{1n} \\ -G_{21} & \sum_{k=1}^{n} G_{2k} & \dots & -G_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -G_{n1} & -G_{n2} & \dots & \sum_{k=1}^{n} G_{nk} \end{pmatrix} \tag{II.13}$$

L'équation de Kirchhoff en tension peut s'écrire donc sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{\partial[i(x,t)]}{\partial x} = -[G][v(x,t)] - [C]\frac{\partial[v(x,t)]}{\partial t} \tag{II.14}$$

De même, on peut écrire l'équation de Kirchhof en courant.

$$\frac{\partial[v(x,t)]}{\partial x} = -[R][i(x,t)] - [L]\frac{\partial[i(x,t)]}{\partial t} \tag{II.15}$$

Nous considèrerons, en outre, les conditions aux limites suivantes :

$$v(0,t) = v_s(t) - Z_g \cdot i(0,t) \quad v(\ell,t) = Z_\ell \cdot i(\ell,t) \tag{II.16}$$

où v_s est un vecteur à n composantes contenant les sources de tension d'entrée et les matrices d'impédances Z_g (impédance de la source) et Z_ℓ (impédance de la charge) contiennent les impédances branchées aux extrémités des conducteurs.
En combinant les équations précédentes, on obtient les équations matricielles des télégraphistes pour une ligne multifilaire [9].

2.3.4 Généralisation aux réseaux filaires

Dans les environnements réels comme l'aéronautique ou l'automobile, le réseau filaire interconnecte plusieurs dizaines voire plusieurs centaines de systèmes électriques entre eux. Ces réseaux filaires sont constitués d'un ensemble de câbles, en général de même type, interconnectés entre eux suivant des normes de topologie bien définies (voir figure II.3). Il existe plusieurs topologies :en bus, en étoile (ou étendue), maillée, en anneau, hiérarchique, etc.

Dans la suite, nous allons étudier et valider les nouvelles méthodes de diagnostic filaire développées dans les chapitres suivants dans le cas d'une ligne monofilaire et dans le cas de réseaux filaires complexes.

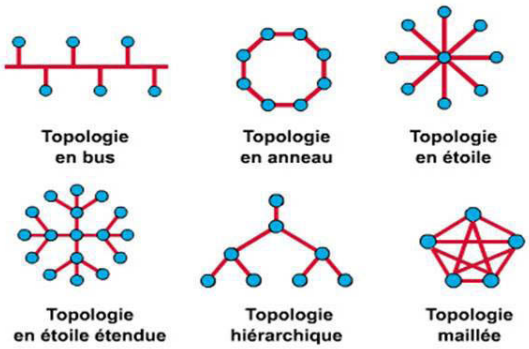


Figure II.3 – Topologies de réseaux filaires [10].

2.4 Solution des équations de propagation dans le domaine fréquentiel

En régime harmonique, il est possible d'exprimer le courant et la tension le long du câble sous la forme $v(x,\omega,t) = V(x,\omega)e^{j\omega t}$ et $i(x,\omega,t) = I(x,\omega)e^{j\omega t}$ avec $\omega = 2\pi f$ la pulsation exprimée en rad.s^{-1} et $x \in [0, \ell]$.
$V(x,\omega)$ et $I(x,\omega)$ sont les amplitudes complexes associées à la tension $v(x,t)$ et au courant $i(x,t)$ respectivement. En remplaçant $v(x,t)$ et $i(x,t)$ par leur grandeur complexe associée dans les équations (II.3) et (II.4) nous éliminons le facteur $e^{j\omega t}$. Toute dérivée par rapport au temps d/dt se transforme en une multiplication par $j\omega$, dans ce cas l'équation des télégraphistes devient alors (de la même manière pour le courant) :

$$\frac{\partial^2 V(x,\omega)}{\partial x^2} = Z(\omega)Y(\omega)V(x) \tag{II.17}$$

$$\frac{\partial^2 I(x,\omega)}{\partial x^2} = Z(\omega)Y(\omega)I(x) \tag{II.18}$$

où $Z(\omega) = R + jL\omega$ est l'impédance série de la ligne et $Y(\omega) = G + jC\omega$ est l'admittance parallèle de la ligne.
L'équation II.17 s'écrit encore sous la forme suivante :

$$\frac{\partial^2 V(x,\omega)}{\partial x^2} = \gamma^2 V(x) \tag{II.19}$$

où, $\gamma(\omega)$ représente la constante de propagation tel que :

$$\gamma(\omega) = \sqrt{Z(\omega)Y(\omega)} \tag{II.20}$$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \tag{II.21}$$

La constante de propagation s'écrit aussi en fonction de α et β, que nous nommons respectivement "constante d'atténuation" et "constante de phase" de la façon suivante :

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \tag{II.22}$$

Le terme α provoquera une atténuation de l'amplitude du signal lors de sa propagation dans la ligne. En revanche, le terme $j\beta$ provoquera une rotation de la phase du signal le long de la ligne.
La constante de propagation peut être calculé expérimentalement par deux méthodes différentes (voir Annexe 6.1 et 6.2).
Les deux équations II.17 et II.18 sont des équations différentielles du second ordre, à coefficients constants ; elles ont donc comme solutions :

$$V(x, \omega) = V_o^+ e^{-\gamma x} + V_o^- e^{\gamma x} \tag{II.23}$$

$$I(x, \omega) = I_o^+ e^{-\gamma x} + I_o^- e^{\gamma x} \tag{II.24}$$

où V_o^+, V_o^-, I_o^+ et I_o^- sont des constantes complexes qui dépendent des conditions aux limites c'est à dire du générateur et de la charge (voir figure (II.4)).
Dans l'équation II.23, nous remarquons qu'il existe deux ondes qui se propagent dans la ligne de transmission : une onde qui se propage vers les x positifs (c'est à dire vers l'impédance de charge) se nomme l'onde incidente $V_o^+(x, t)$ et une onde se propageant vers les x négatifs (c'est à dire vers la source) se nomme l'onde réfléchie $V_o^-(x, t)$. La combinaison de ces deux ondes [11] peut former une onde stationnaire [1].
L'équation II.23 peut être réécrite en faisant apparaître la vitesse de propagation v_p de chacune

1. Une onde stationnaire est le nom que porte l'addition de deux ondes de fréquence identique se propageant dans un milieu dans des sens opposés et de même amplitude. Le résultat de l'addition produit une onde immobile (onde qui ne se déplace pas vers la gauche ni vers la droite) dans le milieu. Le milieu vibre alors de façon stationnaire d'où le nom d'onde stationnaire.

des deux ondes :

$$V(v_p t, \omega) = V_o^+ e^{-\gamma v_p t} + V_o^- e^{\gamma v_p t} \tag{II.25}$$

avec $0 \leq v_p \leq \ell$.

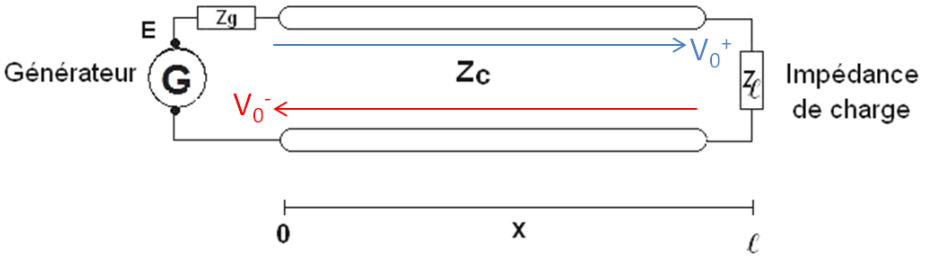


Figure II.4 – Modèle d'une ligne de longueur ℓ d'impédance caractéristique Z_c et chargée par une impédance Z_ℓ.

2.4.1 Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique Z_c est la limite vers laquelle tend l'impédance d'entrée d'une ligne infiniment longue, c'est à dire une ligne dans laquelle un signal se propage sans être jamais réfléchi vers l'entrée. Alors, en tout point de cette ligne infinie, le rapport de la tension et de l'intensité vaut l'impédance caractéristique de la ligne :

$$Z_c(\omega) = V(x,\omega)/I(x,\omega) = \sqrt{\frac{Z(\omega)}{Y(\omega)}} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} [\Omega] \tag{II.26}$$

Le schéma ci-dessous (voir figure II.5) représente les variations de l'impédance caractéristique d'une ligne réelle en fonction de la pulsation. Nous remarquons qu'en haute fréquence (pulsation

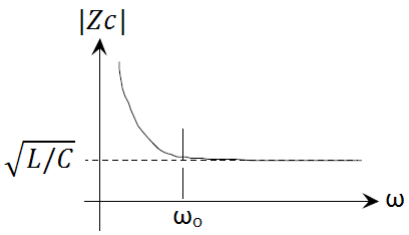


Figure II.5 – Variation de Z_c en fonction de la pulsation ω.

tendant vers l'infini) les deux paramètres linéiques R et G sont négligeables devant les deux paramètres L et C. Au cas où, les données fournies par le fabricant par rapport aux caractéristiques

de la ligne ont été perdues, l'impédance caractéristique peut être calculée expérimentalement (voir annexe 6.1) en mesurant à l'entrée de la ligne son impédance en court-circuit Z_{cc} et son impédance en circuit ouvert Z_{co} par l'équation suivante :

$$Z_c(\omega) = \sqrt{Z_{cc}(\omega) Z_{co}(\omega)} \tag{II.27}$$

2.4.2 Coefficient de réflexion

L'existence d'une onde réfléchie sur une ligne peut s'expliquer par la présence d'une discontinuité dans les caractéristiques de la ligne ou si la ligne est chargée par une impédance. Ce paramètre est très important dans le principe de la réflectométrie. Par exemple si une ligne uniforme d'impédance caractéristique Z_c est chargée par une impédance Z_ℓ, l'onde incidente sera réfléchie au niveau de la charge. Afin de quantifier cette réflexion, nous définissons le coefficient de réflexion, qui dépend bien sur de la position sur la ligne comme étant l'amplitude complexe de l'onde réfléchie rapportée à celle de l'onde incidente :

$$\Gamma(x) = \frac{V_{réfléchie}}{V_{incidente}} = \frac{V_o^- e^{\gamma x}}{V_o^+ e^{-\gamma x}} = \rho(x) e^{j\theta(x)} \tag{II.28}$$

L'argument de $\Gamma(x)$ noté $\theta(x)$ est le déphasage de l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente. Un nouveau repère $q = \ell - x$ dirigée vers le générateur et qui a son origine sur la charge est définie (voir figure II.6).

Dans ce nouveau repère, le coefficient de réflexion s'écrit :

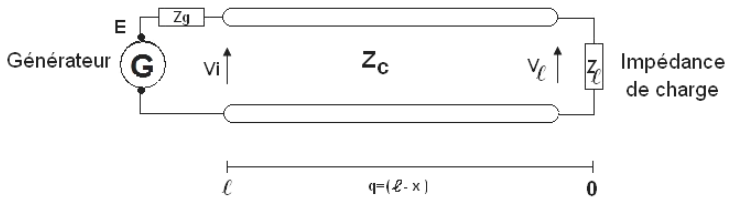


Figure II.6 – Modèle d'une ligne d'une longueur ℓ d'impédance caractéristique Z_c et chargée par une impédance Z_ℓ.

$$\Gamma(x) = \frac{V_o^-}{V_o^+} e^{-2\gamma\ell} e^{+2\gamma q} \tag{II.29}$$

Dans ce nouveau repère et pour plus de facilité, que ce soit en coordonnées x ou q, nous noterons dans la suite de ce chapitre V_i ($V_i = V_o^+$) la constante associée à l'onde incidente et V_r ($V_r = V_o^-$)

celle associée à l'onde réfléchie, les ondes de tension et de courant s'écrivent alors :

$$V(q,\omega) = V_i e^{\gamma q} + V_r e^{-\gamma q} \tag{II.30}$$

$$I(q,\omega) = (1/Z_c)(V_i e^{\gamma q} - V_r e^{-\gamma q}) \tag{II.31}$$

Nous pouvons établir aussi une relation entre le coefficient de réflexion Γ et l'impédance le long de la ligne $Z(q)$ qui s'écrit sous la forme suivante :

$$Z(q) = Z_c \frac{V_i e^{\gamma q} + V_r e^{-\gamma q}}{V_i e^{\gamma q} - V_r e^{-\gamma q}} = Z_c \frac{1 + \dfrac{V_r e^{-\gamma q}}{V_i e^{\gamma q}}}{1 - \dfrac{V_r e^{-\gamma q}}{V_i e^{\gamma q}}} = Z_c \frac{1 + \Gamma(q)}{1 - \Gamma(q)} \tag{II.32}$$

$$\Gamma(q) = \frac{Z(q) - Z_c}{Z(q) + Z_c} \tag{II.33}$$

Lorsque $Z(\ell) = Z_\ell = Z_c$, on dit qu'il y a adaptation d'impédance , cette adaptation entraîne une réflexion nulle $\Gamma(\ell) = 0$. Les défauts potentiels présents sur la ligne constituent des singularités qui affectent donc la propagation du signal. Dans le cas des défauts francs, un court-circuit entraine un coefficient de réflexion $\Gamma(\ell) = -1$ et pour un circuit ouvert $\Gamma(\ell) = 1$. En général, l'amplitude du signal réfléchi varie en fonction de l'impédance de charge.

2.5 Solution des équations de propagation dans le domaine temporel

Considérons comme exemple une ligne sans pertes et uniforme de longueur ℓ alimentée par une source continue G de résistance interne Z_g terminée sur une résistance Z_ℓ comme représenté à la figure (II.7).

La source est émise à $t = 0$. A l'instant initial, la ligne apparaît pour la source comme une ligne infinie puisqu'aucun signal n'a encore pu faire un aller-retour jusque Z_ℓ. Elle est donc équivalente à ce moment à une résistance de valeur Z_c et la tension de la ligne vaut :

$$v(0,0) = V_s(t) \frac{Z_c}{Z_c + Z_g} \tag{II.34}$$

Le couple tension/courant se propage sous la forme d'une onde progressive jusqu'à la résistance de charge, atteinte après un temps $t_d = \ell/v_p$. A $t = t_d$, une onde réfléchie apparaît alors en fin

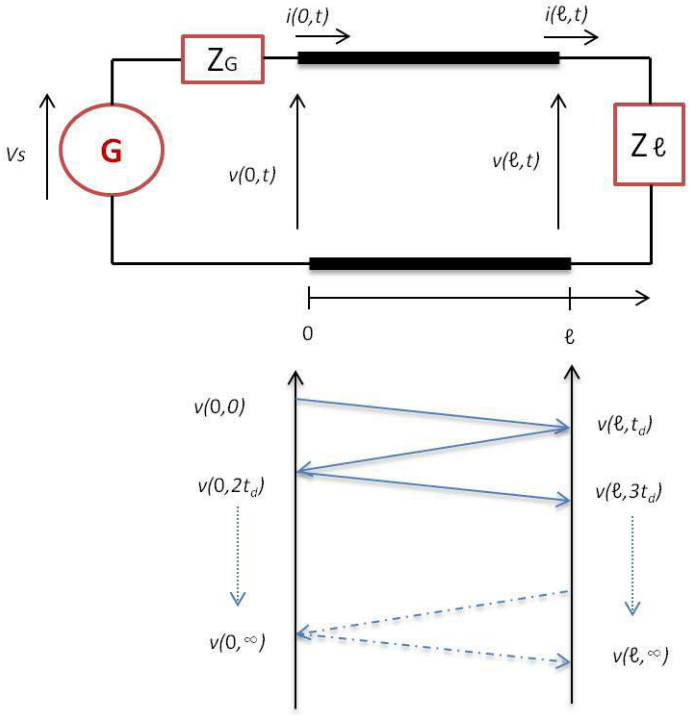


Figure II.7 – Ondes de tension et de courant se propageant sur une ligne uniforme sans pertes de longueur finie.

de ligne de tension v_ℓ. La tension en bout de la ligne vaut donc :

$$v(\ell, t_d) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_g}\,(1 + \Gamma_\ell)\,V_s(t - t_d) \tag{II.35}$$

avec Γ_ℓ est le coefficient de réflexion à la charge.
L'onde réfléchie se propage vers la source qu'elle atteint en $t = 2t_d$. Elle y est réfléchie à nouveau, et

$$v(0, 2t_d) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_g}[V_s(t) + (1 + \Gamma_s)\Gamma_\ell V_s(t - 2t_d)] \tag{II.36}$$

où, Γ_s est le coefficient de réflexion à la source.
Pour tout instant t et n'importe quelle position x sur la ligne, l'onde de tension (ou courant) est la somme des ondes de tension (ou de courant) existant sur la ligne. La solution exacte pour

n'importe quelle forme d'onde d'excitation $V_s(t)$ peut s'écrire de la façon suivante :

$$v(0,t) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_g}[V_s(t) + (1+\Gamma_s)\Gamma_\ell V_s(t-2t_d) + (1+\Gamma_s)(\Gamma_\ell\Gamma_s)\Gamma_\ell V_s(t-4t_d) + (1+\Gamma_s)(\Gamma_\ell\Gamma_s)^2\Gamma_\ell V_s(t-6t_d)...] \tag{II.37}$$

$$v(\ell,t) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_g}[(1+\Gamma_\ell)V_s(t-t_d) + \Gamma_s\Gamma_\ell V_s(t-3t_d) + (\Gamma_\ell\Gamma_s)^2 V_s(t-5t_d) + (\Gamma_\ell\Gamma_s)^3 V_s(t-7t_d)...] \tag{II.38}$$

Pour illustrer l'effet de variation de l'impédance sur l'amplitude de la tension due à la discontinuité d'impédance entre la ligne et la charge, nous considérons une ligne de transmission, excitée par un échelon $V_s(t)$ d'amplitude $1V$. Cette ligne est chargée soit par une impédance Z_ℓ telle que $|Z_\ell| = 0$ ou $|Z_\ell| < Z_c$ ou $|Z_\ell| = Z_c$ ou $|Z_\ell| > Z_c$ ou $|Z_\ell| >> Z_c$. La figure (II.8) représente les réponses dans le domaine temporel d'une ligne de transmission uniforme en fonction de la variation de l'impédance de charge Z_ℓ.

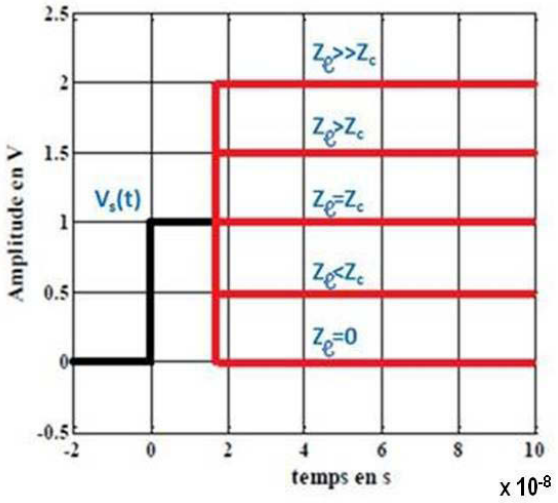


Figure II.8 – Réponses dans le domaine temporel en injectant un échelon dans une ligne de transmission uniforme chargée par une impédance Z_ℓ telle que $|Z_\ell| = 0$ ou $|Z_\ell| < Z_c$ ou $|Z_\ell| = Z_c$ ou $|Z_\ell| > Z_c$ ou $|Z_\ell| >> Z_c$.

2.6 Phénomènes d'atténuation et de dispersion

Lors de la propagation d'un signal dans une certaine longueur de câble, deux principaux phénomènes agissent sur le signal réfléchi : l'atténuation et la dispersion.

a) Atténuation : A cause des pertes par effet Joule, le signal subit une décroissance exponentielle le long de sa propagation dans la ligne. Cette atténuation du signal est liée à la résistance linéique qui augmente avec la fréquence, ainsi plus l'impulsion est étroite (large bande) et plus l'atténuation est importante. L'atténuation est un facteur de limitation pour les méthodes par réflectométrie.

b) Dispersion : La dispersion est la conséquence d'une absorption des hautes fréquences du signal par le câble, plus l'impulsion est étroite (large bande) et plus la dispersion est importante [12, 13]. On montre que, dans le cas général, la présence du facteur β équivaut à introduire une variation de la vitesse des signaux en fonction de leur fréquence ainsi un signal non sinusoïdal associant un ensemble d'harmoniques de différentes fréquences se déforme.
Dans le cas des lignes dispersives, la vitesse de propagation (v_p) dépend de la fréquence tel que :

$$v_p(\omega) = \omega/\beta(\omega) \tag{II.39}$$

Remarque : un troisième phénomène, fréquent, concerne les lignes de transmission disposées au voisinage l'une de l'autre. C'est la diaphonie : une partie de l'énergie qui se propage sur une ligne est transmise à l'autre par couplage électromagnétique.
On peut distinguer deux types de diaphonie [14], dont les effets se superposent : la diaphonie capacitive et la diaphonie inductive.

2.7 Méthodes d'analyse des réseaux filaires

Il existe plusieurs méthodes qui permettent de modéliser des réseaux filaires [15–17]. Parmi ces méthodes nous avons identifié deux méthodes particulièrement intéressantes : la matrice ABCD dans le domaine fréquentiel et la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD).

2.7.1 Méthode d'analyse dans le domaine fréquentiel

2.7.1.1 Méthode ABCD

Plusieurs méthodes ont été développées pour décrire un réseau à 2 ports [15]. La méthode la plus courante consiste à utiliser la matrice S qui lie le vecteur d'ondes entrantes au vecteur d'ondes sortantes. Toutefois, pour les réseaux en cascade, nous pouvons utiliser aussi la matrice $ABCD$ (voir figure II.9) puisque la représentation matricielle d'un réseau cascadé est obtenue par une simple multiplication des matrices $ABCD$ [18, 19] tel que :

$$[ABCD] = \prod_k [ABCD]_k \tag{II.40}$$

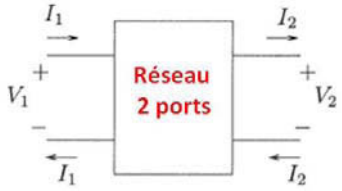


Figure II.9 – Matrice ABCD d'un réseau à deux ports.

Cette méthode est surtout utilisée dans le cas d'une ligne non uniforme (voir figure II.10).

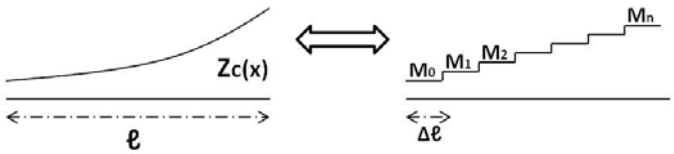


Figure II.10 – Ligne de transmission non uniforme [20].

Elle consiste à discrétiser la ligne en une suite de tronçons uniformes de longueur $\Delta\ell_i$ et à traiter chaque tronçon comme une ligne de transmission uniforme, caractérisée par sa matrice chaîne $ABCD$. Cette matrice est définie par :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{II.41}$$

Nous allons utiliser cette matrice dans le Chapitre 3 comme outil pour modéliser des câbles en fréquentiel pour simuler le vieillissement dans les câbles et aussi dans la partie de compensation de la dispersion. La relation des équations différentielles (II.30) et (II.31) nous a permis de déterminer les variations en q ($q = \ell - x$) de la tension et du courant le long d'une ligne de

transmission. Considérons maintenant un tronçon de ligne de longueur ℓ comme un quadripôle (voir figure II.11).
Écrivons que les deux équations (II.30) et (II.31) sont satisfaites aux deux accès :

– *Accès 1 :*

$$V_1 = V(\ell) = V_i e^{\gamma\ell} + V_r e^{-\gamma\ell} \tag{II.42}$$

$$I_1 = I(\ell) = (1/Z_c)(V_i e^{\gamma\ell} - V_r e^{-\gamma\ell}) \tag{II.43}$$

– *Accès 2 :*

$$V_2 = V(0) = V_i + V_r \tag{II.44}$$

$$I_2 = I(0) = (1/Z_c)(V_i - V_r) \tag{II.45}$$

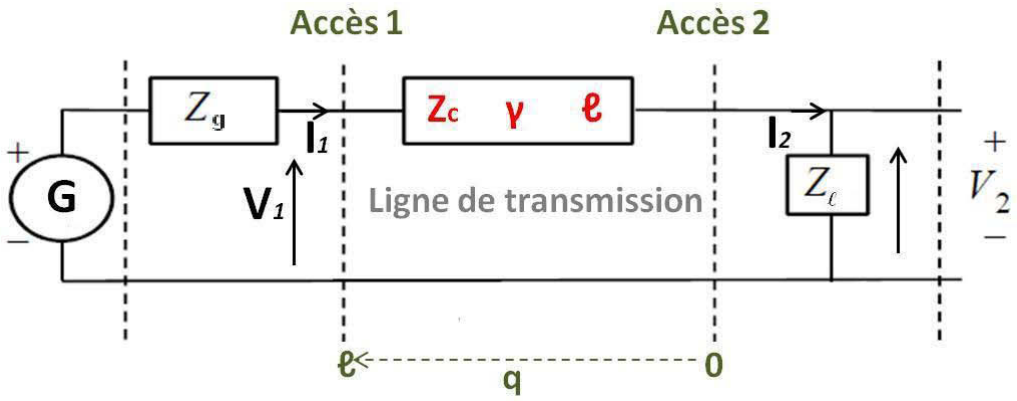


Figure II.11 – Tronçon de ligne de longueur ℓ, d'impédance caractéristique Zc et chargée par une impédance Z_ℓ.

Notre objectif est d'obtenir une vision quadripolaire du tronçon de ligne de longueur ℓ. Les équations (II.42), (II.43), (II.44) et (II.45) font intervenir deux paramètres V_i et V_r. Pour définir la matrice de chaîne, nous devons exprimer (V_1, I_1) en fonction de (V_2,$-I_2$).
La résolution des équations (II.44) et (II.45) permet d'obtenir facilement les relations suivantes :

$$V_i = (1/2)(V_2 - Z_c I_2) \tag{II.46}$$

$$V_r = (1/2)(V_2 + Z_c I_2) \tag{II.47}$$

Utilisant les relations précédentes (II.46) et (II.47), dans (II.42) et (II.43), ces relations se modifient de la façon suivante :

$$V_1 = \frac{e^{\gamma\ell} + e^{-\gamma\ell}}{2} V_2 + Z_c \frac{e^{\gamma\ell} - e^{-\gamma\ell}}{2} (-I_2) \tag{II.48}$$

$$I_1 = (1/Z_c) \frac{e^{\gamma\ell} - e^{-\gamma\ell}}{2} V_2 + \frac{e^{\gamma\ell} + e^{-\gamma\ell}}{2} (-I_2) \tag{II.49}$$

Avec le formalisme matriciel, les vecteurs colonnes et en utilisant les relations de définition des fonctions hyperboliques, les relations (II.48) et (II.49) peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} cosh(\gamma\ell) & Z_c sinh(\gamma\ell) \\ (1/Z_c) sinh(\gamma\ell) & cosh(\gamma\ell) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \tag{II.50}$$

La matrice 2×2 définie par la relation (II.50) est la matrice de chaîne du tronçon de ligne de longueur ℓ, considérée comme un quadripôle au sens de Kirchhoff. Dans le cas d'une ligne sans perte, la matrice (II.50) devient :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} cos(\beta\ell) & jZ_c sin(\beta\ell) \\ j(1/Z_c) sin(\beta\ell) & cos(\beta\ell) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \tag{II.51}$$

A l'aide de la méthode de la matrice ABCD, nous pouvons aussi calculer l'impédance à l'entrée de la ligne $Ze(q)$: il suffit de reporter dans les expressions générales (II.30) et (II.31), les expressions (II.46) et (II.47) exprimant V_i et V_r en fonction de V_2 et I_2 et ensuite calucler le rapport $V(q)/I(q)$:

$$V(q) = V_2 cosh(\gamma q) - Z_c I_2 sinh(\gamma q) \tag{II.52}$$

$$I(q) = (1/Z_c) V_2 sinh(\gamma q) - I_2 cosh(\gamma q) \tag{II.53}$$

$$Z_e(q) = \frac{AZ_\ell + B}{CZ_\ell + D} = \frac{Z_\ell + Z_c tanh(\gamma\ell)}{Z_c + Z_\ell tanh(\gamma\ell)} Z_c \tag{II.54}$$

où, Z_ℓ est l'impédance de charge de la ligne. Si la ligne se termine par un circuit ouvert $Ze = A/C$ et si elle se termine par un court-circuit $Ze = B/D$ [18].

2.7.1.2 Résultats de simulation

Afin d'étudier la propagation le long d'une ligne de transmission simple, les câbles coaxiaux (RG58 et RG59B) sont considérés (voir les équations mathématiques du câble coaxial dans l'annexe 5.2). Un signal de source sous la forme d'une impulsion gaussienne est exploité dans notre simulation. La fonction gaussienne est implémentée dans la méthode ABCD en utilisant l'équation suivante :

$$S_i(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} \tag{II.55}$$

où μ représente l'espérance mathématique et σ l'écart type de la distribution gaussienne.
Nous considérons deux câbles coaxiaux (RG58 et RG59BU) de longueur $0.5m$ chacun mis bout à bout avec une impédance caractéristique différentes ($Zc(RG58) \simeq 50\Omega, Zc(RG59BU) \simeq 74\Omega$). La fin du deuxième tronçon est chargée par un circuit ouvert.
Tout d'abord, on multiplie les deux matrices correspondants aux câbles RG58 et RG59BU pour obtenir la matrice équivalente :

$$[ABCD]_{eq} = [ABCD]_{RG58} \times [ABCD]_{RG59BU} \tag{II.56}$$

Ensuite, cette opération est associée à une transformée de Fourier inverse qui fait apparaître un pic positif à $0.5m$ qui correspond au changement d'impédance entre les deux câbles ($50\Omega \longrightarrow 74\Omega$). L'amplitude [2]de ce pic renseigne sur la nature de la discontinuité. Dans notre cas la discontinuité est due à la différence de valeur entre les deux impédances caractéristiques ($Zc(RG58) \simeq 50\Omega, Zc(RG59BU) \simeq 74\Omega$). Donc la valeur du coefficient de réflexion II.33 de cette discontinuité est égale à :

$$\Gamma_{RG58-RG59BU} = \frac{74-50}{74+50} = 0.1935 \tag{II.57}$$

d'ou la valeur de son amplitude qui est égale à $0.1935 \times V_i = 0.09$.
La figure (II.12) montre le résultat de simulation obtenue par la méthode ABCD.

2.7.2 Méthode d'analyse dans le domaine temporel

2.7.2.1 La méthode des différences finies : FDTD

Les méthodes numériques sont actuellement les méthodes de simulation les plus utilisées

2. Par exemple, une amplitude positive indique une discontinuité d'impédance de module supérieur à l'impédance caractéristique ($\Gamma > 0$). Une amplitude négative indique une discontinuité d'impédance de module inférieur à l'impédance caractéristique ($\Gamma < 0$). Lorsque la ligne est adaptée, il n'y a pas de signal réfléchi($\Gamma = 0$).

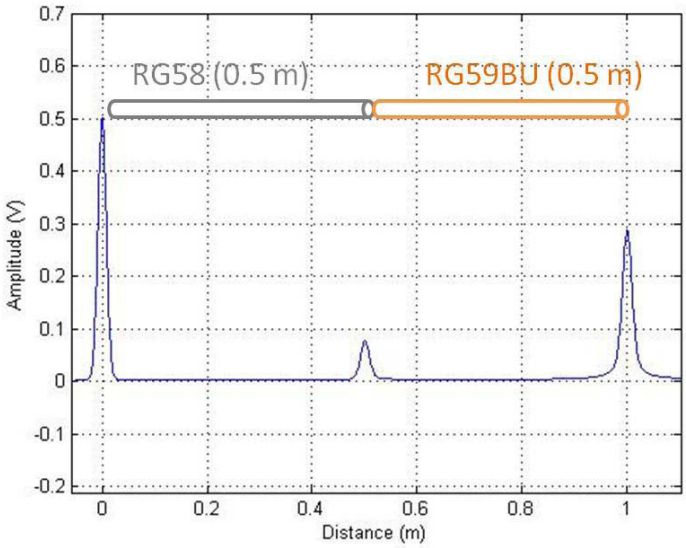


Figure II.12 – Réflectogramme correspondant à deux câbles coaxiaux d'impédance caractéristique différente mis bout à bout ($Zc(RG58) \simeq 50\Omega, Zc(RG59BU) \simeq 74\Omega$) .

[21, 22]. Leur principe est présenté dans la figure (II.13). Le but de leur utilisation est d'étudier le

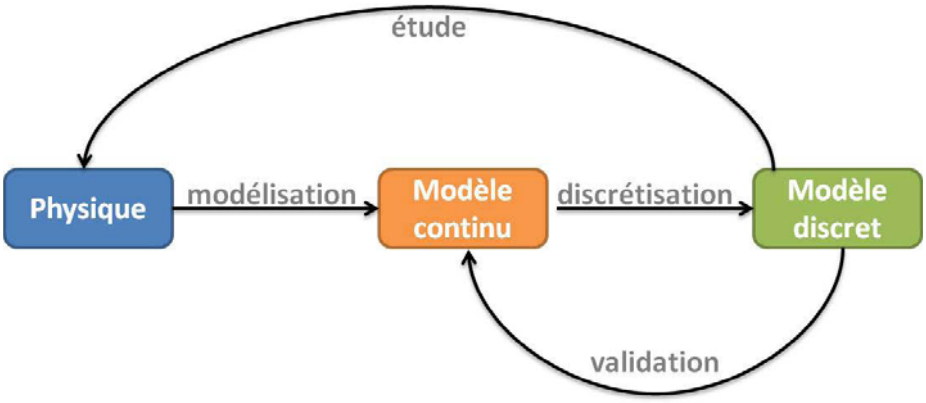


Figure II.13 – Schéma de principe des simulations numériques.

fonctionnement et les propriétés d'un système et/ou d'en prédire l'évolution. Elles sont réparties en trois groupes selon la forme des équations électromagnétiques utilisées [23] :

- Les méthodes intégrales sont basées sur la résolution numérique dans le domaine fréquentiel des équations intégrales de l'électromagnétisme. Parmi ces méthodes nous pouvons citer la Méthode des Moments (MoM).
- Les méthodes différentielles reposent sur une discrétisation spatio-temporelle des équa-

tions de Maxwell. Parmi ces méthodes nous trouvons la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD) [24] et la méthode des Matrices des Lignes de Transmission (TLM) [25].

– Les méthodes variationnelles reposent sur la division en éléments finis (tétraèdre élémentaire) de la structure étudiée et de l'environnement de propagation. Le champ électromagnétique est déterminé à chaque noeud des tétraèdres élémentaires. Parmi ces méthodes nous pouvons citer la Méthode des Eléments Finis (MEF).

Pour notre étude, nous avons choisi la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) qui a pour but de résoudre les équations des télégraphistes et d'illustrer le phénomène de propagation d'un signal dans un réseau filaire. Le principe des différences finies repose sur l'approximation d'opérateurs différentiels. Les équations aux dérivées partielles (comme le cas des équations de propagation d'une ligne de transmission) sont alors exprimées sous forme de différences finies et peuvent être formulées dans le domaine temporel. C'est une méthode itérative sur le temps où les données sont des échantillons temporels des excitations.

a) Avantages de la méthode des différences finies : Cette méthode a pris beaucoup d'ampleur et de valeur auprès des concepteurs de logiciels d'électromagnétisme. Nous allons présenter dans cette partie, les principaux avantages de la méthode des différences finies par rapport aux méthodes analytiques :

– Elle permet de modéliser la structure à étudier d'une manière très proche de la réalité [26, 27] grâce au schéma proposé par Yee en 1966 et amélioré plus tard par Taflove et al [24].
– Elle est utilisée pour résoudre des problèmes dans le domaine temporel en $1D$, $2D$ et $3D$.
– Elle peut prendre en compte les variations de l'impédance le long de la ligne de transmission. Ces variations peuvent traduire des défauts.
– Elle a l'avantage d'avoir un algorithme très simple et de s'appliquer, de par ses formulations, à des structures géométriques.
– Elle permet de simuler la réponse de l'ensemble des méthodes de réflectométrie (citées dans le Chapitre I) en définissant le signal source [28].

b) Le principe des différences finies centrées : Cette méthode d'approximation est basée sur le développement en série de Taylor d'une fonction. Par exemple, soit $f(t)$, une fonction continue et dérivable, il est possible d'obtenir une approximation pour la dérivée au point t_0, en se basant sur le développement en série de Taylor. Une simple réécriture du théorème de

Taylor en $(t_0 + \Delta t)$ et en $(t_0 - \Delta t)$ permet d'obtenir une approximation à l'ordre 2. En effet

$$f(t_0 \pm \Delta t) = f(t_0) \pm \Delta t f^{'}(t_0) + \frac{\Delta t^2}{2!} f^{''}(t_0) \pm \frac{\Delta t^3}{3!} f^{'''}(t_0) + ... \tag{II.58}$$

d'où

$$f(t_0 + \Delta t) - f(t_0 - \Delta t) \cong 2 f^{'}(t_0) \Delta t \tag{II.59}$$

et finalement, on obtient ainsi une formulation par différences finies centrées,

$$f^{'}(t_0) \cong \frac{f(t_0 + \Delta t) - f(t_0 - \Delta t)}{2\Delta t} \tag{II.60}$$

c) Discrétisation des équations des télégraphistes : Considérons maintenant un modèle $RLCG$ d'une ligne de transmission en haute fréquence (voir figures II.1 et II.4), pour évaluer les tensions et les courants le long de la ligne, celle-ci est dans un premier temps divisé en N_{DZ} [3] cellules de même longueur Δz ($\Delta z = \ell / N_{DZ}$).
La discrétisations des deux équations (II.3 et II.4) dans le temps et l'espace est nécessaire.
En discrétisant les deux équations (II.3 et II.4) suivant le schéma (voir figure II.14) aux différences finies centrées, nous obtenons les deux équations aux différences :

$$\frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{\Delta z} = -L \frac{I_k^{n+3/2} - I_k^{n+1/2}}{\Delta t} - R \frac{I_k^{n+3/2} + I_k^{n+1/2}}{2} \tag{II.61}$$

$$\frac{I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}}{\Delta z} = -C \frac{V_k^{n+1} - V_k^{n}}{\Delta t} - G \frac{V_k^{n+1} + V_k^{n}}{2} \tag{II.62}$$

Finalement, les équations (II.61 et II.62) sont résolues en extrayant les termes V_k^{n+1}, $I_k^{n+3/2}$

$$V_k^{n+1} = \left[\frac{\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2}}{\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2}} \right] V_k^n - \left[\frac{1}{\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2}} \right] \frac{I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}}{\Delta z} \tag{II.63}$$

pour $k = 1, 2, ...N_{DZ}$.

$$I_k^{n+3/2} = \left[\frac{\frac{L}{\Delta t} - \frac{R}{2}}{\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2}} \right] I_k^{n+1/2} - \left[\frac{1}{\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2}} \right] \frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{\Delta z} \tag{II.64}$$

3. N_{DZ} est le nombre de sections total, sachant que chaque section est de longueur Δz

pour $k = 2, 3, ...N_{DZ}$. Avec, $V_k^n = V((k-1).\Delta z, n\Delta t)$ et $I_k^{n+1/2} = I((k-1/2).\Delta z, n\Delta t)$.
D'après les deux équations II.63 et II.64, la tension V et le courant I sont définis en points alternés dans une grille comme illustré la figure (II.14). On constate que V et I sont estimés à des instants et des points spatialement décalés d'un demi de pas de discrétisation.
Dans le cas d'une ligne de transmission sans perte, les deux équations précédentes deviennent :

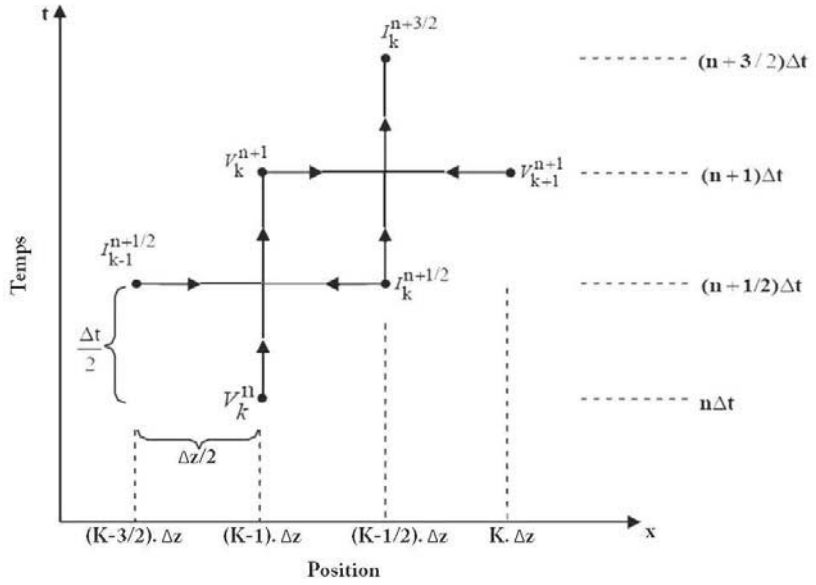


Figure II.14 – Discrétisation spatiale et temporelle des tensions et courants. Une discrétisation est fixée pour l'espace z. La tension V et le courant I sont représentés par des points alternés dans la grille.

$$V_k^{n+1} = V_k^n - \Delta t \frac{I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}}{C\Delta z} \tag{II.65}$$

$$I_k^{n+3/2} = I_k^{n+1/2} - \Delta t \frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{L\Delta z} \tag{II.66}$$

Les équations précédentes sont utilisées pour toutes les mailles de la ligne de transmission à l'exception de deux mailles : la première et le dernière. Pour le première maille, la source de Thévenin (voir figure (II.15)) peut être remplacée par une source Norton équivalente [17]. Appliquons la loi de Kirchhoff :

$$\frac{V_s^n}{Z_g} = I^n(1) + C\Delta z \frac{\partial V^n}{\partial t} + \frac{V^n(1)}{Z_g} \tag{II.67}$$

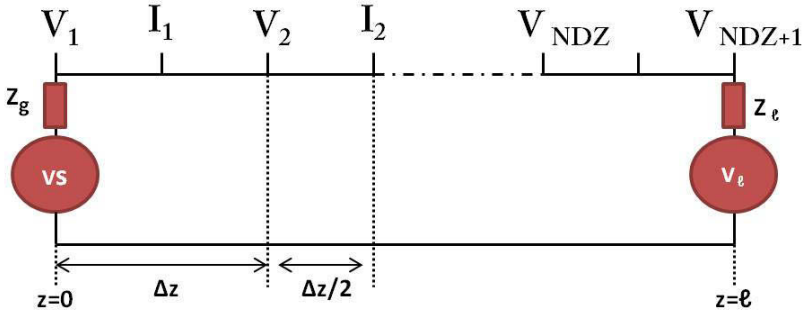


Figure II.15 – Discrétisation spatiale et temporelle des tensions et courants le long de la ligne de transmission.

Utilisons l'équation précédente pour calculer V_1^{n+1} :

$$V_1^{n+1} = \left(\frac{\Delta z}{\Delta t} Z_g C + 1\right)^{-1} \left\{ \left(\frac{\Delta z}{\Delta t} Z_g C - 1\right) V_1^n - 2 Z_g I_1^{n+1/2} + V_s^{n+1} + V_s^n \right\} \tag{II.68}$$

Le même raisonnement est appliqué pour calculer le dernier noeud (côté charge) :

$$V_{NDZ+1}^{n+1} = \left(\frac{\Delta z}{\Delta t} Z_\ell C + 1\right)^{-1} \left\{ \left(\frac{\Delta z}{\Delta t} Z_\ell C - 1\right) V_{NDZ+1}^n + 2 Z_\ell I_{NDZ}^{n+1/2} + V_\ell^{n+1} + V_\ell^n \right\} \tag{II.69}$$

d) FDTD pour les réseaux filaires complexes : La méthode FDTD offre la possibilité de simuler des réseaux complexes dans le domaine temporel. De plus, elle peut être utilisée aussi pour discrétiser les équations aux dérivées partielles temporelles de la ligne multifilaire de la même manière que la ligne monofilaire [8, 28].
L'étude de la méthode FDTD sur le diagnostic de réseaux filaires complexes dans cette section se limitera au réseau élémentaire en Y où une jonction relie deux lignes L_2 et L_3 à une première ligne L_1 de longueurs différentes, d'impédances caractéristiques différentes. Le modèle électrique équivalent est décrit dans la figure (II.16).
Nous supposons que la source localisée sur la branche principale L_1 est adaptée et que chaque branche est parfaitement identique du point de vue de ses paramètres primaires.

La jonction J de ce réseau provoque une discontinuité d'impédance. Par exemple, si un signal incident se propage dans un réseau Y, il observe une impédance de $(Zc_2 \parallel Zc_3)$ avec Zc_2 et Zc_3 l'impédance caractéristique de la branche L_2 et L_3 respectivement. Cette combinaison parallèle est considérée comme une impédance de charge Z_p de la branche L_1. Les tronçons de

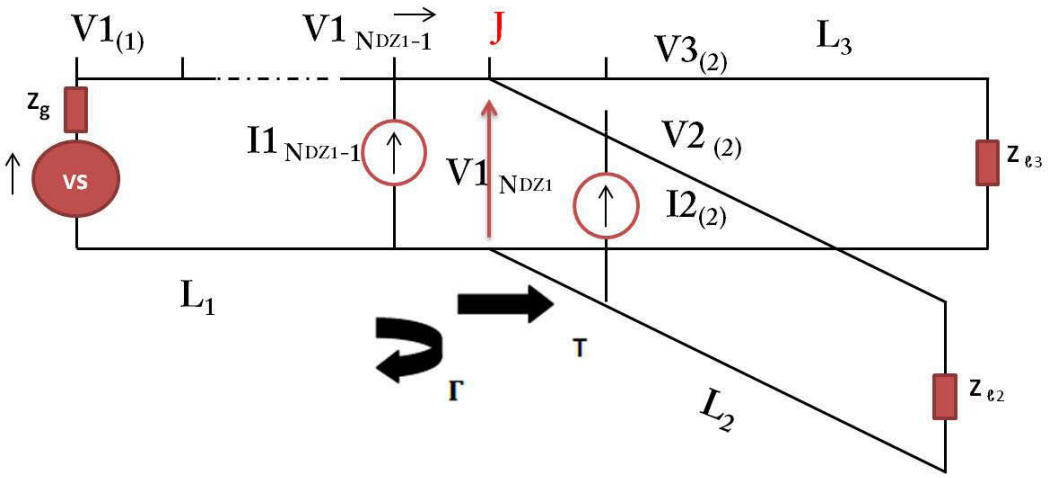


Figure II.16 – Discrétisation des tensions et courants le long d'un réseau élémentaire en Y.

câbles (L_1, L_2 et L_3) sont de même impédance caractéristique Z_c et le coefficient de réflexion Γ_j au niveau de la jonction est égale à :

$$\Gamma_j = \frac{Zp - Zc}{Zp + Zc} \tag{II.70}$$

Si $Zc_1 = Zc_2 = Zc_3 = 50\Omega$, le coefficient de réflexion sera égale à $-1/3$.
En général, la valeur de Z_p dépend du nombre de branches n à la jonction. Si, toutes les branches ont la même impédance caractéristique que la branche principal L_1, la valeur de Z_p sera égale à Z_c/n. L'équation général de coefficient de réflexion sera donc :

$$\Gamma_j = \frac{Z_c - Z_c/n}{Z_c + Z_c/n} = \frac{n-1}{n+1} \tag{II.71}$$

Cette équation n'est pas valable pour les branches qui ont une impédance caractéristique différente. La valeur de Z_p dans ce cas doit être calculée en prenant les impédances individuelles de chaque branche en considération.

D'une manière générale, pour simuler en FDTD un réseau filaire en Y, la branche principale et les deux branches secondaires sont définies comme une ligne simple. En revanche, pour assurer l'égalité des tensions et vérifier la loi des noeuds à la jonction, des nouvelles conditions aux limites sont implantées dans le code FDTD comme suit :

$$V1_{(N_{DZ1})} = V2_{(1)} = V3_{(1)} \tag{II.72}$$

$$I1_{(N_{DZ1})} = I2_{(1)} + I3_{(1)} \tag{II.73}$$

Enfin, en utilisant la division de tension et la division du courant, nous pouvons calculer d'une manière générale les conditions aux limites à la jonction pour un réseau en étoile.

$$\begin{aligned} V1_{(N_{DZ})} &= V1_{(N_{DZ}-1)}\left(\frac{Zp_{23}}{Zp_{23}+Zc_1} - \frac{Zc_1}{Zp_{23}+Zc_1}\right) + 2\frac{Zp_{23}\ Zc_1}{Zp_{23}+Zc_1} I1_{(N_{DZ}-1)} \\ &- 2\sum_{n=2}^{Nb}\left(\frac{-\sum_{k\neq n}^{Nb}\frac{1}{Z_{(k)}}}{\sum_{k\neq n}^{Nb}\frac{1}{Z_{(k)}} + Zc_{(n)}} V_{n(2)} + \frac{-\sum_{k\neq n}^{Nb}\frac{1}{Z_{(k)}}\ Zc_{(n)}}{\sum_{k\neq n}^{Nb}\frac{1}{z_{(k)}} + Zc_{(n)}} I_{n(2)}\right) \end{aligned} \tag{II.74}$$

où Nb est le nombre des branches, Zp_{23} est l'impédance équivalente de la combinaison parallèle de la branche L_2 etL_3 et Zc_1 est l'impédance caractéristique de la branche principale L_1.

e) Conditions de stabilité et de dispersion numérique : L'algorithme FDTD, présenté précédemment, permet de traiter les lignes uniformes avec une grande souplesse. Cependant nous insistons sur l'importance des pas de discrétisation temporelle Δt et spatiale Δz et leurs influences sur les résultats de calcul numérique. En effet, dans le cas d'une ligne uniforme les deux pas doivent respecter la condition suivante [8] :

$$\Delta t \leqslant \frac{\Delta z}{v_p} \tag{II.75}$$

où v_p est la vitesse de propagation le long de la ligne.

En revanche, dans le cas d'un réseau filaire à plusieurs branches, la vitesse de propagation n'est pas la même dans toutes les branches ce qui conduit à différentes valeurs de Δt et donc à l'instabilité voire même à la divergence de la solution. Pour assurer l'exactitude de la solution, il faut respecter la relation (II.75) mais en choisissant la plus grande vitesse de propagation v_{pmax} dans le réseau [29] donc le plus petit Δt.
En revanche, dans cette thèse, on se limite sur des petites différences des Δt entre chaque branche comme on trouve dans les cas réel du réseau filaire.
De plus lorsqu'un signal se propage dans un domaine de calcul maillé par les différences finies, il subit des transformations (distorsion, atténuation) dues, entre autres, aux effets dispersifs du maillage. Ces effets sont dus à la discrétisation qui donne une représentation approchée

des signaux, mais aussi et surtout, aux précisions des formulations utilisées pour approcher les dérivées partielles. En d'autres termes, cette dispersion dépend, d'une part, de la taille de la cellule Δz par rapport à la plus petite longueur d'onde λ_{min} présente dans le spectre d'analyse, et d'autre part, de l'ordre de grandeur de l'erreur commise lors de l'évaluation des dérivées partielles qui figurent dans les équations des télégraphistes. En résumé, en choisissant une valeur d'incrément spatial inférieur à la valeur $\lambda_{min}/20$, il paraît juste de dire que le phénomène de dispersion numérique est négligeable.

2.7.2.2 Résultats de simulation

Afin d'étudier la propagation le long d'une ligne de transmission simple, un signal de source sous la forme d'une impulsion gaussienne est exploité dans notre modèle de base. La fonction gaussienne est implémentée dans la méthode FDTD en utilisant l'équation (II.55).
Tout d'abord, l'impulsion est implantée dans la FDTD. Trois configurations sont considérées ici au bout de la ligne (court-circuit, circuit ouvert et ligne adapté). La figure (II.17) montre la tension à l'entrée de la ligne en fonction du temps.
L'impulsion réfléchie en noir, de signe opposé, montre l'effet du court circuit. L'impulsion

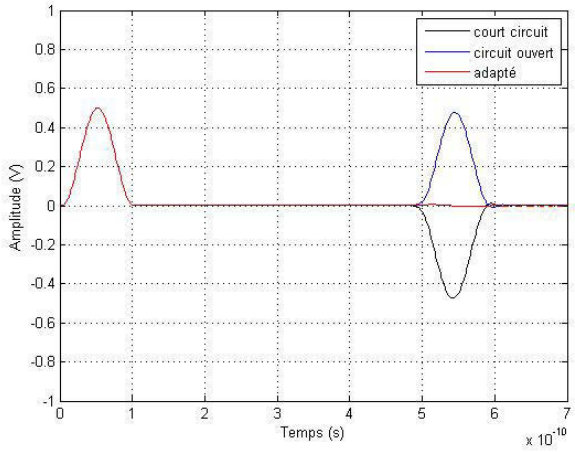


Figure II.17 – Réflectogrammes d'une ligne en circuit ouvert, court-circuit et adaptée.

réfléchie en bleu, de même signe, montre l'effet du circuit ouvert. Enfin, l'impulsion en rouge montre l'effet d'une ligne adaptée.
La méthode FDTD a été appliquée au cas précédemment étudié dans le domaine fréquentiel (méthode ABCD) et qui portait sur deux câbles coaxiaux mis bout à bout (RG58 et RG59BU) (voir figure II.18). En revanche, dans cette simulation, on n'introduit pas le phénomène de la

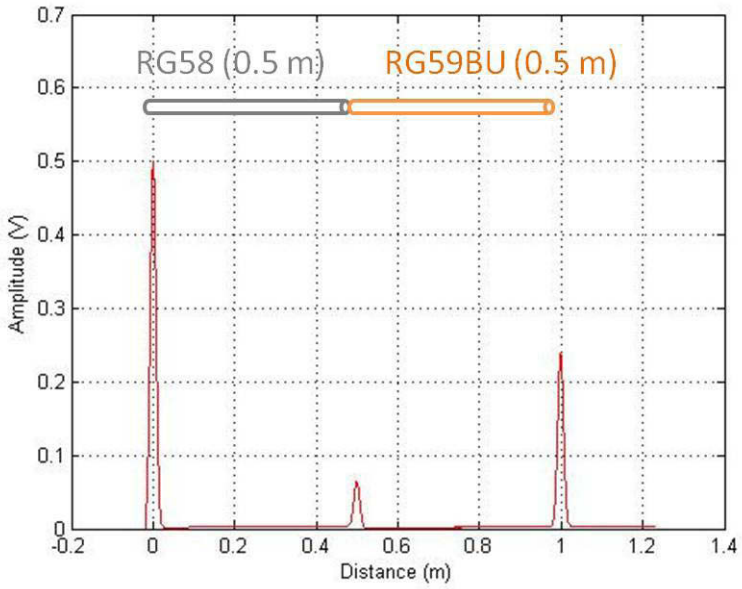


Figure II.18 – Réflectogramme correspondant à deux câbles coaxiaux d'impédance caractéristique différente mis bout à bout ($Zc(RG58) \simeq 50\Omega, Zc(RG59BU) \simeq 74\Omega$).

dispersion dans le code FDTD. Enfin, nous remarquons par rapport à la méthode ABCD que la méthode FDTD permet de simuler des défauts et des discontinuités d'impédance sans avoir besoin d'utiliser des transformées de Fourier inverses pour passer du domaine fréquentiel au domaine temporel.

2.8 La méthode du retournement temporel

2.8.1 Introduction

Les techniques de réflectométrie standard que nous avons vu dans le chapitre précédent essayent de détecter la présence d'un défaut éventuel par l'injection d'un signal de test prédéfini dans le réseau, et par l'analyse du signal réfléchi, recherchant la signature du défaut. Cependant, les signaux de test utilisés en réflectométrie sont les mêmes pour tous les réseaux, et donc ne peuvent garantir une performance optimale dans tous les cas, surtout quand le défaut est de type non-franc et lorsqu'il s'agit d'un réseau complexe. Dans ces conditions, les techniques de réflectométrie deviennent insuffisantes. Pour résoudre ce problème et s'affranchir de ces limitations, des améliorations en termes de mesure et traitement du signal sont nécessaires pour ces méthodes. D'où la nécessité d'étudier une nouvelle approche, basée sur les principes du retournement temporel.

2.8.2 Origine et principe de la méthode du retournement temporel

Sur la piste de la "réversibilité", les expériences de la méthode du retournement temporel cherchent à déterminer si, dans certains conditions, un phénomène physique particulier peut être renversé après avoir été observé dans un sens habituel : s'il est possible, en somme, qu'il se déroule à l'envers.
Cette méthode a trouvé sa réponse dans plusieurs domaines comme dans le domaine de l'acoustique, des télécommunications sous-marines [30], en imagerie médicale [31] ou encore en thérapie médicale [32] et récemment dans le domaine des équations de Maxwell et dans le domaine du diagnostic filaire [33].
Pour une question de simplicité, nous allons rappeler le principe du retournement temporel dans le cas de la propagation ondulatoire d'une grandeur physique Φ (exemple onde acoustique) .
Dans un milieu non dissipatif et inhomogène, l'équation de propagation de cette onde sera :

$$\Delta^2\Phi - \frac{1}{c_0^2(r)}\frac{\partial^2\Phi(r,t)}{\partial t^2} = 0 \tag{II.76}$$

r étant le vecteur position dans le milieu, et t le temps.
En effet, en changeant t en $-t$, on observe que si la fonction $t \mapsto \Phi(r,t)$ est solution de l'équation II.76, alors $t \mapsto \Phi(r,-t)$ obtenue par renversement du temps, l'est également [34, 35]. Grâce à la présence d'une dérivée temporelle d'ordre 2, l'équation II.76 restera invariante sous l'action de l'opérateur d'inversion du temps qui transforme t en $-t$.

Ces dernières années le laboratoire Onde et Acoustique (LOA) a mis au point une technique de focalisation des ondes acoustiques qui repose sur l'invariance par renversement du temps de l'équation d'onde [36] : une impulsion ultrasonore brève émise d'un point source se propage dans un milieu inconnu ; une partie de cette onde est enregistrée en fonction du temps par un ensemble de capteurs qu'on appelle Miroir à Retournement Temporel (MRT) [4], numérisée, retournée temporellement, et renvoyée dans le milieu de propagation. Les signaux retransmis se propagent en retraçant le même trajet initial, et l'on obtient une focalisation à la position de la source initiale (voir figure II.19). Afin d'avoir le maximum d'information concernant l'onde provenant du point source, nous utiliserons une surface de Huygens fermée, c'est a dire que les courants seront enregistrés sur tout le contour du volume de calcul.

L'onde ainsi créée est focalisée autour de la position de la source initiale sous la forme d'une tache focale : on parle de focalisation spatiale. De plus, le signal formé est bref : on parle alors

4. Un miroir à retournement temporel est un dispositif émetteur récepteur, qui permet d'enregistrer un signal puis de le ré-émettre à l'envers.

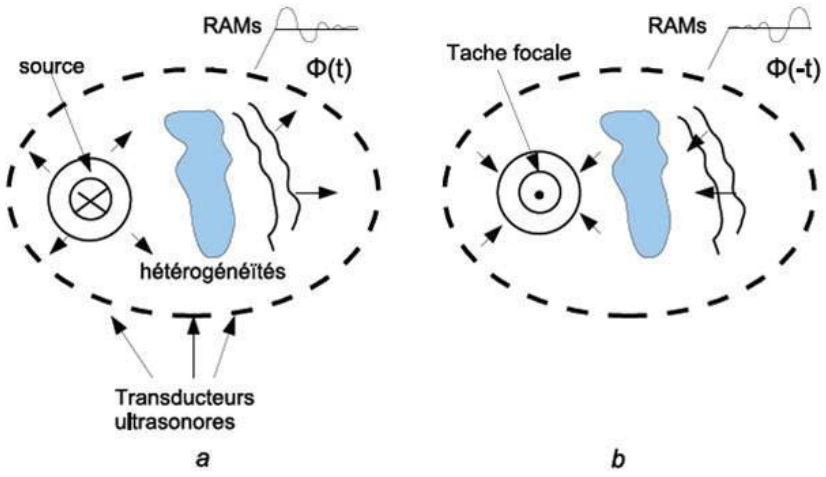


Figure II.19 – Ce schéma explique le principe du retournement (tiré de [37]) : Une source génère un signal impulsionnel qui se propage à travers un milieu hétérogène et enregistrement des signaux sur toute une surface entourant la source lors de la première étape (a) ; refocalisation à la position initiale de la source après réémission des signaux retournés temporellement lors de la seconde étape (b).

de compression temporelle. En additon, cette technique transforme le multi-trajet, traditionnellement nuisible à la performance, en un facteur qui renforce les performances et augmente le rapport signal sur bruit [37, 38].

De plus, l'équipe de M. Fink [37] du laboratoire LOA a utilisé la technique du retournement temporel pour la focalisation sur des obstacles diffractant de formes et de positions inconnues situées dans des milieux inaccessibles. Cette technique est basée sur un processus décrit comme suit : un MRT émet une onde (acoustiques, électromagnétiques,...) dans le milieu contenant ces obstacles. Ces derniers vont générer une onde diffractée qui va être par la suite reçue et enregistrée par le MRT. L'étape finale consiste à retourner temporellement le signal reçu. La première itération de ce processus permet d'activer les obstacles qui deviennent sources d'ondes diffractées. La deuxième itération consiste à émettre le renversé temporel de cette onde diffractée, mesurée pendant la première itération, qui tend à se focaliser autour de sa source originelle (les obstacles) : on parle de focalisation globale sur les obstacles [39].

La complexité des milieux physiques où se propagent les ondes n'est pas forcément un obstacle. Au contraire, dans certains milieux de propagation complexes, la qualité de la focalisation des ondes peut devenir bien meilleure que dans les milieux simples.

2.8.3 FDTD pour le retournement temporel : exemple dans le domaine de l'électromagnétisme

Dans [40], à partir d'enregistrements provenant de radars multicapteurs, une méthode inverse dans le domaine temporel adaptée à la localisation d'objets a été proposée. Les résultats obtenus avec la méthode de retournement temporel ont montré l'efficacité de cette approche pour localiser avec une meilleure précision les différents objets diffractants contenus dans le milieu sondé. Le signal enregistré par l'antenne sera renvoyé à sa source, mais dans l'ordre inverse, c'est à dire en commençant par la fin. L'onde va alors rebrousser chemin jusqu'à sa source qui dans son cas [40] correspond aux objets contenus dans le sol. La méthode FDTD a été utilisée dans cette application (voir figure II.20). Elle permet de calculer la valeur du champ électromagnétique à l'instant $n+1$ en fonction de l'instant n.

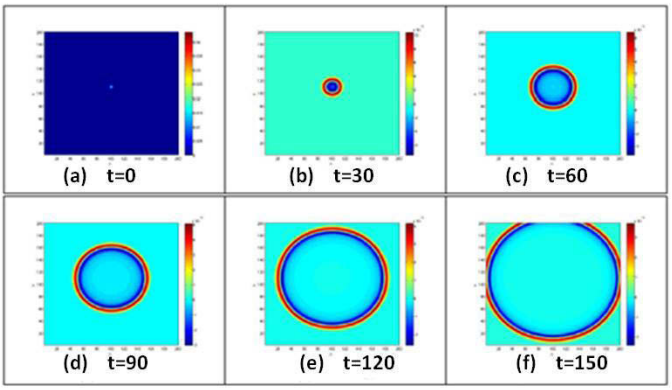


Figure II.20 – Rayonnement d'un point source à l'aide d'un algorithme FDTD (tiré de [40]).

Mais pour ce qui est du retournement temporel, le champ à l'instant n est exprimé en fonction de l'instant $n+1$.
La simulation présentée dans la figure (II.21) montre que l'utilisation de l'algorithme de retournement temporel a rendu possible la localisation du point qui avait donné naissance à l'onde. L'onde est revenue à son point d'origine.
Cette simulation a été appliquée sur un volume de calcul de 2m de longueur sur 2m de largeur. Ce volume est composé de 200 cellules en x et de 200 cellules en y de $1cm$. La surface de Huygens fermée est située à 5 cellules des parois du volume. L'onde utilisée est une Gaussienne de fréquence maximale 1GHz. L'onde est propagée par FDTD dans un milieu homogène.
Cette étude montre que l'utilisation de l'algorithme de retournement temporel dans la méthode de FDTD est possible et facile à mettre en oeuvre.

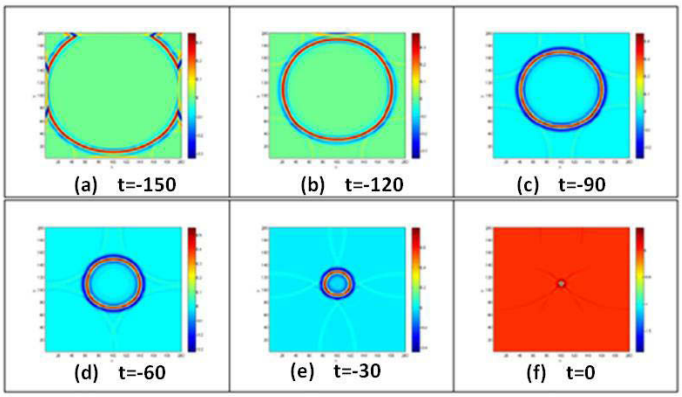


Figure II.21 – Propagation de l'onde à l'aide de l'algorithme de retournement temporel (tiré de [40]).

2.8.4 Transposition du principe du retournement temporel dans le domaine du diagnostic filaire

Le principe du retournement temporel a été appliqué récemment sur des lignes de transmission afin de pouvoir améliorer le domaine du diagnostic filaire [33]. L'idée de base est qu'au lieu d'utiliser un signal prédéfini, comme pour les méthodes de réflectométrie, nous utilisons un signal optimal, adapté parfaitement au câble considéré et à ses inhomogénéités de propagation. Ce signal sera insensible à la dispersion, qui a pour effet de modifier la forme de signal, ce qui rend plus difficile la détection et la localisation des défauts.
Dans la littérature [33], deux nouvelles approches basées sur le principe de retournement temporel ont été récemment développées pour la détection et la localisation des défauts :

- L'impulsion adaptée (Matched Pulse ou MP) [38] est une nouvelle méthode qui permet l'amélioration de la détection des défauts non-francs dans les réseaux filaires à structure complexe. Le principe de cette méthode est d'adapter le signal de test au réseau sous test. Par conséquent, celui dépendra de la configuration du système sans devoir être prédéfini, comme c'est le cas des méthodes standards de réflectométrie. Cette approche est plus performante lorsque le système est plus complexe, c'est-à-dire lorsque sa réponse est plus riche en échos.
- La méthode de localisation basée sur la DORT [33](Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel) permet de localiser les défauts non-francs dans les réseaux complexes. Cette méthode consiste en deux étapes : la première étant la synthèse des signaux de test en adaptant la méthode DORT au cas de propagation guidée, la deuxième étant l'élaboration d'un algorithme de post-traitement qui permet la localisation directe du défaut, et aussi la localisation de plusieurs défauts.

Dans ce manuscrit, deux nouvelles méthodes basées sur le principe du retournement temporel et la réflectométrie ont été développées dans les Chapitres III et IV. La première méthode permet de détecter voire caractériser le vieillissement des câbles électriques. La deuxième méthode est basée sur un processus qui permet de détecter et localiser des défauts électriques surtout les défauts liés à une dégradation de l'isolant.

2.9 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons commencé notre étude bibliographique par la présentation des notions de base des lignes de transmission et sur le développement des équations de propagation. Dans la seconde partie, nous avons présenté une synthèse des principales méthodes de modélisation de ligne de transmission : dans le domaine fréquentiel et temporel. Enfin, nous nous sommes intéressés à l'état de l'art de la méthode de retournement temporel et la transposition de son principe dans le domaine du diagnostic filaire. Les notions décrites dans ce chapitre seront appliquées dans les nouvelles méthodes de diagnostic filaire présentées dans la suite de ce manuscrit.

Références bibliographiques

[1] Sylvain DEMARTY. *Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé.* Thèse de Doctorat, Université de Limoges (2006). 36

[2] Alexandre Boyer. *Canaux de transmissions bruites.* INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE (2010). 37

[3] Philippe Ferrari. *Phénomènes de propagation en radiofréquences.* Dt Génie électrique et informatique industielle 2 (2009). 37

[4] Sofiane ATROUS. *Mise en place d'une méthodologie de caractérisation en immunité champ proche de dispositifs électroniques.* Thèse de Doctorat, UNIVERSITE DE ROUEN (2009). 37

[5] C. D. Taylor, R. S. Sattewhite, and C. W. Harrison. *The response of a terminated two wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field.* IEEE Transactions on Antenna Propagation (1965).

[6] A.K. Agrawal and H.J. Price. *Transient reponce of multiconductor transmission lines excited by a no uniform electromagnetic field.* Mission Research Corporation, Albuquerque (2007).

[7] F.Rachidi. *Formulation of the field to transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field.* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (1993).

[8] C.R. Paul. *Analysis of multiconductor transmission lines.* Wiley-Interscience Publication (1994). 37, 40, 58, 60

[9] Christophe Castanié. *Modèle de lignes de transmission non uniformes pour l'étude de couplages électromagnétiques sur des réseaux de câbles.* Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier (2002). 41

[10] http ://www.telechargercours.com/reseaux-telecoms/cours-sur-les-techniques-de-base-du-reseau-informatique/5/. x, 42

[11] *Physique XXI, Ondes et physique moderne* chapter Les ondes stationnaires. De Boeck (2010). 43

[12] Cohen L. *Wave propagation with dispersion and damping.* Optical Science and Technology, the SPIE 49th Annual Meeting (2004). 49

[13] C. S. Chen and L. E. Roemer. *Attenuation and dispersion compensation via cepstral processing.* IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing (1981). 49

[14] Sandrine ROBLOT. *Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit.* Thèse de Doctorat, Université de Limoges (2007). 49

[15] Frickey D.A. *Conversions between s, z, y, h, abcd, and t parameters which are valid for complex source and load impedances.* Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (1994). 49, 50

[16] Qinghai Shi and Olfa Kanoun. *System simulation of network analysis for a lossy cable system.* 9th International Multi-conference on Systems, Signals and Devices (2012). 49

[17] Levent Sevgi and Cagatay Uluisik. *A matlab-based transmission-line virtual tool : finite difference time-domain reflectometer.* IEEE, Antennas and Propagation Magazine (2006). 49, 57

[18] Pedro L. D, Peres, Carlos R. de Souza, and Ivanil S. Bonatti1. *Abcd matrix : a unique tool for linear two-wire transmission line modelling.* International Journal of Electrical Engineering Education (2003). 50, 52

[19] Scott Huss. *A mathematical and lumped-element model for multiple cascaded lossy transmission lines with arbitrary impedances and discontinuities.* IEEE International Symposium on Circuits and Systems (1995). 50

[20] Ting Chiang and Shyh-Kang Jeng. *Staircase-approximation time-domain method for transient analysis of lossy nonuniform transmission lines using abcd matrices.* IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (2002). xi, 50

[21] Islem YAHI. *Modélisation des sources de rayonnement au sein d'un véhicule automobile avec prise en compte de la présence du plan de masse.* Thèse de Doctorat, Université de Rouen (2009). 54

[22] Jérémie Gressier. Introduction à la simulation numérique. Technical report http ://personnel.isae.fr/sites/personnel/IMG/pdf/ISN-2010-handouts-1x2.pdf (2010). 54

[23] J. Ben Hadj Slama. *Modélisation du Rayonnement Electromagnétique des Circuits d'Electronique de Puissance Application a un Hacheur.* Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon (1997). 54

[24] K.S. Yee. *Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation (1966). 55

[25] Dominique Pompei, Omar Messaoudi, Olivier Benevello, and Albert Papiernik. *Applications nouvelles de la matrice des lignes de transmission : Sélection des modes dans les lignes microondes caractérisation des éléments rayonnants.* Annales Des Télécommunications (1988). 55

[26] T. Iwasaki and H. Suga. *Design of electromagnetically coupled microstrip slot antenna by fdtd equivalent circuit method.* Microwave Conference (2000). 55

[27] L. L. Liou, M. Y. Mah, and A. Ferendeci. *Equivalent circuit parameter extraction of microstrip coupling lines using fdtd method.* IEEE Transaction on Antennas and Propagation Society International Symposium (2000). 55

[28] MOSTAFA KAMEL SMAIL. *Développement d'une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire.* Thèse de Doctorat, UNIVERSITE PARIS-SUD XI (2010). 55, 58

[29] Nabih ELOUAZZANI, Driss TAHRI, and Hassane KABBAJ. *Analyse temporelle des lignes de transmission non uniformes avec effet de peau.* Annales Des Télécommunications (1999). 60

[30] G.F. Edelmann, T. Akal, W.S. Hodgkiss, S. Kim, W.A. Kuperman, and H.C. Song. *An initial demonstration of underwater acoustic communication using time reversal.* IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING (2002). 63

[31] G. Montaldo, D. Palacio, M. Tanter, and M. Fink. *The time reversal kaleidoscope : a new concept of smart transducers for 3d ultrasonic imaging.* Applied physics letters (2004). 63

[32] J. L. Thomas, F. Wu, and M. Fink. *Time reversal focusing applied to lithotripsy.* Ultrasonic Imaging (1996). 63

[33] L. Abboud. *Application des techniques de retournement temporel au diagnostic filaire automobile et avionique.* Thèse de Doctorat, Supélec (2012). 63, 66

[34] Reza Razzaghi, Gaspard Lugrin, Hossein Manesh, Carlos Romero, Mario Paolone, and Farhad Rachidi. *An efficient method based on the electromagnetic time reversal to locate faults in power networks.* IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY (2013). 63

[35] Emmanuel Cornet. *Le retournement temporel : composistion et décomposition des ondes sonores.* TIPE (2002). 63

[36] Fink M. *Time reversal of ultrasonic fields part 1 : basic principles.* IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control (1992). 63

[37] Guillemette RIBAY. *Localisation de source en milieu réverbérant par Retournement Temporel*. Thèse de Doctorat, Université Paris VII Denis Diderot (2006). xi, 64

[38] Abboud L., A.Cozza, and L. Pichon. *Utilization of matched pulses to improve fault detection in wire networks*. 9th International Conference on ITS Telecommunications (2009). 64, 66

[39] Chokri BEN AMAR. *Etude théorique et numérique de processus de retournement temporel*. Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique (2007). 64

[40] Mathieu NEYRAT. *Contribution à l'étude de G.P.R. (Ground Penetrating Radar) multicapteurs. Méthodes directes et inverses en temporel*. Thèse de Doctorat, Université de Limoges (2009). xi, 65, 66

Chapitre III

Exploitation de la dispersion du signal propagé

Introduction

Durant la propagation d'un signal sur une certaine longueur de câble, deux principaux phénomènes ressortent sur le signal. Il s'agit d'abord du phénomène d'atténuation en amplitude du signal propagé. Le deuxième phénomène est celui de la dispersion du signal du fait que toutes les fréquences contenues dans le signal ne se propagent pas à la même vitesse. Ce dernier phénomène rend la détection du point maximal de signal mesuré difficile ce qui va influer sur la précision de mesure de la vitesse de propagation pour détecter le vieillissement et aussi pour localiser le défaut.
Dans la littérature nous avons vu que la méthode de réflectométrie est la méthode la plus répandue pour ce genre de problème. Son fonctionnement a été expliqué en détail dans le Chapitre I. Dans son utilisation habituelle, cette méthode [1] est particulièrement bien adaptée pour déceler et localiser un défaut localisé en un ou plusieurs points le long d'un câble. Dans le cas d'un vieillissement global du câble, elle n'apporte pas d'information pertinente à cause des phénomènes d'atténuation et de dispersion.
Des améliorations en termes de mesure et de traitement sont alors nécessaires pour s'affranchir de ces limitations et rendre l'exploitation du signal de retour plus efficace.
Dans ce Chapitre III, nous allons présenter deux solutions différentes : la première solution permet de compenser la dispersion des signaux utilisés pour pouvoir localiser le défaut ou la singularité avec une meilleure précision en augmentant significativement après post-traitement le rapport d'énergie entre le signal reçu et le signal émis. La deuxième solution va nous permettre de détecter voir de caractériser le vieillissement dans les câbles.

3.1 Une méthode existante pour réduire la dispersion

Dans la littérature, nous avons trouvé une méthode pour réduire la dispersion du signal lorsqu'il se propage dans une ligne de transmission. Cette méthode consiste à injecter un type d'onde appelée "Speedy Delivery (SD)" [1, 2]. Ce signal subit une faible distorsion et préserve la forme de l'onde tout au long de sa propagation dans le câble. L'équation qui génère ce type d'onde est la suivante :

$$V_{SD}(t) = De^{\eta t} \tag{III.1}$$

1. Dans des cas idéals (faible dispersion,...), cette méthode peut nous aider à détecter le vieillissement en mesurant la vitesse de propagation et la comparer à la valeur donnée par le fabriquant.

avec, D l'amplitude du signal, η la constante qui contrôle la forme de l'onde et t qui doit être inférieur ou égale à $1/\eta$.
La figure (III.1) représente la forme du signal SD avec $D = 1V$ et $\eta = 2e6$. La figure (III.2)

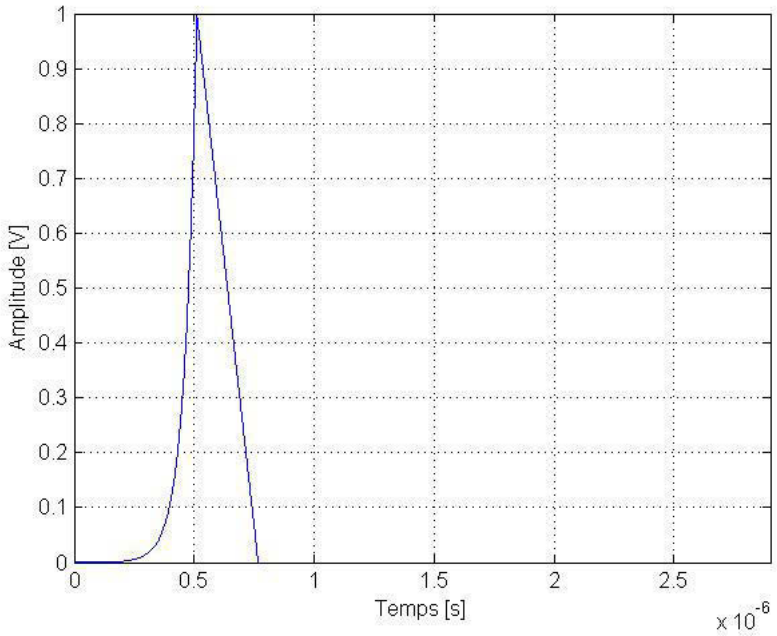


Figure III.1 – Forme d'onde SD "Speedy Delivery".

représente les réflectogrammes d'un câble coaxial pour différentes longueurs (100m, 200m et 300m) chargé par un circuit ouvert. Pour savoir si nous sommes en présence de dispersion dans le signal réfléchi, il suffit de mesurer l'écart temporel entre le signal incident et le signal réfléchi et de vérifier que pour chaque autre point situé dans la partie exponentielle du signal cet écart temporel ne varie pas de façon significative.
Cet écart est calculé pour une amplitude donnée A de la manière suivante :

$$\Delta t = t_i(A) - t_0(A). \tag{III.2}$$

Ensuite, si nous choisissons deux autres points d'amplitudes égales sur les deux signaux (incident et réfléchi), nous obtenons la même valeur que l'intervalle de temps précédent (voir tableau III.1). La même démarche est effectuée pour les câbles de longueur 200m et 300m.

Sur la figure (III.3), une comparaison entre le signal injecté et les réponses du câble coaxial (tous décalés dans la même référence temporelle) pour les différentes longueurs (100m, 200m

Tableau III.1 – Ce tableau présente les valeurs de l'écart temporel entre le signal incident et les signaux réfléchis pour un câble coaxial de différentes longueurs (100m, 200m et 300m)

Longueur de câble / Δt	100m	200m	300m
$\Delta t' = t_i(A') - t_0(A')$ [s]	$1.012e^{-6}$	$2.023e^{-6}$	$3.040e^{-6}$
$\Delta t'' = t_i(A'') - t_0(A'')$ [s]	$1.007e^{-6}$	$2.020e^{-6}$	$3.027e^{-6}$

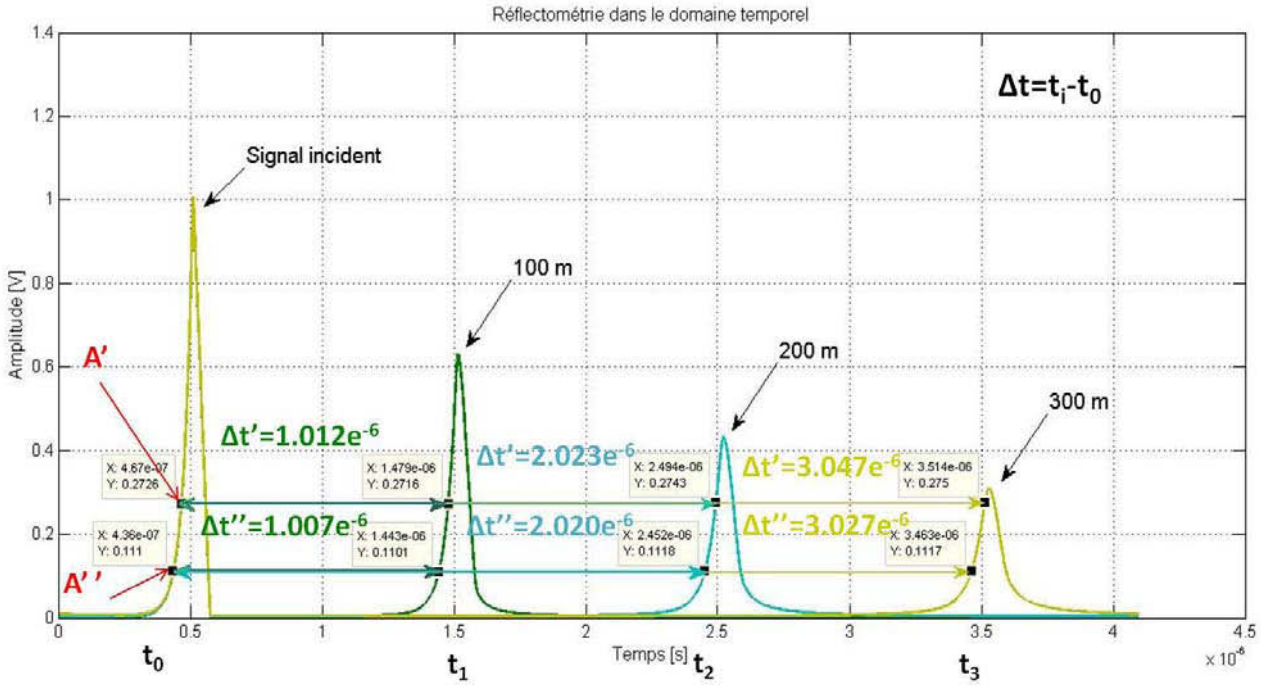


Figure III.2 – Réflectogrammes obtenus pour un câble coaxial de différentes longueurs (100m, 200m et 300m) en injectant le signal SD.

et 300m) est représentée pour montrer l'efficacité de ce type d'onde. Nous remarquons d'après cette comparaison que cette famille d'onde exponentielle est assez robuste à la dispersion et par conséquence améliore légèrement la précision et la résolution de localisation du défaut. Dans la suite de ce chapitre, nous présentons une autre méthode plus efficace pour s'affranchir des limitations (atténuation, robustesse au bruit,...) de la méthode "Speedy Delivery" et surtout pour mieux compenser la dispersion du n'importe quel type de signal.

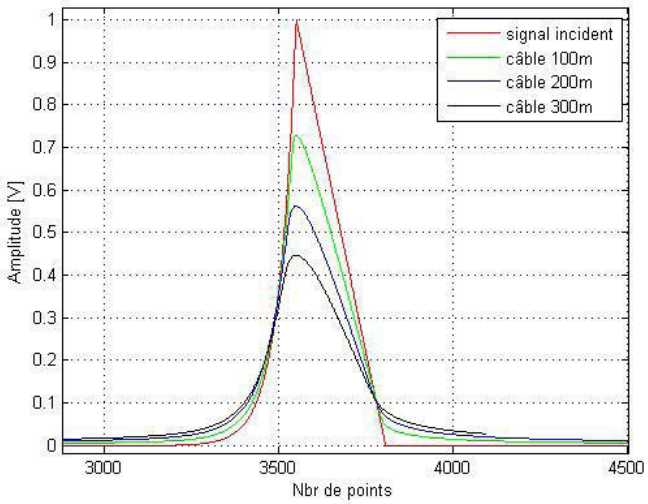


Figure III.3 – Signaux réfléchis pour un câble coaxial de différentes longueurs (100m, 200m et 300m) en injectant le signal SD. Une comparaison entre les différentes signaux réfléchis et le signal injecté est aussi présente dans cette figure.

3.2 Compensation de la dispersion subie par les signaux lors de leur propagation dans un câble

Deux nouvelles méthodes ont été développées dans ce chapitre pour compenser et exploiter la dispersion lors de la propagation d'un signal dans un câble :

- La première méthode proposée, baptisée « corrélation adaptative » fournit un nouvel algorithme pour compenser la dispersion du signal. Cette méthode a fait l'objet d'un brevet et d'une publication dans un journal [3].
- La deuxième méthode proposée, baptisée TRR (en anglais Time reversal reflectometry) est basée sur le principe de la réflectométrie et du retournement temporel. Elle permet de compenser la dispersion et caractériser le vieillissement des câbles électriques. Cette méthode a fait l'objet d'un brevet et des deux publications en conférences internationales [4, 5].

3.2.1 Compensation de la dispersion par corrélation adaptative

Un des objectifs de cette méthode est d'améliorer la localisation et la détection des singularités sur des câbles de n'importe quelle longueur, en particulier ceux de grande longueur. Tout le problème réside dans le fait que dans un milieu dispersif (comme un câble électrique), la vitesse de propagation d'une onde électromagnétique varie avec la fréquence ce qui déforme d'autant

plus le signal réfléchi que le trajet parcouru par l'onde est grand, nuisant ainsi grandement à la qualité de la mesure. Cette déformation a deux effets négatifs pour l'analyse :

- Elle affecte la localisation. La dispersion sur un signal impulsionnel, par exemple, transforme ce signal en un dôme aplati. Or, lorsque l'on veut localiser une singularité (voire un défaut), nous devons faire une mesure entre l'abscisse du point d'injection et l'abscisse de l'écho pour calculer l'écart "*dt*" qui sert à déterminer la distance qui sépare le générateur d'onde du défaut (voir figure III.4). Mais si le signal réfléchi est très déformé, comment savoir précisément où choisir l'abscisse de l'écho ? Selon quel critère ? L'erreur que l'on obtiendra ainsi pour la localisation n'est pas constante mais variable en fonction de la distance. Cette méthode sert à résoudre cette dégradation de la précision de localisation.
- Elle affecte la détection. L'énergie du signal envoyé est supérieure à l'énergie du signal reçu, à cause de l'atténuation. De plus, le signal s'élargit temporellement (à cause de la dispersion), ce qui entraîne de facto la diminution de l'amplitude des échos. Or, plus l'amplitude des échos s'approche de l'amplitude du bruit de mesure, moins il sera facile de distinguer une singularité. Le but de la méthode est donc aussi d'augmenter le SNR (Signal to Noise Ratio).

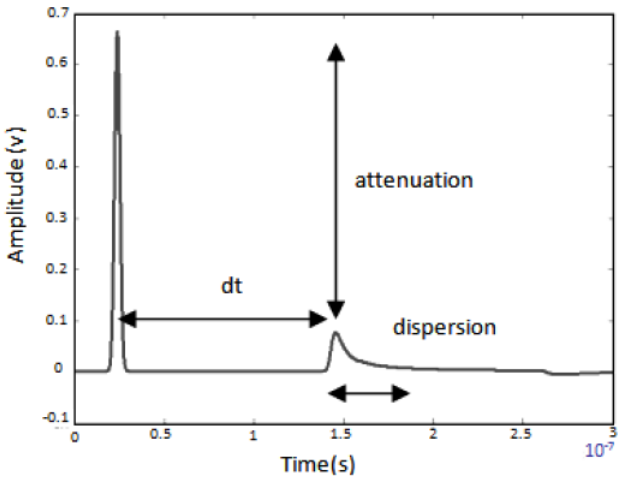


Figure III.4 – Réflectogramme d'un câble coaxial de 100 m terminé par un circuit ouvert. Une impulsion gaussienne est injectée dans le câble. Nous remarquons que le signal réfléchi obtenu a subi une déformation et une atténuation.

3.2.1.1 Définition et mode de réalisation

L'opération de corrélation (également appelée « filtrage adapté ») est largement utilisée en réflectométrie car elle permet d'améliorer le rapport signal sur bruit et d'améliorer la localisation

du défaut. Nous rappelons que la corrélation mesure la ressemblance statistique d'un signal avec une référence (inter-corrélation), ou bien avec lui-même (auto-corrélation). Elle se prête donc bien au post-traitement de signaux supposés parcimonieux (comme des réflectogrammes). La corrélation discrète entre deux signaux f et g s'écrit ainsi :

$$R_{fg}(n) = \sum_{p=0}^{N-1} f(p)g(p+n) \tag{III.3}$$

En fait, faire une corrélation à une référence revient à faire une convolution en utilisant un noyau retourné et décalé. Si, les signaux utilisés lors du diagnostic sont périodiques et continus alors on parle de corrélation circulaire (voir annexe 7 pour une méthode de calcul du produit de corrélation). Cela implique que le débordement d'indice de $n + p$ est calculé modulo N. Lorsqu'ils ne le sont pas (cas d'une impulsion par exemple), nous utiliserons plutôt la définition de la corrélation linéaire ci-dessous :

$$R_{fg}(n) = \sum_{p=0}^{N-n-1} f(p)g(p+n) \tag{III.4}$$

On remarque que l'on travaille dans le domaine discret, c'est-à-dire qu'on sous-entend avoir posé n tel que la variable de temps continu $t = pT_e$, avec T_e la période d'échantillonnage.
Imaginons par exemple de corréler deux signaux de type « porte ». Si nous voulons expliquer les choses graphiquement, nous pouvons imaginer que la courbe noire (résultat de la corrélation) est formée par la valeur de la surface commune entre les deux courbes glissant à chaque pas, comme nous le voyons sur les figures (III.5).

Si nous en revenons à notre application, nous voyons tout de suite que si nous devons chercher à localiser l'abscisse d'un défaut (ou d'un écho) avec une recherche de "max.", on obtiendra un résultat meilleur en utilisant la courbe résultant de la corrélation.
Si le signal réfléchi n'est pas trop déformé, alors en faisant la corrélation nous obtiendrons des valeurs maximisées pour chaque écho.
Par contre, si le signal est trop déformé, la corrélation n'atteindra pas une amplitude suffisante. En outre le résultat de la corrélation aura une forme moins pointue : il sera plus arrondi et ne présentera pas un pic clairement défini (or, mieux le pic est défini, plus cela nous permettra de localiser la singularité/défaut avec précision).
Par exemple (voir figure (III.6)), quand le signal réfléchi (ci-dessous la courbe bleue) est déformé à cause de sa propagation dans un câble, si nous le corrélons ensuite avec le signal que nous

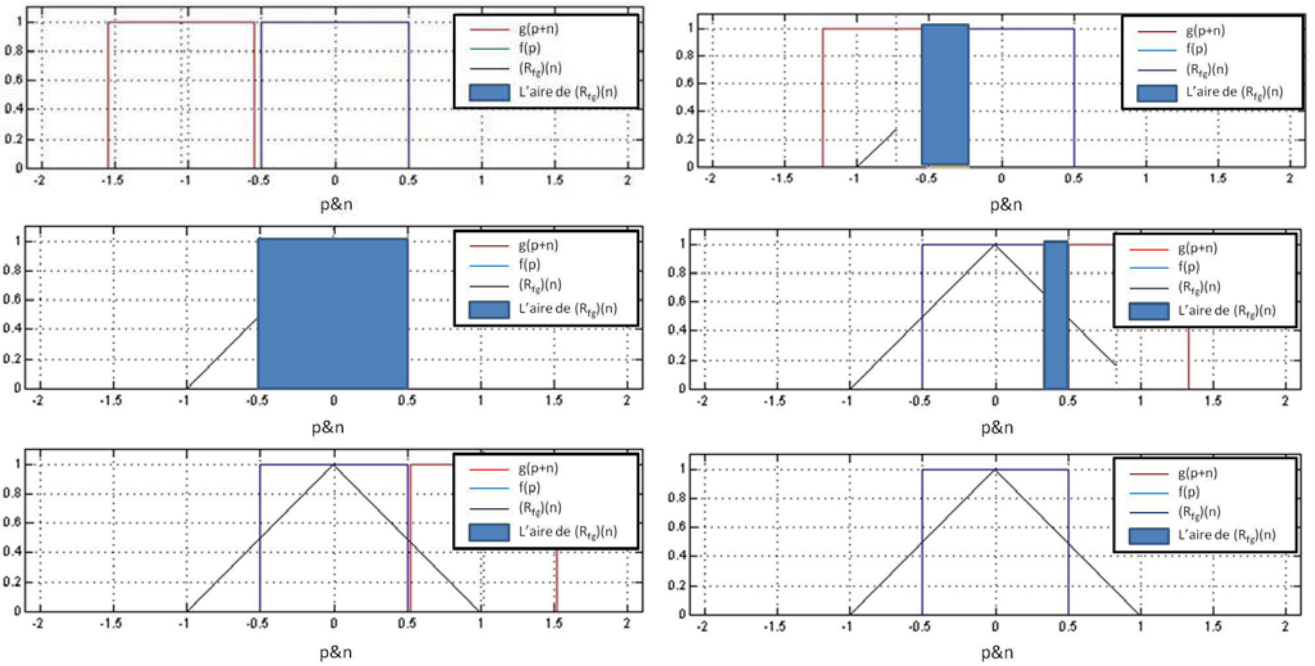


Figure III.5 – Principe de la corrélation sur un signal porte.

avons injectée (courbe rouge), nous obtiendrons le résultat présenté dans la figure (III.6) :

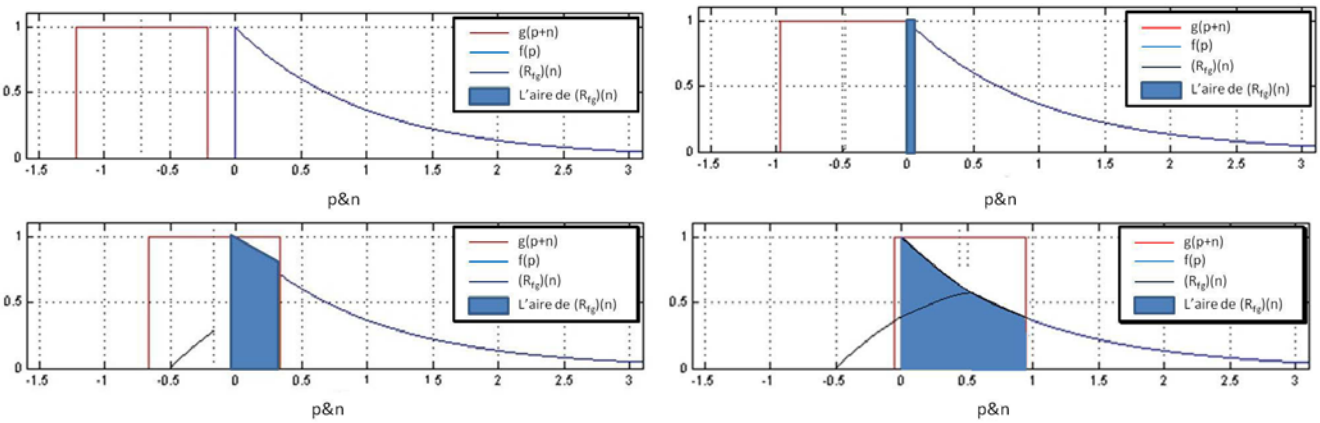


Figure III.6 – Principe de la corrélation sur un signal arrondi.

Nous voyons donc que déjà au niveau de l'amplitude, nous n'arrivons pas à obtenir le même résultat : le point avec la valeur la plus importante de la courbe noire est d'environ 60% (valeur normalisée). Et plus le câble à mesurer est long, plus nous obtiendrons une courbe arrondie et/ou aplatie. Donc quand nous cherchons à localiser une singularité ou défaut, la localisation sera de moins en moins précise d'où l'intérêt d'utiliser la méthode de la corrélation adaptative. La figure (III.7) illustre ce cas de figure sur des mesures réelles faites avec un câble de plus en

plus long (de 500m à 6500m).

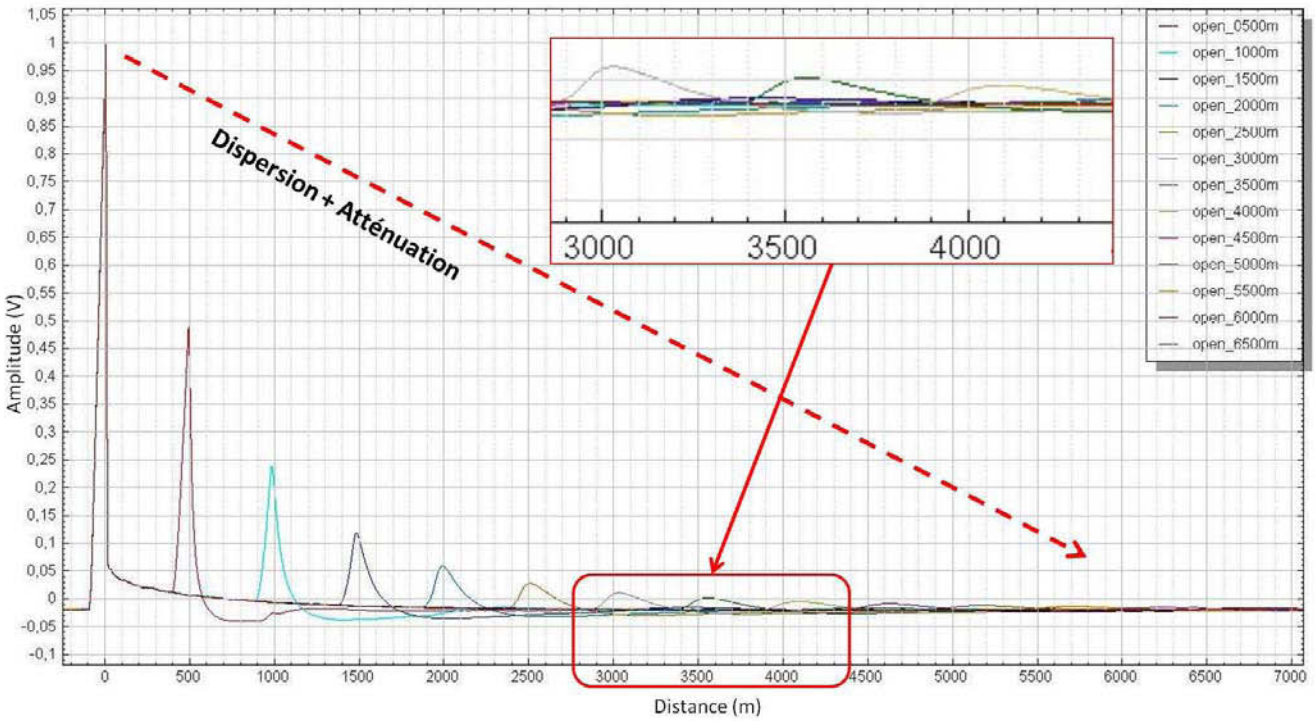


Figure III.7 – Exemple des signaux réfléchis en fonction de la longueur du câbles. Cette figure présente les deux phénomènes d'atténuation et de dispersion du signal réfléchi lors de sa propagation dans un câble de plus en plus long.

La nouvelle approche prévoit donc de réaliser plus astucieusement l'opération de corrélation, grâce à une corrélation dite adaptative , où le signal que nous utilisons comme référence (courbe rouge, "g", dans l'exemple de la figure (III.6)) est lui-même déformé de manière équivalente itérativement en fonction de l'étape de la corrélation.
En effet, nous avons rappelé précédemment que chaque point de la courbe résultante est la valeur de la surface commune entre les deux courbes (de manière glissante). Ainsi, si nous connaissons les lois de la dispersion du signal dans le câble (équations de propagation), on sait que plus nous allons vers les temps positifs, plus la dispersion du signal sera importante. Donc, si nous modifions en cohérence la courbe "g" que nous utilisons comme référence pour tenir compte de la dispersion, pour chaque point (ou groupe de points), nous obtiendrons des résultats meilleurs (ce procédé fait augmenter le rapport signal injecté / signal réfléchi sur le défaut d'un rapport significatif).
Ainsi la formule de corrélation simple (III.4) est remplacée par la formule de corrélation adap-

tative :

$$R'_{fg}(p) = \sum_{p=0}^{N-p-1} f(n)g_p(n+p) \tag{III.5}$$

Pour calculer les g_p , il faut modéliser la propagation sur la ligne. La façon la plus simple de le faire est de dériver les équations des télégraphistes. En notant $G_p(k)$ la transformée de Fourier de $g_p(n)$, nous avons :

$$G_p(k) = G_0(k)e^{(-\gamma(k)pT_e v_\emptyset(k))}e^{(2i\pi kp/N)} \tag{III.6}$$

Cette équation compte 3 termes :

- $G_0(k)$ est simplement la transformée de Fourier du signal injecté (motif initial).
- $e^{-\gamma(k)pT_e v_\emptyset(k)}$ représente la propagation de l'onde le long du câble : ce terme signe l'influence de l'atténuation et de la dispersion). γ est la constante de propagation. On doit connaître le modèle de câble ou caractériser le câble pour calculer γ (voir annexe 6.1 et 6.2). $v_\emptyset$ est la vitesse de phase (dépend de la fréquence également, puisque le milieu est dispersif).
- $e^{\frac{2i\pi kp}{N}}$ représente la compensation du retard dû au terme précédent. En effet, lors de l'opération de corrélation adaptative, nous ne souhaitons pas introduire de retard supplémentaire : tous les motifs doivent être centrés à l'origine.

Nous obtiendrons finalement les g_p en faisant : $g_p(n) = TF^{-1}G_p(k)$, avec TF^{-1} est la transformée de Fourier inverse. Les g_p peuvent être pré-calculés à l'avance et stockés dans une matrice si l'on veut diminuer les temps de calcul. Sinon, il faut les calculer au fur et à mesure.

3.2.1.2 Résultats sur des simulations numériques

Dans l'exemple ci-dessous (voir figure (III.8)), nous utilisons un modèle de câble coaxial (RG58-C)(voir annexe 5.2) sur lequel nous simulons la propagation pour $1km$ de câble avec une impulsion gaussienne pour motif d'injection.

Nous constatons que la gaussienne injectée (de largeur à mi-hauteur égale à $1\mu s$) à l'entrée s'est dispersée et nous ne pouvons pas nous contenter d'une détection de maximum comme abscisse de l'écho. En revanche, sur le post-traitement de corrélation adaptative, nous pouvons le faire (voir figure (III.8)). Le tableau (III.2) présente les résultats obtenus (amplitude, localisation et erreur relative) pour :

- un réflectogramme standard sans traitement.
- un réflectogramme standard avec l'utilisation de la corrélation simple entre le signal injecté et le réflectogramme obtenu.

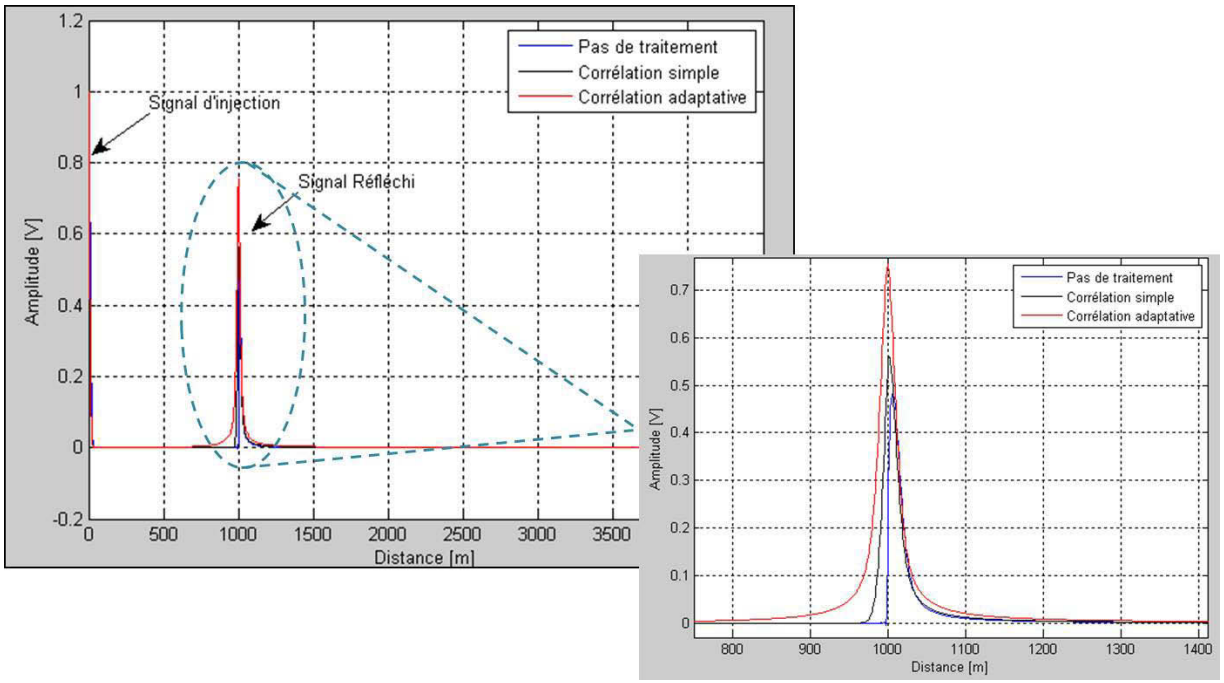


Figure III.8 – Résultat de simulation pour un câble coaxial de type RG58 de longueur $1km$.

– un réflectogramme standard avec l'utilisation de la corrélation adaptative entre les références et le réflectogramme obtenu.

Tableau III.2 – Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisation et l'erreur relative pour les trois différentes types de traitement : pas de traitement, corrélation simple, corrélation adaptative d'un câble de longueur $1Km$.

	Pas de traitement	Corrélation simple	Corrélation adaptative
Amplitude (V)	0.4837	0.561	0.7548
Localisation (m)	1006	1001	999.5
Erreur relative (%)	0.6%	0.1%	0.05%

Dans cette configuration très favorable (pas de bruit, câble coaxial de bonne qualité), le post-traitement améliore les résultats mais n'a pas un caractère aussi intéressant que ce que nous allons montrer par la suite.
Reprenons la même étude avec cette fois $2km$ (voir figure III.9) et $3km$ (voir figure III.10) au lieu de $1km$.

Le tableau (III.3) présente comme pour le tableau (III.2) les valeurs de l'amplitude, de la

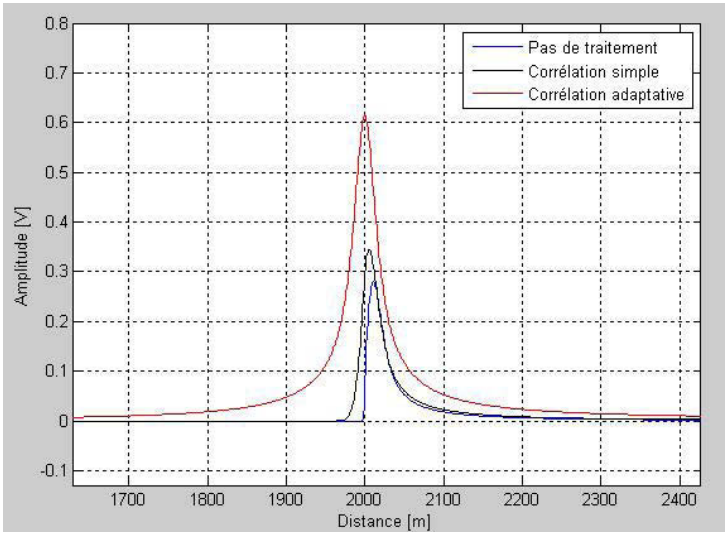


Figure III.9 – Résultat de simulation pour un câble coaxial de type RG58 de longueur 2km.

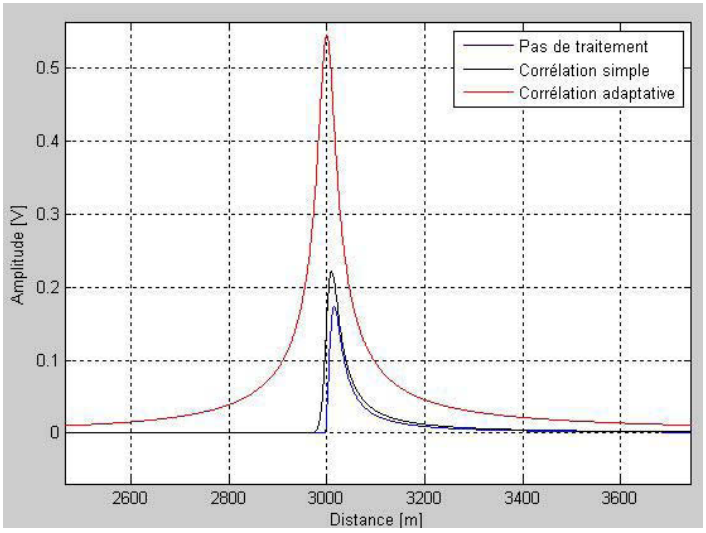


Figure III.10 – Résultat de simulation pour un câble coaxial de type RG58 de longueur $3km$.

localisation et l'erreur relative mais cette fois pour deux câbles de longueurs $2km$ et $3km$. Nous remarquons qu'avec la méthode de corrélation adaptative, nous obtenons une meilleure localisation par rapport à la corrélation simple et que les erreurs relatives de ces deux modèles de câbles de longueurs $2km$ et $3km$ sont égales à 0%.

D'une manière générale, la méthode s'avère d'autant plus intéressante que la longueur du câble sous test est importante. Si nous voulons complexifier l'analyse pour évaluer la robustesse

Tableau III.3 – Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisation et l'erreur relative pour deux longueurs de câbles ($2km$ et $3km$) et les trois différentes types de traitement : pas de traitement, corrélation simple, corrélation adaptative.

	Pas de traitement		Corrélation simple		Corrélation adaptative	
Cas	2km	3km	2km	3km	2km	3km
Amplitude (V)	0.2797	0.1735	0.3446	0.2229	0.6156	0.545
Localisation (m)	2011	3015	2005	3009	2000	3000
Erreur relative (%)	0.55%	0.5%	0.25%	0.3%	0%	0%

du procédé, nous pouvons rajouter comme sur l'exemple ci-après (voir figure III.11) un bruit blanc gaussien à la simulation :

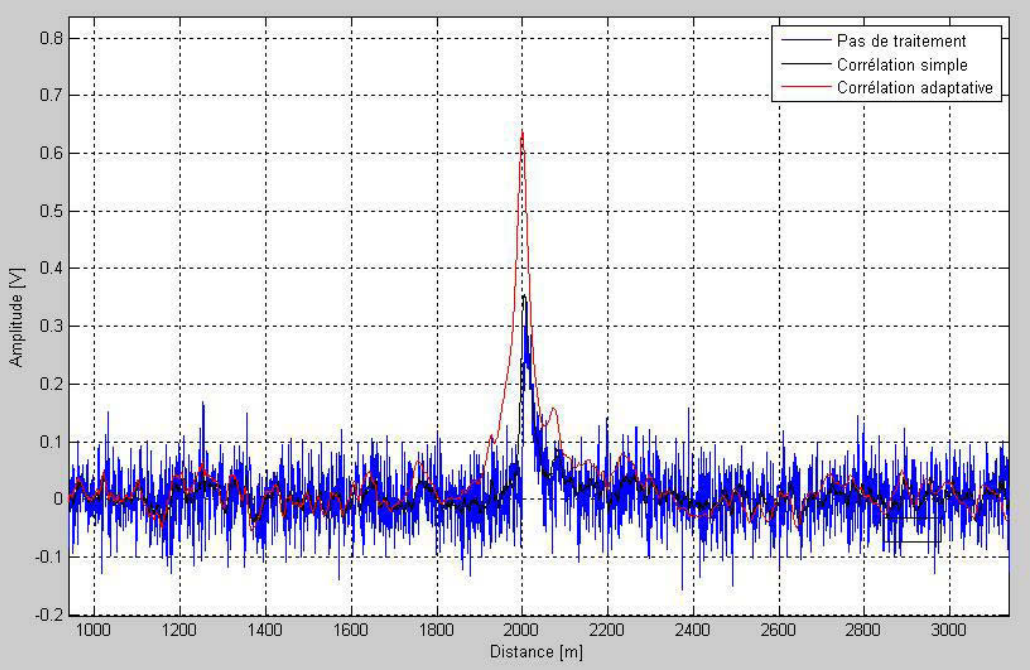


Figure III.11 – Résultat de simulation avec bruit pour un câble coaxial de type RG58 de longueur 2km.

Nous remarquons qu'après post-traitement (courbe rouge), la contribution du bruit [2] a fortement diminué, rendant possible l'exploitation du réflectogramme.

2. Cette immunité au bruit est la même dans les cas corrélation simple/ corrélation adaptative.

3.2.1.3 Résultats expérimentaux sur un câble SNCF

Nous allons à présent essayer d'appliquer nos algorithmes sur des mesures réelles. Nous utiliserons toujours une injection impulsion gaussienne, de largeur à mi-hauteur égale à $1.5\mu s$. La mesure est issue d'un test sur un câble de signalisation ferroviaire. Il s'agit d'un toron de 14 paires torsadées (voir figure III.12).



Figure III.12 – Photo du câble SNCF.

Les câbles de signalisation ferroviaire sont des câbles «cuivre» blindés. Les conducteurs électriques en cuivre de $1mm^2$ de section sont associés en paires torsadées. Les caractéristiques électriques (fournies par le constructeur) de ces câbles sont :

- $R \sim 37\Omega/km$
- $L \sim 0,9mH/km$
- $C \sim 200nF/km$, $100nF/km$ ou $40nF/km$.

Pour calculer les "g_p", nous utilisons le modèle de propagation (voir annexe 5.3) associé à ce câble réel. La figure (III.13) représente les résultats obtenus pour les trois méthodes (sans traitement, corrélation simple et corrélation adaptative) et montre l'efficacité de la nouvelle méthode par rapport à la compensation de la dispersion du signal dans les câbles réels.

Le tableau (III.4) présente les valeurs de l'amplitude, de la localisation et l'erreur relative mais pour le câble SNCF $2km$.

3.3 Conclusion

La nouvelle méthode a permis donc de résoudre les limitations précitées des solutions de l'art antérieur en proposant une méthode pour compenser la distorsion, ou plus généralement la déformation, d'un signal rétropropagé le long d'un câble électrique à analyser.
Cette méthode fonctionne pour tout type de signal de réflectométrie, ne nécessite aucune intrusion au sein du câble sous test et ne nécessite pas de connaitre la longueur ℓ du câble à tester. En

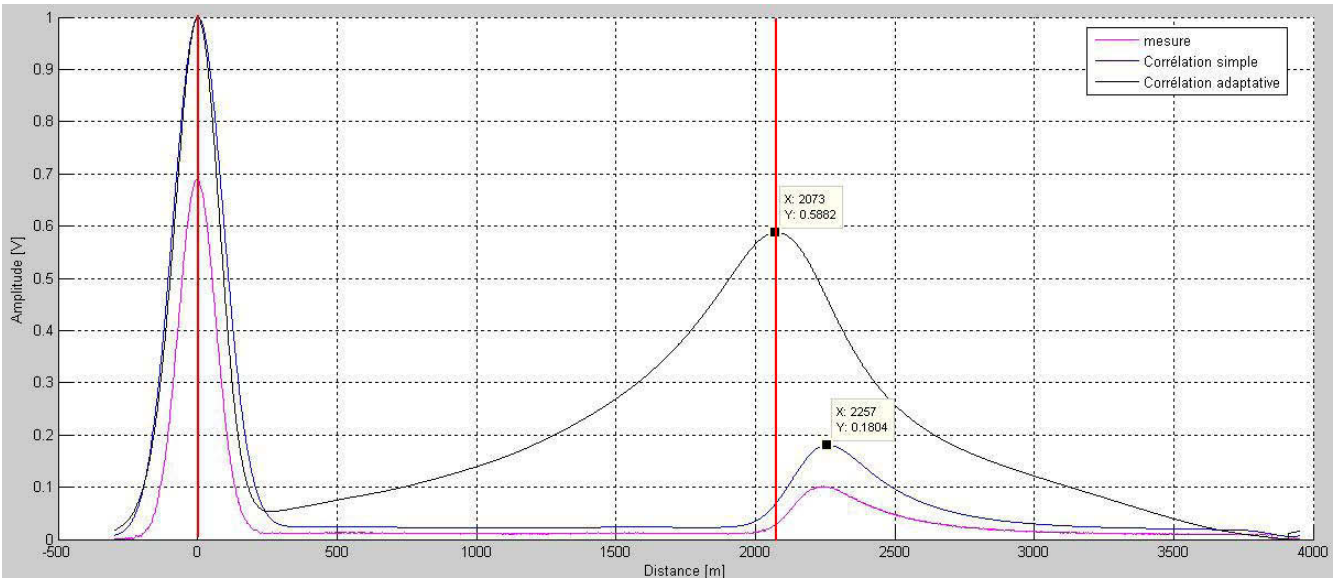


Figure III.13 – Résultats expérimentaux sur un câble SNCF (paire torsadée de 2km).

Tableau III.4 – Ce tableau présente les résultats expérimentaux des trois méthodes en fonction des différents paramètres.

	Pas de traitement	Corrélation simple	Corrélation adaptative
Amplitude (V)	0.1	0.18	0.59
Localisation (m)	2260	2257	2073
Erreur relative (%)	13%	13%	3.7%

plus, aucune modification du signal injecté ou réfléchi n'est nécessaire. Cette méthode met en oeuvre une modification du signal de référence associé à une corrélation du signal de référence modifié avec le signal réfléchi.

3.4 Détection du vieillissement des câbles

Nous avons vu dans le chapitre I que les câbles peuvent être soumis à des environnements agressifs qui peuvent les faire vieillir plus ou moins rapidement. Ce vieillissement peut se caractériser par une dégradation des qualités du câble pouvant entraîner une perte de performances. Il peut être intéressant de caractériser et de détecter ce vieillissement afin de pouvoir changer le câble avant qu'il ne puisse plus remplir correctement ses fonctions. Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la mise en évidence et l'estimation du vieillissement des câbles électriques.

3.4.1 Évolution de la vitesse de propagation et de l'amplitude du signal en fonction du vieillissement

L'idée ici est de voir comment l'évolution des paramètres linéiques peuvent influer sur la la vitesse de propagation et l'atténuation du signal réfléchi. Pour cela, des simulations d'un modèle de câble coaxial sont réalisées pour montrer ces variations et leurs effets. Le modèle a été écrit et simulé en fréquentiel. Ensuite, pour mieux exploiter le signal de retour, une transformé de Fourier inverse (IFFT) est nécessaire pour passer en temporel (voir figure (III.14)).

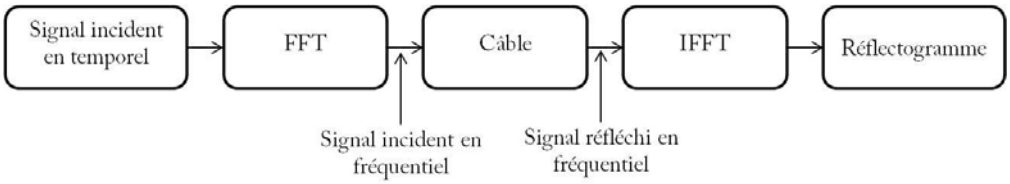


Figure III.14 – Différentes étapes de simulation d'un câble coaxial en circuit ouvert pour la réflectométrie dans le domaine temporel.

Cette étude est faite en haute fréquence, nous considérons que la ligne se termine par un circuit-ouvert puisque l'onde est totalement réfléchie. Cette configuration va nous permettre de mieux mesurer l'amplitude du signal injecté dans le modèle de câble coaxial (ici il s'agit d'une impulsion gaussienne tel que sa largeur à mi-hauteur est égal à $1 * \mu s$) et sa vitesse de propagation. Nous avons décidé de simuler différentes valeurs de vieillissement (en augmentant ou en diminuant les valeurs des paramètres linéiques RLCG) pour voir l'impact sur la vitesse de propagation. Le résultat de cette étude est résumé dans le tableau ci dessous (III.5). Les figures (III.15), (III.16), (III.17) et (III.18), montrent l'effet des variations de R, L, C et G sur la vitesse de propagation (voir équation II.39). Nous voyons que les variations de R et G ont une faible impact sur la vitesse de propagation en haute fréquence. Nous avons remarqué qu'à haute fréquence, seuls les paramètres linéiques L et C influent sur la vitesse de propagation. R et G n'ont pas d'influence dans cette étude. Dans le cas idéal, une variation trop grande de la vitesse de propagation par rapport à la valeur fournie par le constructeur serait un indice pour remplacer le câble.

3.4.2 Une nouvelle méthode basée sur le retournement temporel

La nouvelle méthode proposée est basée sur le principe fondamental de la réflectométrie (injection d'un signal haute fréquence dans le câble) et le retournement temporel, mais avec

Effet sur	R↗	R↘	L↗	L↘	C↗	C↘	G↗	G↘
Amplitude du signal réfléchi	↘	↗	↘	↗	↘	↗	⟶	⟶
Vitesse de propagation	↘	↗	↘	↗	↘	↗	⟶	⟶

Tableau III.5 – Variations des paramètres linéiques (RLCG) pour un câble vieilli.

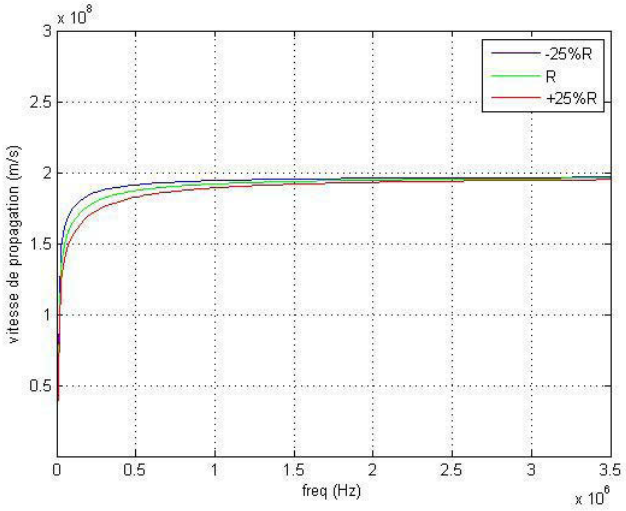


Figure III.15 – Variation de la vitesse de propagation en fonction de R.

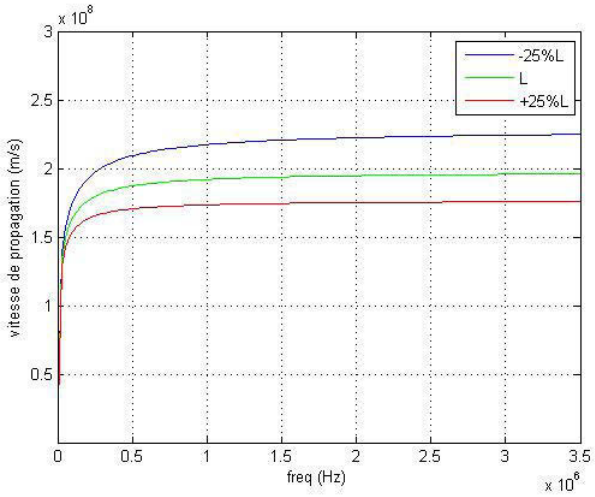


Figure III.16 – Variation de la vitesse de propagation en fonction de L.

une innovation dans le fait qu'on utilise la réflectométrie plusieurs fois avec des signaux caractéristiques du câble concerné. On a vu dans ce qui précède que la réflectométrie dans le

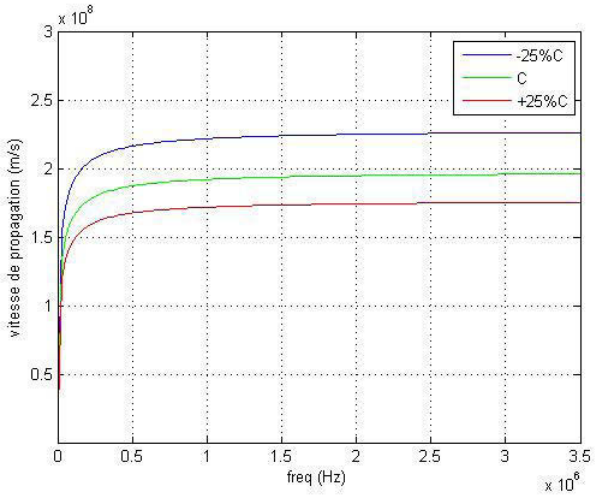


Figure III.17 – Variation de la vitesse de propagation en fonction de C.

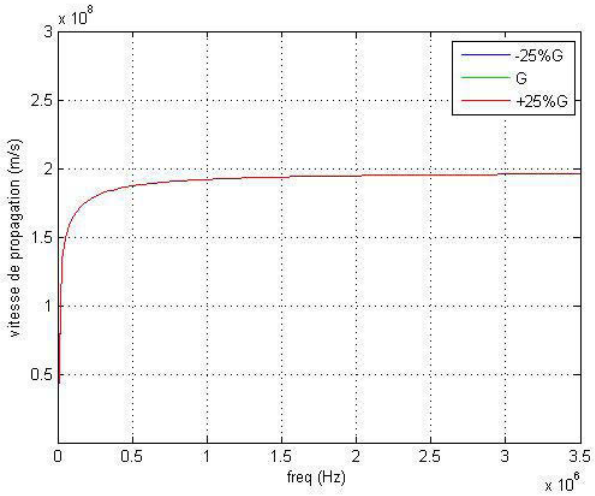


Figure III.18 – Variation de la vitesse de propagation en fonction de G.

domaine temporel consiste à injecter une fois un signal donné (en général un pulse Gaussien ou un rectangle ou un échelon de tension) et analyser les signaux renvoyés par les discontinuités d'impédance du câble. Notre nouvelle méthode est basée sur ce principe mais elle est utilisée de manière différente. Une première mesure de réflectométrie est faite sur un câble neuf (ou non vieilli) et le signal renvoyé par le câble est stocké. Ce signal n'est pas une simple copie du signal injecté, il a été modifié par sa propagation dans le câble (filtrage, atténuation, dispersion) qui lui a, en quelque sorte, apposé sa signature.

Ce signal modifié (ou adapté au câble neuf) va être réutilisé au cours de la vie du câble pour

caractériser son vieillissement. En effet, utiliser le signal de réflectométrie initial (donc faire de la réflectométrie classique durant la vie du câble) n'apporterait pas d'information sensible sur le vieillissement du câble car le signal serait choisi *a priori*, c'est-à-dire sans connaissance particulière du câble concerné. L'utilisation du signal adapté apporte une valeur ajoutée et permet de caractériser plus finement le vieillissement du câble en le différenciant du câble neuf.

3.4.2.1 Étude et démonstration analytique de l'asymétrie du signal obtenu

3.4.2.2 Processus de la nouvelle méthode

Le procédé de caractérisation du vieillissement du câble est composé de plusieurs étapes : il utilise des mesures similaires à celles de la réflectométrie, avec un appareillage semblable mais adapté au procédé (voir figure III.19), ce qui permet d'utiliser un signal changeant au cours de la vie du câble.

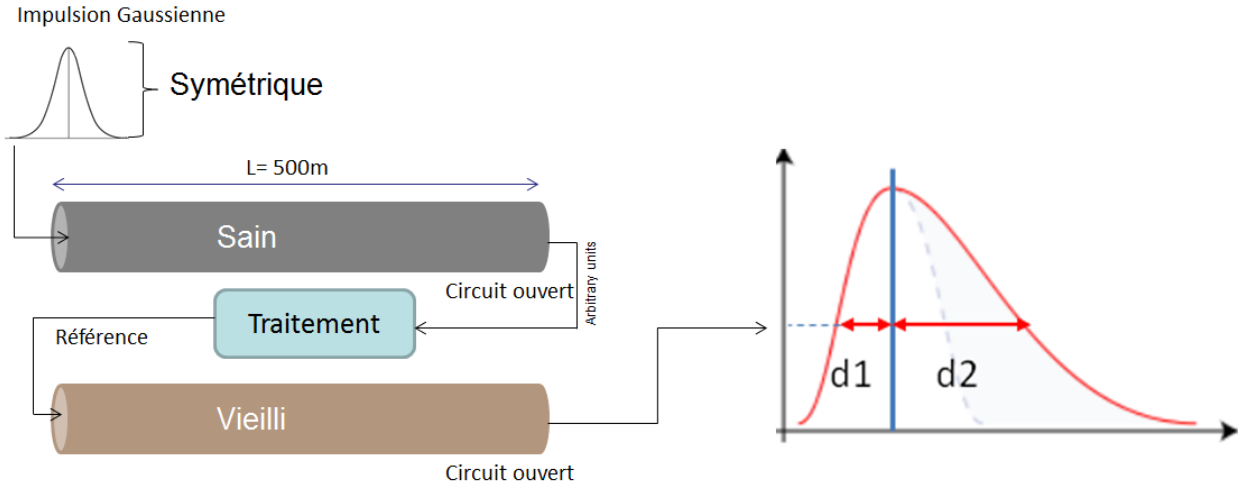


Figure III.19 – Processus détaillé de la nouvelle méthode.

Les étapes sont les suivantes :

1. On injecte un signal symétrique (pulse gaussien, rectangle ou autre) à une extrémité du câble. On acquiert et on stocke le signal renvoyé par le câble (voir figure III.20). Cette mesure est faite avec des paramètres typiques d'une réflectométrie standard, le choix des paramètres (tels que la durée du signal, son amplitude ou son spectre fréquentiel) n'est pas fondamental, mais il est conseillé de les choisir de manière à obtenir un signal réfléchi

qui soit déformé (atténué et dispersé) par sa propagation aller-retour dans le câble.

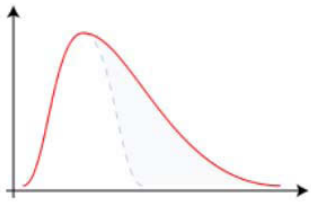


Figure III.20 – Exemple d'allure de signal réfléchi.

2. Le signal réfléchi par cette mesure initiale est tronqué et retourné dans le temps (voir figure III.21) puis stocké pour être réutilisé par la suite dans la vie du câble. S'il est très atténué par rapport au signal initial, on peut l'amplifier numériquement (voire le filtrer s'il est bruité) ou le re-normaliser avant de le stocker pour utilisation future. Ce nouveau signal sera appelé « le signal adapté retourné ».

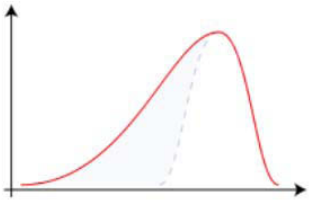


Figure III.21 – Signal adapté retourné dans le temps.

3. Dans une première mise en oeuvre de cette nouvelle méthode, on injecte le signal adapté retourné à la même extrémité du câble à divers moments de sa vie, pour effectuer une nouvelle mesure de réflectométrie, avec le même instrument que pour l'étape 1. Le signal renvoyé par le câble est mesuré et stocké. On en isole le pulse typique de la réflexion à la fin du câble et on calcule un « coefficient d'asymétrie » qui caractérise la différence entre les parties droite et gauche de ce signal par rapport à l'instant où il atteint son amplitude maximale. Ce coefficient est calculé de manière à valoir 1 pour un signal symétrique. Le calcul de ce coefficient est détaillé dans la suite de ce chapitre.
4. La valeur du coefficient d'asymétrie est reliée au vieillissement du câble par un abaque ou des caractérisations préalables. En effet, lorsque le câble est neuf voir figure (III.22), ce processus entraîne que le coefficient d'asymétrie vaut exactement 1 (ou la valeur qu'il

prend pour un signal symétrique par rapport à l'instant où il atteint son amplitude maximale), comme le veut la théorie. Si le coefficient passe par une valeur seuil décidée à l'avance comme indice de vieillissement maximal, il est alors temps de changer le câble.

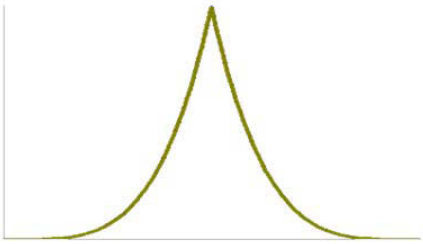


Figure III.22 – Signal renvoyé par le câble neuf lorsqu'on lui injecte le signal adapté retourné.

5. Dans une deuxième mise en oeuvre de cette nouvelle méthode, le signal injecté au cours de la vie du câble (étape 3) n'est pas le même à chaque fois, mais est celui qui est obtenu en appliquant le retournement temporel au signal mesuré lors de la mesure précédente (ou d'une mesure précédemment choisie). Les autres étapes sont identiques, avec calcul du coefficient d'asymétrie et détection d'un vieillissement en analysant l'évolution du coefficient au cours de la vie du câble. On cherche ici à voir une variation brusque, signe d'un vieillissement accéléré, causé par une modification brutale des paramètres du câble depuis la mesure de référence précédente.

3.4.2.3 Analyse fréquentielle de la nouvelle méthode

L'objet de cette partie est d'investiguer le formalisme en fréquentiel qui traduit et quantifie l'asymétrie du signal mesuré à l'étape 3 du processus ci-dessus. Dans le domaine fréquentiel, le signal réfléchi d'un câble neuf se traduit par la mesure d'un signal V_R qui s'écrit :

$$V_R(\omega) = V_i(\omega) \cdot \Gamma e^{-2d\gamma(\omega)} \tag{III.7}$$

où V_i est le spectre du signal injecté dans le câble de longueur d et $\omega = 2\pi f$.
On applique le retournement temporel à l'équation précédente ce qui correspond à un conjugué dans le domaine fréquentiel :

$$\overline{V_R(\omega)} = \overline{V_i(\omega)} \cdot \overline{\Gamma} e^{-2d\overline{\gamma(\omega)}} \tag{III.8}$$

Ensuite, $\overline{V_R}$ devient le spectre du signal injecté dans le câble à tester de longueur d qui s'écrit :

$$V_{R-RT}(\omega) = \overline{V_R(\omega)} \cdot \Gamma' e^{-2d\gamma'(\omega)} = \overline{V_i(\omega)} \cdot \Gamma' \cdot \overline{\Gamma} \cdot e^{-2 \cdot d \cdot \left[\gamma'(\omega) + \overline{\gamma(\omega)}\right]} \tag{III.9}$$

où $\overline{\gamma(\omega)}$ et $\overline{\Gamma}$ sont le conjugué de la constante de propagation et du coefficient de réflexion de la charge dans le câble neuf respectivement. Tandis que $\gamma'(\omega)$ et Γ' sont la constante de propagation et le coefficient de réflexion de la charge dans le câble vieilli respectivement.
Dans le cas d'un câble neuf, on obtient :

$$V_{R-RT}(\omega) = \overline{V_i(\omega)} \cdot \Gamma\overline{\Gamma} \cdot e^{-2 \cdot d \cdot \left[\gamma(\omega) + \overline{\gamma(\omega)}\right]} \tag{III.10}$$

On suppose dans l'équation (III.10) que les paramètres linéiques R, L, C, and G sont constants et réels. Ces paramètres apparaissent dans l'équation de la constante de propagation tel que :

$$\gamma(\omega) = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \sqrt{z_1 . z_2} \tag{III.11}$$

On note z_1 et z_2, les nombres complexes qui représentent le premier facteur et le deuxième facteur de la constante de propagation respectivement.

$$z_1 = (R + jL\omega) = \rho_1 e^{j\theta_1}$$

$$z_2 = (G + jC\omega) = \rho_2 e^{j\theta_2}$$

ρ_1 et ρ_2 sont les modules de z_1 et z_2. θ_1 et θ_2 sont les arguments de z_1 et z_2. On obtient l'équation de propagation suivante :

$$\gamma(\omega) = \sqrt{\rho_1\rho_2 e^{j(\theta_1+\theta_2)}} = \sqrt{\rho_1\rho_2} e^{j\frac{(\theta_1+\theta_2)}{2}} \tag{III.12}$$

Si on change ω en $-\omega$, on a :

$$z_1 = (R - jL\omega) = \rho_1 e^{-j\theta_1}$$

$$z_2 = (G - jC\omega) = \rho_2 e^{-j\theta_2}$$

$$\gamma(-\omega) = \sqrt{\rho_1\rho_2} e^{(-j\frac{(\theta_1+\theta_2))}{2}} = \overline{\gamma(\omega)}$$

Appliquons ce résultat à l'équation (III.10) :

$$V_{R-RT}(\omega) = \overline{V_i(\omega)} \cdot \Gamma\overline{\Gamma} \cdot e^{-2 \cdot d \cdot \left[\sqrt{\rho_1\rho_2}(2\cos(\frac{(\theta_1+\theta_2)}{2}))\right]}$$

V_{R-RT} est donc une fonction réelle, ce qui en temporel se traduit par un signal pair, donc symétrique par rapport à son milieu (signal centré en zéro). En revanche, l'effet du vieillissement sur V_{R-RT} se caractérisera par l'asymétrie du signal mesuré due à l'apparition d'une partie imaginaire dans l'exponentielle.
Tout d'abord, on suppose que le vieillissement du câble est dû à une faible modification d'un de ses paramètres électriques R, L, C et G. L'équation V_{R-RT} sera :

$$V_{R-RT}(\omega) = \overline{V_i(\omega)} \cdot \Gamma' \overline{\Gamma} \cdot e^{-2 \cdot d \cdot \left[\gamma'(\omega) + \overline{\gamma(\omega)} + \Delta\gamma(\omega)\right]} \tag{III.13}$$

avec $\Delta\gamma(\omega) = \gamma'(\omega) - \gamma(\omega)$.

L'équation générale sera :

$$V_{R-RT}(\omega) = V_{R-RT_S}(\omega)\Gamma' e^{-2 \cdot d \cdot [\Delta\gamma(\omega)]} \tag{III.14}$$

où V_{R-RT_S} est l'équation déduite de l'équation (III.13) et qui représente la conjugué de l'équation de propagation dans un câble sain :

$$V_{R-RT_S} = \overline{V_i(\omega)\Gamma e^{-2d\gamma(\omega)}}$$

Ce qui implique que $2d\Delta\gamma(\omega)$ en module est petit devant 1. En utilisant un développement limitée au premier ordre il vient :

$$V_{R-RT}(\omega) = V_{R-RT_S}(\omega)\Gamma' \left(1 - 2d\Delta\gamma(\omega)\right) \tag{III.15}$$

Avec,

$$\Delta\gamma(\omega) = \sum_{X \in \{R,L,C,G\}} \Delta X \frac{\partial\gamma(\omega)}{\partial X} \tag{III.16}$$

En supposant que les paramètres linéiques (RLCG) sont réels et constants. Les dérivées partielles de $\gamma(\omega)$ par rapport à ses paramètres sont :

$$\frac{\partial\gamma(\omega)}{\partial R} = \frac{G + jC\omega}{2\sqrt{(R + jL\omega).(G + jC\omega)}} = \frac{1}{2Z_0} \tag{III.17}$$

$$\frac{\partial\gamma(\omega)}{\partial L} = \frac{j\omega(G + jC\omega)}{2\sqrt{(R + jL\omega).(G + jC\omega)}} = \frac{j\omega}{2Z_0} \tag{III.18}$$

$$\frac{\partial\gamma(\omega)}{\partial C} = \frac{j\omega(R + jL\omega)}{2\sqrt{(R + jL\omega).(G + jC\omega)}} = \frac{j\omega Z_0}{2} \tag{III.19}$$

$$\frac{\partial\gamma(\omega)}{\partial G} = \frac{R + jL\omega}{2\sqrt{(R + jL\omega).(G + jC\omega)}} = \frac{Z_0}{2} \tag{III.20}$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique. Finalement l'équation (III.16) s'écrit :

$$\Delta\gamma(\omega) = \frac{1}{2}\left(Z_0\left(\Delta G + j\omega\Delta C\right) + \frac{\Delta R + j\omega\Delta L}{Z_0}\right) \tag{III.21}$$

En remplaçant le résultat de l'équation (III.21) dans l'équation (III.15), on obtient :

$$V_{R-RT}(\omega) = V_{R-RT_S}\Gamma'\left(1 - d\left(Z_0\left(\Delta G + j\omega\Delta C\right) + \frac{\Delta R + j\omega\Delta L}{Z_0}\right)\right) \tag{III.22}$$

On a vu qu'un signal fréquentiel réel se traduit par un signal temporel symétrique : l'asymétrie est donc reliée à la partie imaginaire de $V_{R-RT}(\omega)$. Z_0 étant souvent réel, c'est ΔC ou ΔL qui influent principalement sur l'asymétrie.

3.4.2.4 Méthodes pour calculer le coefficient d'asymétrie du signal

Un vieillissement du câble, entrainant une modification des paramètres électriques du câble, va provoquer un changement de sa réponse à l'injection du signal adapté retourné, qui fera apparaître une dissymétrie. On se retrouvera avec un signal ressemblant au premier, dont on pourra mesurer l'asymétrie par rapport à l'axe vertical passant par le maximum.

Définition : Un « coefficient d'asymétrie » permettra de relier la mesure au vieillissement du câble. Dans le cadre d'une utilisation industrielle, il faudra avoir caractérisé auparavant plusieurs câbles avec plusieurs degrés de vieillissement pour relier les valeurs du coefficient d'asymétrie à l'âge ou à la dégradation du câble, voire même identifier un seuil au-delà ou en dessous duquel on considère que le câble ne peut plus remplir sa mission. Ce seuil dépendra probablement du câble considéré et de l'application.

Calcul du coefficient d'asymétrie : Plusieurs méthodes sont possibles pour le calcul de ce coefficient, en voici quelques unes :

1. Rapport des aires à gauche et à droite du maximum (voir figure (III.23)).
2. Rapport des largeurs à droite et à gauche du maximum à une hauteur donnée (voir figure (III.24)).
3. Comparaison des pentes du signal à même hauteur d'un côté et de l'autre du maximum (voir figure (III.25).

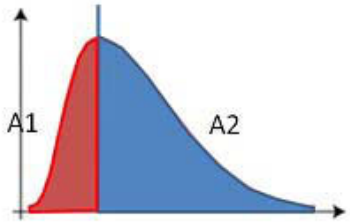


Figure III.23 – Calcul du coefficient d'asymétrie par rapport à des surfaces.

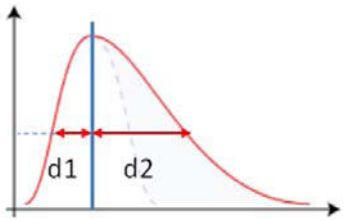


Figure III.24 – Calcul du coefficient d'asymétrie par rapport à des longueurs.

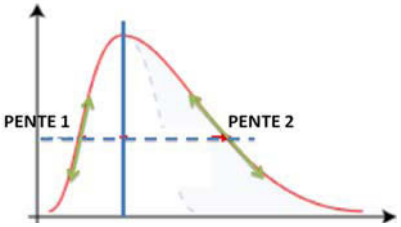


Figure III.25 – Calcul du coefficient d'asymétrie par la comparaison des pentes du signal.

3.4.2.5 Généralisation du procédé

Ce qui a été présenté précédemment suppose implicitement ou non :

- Que le signal initial (le premier signal injecté à l'étape 1) est symétrique : on peut étendre le procédé au cas d'un signal non symétrique, mais les résultats seront moins performants, il n'est donc pas nécessaire de le faire.
- Que le câble est « point à point » : un câble ramifié renvoie plusieurs signaux réfléchis, caractéristiques des ramifications et des terminaisons des lignes. On peut alors appliquer le procédé en choisissant la section que l'on veut analyser en utilisant le pulse renvoyé par l'extrémité de cette section comme signal de référence pour l'étape 2. Il faut alors isoler le pulse renvoyé par cette section et mener le procédé sur ce pulse uniquement.
- Que le vieillissement est uniforme le long du câble : si le vieillissement n'est pas uniforme, le procédé s'applique de la même façon, bien qu'il ne permette pas de localiser la section du câble qui est la plus dégradée. Si le vieillissement du câble n'est pas constant sur sa

longueur, mais (par exemple) qu'une portion vieillit différemment d'une autre (exemple : 25 % du câble reste presque neuf et 75 % vieillit plus rapidement) car les conditions environnementales sont différentes, le signal renvoyé par le câble n'est pas symétrique, et son asymétrie est caractéristique du rapport entre les portions neuf / vieilli. L'analyse de l'asymétrie du signal permet de remonter à la répartition du vieillissement du câble (dans des cas simples cependant).

- Dans le cas d'un toron composé des câbles intérieurs et extérieurs, on peut aussi comparer le vieillissement des câbles externes à celui des câbles internes en utilisant comme signal de référence sur un câble externe le signal adapté retourné d'un câble interne (ou réciproquement).
- Lorsque le système de diagnostic n'est pas adapté en impédance au câble sous test, le signal qui revient du câble rebondit à la connexion avec le système de diagnostic et repart dans le câble. Cela se traduit dans la mesure (le réflectogramme) par des pulses supplémentaires au-delà du pulse principal renvoyé par le câble. Ils correspondent à des signaux ayant parcouru une distance supérieure (un multiple entier de la distance aller / retour dans le câble). On peut utiliser ces signaux supplémentaires pour former le signal adapté.
- Enfin, un câble vieilli peut aussi être caractérisé par une modification de la vitesse de propagation des signaux. On peut alors croiser cette information de modification de la vitesse de propagation (décalage relatif des signaux neuf / vieilli dans le temps) avec le procédé précédent pour améliorer la détection du vieillissement du câble.
- Le calcul du coefficient d'asymétrie, indicateur du vieillissement du câble, peut être remplacé par une autre méthode. On peut par exemple faire la différence entre le signal acquis pour le câble neuf après injection du signal adapté retourné (donc ce signal acquis est symétrique) avec le signal mesuré au cours de la vie du câble. On peut alors envisager de caler les maxima de ces deux signaux au même instant (donc en décalant l'un des signaux, par exemple celui du câble vieilli) et de faire la différence des deux. Un indicateur de vieillissement possible est alors l'aire sous la courbe de valeur absolue de cette différence.
- On peut étendre le processus à l'utilisation de plusieurs trajets aller-retours au lieu d'un seul, ce qui peut avoir pour effet d'augmenter la dissymétrie entre un câble neuf et un câble usagé.
- On peut aussi appliquer le procédé du câble neuf, fournissant un signal symétrique de référence, à un câble vieilli ce qui fournira un deuxième signal symétrique. On compare alors les deux signaux obtenus, la différence portant surtout sur l'amplitude maximale et

l'écartement des branches du signal par rapport à l'axe de symétrie. Si on normalise les deux signaux pour que le maximum soit à une valeur arbitraire de 1, c'est la différence de largeur qui est le critère de vieillissement (voir le résultat en détail la partie "Validation de la méthode").

3.4.3 Validation de la méthode

3.4.3.1 Simulations et résultats pour un modèle de câble coaxial :

Des simulations numériques qui ont été faites sont basées sur un modèle de propagation (voir annexe 5.2) des signaux de réflectométrie dans un câble. Ce modèle permet de montrer que l'application du procédé à un câble non vieilli donne bien à l'étape 3 un signal symétrique. Si l'on vieillit artificiellement le câble (en modifiant les paramètres R, L, C et G), on voit que le signal devient asymétrique, ce qui met en évidence le vieillissement. Les figures suivantes montrent des résultats de simulation pour un câble d'une longueur de 500 mètres neuf puis vieilli tel que sa capacité linéique est égal à 1.2 fois la valeur de la capacité du modèle de câble neuf.

La figure (III.26) montre le signal initialement injecté dans le câble pour la mesure de réflectométrie de référence (étape 1).

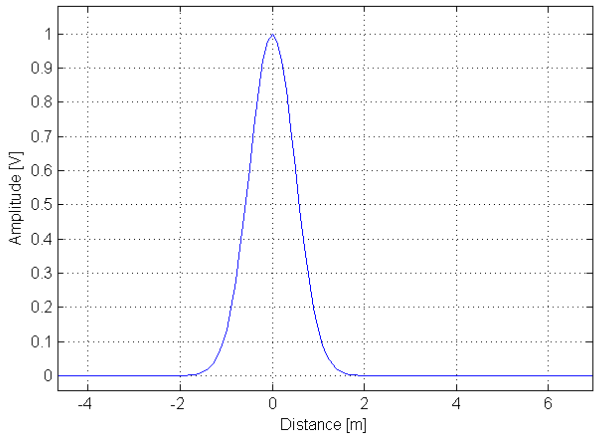


Figure III.26 – Signal initial (gaussien) injecté dans le câble neuf à l'étape 1.

Après l'injection de ce signal dans le câble neuf, on recueille le signal renvoyé (voir figure III.27) par le câble, on le renormalise et on le retourne dans le temps pour le stocker et l'injecter

dans le câble vieilli (voir figure III.28).

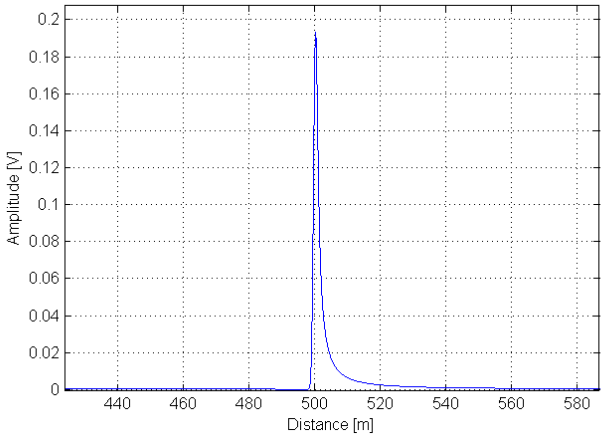


Figure III.27 – Signal renvoyé par le câble neuf (signal adapté).

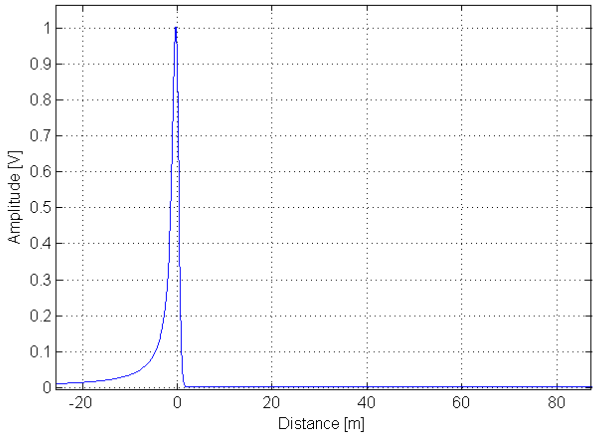


Figure III.28 – Signal adapté retourné dans le temps (étape 2) et injecté dans le câble vieilli (étape 3).

Le signal renvoyé par le câble vieilli est montré sur la figure (III.29). Il est clairement asymétrique.

En comparaison, la figure (III.30) montre le signal renvoyé par le câble neuf en réponse à la même excitation : ce signal est symétrique.

On choisit ensuite de faire n aller-retours dans le câble lors de l'étape 2 (acquisition du signal renvoyé par le câble), puis de refaire ces n aller-retours dans le câble vieilli, on peut amplifier le

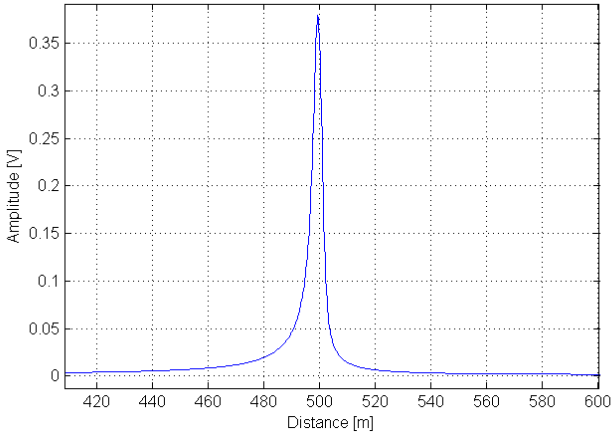


Figure III.29 – Signal renvoyé par le câble vieilli, après injection du signal adapté retourné.

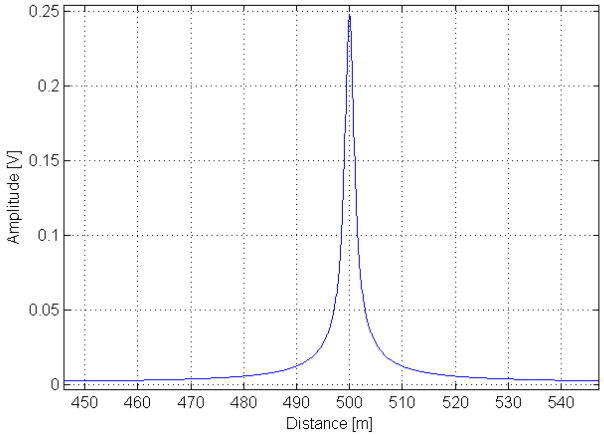


Figure III.30 – Signal renvoyé par le câble neuf après injection du signal adapté retourné.

phénomène observé, ce qui se traduit par une augmentation plus rapide du coefficient d'asymétrie. La figure (III.31) montre les résultats de la simulation à un même type de vieillissement (faible modification d'un des paramètres RLCG) mais pour 3 allers-retours.
On remarque que pour un aller-retour le coefficient d'asymétrie calculé par la méthode n°2 (calculer le rapport des largeurs à droite et à gauche du maximum à une hauteur donnée) est égal à $K_1 = 1.0909$, pour 2 allers retours $K_2 = 1.1296$ et pour 3 allers-retours $K_3 = 1.1443$.
De plus, un autre indice que le coefficient d'asymétrie peut nous montrer si le câble est vieilli ou non. Le principe du calcul de ce nouvel indice de vieillissement est d'appliquer le procédé du câble neuf, fournissant un signal symétrique de référence, à un câble vieilli ce qui fournira

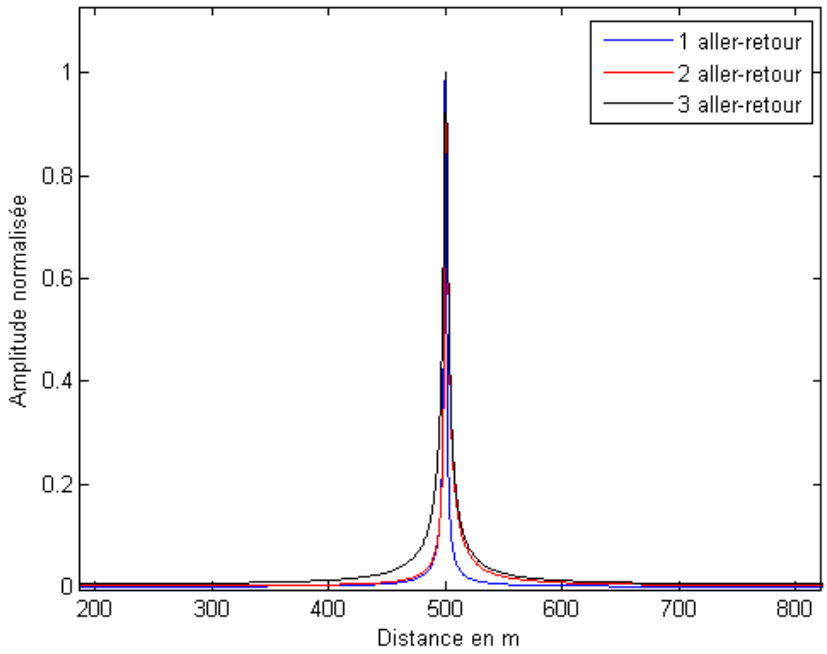


Figure III.31 – Evolution de l'asymétrie du signal pour plusieurs trajets aller/retour.

un deuxième signal symétrique.
Ensuite une simple comparaison entre l'allure des deux signaux obtenus (voir figure (III.32)) peut nous donner un nouvel indice de vieillissement qui est la différence portant surtout sur l'écartement des branches du signal par rapport à l'axe de symétrie. Si on normalise les deux signaux pour que le maximum soit à une valeur arbitraire de 1, c'est la différence de largeur qui est le critère de vieillissement.
Différentes valeurs de vieillissement ont été simulées aussi pour voir l'effet sur le résultat à la dernière étape. On a choisi de modifier la valeur de la capacité linéique C_0 entre 0.2 et 1.2 fois sa valeur initiale. Le tableau (III.6) montre le résultat du coefficient d'asymétrie. On a superposé tous les signaux obtenus (voir figure III.33) avec ces valeurs pour voir la différence de l'allure de ces différents signaux. Finalement, pour généraliser la méthode nous avons simulé un câble

Tableau III.6 – Valeurs du coefficient d'asymétrie du câble vieilli.

Simulations	$1.2 * C_0$	C_0	$0.8 * C_0$	$0.6 * C_0$	$0.4 * C_0$	$0.2 * C_0$
Coefficient d'asymétrie	1.09	1	0.9045	0.7943	0.6683	0.5127

dans deux configurations différentes.
Dans la première configuration, le câble a subi une modification de sa capacité linéique juste

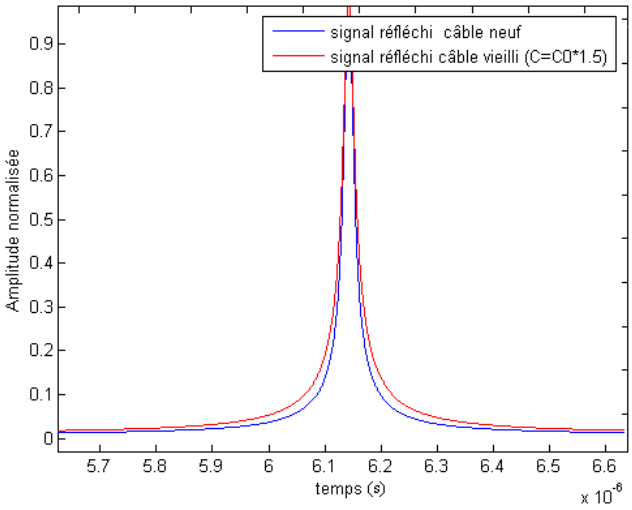


Figure III.32 – Comparaison entre le signal réfléchi d'un câble neuf en injectant sa référence et le signal réfléchi d'un câble vieilli en injectant sa référence.

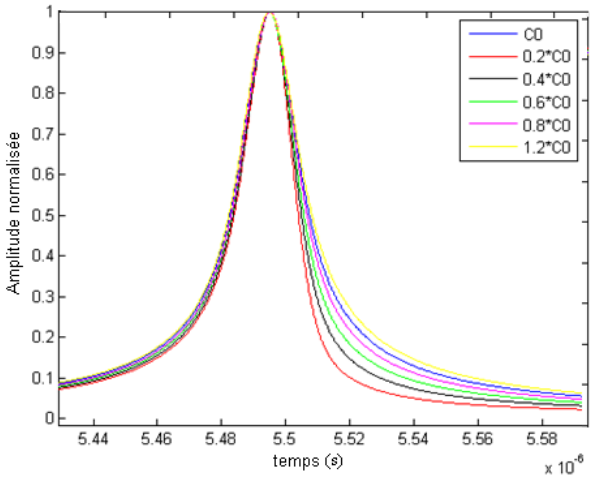


Figure III.33 – Résultat des simulations du signal mesuré pour différents valeurs de la capacité linéiques.

dans sa deuxième moitié (donc 50% de la longueur a été vieilli).

La figure (III.34), nous montre le résultat de la simulation obtenue. Nous remarquons l'apparition d'un pic de désadaptation à 250 m dû au changement d'impédance de la moitié du câble introduit par la modification de la capacité.

Dans la deuxième configuration, le câble a subi la même modification de sa capacité linéique sur 75% de sa longueur (voir figure III.35).

Le tableau (III.7) présente les valeurs du coefficient d'asymétrie des deux cas de câble précé-

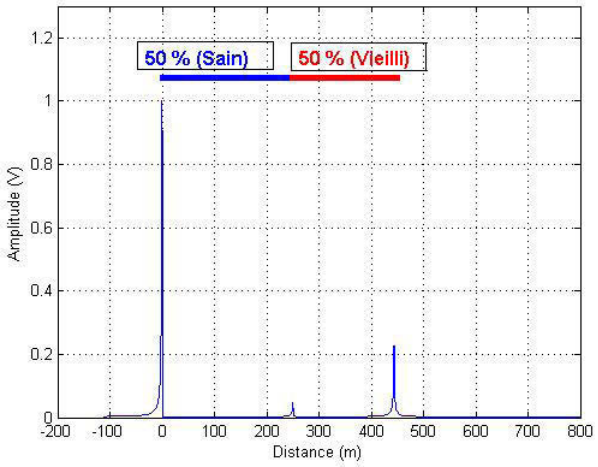


Figure III.34 – Résultat de la simulation du signal mesuré pour un câble dont 50% de la longueur a été vieilli en modifiant la valeur de la capacité linéique.

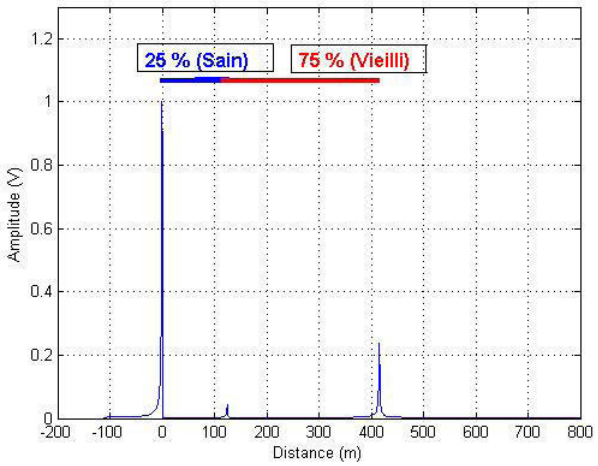


Figure III.35 – Résultat de la simulation du signal mesuré pour un câble dont 75% de la longueur a été vieilli en modifiant la valeur de la capacité linéique.

dents. Nous remarquons que suivant le pourcentage du vieillissement dans le câble la valeur du coefficient d'asymétrie change.

Tableau III.7 – Valeurs du coefficient d'asymétrie en fonction du pourcentage du vieillissement.

Câble	100% sain	50% sain et 50% vieilli	25% sain et 75% vieilli
Coefficient d'asymétrie	1	0.9	0.84

3.4.3.2 Essais de vieillissement thermique en laboratoire pour un câble coaxial RG58

Le mode de vieillissement thermique appliqué aux câbles en service constitue en général un facteur de première importance dans la connaissance du comportement diélectrique et de la fiabilité des matériaux diélectriques. Cependant une élévation de température contribue à diminuer la durée de vie d'un isolant [6] :
- Diminution de sa résistance d'isolement.
- Diminution de la rigidité diélectrique.
- Oxydation.
- Ramollissement pouvant atteindre la fusion.

Des essais accélérés de vieillissement thermique cyclique [7] dans une étuve (voir figure III.36) ont été effectués sur un câble coaxial RG58-C (voir annexe (5.2)) à une température de 105°C, durant 2 mois et demi, avec des cycles chauffage et de refroidissement chaque 5 jours.
Cette augmentation de température par rapport à sa température maximale 85°C (voir figure



Figure III.36 – Photo de l'expérience avec tous les appareils utilisés.

(A.3 dans l'annexe 5.2) de fonctionnement conduit à accélérer sa vitesse de vieillissement. Les mesures effectuées sur le câble ont été faites en temporel et quantifiées par l'asymétrie du signal renvoyé par le câble vieilli. On calcule au fur et à mesure le coefficient d'asymétrie.
Les valeurs de coefficient d'asymétrie (voir le tableau III.8) variaient de 1 (câble neuf) à 1.4 (puis le câble s'est cassé car on a augmenté de 10°C la température de vieillissement du départ).
Ces variations sont faibles mais montrent bien une évolution des paramètres du câble.
La figure (III.37) montre les résultats de mesure des signaux à diverses valeurs de vieillissement d'un même câble.

Tableau III.8 – Valeurs du coefficient d'asymétrie durant le vieillissement.

Mesure	1	2	3	4
Coefficient d'asymétrie	1	1.2809	1.2966	1.3154

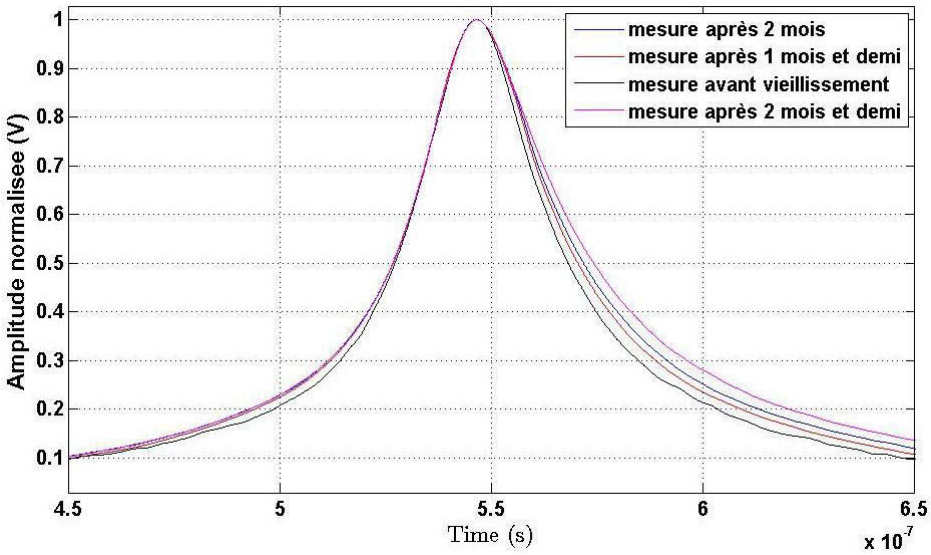


Figure III.37 – Résultats des signaux mesurés du câble vieilli.

Si dans le processus présenté au début, on choisit de faire n aller-retours dans le câble lors de l'étape 2, puis de refaire ces n aller-retours [3] dans le câble vieilli, on peut amplifier le phénomène observé, ce qui se traduit par une augmentation plus rapide du coefficient d'asymétrie.

3.4.3.3 Mesure de vieillissement d'un câble de signalisation ferroviaire SNCF

Dans le domaine ferroviaire, des câbles (torsadés) courent le long des voies ferrées (voir figure III.12). Ce câble véhicule des signaux de commandes pour les signalisations destinées au trafic ferroviaire, et leur importance est critique pour le bon fonctionnement du réseau ferré. Une panne en un endroit peut avoir des répercutions sur une bonne partie du réseau, par des arrêts ou retards qui s'accumulent et en entrainent d'autres plus loin.
Dans le laboratoire, nous disposons de deux torons de câbles SNCF, un neuf composé de 14 paires de $500m$ de longueur et un vieilli composé de 24 paires de longueur $300m$. Pour chaque

3. Rq. : On ne peut pas prendre n très grand, car le signal se disperse lors de ces allers-retours multiples et on risque d'avoir un signal renvoyé par le câble qui se mélange avec le signal injecté. En pratique, on se limite à n de l'ordre de 3 a 4.

toron (neuf et vieilli) nous avons raccordé des paires entre elles pour obtenir la longueur désirée afin de pouvoir faire une comparaison entre les deux (voir figure III.38).

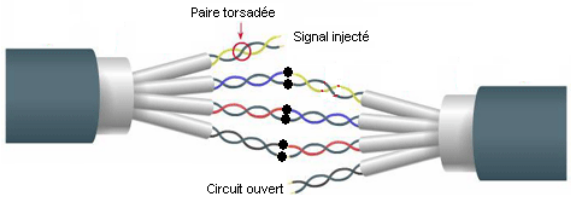


Figure III.38 – Exemple de technique pour connecter les paires d'un toron pour obtenir la longueur désirée.

Pour le câble neuf il a donc fallu relier 3 paires ($3 \times 500m$) et 5 paires ($5 \times 300m$) pour le câble vieilli pour faire $1500m$.
On a appliqué la méthode de détection de vieillissement sur le câble vieilli. Tout d'abord on a fait une première mesure sur le câble neuf en injectant un signal gaussien. Le signal réfléchi est ensuite tronqué, retourné et enregistré et il va être une référence pour ce type de câble pour détecter un futur vieillissement. Ce signal adapté au câble est injecté premièrement dans les paires du câble neuf de longueur $1500m$ voir figure (III.39).

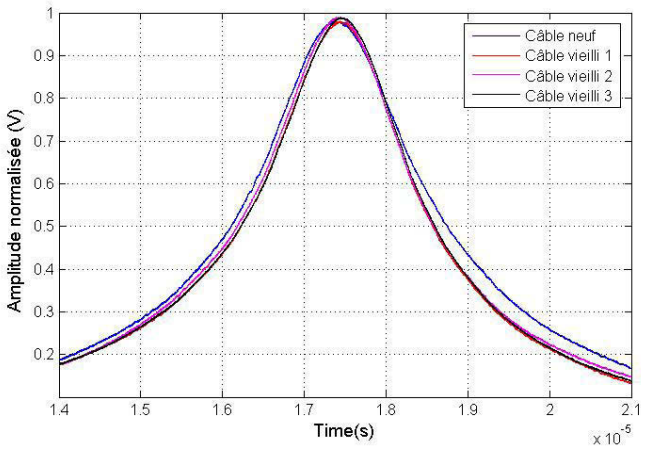


Figure III.39 – Comparaison des signaux mesurés sur différentes paires d'un câble SNCF neuf et vieilli.

Ensuite, le calcul du coefficient d'asymétrie est fait sur le signal de retour. Le signal adapté est aussi injecté dans des autres paires du câble SNCF vieilli de longueur $1500m$ et les résultats

Tableau III.9 – Valeurs du coefficient d'asymétrie du câble SNCF neuf et vieilli.

Mesure	Neuf	Vieilli n°1	Vieilli n°2	Vieilli n°3
Coefficient d'asymétrie	0.995	0.870	0.920	0.870

de coefficient d'asymétrie nous montrent un indice de vieillissement de ces paires par rapport à la valeur des paires du câble neuf. Le résultat est présenté dans le tableau (III.9).

3.4.4 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les différentes améliorations apportées à la méthode de réflectométrie en termes de mesure et traitement pour s'affranchir de ses limitations et rend l'exploitation du signal de retour plus facile.
Avec la méthode de la corrélation adaptative, nous avons pu compenser la dispersion du signal lors de sa propagation pour avoir une localisation d'un défaut ou d'une singularité avec une meilleure précision surtout pour des câbles de grande longueur.
Finalement, la deuxième méthode, nous a permis aussi de détecter le vieillissement dans le câble en se basant sur le valeur du coefficient d'asymétrie et non sur le calcul du changement de la vitesse de propagation qui est trop imprécis.

Références bibliographiques

[1] Joseph Zachary Zugelter. *Time Domain Transmission Line Measurements with the Speedy Delivery Pulse.* Thèse de Doctorat, University of Texas (2010). 74

[2] Robert Flake, Isidro Lopez Jr., and Shi jing Wang. A new type of test signal for improved tdr resolution. In *TDR 2006.* 74

[3] Sommervogel L., EL SAHMARANY L., and Incarbone L. *A method to compensate dispersion effect applied to time domain reflectometry.* Electronics Letters (2013). 77

[4] EL SAHMARANY L., Auzanneau F., and Bonnet P. *A new method for detection and characterization of electrical cable aging.* 31st Progress in Electromagnetics Research Symposium (2012). 77

[5] EL SAHMARANY L., Auzanneau F., and Bonnet P. *Novel reflectometry method based on time reversal for cable aging characterization.* 58th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts (2012). 77

[6] Amar TILMATINE. *MATERIAUX DIELECTRIQUES.* Thèse de Doctorat, UniversitÃ© de Toulouse (25 mars 2009). 105

[7] S.B. Dalal and R.S. Gorur. *Aging of distribution cables in service and its simulation in the laboratory.* IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insulation **12**(1) (2005). 105

Chapitre IV

Détection des défauts non-francs

4.1 Introduction

Nous avons vu dans le Chapitre I que la prise en compte des réseaux filaires dans les systèmes électriques et en particulier la détection de leurs défauts est très importante. Ce constat nécessite donc de mettre au point des systèmes de diagnostic filaire. Nous avons vu aussi que les méthodes par réflectométrie sont très bien adaptées pour détecter et localiser les défauts francs (circuit ouvert, court-circuit). En revanche, les défauts non-francs (isolement, résistif, etc.) sont quasi-transparents vis-à-vis des méthodes de la réflectométrie classique.
La figure (IV.1) illustre la difficulté de la détection d'un défaut non-franc à partir d'une mesure réalisée sur une ligne coaxiale (de longueur $3.16m$).

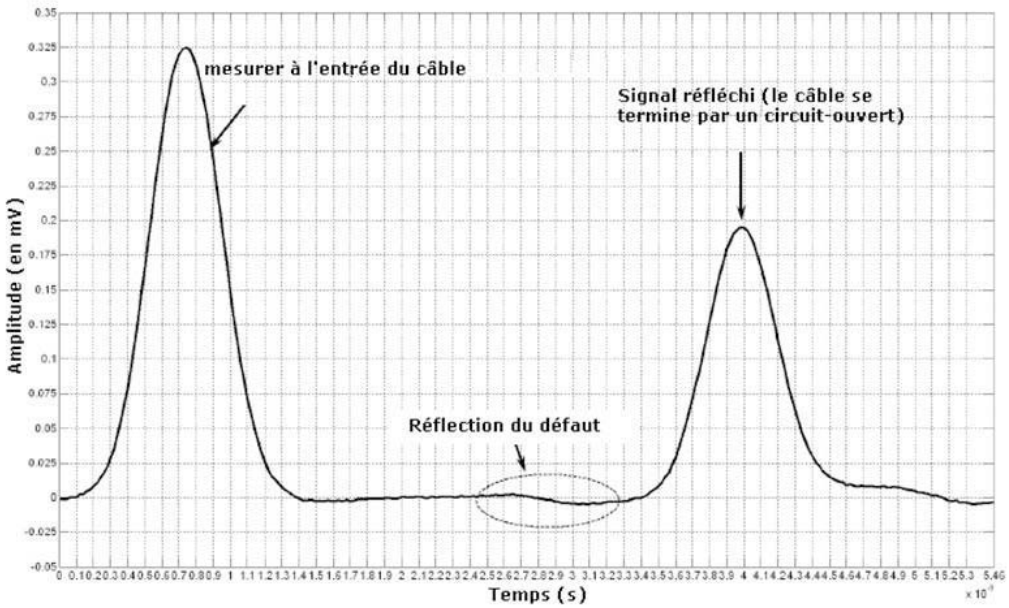


Figure IV.1 – Résultat expérimental de la méthode de la réflectométrie dans le domaine temporel [1].

La mesure est faite avec un générateur de signaux arbitraires (pour générer le signal d'injection, ici un pulse gaussien) et un oscilloscope (pour mesurer la réponse de la ligne).
Dans cet exemple, la réflexion à la fin de la ligne est facilement identifiée. En revanche, l'amplitude des réflexions sur le défaut est très faible : lorsque cette amplitude est noyée dans le bruit, elle peut être considérée comme invisible, rendant très difficile la détection de ces défauts non-francs. On voit donc l'importance et l'utilité d'étudier une nouvelle méthode basée sur le retournement temporel qui permettra d'améliorer la signature du défaut pour le détecter et le localiser plus efficacement et qui sera développée dans ce chapitre. En se basant sur les résul-

tats des simulations numériques et des résultats expérimentaux, nous allons montrer que cette nouvelle approche est bénéfique comparée à la réflectométrie standard, et spécialement dans le cas de défauts non-francs.

4.2 Processus de retournement temporel pour la détection et la localisation

4.2.1 Détection des défauts en 3D

4.2.1.1 Principe

Dans [4–6], il est montré que la simulation du retournement temporel par la méthode FDTD permet, en enregistrant le signal propagé dans un milieu, de remonter à la source et ainsi de localiser les défauts (ou des objets) avec une meilleure précision que des approches de détection plus classiques. La figure (IV.2) présente un exemple d'une onde (en bleu) émise par un radar qui se propage dans un milieu ne comportant pas d'objets diffractants et une onde (en rouge) enregistrée par les récepteurs du radar qui se propage par retournement temporel.

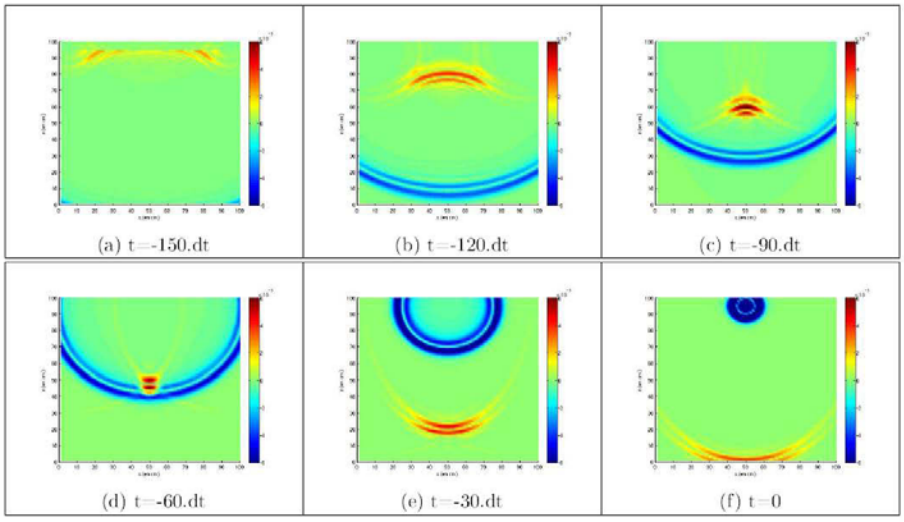


Figure IV.2 – Le signal en bleu est le signal qui se propage dans le milieu sans object diffractant et le signal en rouge représente le signal enregistré et retourné [6].

Le produit de convolution entre ces deux ondes sera non nul seulement à l'instant où ces deux ondes se croisent (voir figure (IV.2.d)). Cet instant correspond au moment où le signal incident est réfléchi par l'objet, et où le signal retourné temporellement est revenu exactement

à sa source. Ces deux ondes se croisent donc à l'endroit de la position de l'objet diffractant.

4.2.1.2 Le produit de convolution

D'une manière générale, le produit de convolution est considéré comme la base de l'opération de filtrage, et correspond à l'une des opérations les plus fondamentales en traitement de signal. Le produit de convolution entre deux fonctions $x(t)$ et $g(t)$, noté par le symbole $*$, est défini par l'intégrale suivante :

$$x(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)g(t-\tau)d\tau \tag{IV.1}$$

L'intégrale de convolution comporte un paramètre t et une variable d'intégration τ. En effet pour chaque valeur de t, le produit de convolution est égal à l'aire représentée par l'intersection des deux fonctions $x(\tau)$ et $g(t-\tau)$, donc à l'intégrale recalculée pour la nouvelle valeur du paramètre t. Le signal $g(t-\tau)$ est simplement le signal initial $g(\tau)$, retourné dans le temps pour donner $g(-\tau)$, puis translaté de t (voir figure IV.3).

Dans ce chapitre, nous utilisons le produit de convolution discret entre 2 vecteurs (le signal

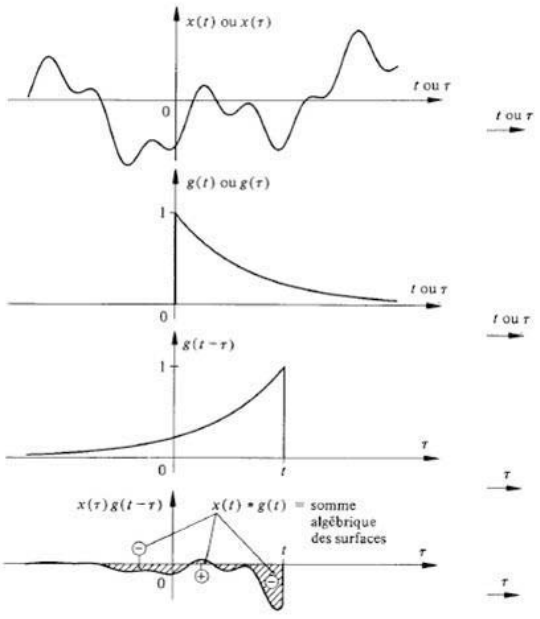


Figure IV.3 – Principe du produit de convolution [3].

incident et le signal retourné). Tout comme les systèmes de convolution continus associés au filtrage analogique, la mise au point de systèmes de filtrage numérique entraîne celle de systèmes

de convolution discrets définis par :

$$(x * g)_n = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x_i g_{n-i} \tag{IV.2}$$

Le produit de convolution dans ce chapitre joue un rôle important pour faciliter la détection des défauts.

4.2.2 Réflectométrie associée à un processus de retournement temporel "RART"

4.2.2.1 Algorithme du retournement temporel dans le code FDTD pour les lignes de transmission

Nous avons vu dans le Chapitre II que le principe du retournement temporel des ondes repose sur la réversibilité de l'équation des ondes en milieu non dissipatif pour rétro-propager un signal dans ce milieu, en vue d'obtenir des informations sur le milieu de propagation (voir figure (II.21) page 66). L'une des applications de la méthode du retournement temporel peut être de localiser des défauts ou des cibles enfouies sans faire une caractérisation complète du milieu à diagnostiquer.
Nous avons transposé le principe du retournement temporel à la propagation des tensions et courants (équations II.7 et II.8 page 39) pour détecter et localiser précisément des défauts dans un réseau plus ou moins complexe de lignes de transmission sans perte.
Après renversement du temps (passage de la variable t en $-t$), les équations des télégraphistes deviennent :

$$\frac{\partial^2 v(x,-t)}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 v(x,-t)}{\partial t^2} \tag{IV.3}$$

$$\frac{\partial^2 i(x,-t)}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 i(x,-t)}{\partial t^2} \tag{IV.4}$$

On observe que, si $v(x,t)$ est solution de l'équation II.7 (page 39), alors $v(x,-t)$ est également solution de l'équation de télégraphiste en tension : on dit que cette équation est invariante par renversement du temps puisque elle ne fait intervenir qu'une dérivée temporelle d'ordre 2. Le même raisonnement est applicable pour le courant $i(x,t)$.
Pour implémenter le principe du retournement temporel dans le code FDTD, une adaptation de l'algorithme de Yee (voir figure (II.14) page 57) permet d'inverser le sens du temps dans la simulation FDTD. Pour cela on a besoin d'inverser l'ordre des calculs dans les deux équations II.63 et II.64 (page 56), c'est-à-dire calculer $V(n)$ et $I(n+1/2)$ à partir de $V(n+1)$ et $I(n+3/2)$.
Dans le Chapitre II, nous avons présenté un exemple de simulation de l'algorithme de retour-

nement temporel en 3D dans le domaine de l'électromagnétisme dans un milieu homogène et en utilisant une surface de Huygens fermée afin d'avoir le maximum d' information pour bien se focaliser au point source.
Dans ce chapitre, nous allons appliquer la méthode de retournement temporel aux lignes de transmission afin de démontrer l'efficacité de cette méthode dans un nouveau domaine qui est le domaine du diagnostic filaire.
Nous considérons l'exemple d'un réseau ramifié composé de 5 branches de longueurs et d'impédances différentes (voir figure IV.4) pour illustrer la méthode du retournement temporel.
Les extrémités de ces branches sont adaptées.

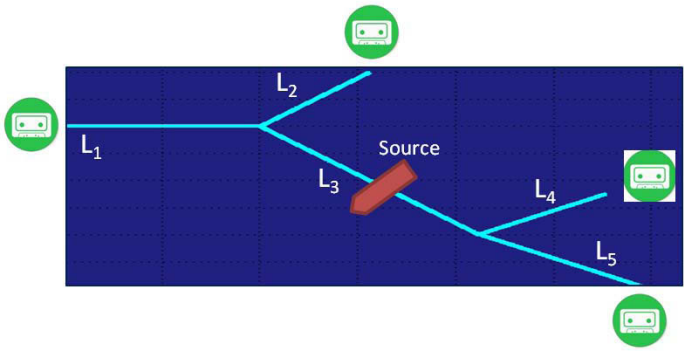


Figure IV.4 – Réseau ramifié avec la source positionnée sur la branche L_3 et des enregistreurs à chaque extrémité.

La méthode FDTD a été utilisée pour simuler la propagation d'un signal sous la forme d'une impulsion gaussienne dans ce réseau. La source est positionnée au milieu de branche L_3 du réseau. La largeur à mi-hauteur du signal injecté est égale à $0.09ns$ Afin d'avoir le maximum d'information concernant le signal provenant du point source, nous évaluons la méthode du retournement temporel dans le cas le plus favorable dans le domaine du diagnostic filaire (c'est-à-dire dans le cas d'un réseau filaire composé des ligne sans pertes).
Durant la phase de propagation, les signaux sont stockés dans le temps aux extrémités des branches L_1, L_2, L_4 et L_5 (voir figure (IV.5)). Quand tous les signaux sont retournés temporellement et réémis par les quatre Miroirs à Retournement Temporel (MRT) durant la phase du retournement temporel, les signaux se propagent dans le sens inverse et se focalisent au point source qui avait donné naissance au signal. Le signal est revenu à son point d'origine au milieu de la branche L_3 (voir figure IV.6). La figure (IV.7) présente la focalisation temporelle au point source grâce à la méthode du retournement temporel. Une comparaison entre trois cas critiques de cette dernière méthode est aussi présentée dans cette figure. Dans le cas où certains MRT

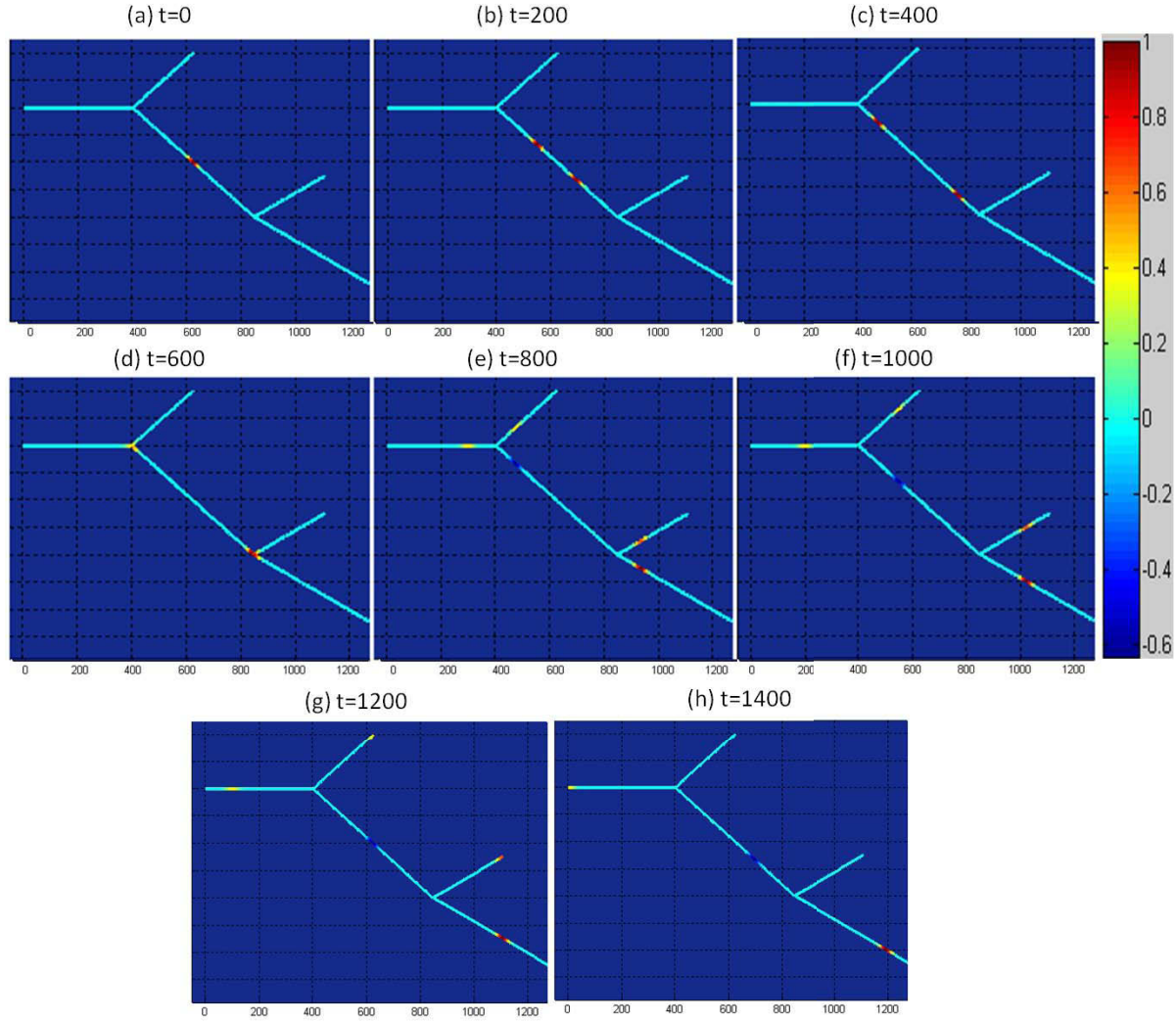


Figure IV.5 – Propagation d'un signal dans un réseau ramifié

sont absents (signal en rouge et en noir), le résultat obtenu présente une bonne focalisation temporelle au point source mais avec une amplitude moins importante par rapport au cas idéal (signal en bleu). En revanche, si un des quatre MRT est désynchronisé par rapport aux autres MRT, c'est à dire on réémet avec un retard temporel égale à $05ns$ un des signaux enregistrés et retournés à l'une des extrémités du réseau (l'extrémité de la branche L_5). La focalisation temporelle dans ce cas présente une amplitude plus faible (signal en vert). On note également la présence de pics supplémentaires. Cela montre donc l'importance d'avoir la totalité des MRT et surtout que chaque MRT émette le signal correspondant en synchronie avec les autres MRT afin de bien focaliser avec une plus grande quantité d'énergie sur la position de la source initiale.

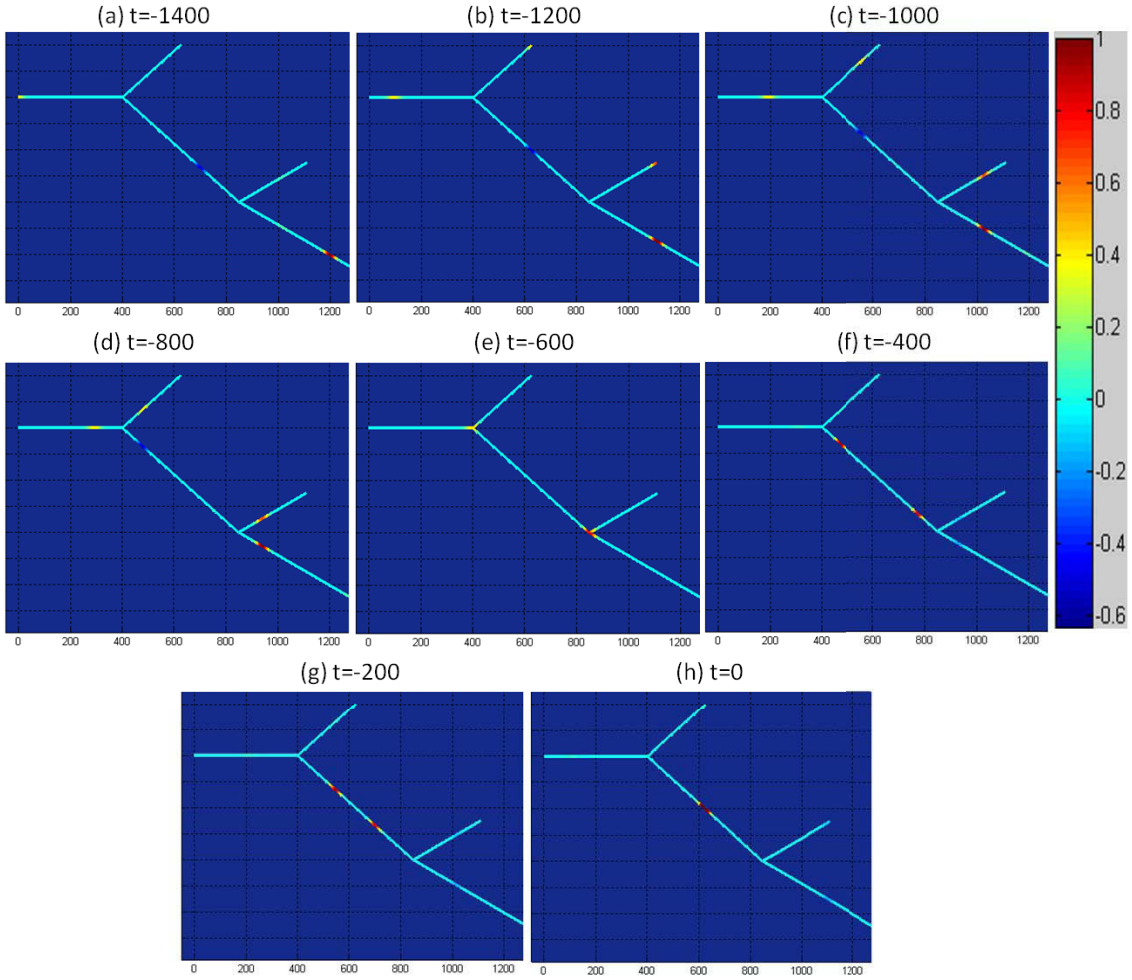


Figure IV.6 – Propagation d'un signal à l'aide de l'algorithme de retournement temporel dans un réseau ramifié

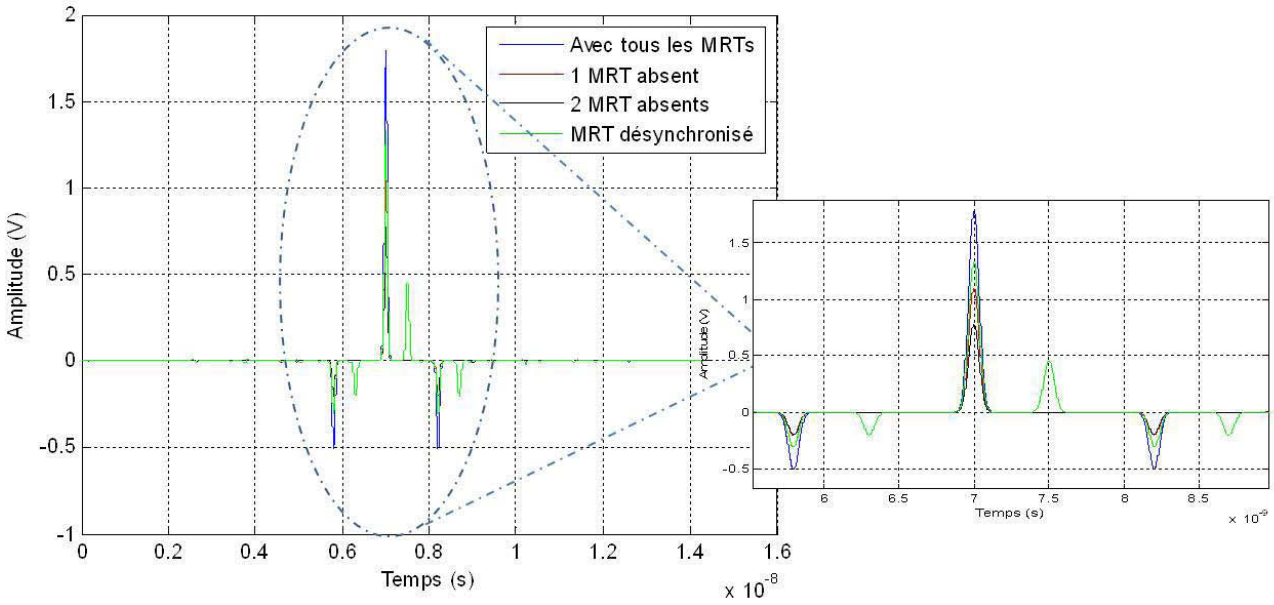


Figure IV.7 – Focalisation temporelle par la méthode du retournement temporel au point source initial située sur la branche L_3. Le signal en bleu représente les résultats obtenus avec la présence de tous les MRT. Le signal en rouge représente les résultats obtenus avec l'absence d'un MRT. Le signal en noir représente les résultats obtenus avec l'absence de deux MRT. Le signal en vert représente les résultats obtenus avec une désynchronisation d'un MRT par rapport aux trois autres MRT.

Rq : Pour toutes les simulations réalisées dans ce chapitre, la condition de stabilité CFL (Courant-Friedrichs-Lewy) est respectée. Il faut noter aussi que la précision de la solution obtenue par les techniques FDTD dépend de la valeur des pas de discrétisation temporel Δt et spatial Δz.

4.2.2.2 Processus de la méthode RART

L'idée ici est qu'au lieu d'utiliser un signal prédéfini, comme pour les méthodes de réflectométrie classiques pour analyser l'état d'un câble, on utilise un signal qui va permettre de détecter et localiser mieux les défauts dans un réseau filaire plus ou moins complexe [2]. Le principe de la méthode *RART* est basé sur le processus de la méthode vue dans [6] pour localiser avec précision les différents objets dans le sol.
Le processus de la méthode *RART* (voir figure IV.8) utilisé est le suivant :

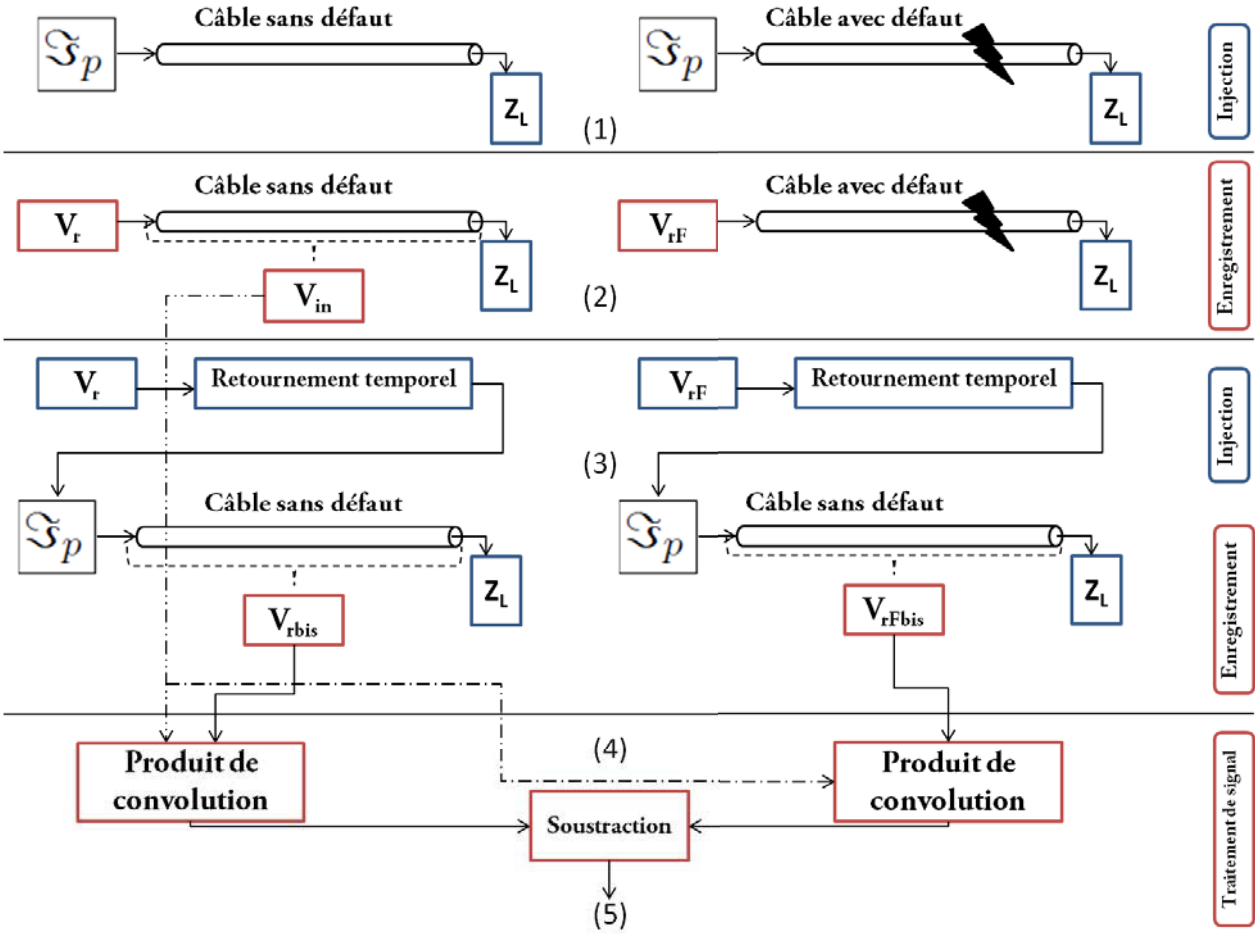


Figure IV.8 – Schéma présentant le processus de la méthode.

1. Injecter un même signal de sonde à travers le port $\Im_p$ dans le câble avec et sans défaut respectivement.

2. Enregistrer à chaque instant les tensions tout au long du câble générées par la propagation du signal incident $V_{in}(z,t)$ dans le câble sain. Ce signal peut être obtenu numériquement. Enregistrer de même la réponse du câble avec défaut $V_{rF}(\Im_p,t)$ et sans défaut $V_r(\Im_p,t)$ respectivement au point d'injection $\Im_p$.

3. Appliquer le retournement temporel sur le signal $V_{rF}(\Im_p,-t)$ et $V_r(\Im_p,-t)$. Ces deux signaux sont renvoyés dans l'ordre inverse dans le câble sain de référence c'est-à-dire en commençant par la fin pour obtenir les signaux V_{rFbis} (pour le câble avec défaut) et V_{rbis}(pour le câble sain) respectivement. V_{rFbis} et V_{rbis} sont enregistrés en tout point du câble sain et à tout instant.

4. Effectuer deux produits de convolution (à chaque instant dt) entre V_{rFbis} et V_{in} pour le câble avec défaut et entre V_{rbis} et V_{in} pour le câble sans défaut . C'est-à-dire que la première valeur stockée du signal incident est multipliée avec la dernière valeur du signal reçu retourné. On répète ce processus jusqu'à la dernière valeur enregistrée. Ensuite, on somme les résultats de la multiplication afin d'obtenir le produit de convolution.

$$v_{r_{bis}}(z,t) * v_{in}(z,t) = \sum_{n=0}^{K-1} v_{r_{bis}}(z)(n\Delta\tau).v_{in}(z)(t-n\Delta\tau)\Delta\tau \tag{IV.5}$$

$$v_{rF_{bis}}(z,t) * v_{in}(z,t) = \sum_{n=0}^{K-1} v_{rF_{bis}}(z)(n\Delta\tau).v_{in}(z)(t-n\Delta\tau)\Delta\tau \tag{IV.6}$$

   K, est le nombre d'acquisitions.
   Le produit de convolution permet de localiser le défaut, qui fait office de source secondaire, indépendamment du temps. Cette approche se généralise au cas de plusieurs défauts comme nous allons le voir à travers des illustrations numériques.

5. A la fin, la différence entre les résultat des produits de convolution de l'équation IV.5 et l'équation IV.6 est calculée.

6. Une dernière opération peut être ajoutée en option selon la qualité du réflectogramme obtenu à l'étape 5. Il s'agit d'une auto-convolution qui va permettre de filtrer les pics indésirables dans notre réflectogramme afin de ne garder que les pics des défauts.

4.3 Diagnostic des lignes simples et des réseaux en Y adaptés

En se basant sur les résultats des simulations numériques, on va montrer que cette nouvelle approche est bénéfique comparée à la réflectométrie standard, et spécialement dans le cas de défauts non-francs. La comparaison entre ces deux méthodes sera étudiée pour chaque cas de simulation. Pour comparer les deux méthodes sur des bases équivalentes, deux étapes seront ajoutées à la méthode de la réflectométrie standard (voir le schéma dans le figure (IV.9)) :

- Après avoir enregistré les deux réponses du câble sans défaut et avec défaut , deux produits de corrélation (voir équation III.4 page 79) sont calculés : le premier entre la réponse du câble sans défaut VR et le signal d'injection et le deuxième entre la réponse du câble avec défaut VRF et le signal d'injection.
- Ensuite, une opération de soustraction est calculée entre le résultat du produit de corrélation calculé pour le câble avec défaut et le câble sans défaut (comme le cas de la méthode $RART$).

Dans la suite, cette méthode basée sur le principe de la réflectométrie standard sera désignée par "méthode de corrélation soustractive (MCS)".

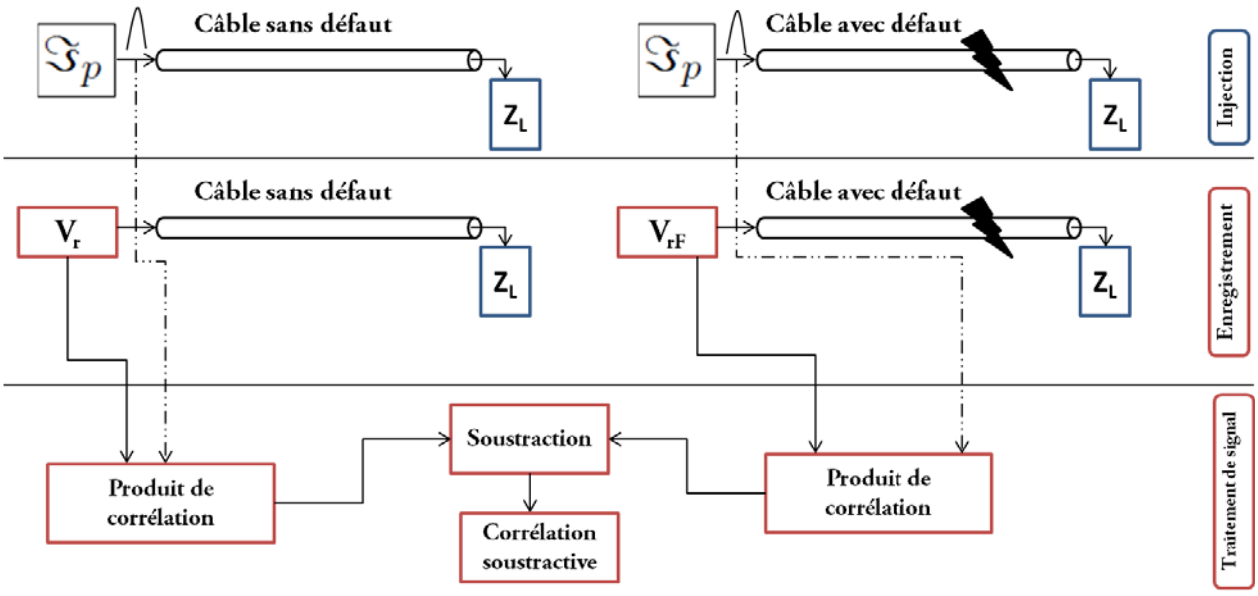


Figure IV.9 – Schéma présentant le processus de la méthode de corrélation soustractive (MCS).

Les simulations dans ce chapitre s'appuient sur la méthode FDTD de résolution des équations des télégraphistes, sur le processus de retournement temporel et un opérateur classique

de la théorie du signal. Elles sont faites sur un modèle du câble coaxial RG-58 (voir annexe 5.2) dans différentes configurations avec des défauts de type inductif ou capacitif de même longueur Δz.

4.3.1 Diagnostic des lignes simples adaptées

Nous présentons dans cette partie deux simulations numériques. Le premier exemple est appliqué à une ligne simple adaptée présentant deux défauts inductifs et un défaut capacitif. Le deuxième exemple est appliqué au même cas que la ligne précédente mais dans un milieu bruité.

4.3.1.1 Détection des défauts dans une ligne adaptée

Les premiers simulations ont été faites sur une ligne de transmission sans perte de longueur $4m$. Cette ligne est adaptée à ses extrémités. Cette adaptation permet de ne pas avoir de signaux réfléchis. Dans un premier temps, le but est d'évaluer la nouvelle méthode dans le cas le plus simple dans le domaine du diagnostic filaire. Tout d'abord un signal de source sous la forme d'une impulsion gaussienne est utilisé dans notre simulation. La fonction gaussienne est implémentée dans le code FDTD en utilisant l'équation II.55 (page 53). Pour tester la détectabilité des défauts selon leur nature et leur importance, deux défauts inductifs F_1 et F_2 et un défaut capacitif F_3 sont créés sur la même ligne de longueur $4m$: les défauts F_1 et F_2 sont dûs à une modification de 20% et 60% respectivement de la valeur d'inductance linéique du câble sain. Ces deux défauts F_1 et F_2 sont positionnés à $0.54m$ et $1.5m$ respectivement du point d'injection. Le défaut F_3 est dû à une modification de 30% de la valeur de la capacité linéique du câble sain. Il est positionné à $3m$ du point d'injection.

La figure (IV.10) présente les deux réflectogrammes standards de la ligne sans défaut VR et la ligne avec défaut VRF.

Nous appliquons ensuite les 5 étapes du processus pour détecter les défauts sur la ligne. La figure (IV.11) présente le résultat de la méthode RART. On remarque qu'à $0.56m$, à $1.52m$ et à $2.99m$, nous détectons les trois défauts F_1, F_2 et F_3 avec une meilleur visibilité comparé au réflectogramme VRF.

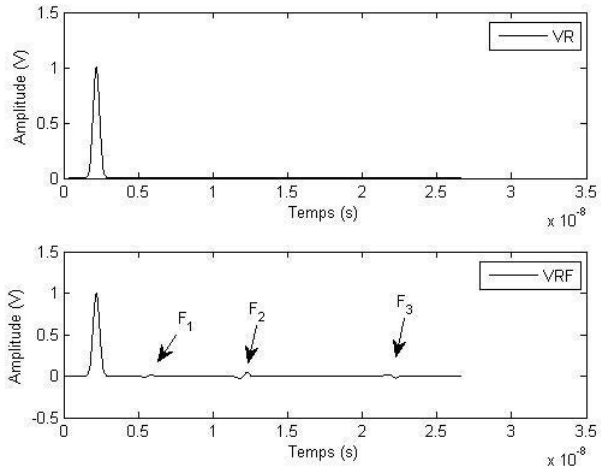


Figure IV.10 – Réflectogrammes des deux câbles coaxiaux de $4m$ adaptés. Le réflectogramme VR est pour le câble sans défaut et le réflectogramme VRF pour le câble avec deux défauts inductifs (F_1 et F_2) et un défaut capacitif (F_3). Ce dernier réflectogramme présente des niveaux de défauts faibles.

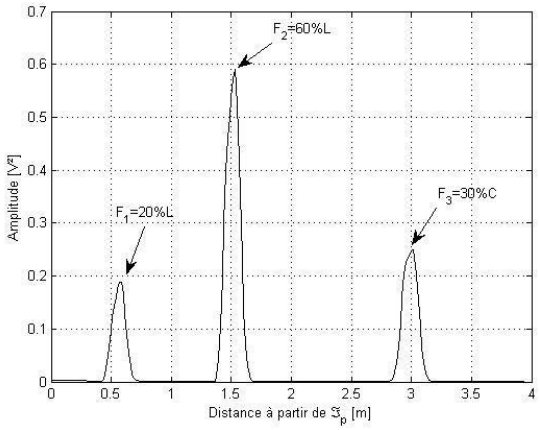


Figure IV.11 – Détection des défauts inductif et capacitif dans une ligne adaptée de longueur $4m$ avec la méthode RART.

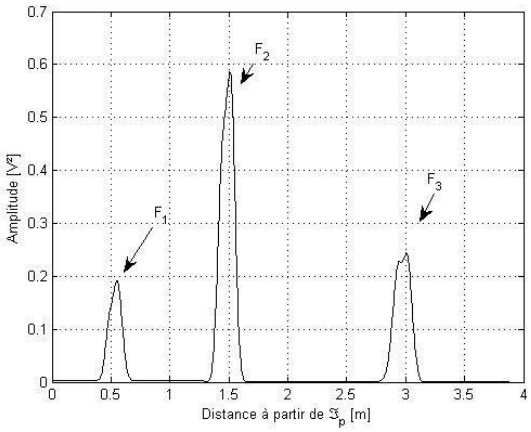


Figure IV.12 – Détection des défauts inductifs dans une ligne adaptée de longueur $4m$ en utilisant la méthode de la corrélation soustractive.

En revanche, on remarque d'après la figure (IV.12) que la méthode de la corrélation soustractive présente le même résultat que la méthode RART. Nous détectons à peu près avec la même précision et le même niveau d'amplitude les trois défauts comme le représente le tableau (IV.1) ci-dessous.

Tableau IV.1 – Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisationt pour les deux méthodes : la méthode RART et la méthode de la corrélation soustractive MCS.

	RART	MCS
Amplitude (V^2)	$F_1 = 0.18$, $F_2 = 0.59$, $F_3 = 0.24$	$F_1 = 0.19$, $F_2 = 0.57$, $F_3 = 0.23$
Localisation (m)	$L_{F_1} = 0.56$, $L_{F_2} = 1.52$, $L_{F_3} = 2.99$	$L_{F_1} = 0.55$, $L_{F_2} = 1.51$, $L_{F_3} = 2.99$

4.3.1.2 Détection des défauts dans une ligne adaptée bruitée

Pour tester les limites de ces méthodes, les signaux électriques se propagent dans la ligne dans un milieu bruité par un bruit blanc gaussien.
La figure (IV.13) présente les deux réflectogrammes de la ligne "bruitée" sans défaut VR et la ligne avec défaut VRF. Pour déterminer le rapport signal sur bruit, on utilise la relation suivante :

$$SNR_{dB} = 20log\frac{A_{VRF}}{A_{bruit}} \tag{IV.7}$$

avec $A_{VRF} = 1V$ et $A_{bruit} = 7.10e^{-3}V$, on obtient un rapport signal sur bruit de 43dB.

La figure (IV.14) et la figure (IV.15) montrent la robustesse de ces deux méthodes pour la détection de ces défauts non-francs dans un milieu bruité. On remarque qu'avec ces deux méthodes, on obtient un résultat équivalent bien que l'influence du bruit soit plus atténuée par la méthode RART. Toutefois, en termes de coût en temps de calcul, la méthode de corrélation soustractive est bien plus avantageuse dans cet exemple.
Par la suite, dans le cas de réseaux complexes, nous allons montrer que la méthode $RART$ se révèle bien plus efficace que la méthode de corrélation soustractive.

4.3.2 Diagnostic d'un réseau en Y adapté

Dans les environnements réels, nous rencontrons plus souvent des réseaux filaires que des lignes simples. Un réseau filaire est constitué d'un ensemble de câbles qui interconnectent plu-

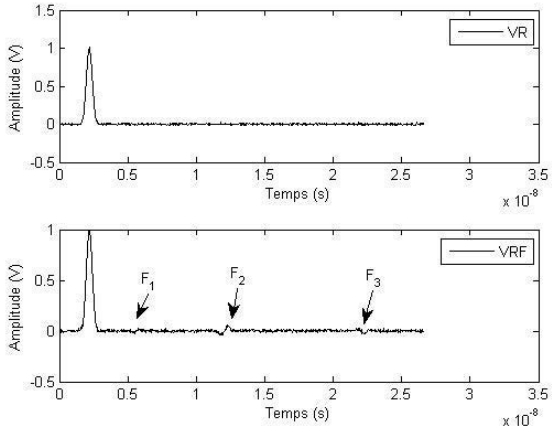


Figure IV.13 – Réflectogrammes "bruités" des deux câbles coaxiaux de $4m$ adaptés. Le réflectogramme VR est pour le câble sans défaut et le réflectogramme VRF est pour le câble avec des défauts inductif et capacitif. Ce dernier réflectogramme présente des défauts de faible amplitude et faiblement noyés dans le bruit

.

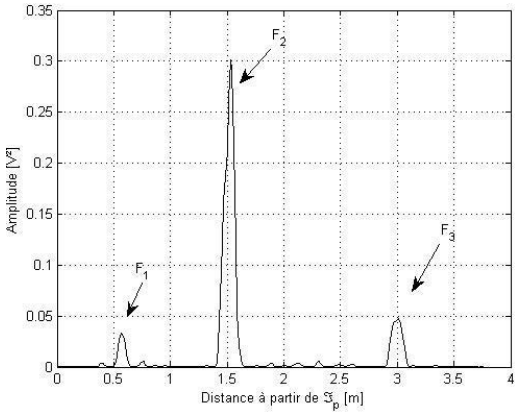


Figure IV.14 – Détection des défauts non-francs F_1, F_2 et F_3 dans une ligne adaptée de longueur $4m$ avec un bruit en utlisant la méthode $RART$.

sieurs systèmes entre eux.

Dans cette partie, nous étudierons la réflectométrie appliquée à un réseau filaire complexe et nous montrerons que l'analyse d'un tel réflectogramme est plus compliquée que celui d'un simple câble.

Le réflectogramme associé à un réseau en Y par exemple fait apparaître une multitude de pics atténués et retardés suivant le chemin parcouru (voir figure (IV.16)).

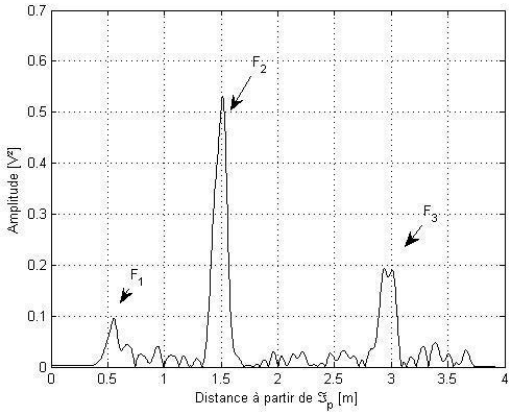


Figure IV.15 – Détection des défauts non-francs F_1, F_2 et F_3 dans une ligne adaptée de longueur $4m$ en utilisant la méthode de corrélation soustractive.

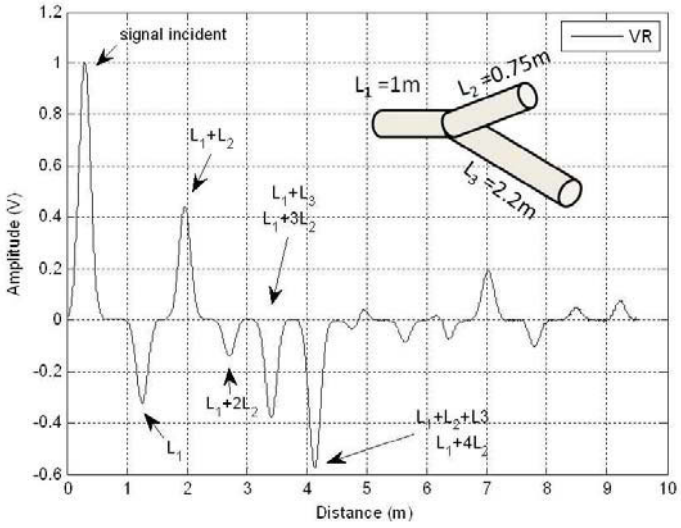


Figure IV.16 – Réflectogramme d'un réseau en Y

.

L'ordre d'apparition des différents pics dans un réseau sain (sans défaut) dépend des longueurs de chaque tronçon mais dans le cas général, le premier pic correspondra toujours à la longueur L_1 et le second pic correspondra toujours à la longueur $L_1 + L_2$ si L_2 est inférieur à L_3 (dans certains cas l'impulsion a le temps de faire plusieurs allers-retours dans le tronçon L_2 avant que l'impulsion n'ait fait au moins un seul aller-retour dans le tronçon L_3). Les pics qui suivent dépendent des longueurs L_2 et L_3.

4.3.2.1 Cas d'un réseau symétrique

Dans cette partie, nous considérons un réseaux filaire en Y symétrique de même impédance caractéristique (voir tableau IV.2) , c'est-à-dire que $L_1 = L_2 = L_3 = 2m$ (voir figure IV.17.a) et que les extrémités des tronçons L_2 et L_3 sont adaptées par une impédance (50Ω).

Tableau IV.2 – Les valeurs des impédances caractéristiques du réseau symétrique étudié.

Branche	L_1	L_2	L_3
Impédance caractéristique Z_c	50Ω	50Ω	50Ω

L'adaptation des tronçons secondaires a pour but de ne pas avoir de signaux réfléchis. Nous supposons que tous les tronçons sont parfaitement identiques du point de vue de leurs paramètres primaires.
On place un défaut F_1 sur le tronçon L_2 à une distance de $0.5m$ par rapport à la jonction. Ce défaut est égal à une modification de 30% de la valeur d'inductance linéique du câble sain. La figure (IV.17.b) représente des résultats de simulation par FDTD du réseau en Y. Le premier pic positif correspond à l'impulsion injectée (de largeur de bande B=1.8GHz) dans le tronçon L_1 du réseau. Le pic négatif qui suit correspond à la réflexion de l'impulsion sur la jonction J donnant ainsi la longueur du tronçcon L_1. Ensuite, nous observons un pic de faible amplitude correspondant à la signature du défaut présent sur le tronçon L_2.
La méthode RART et la méthode de corrélation soustractive sont appliquées à ce réseau.
Avant d'appliquer la troisième étape de la méthode RART dans le cas d'un réseau filaire, nous tronquons les signaux enregistrés VR et VRD avant de les retourner et de les injecter dans le réseau. La longueur du signal doit correspondre au temps nécessaire pour faire le trajet aller et retour dans chaque chemin du réseau. Dans ce cas, nous pouvons visualiser les résultats sur les différent chemins du réseau filaire. La figure (IV.18) présente le résultat de la méthode RART sur le chemin L_1L_2 du réseau. Le grand pic positif positionné à $2.51m$ donc après la jonction correspond au défaut F_1. En revanche, avec cette configuration du réseau tel que $L_1 = L_2 = L_3$, il est difficile de trouver sur quelle branche est situé le défaut F_1 (L_2 ou L_3).
La figure (IV.19) présente le résultat obtenu avec la méthode de corrélation soustractive. On remarque dans cette simulation la présence d'un pic "parasite" qui rend l'analyse du reflectogramme un peu difficile et crée aussi une ambiguïté sur la présence d'un autre défaut sur le réseau.

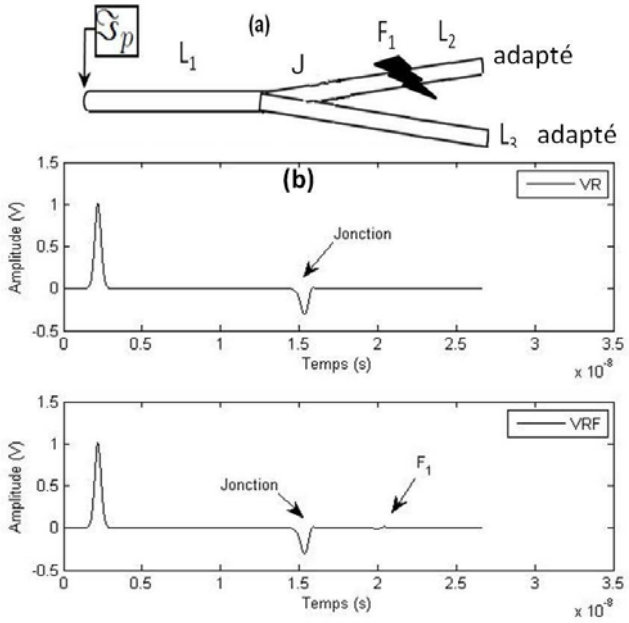


Figure IV.17 – (a)Réseau en Y. (b) Réflectogramme d'un réseau en Y tel que $L_1 = L_2 = L_3 = 2m$, avec un défaut inductif de faible amplitude sur la branche L_2

.

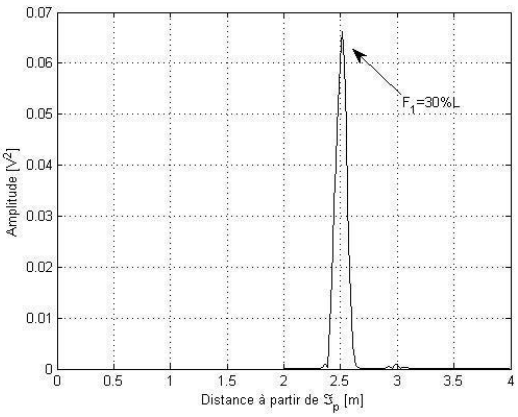


Figure IV.18 – Détection d'un défaut inductif localisé à $2.51m$ du point d'injection $\Im_p$ dans la branche L_2. Cette figure présente le résultat sur le chemin L_1L_2 obtenu avec la méthode $RART$.

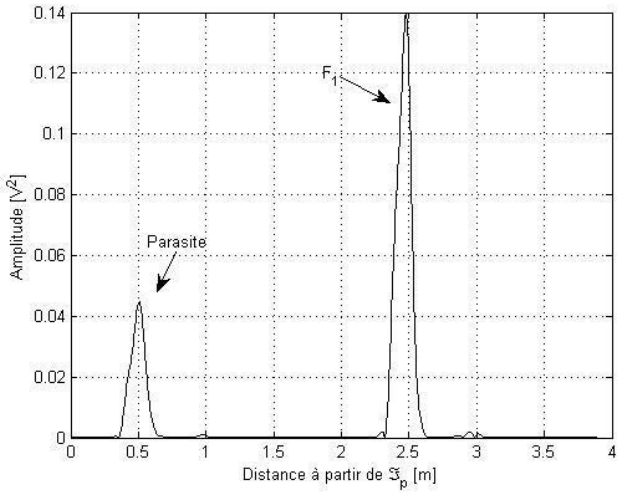


Figure IV.19 – Cette figure présente deux pics obtenu grâce à la méthode de corrélation soustractive. Le premier pic est un pic "parasite" et le deuxième pic est celui du défaut inductif F_1 localisé à $2.51m$ du point d'injection $\Im_p$ dans la branche L_2

4.3.2.2 Cas d'un réseau non-symétrique avec un défaut sur la branche L_3

Considérons un autre réseau filaire en Y de même impédance caractéristique, adapté mais dissymétrique tel que $L_3 > L_2$. La topologie de ce réseau non-symétrique est représentée dans la figure (IV.20) dont les dimensions sont les suivantes : $L_1 = 2m$, $L_2 = 4m$ et $L_3 = 6m$. Ce réseau

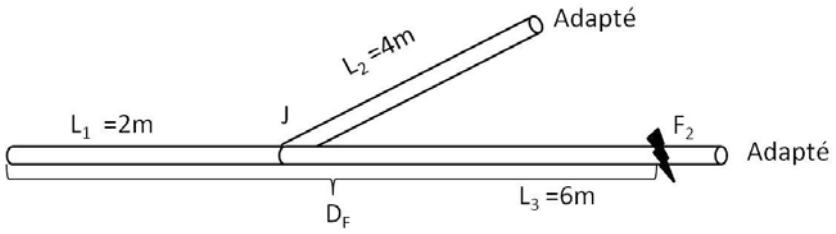


Figure IV.20 – Réseau dissymétrique ($L_3 > L_2$) en Y avec un défaut capacitif sur la branche L_3 tel que $D_F > D_{L_1L_2}$.

.

est représenté dans la figure (IV.20). Cet exemple montre l'efficacité de la méthode $RART$ par rapport à la méthode de corrélation soustractive car elle permet de désigner la branche sur laquelle se situe le défaut. Dans cet exemple, le défaut F_2 de type capacitif (tel que F_2 est égal à 45% de la valeur de la capacité dans un réseau sain) est situé sur la branche la plus longue L_3 à une distance de $6.5m$ du point d'injection. Dans ce cas, le défaut ne s'exprime que sur le chemin L_1L_3 comme le montre la figure (IV.21.a). Sur le chemin L_1L_2, aucun pic n'est détecté. Ce résultat est lié à la position du défaut dans L_3, plus loin que l'extrémité de la ligne L_2.

La figure (IV.22.a) dans cet exemple présente le résultat obtenu par la méthode de la corrélation soustractive. Elle montre la difficulté à détecter le défaut en raison des pics "parasites".

Pour tester la robustesse de ces deux méthodes, un bruit blanc dont le SNR est de $46dB$ est ajouté. En présence de ce bruit, la méthode RART se révèle plus efficace que la méthode de corrélation soustractive (voir figure (IV.21.b) et (IV.22.b).

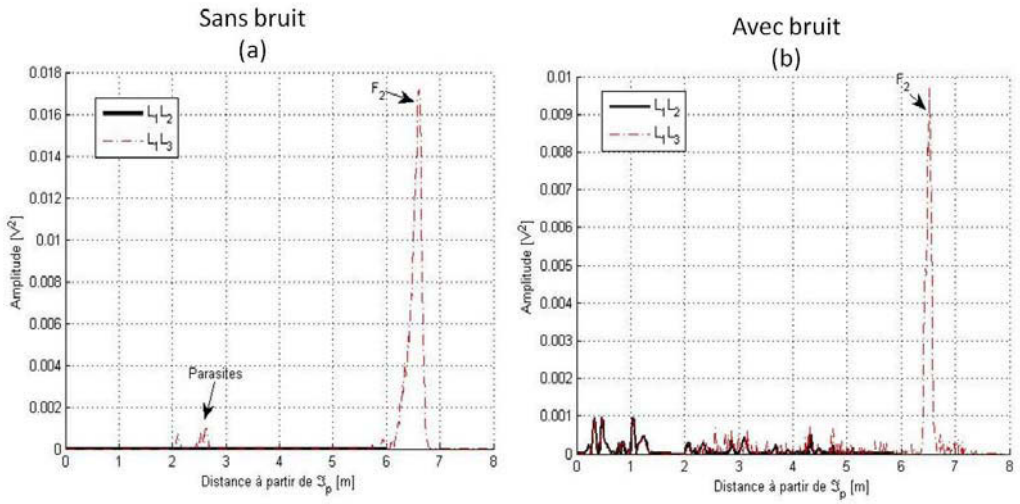


Figure IV.21 – Cette figure présente le chemin L_1L_2 (en noir) et le chemin L_1L_3 (en rouge pointillé) du réseau obtenus par la méthode $RART$. La détéction et la localisation d'un défaut capacitif sur la branche L_3 du réseau est bien identifié dans cet exemple. En (a) résultat sans bruit. En (b) résultat bruit.

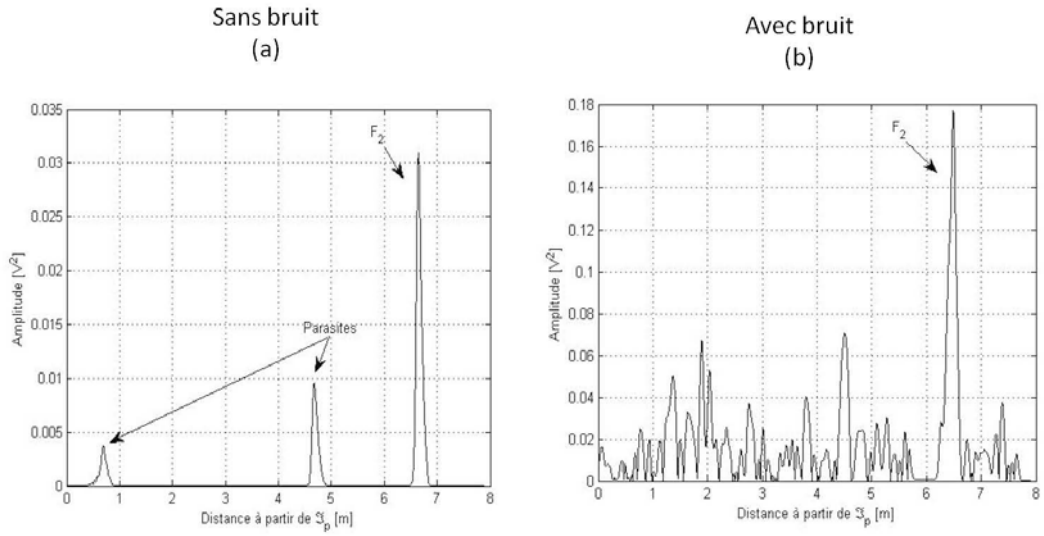


Figure IV.22 – Cette figure présente le résultat obtenu par la méthode de corrélation soustractive. En (a) résultat sans ajouter du bruit. En (b) résultat avec bruit.

A la vue des deux résultats précédents on peut remarquer que par rapport à la méthode de corrélation soustractive, la méthode $RART$ enlève de nombreux doutes sur la détection des défauts car elle permet d'atténuer de façon notable l'influence de pics parasites liés à la topologie du réseau.

4.3.2.3 Cas d'un réseau non-symétrique avec un défaut sur la branche L_2

Un dernier exemple montre les résultats de simulation concernant la détection d'un défaut dans un réseau adapté. La topologie de ce réseau est représentée dans la figure (IV.23) dont les dimensions sont les suivantes : $L_1 = 2m$, $L_2 = 4m$ et $L_3 = 6m$. Le défaut inductif simulé dans cet exemple est égal à 18% de la valeur de l'inductance linéique dans un réseau sain.
On applique maintenant la méthode *RART* dont les résultats sont présentés à la figure (IV.24).

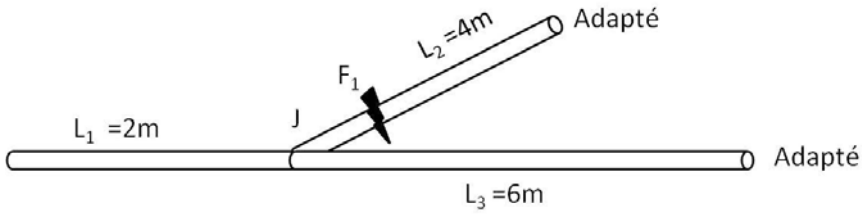


Figure IV.23 – Cette figure présente le réseau en Y à étudier tel que $L_1 = 2m$, $L_2 = 4m$ et $L_3 = 6m$.

Le chemin des tronçons L_1L_2 est représenté en noir et le chemin des tronçons L_1L_3 en rouge pointillé.
Le défaut à $3.05m$ sur le tronçon L_1L_2 est bien identifié avec la méthode *RART* (voir figure (IV.24). En revanche, on remarque la présence de deux pics parasites uniquement sur le chemin L_1L_3 ces parasites sont liés aux multiples réflexions qui se produisent aux discontinuités dans ce chemin.
Pour ce même réseau, la figure (IV.25) présente le résultat obtenu grâce à la méthode de corrélation soustractive. L'inefficacité de cette méthode pour atténuer l'influence des ces pics "parasites" produit un réflectogramme difficilement exploitable et rend la détection du défaut difficile.

Imaginons maintenant que le même défaut soit situé sur la branche L_3 (voir figure (IV.26)) tel que la distance du défaut D_F par rapport au point d'injection vérifie :

$$D_F < D_{L_1L_2}$$

Le but de cet exemple est de voir si les pics "parasites" détectés par la méthode RART peuvent être un indice sur la localisation du défaut c'est-à-dire savoir sur quel chemin ou quelle branche se situe le défaut, si on connait la topologie du réseau.
Le défaut dans cet exemple est bien détecté et localisé sur le deux chemins L_1L_2 et L_1L_3.

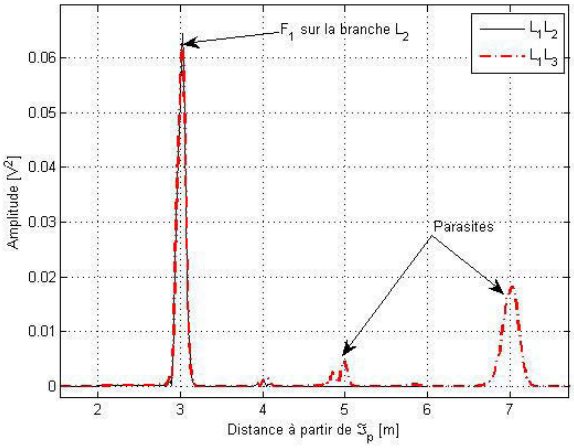


Figure IV.24 – Cette figure présente le résultat de la méthode *RART*. Le défaut est bien localisé et détecté dans cet exemple. Un seul pic est présent sur le chemin L_1L_2 en noir, ce pic correspond au défaut F_1.

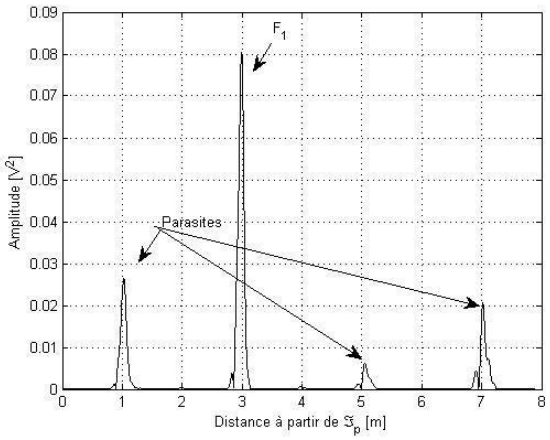


Figure IV.25 – Cette figure présente le résultat obtenu par la méthode de corrélation soustractive. Une ambiguïté se trouve dans l'analyse de ce résultat à cause de la présence de pics "parasites".

Nous remarquons sur le chemin L_1L_3, la présence des pics "parasites" comme dans le cas précédent où $D_F > D_{L_1L_2}$. Ces pics "parasites" dans ce cas ne peuvent pas être un indice pour localiser le chemin défectueux. En revanche, nous pouvons remarquer d'après la figure (IV.27) que l'amplitude du défaut F_1 sur le chemin L_1L_3 est plus importante que sur le chemin L_1L_2.

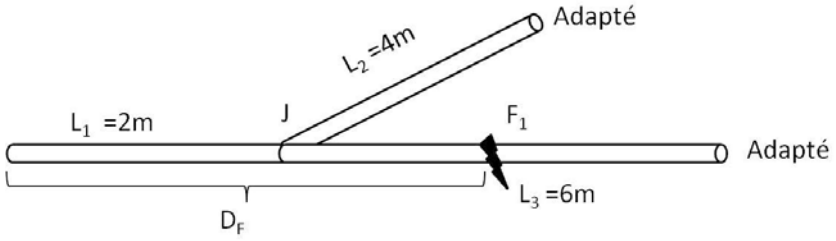


Figure IV.26 – Réseau dissymétrique ($L_3 > L_2$) en Y avec un défaut capacitif sur la branche L_3 tel que $D_F < D_{L_1L_2}$.

.

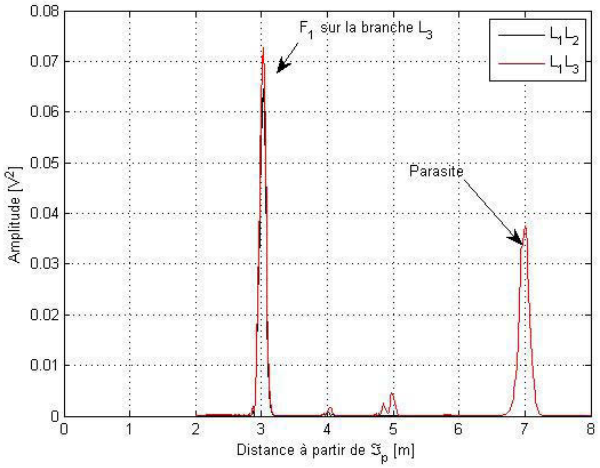


Figure IV.27 – Cette figure présente le chemin L_1L_2 (en noir) et le chemin L_1L_3 (en rouge pointillé) du réseau obtenus par la méthode *RART*.

4.3.2.4 Conclusion

Les simulations effectuées dans cette partie nous ont montré la capacité et la robustesse au bruit de la méthode RART concernant la détection des défauts non-francs dans les câbles. Les résultats obtenus ont montré également l'importance de rajouter le produit de corrélation à la méthode de réflectométrie standard. Malgré sa simplicité, la méthode classique de la corrélation n'est pas très performante dans certains cas (comme le diagnostic d'un réseau filaire complexe). En revanche, la méthode RART est mieux adaptée aux réseaux complexes qui génèrent des pics "parasites" supplémentaires d'amplitudes parfois plus importantes que les amplitudes des défauts non-francs. Elle peut permettre aussi dans le cas où les longueurs des branches sont différentes de localiser la branche sur laquelle se situe le défaut.
Pour la suite, on vise à appliquer le même processus dans le cas des réseaux complexes désa-

daptés pour généraliser la méthode *RART* et la comparer avec les résultats obtenus avec la méthode de corrélation soustractive. Des résultats expérimentaux sont présentés à la fin de ce chapitre pour valider la performance de la méthode *RART* dans des conditions réelles.

4.4 Diagnostic des lignes et des réseaux filaires désadaptés

4.4.1 Cas d'un réseau filaire en Y désadapté

Tout d'abord, pour tester les limites de la méthode *RART*, on applique le processus sur un réseau filaire en Y désadapté. Les branches de ce réseau ont des impédances caractéristiques différentes tel que ($Zc_1 \neq Zc_2 \neq Zc_3$)(voir tableau IV.3).

Tableau IV.3 – Les valeurs des impédances caractéristiques du réseau étudié.

Branche	L_1	L_2	L_3
Impédance caractéristique Z_c	100Ω	50Ω	200Ω

Cette désadaptation produit une réflexion au point de la charge de chaque tronçon du réseau. La figure (IV.28.a) présente la topologie de ce réseau dont les dimensions sont les suivantess : $L_1 = 4m, L_2 = 3m$ et $L_3 = 5m$.

Les tronçons L_2 et L_3 se terminent respectivement par une impédance de charge 4 fois plus petite que l'impédance caractéristique de la branche L_2 et par un court-circuit.

Au niveau de la jonction J, l'impulsion se divise pour se propager dans les tronçons L_2 et L_3 et se réfléchit sur les terminaisons au bout de ces tronçons.

Ces impulsions réfléchies vont se propager de nouveau vers la jonction J et se diviser vers les autres tronçons et ainsi de suite jusqu'à l'atténuation totale de l'impulsion. Une telle topologie inclut donc un grand nombre de chemins multiples et le réflectogramme peut devenir très vite difficile à interpréter (voir figure (IV.28.b)).

On place deux défauts inductifs F_1 et F_2 sur le tronçon L_2 et sur le tronçon L_3 positionnés respectivement à une distance de $3.5m$ et $6m$ par rapport au point d'injection $\Im_p$. Ces défauts inductifs sont égaux à des modifications de 40% de la valeur de l'inductance linéique du câble sain.

La figure (IV.29) représente le résultat du produit de la méthode *RART*. Dans cette figure on trouve le chemin des deux tronçons L_1L_2 en noir et le chemin des deux tronçons L_1L_3 en rouge. Nous remarquons que les défaut sont bien identifiés à $3.55m$ sur le chemin L_1L_2 en noir et à

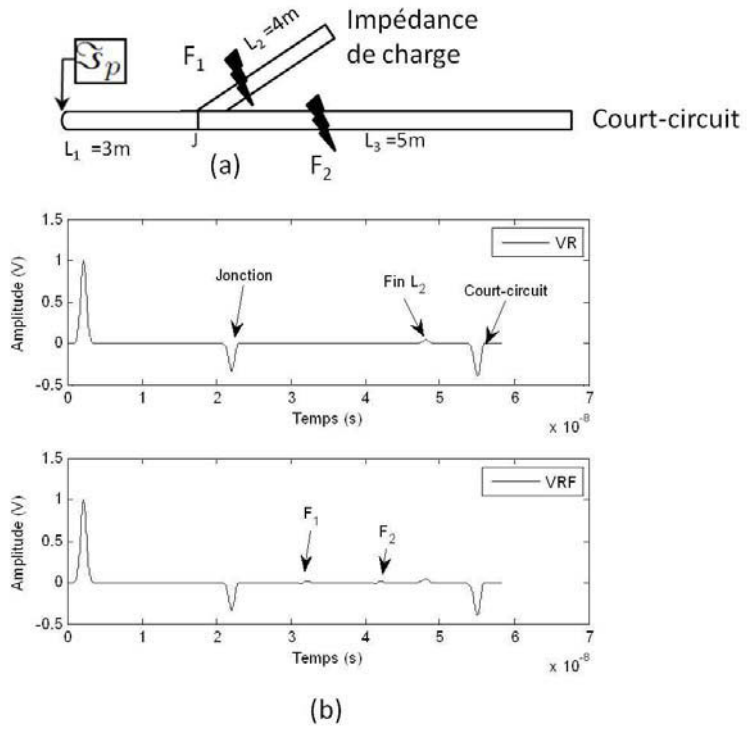


Figure IV.28 – (a) Réseau en Y. (b) Réflectogramme d'un réseau en Y tel que $L_1 = 4m, L_2 = 3m$ et $L_3 = 5m$, avec un défaut inductif sur la branche L_2 et un défaut capacitif sur la branche L_3.

.

$6.05m$ sur le chemin L_1L_3 en rouge, malgré la présence de pics "parasites" de faibles amplitudes par rapport aux pics des défauts.

Dans la suite, nous proposons une simple méthode pour supprimer les pics "parasites" dans le cas où ils seront présents. Cette méthode consiste à diviser le réseau complexe en des lignes simples adaptées et ensuite appliquer la méthode *RART* (à partir de la troisième étape du processus de la méthode *RART*).

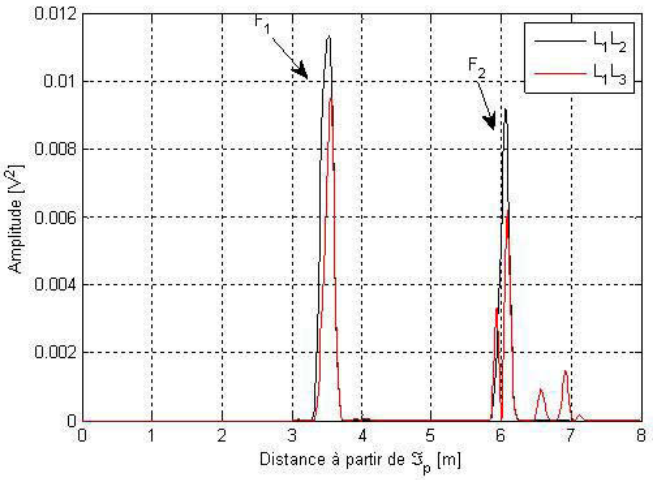


Figure IV.29 – Détection des deux défauts inductifs, localisés à $3.5m$ et $6m$ du point d'injection $\Im_p$ dans la branche L_2 et L_3 respectivement.

4.4.2 Cas d'un réseau filaire complexe désadapté

Considérons un autre réseau filaire complexe constitué de câbles d'impédances caractéristiques différentes (voir tableau (IV.4)).
La topologie de ce réseau est représentée dans la figure (IV.30.a) et les dimensions sont les suivantes : $L_1 = 4m$, $L_2 = 3m$, $L_3 = 6m$, $L_4 = 3m$ et $L_5 = 5m$. On place deux défauts sur les

Tableau IV.4 – Les valeurs des impédances caractéristiques du réseau étudié.

Branche	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5
Impédance caractéristique Z_c	50Ω	50Ω	200Ω	300Ω	300Ω

tronçons L_2 et L_4 positionnés à une distance de $5.5m$ et $11m$ respectivement par rapport au point d'injection. Ces deux défauts sont égaux à une modification de 71% et 85% respectivement de la valeur d'inductance linéique du câble sain.
On a vu dans les simulations précédentes la présence des pics "parasites" sur des chemins du réseau qui rendent l'exploitation du résultat difficile. En plus, dans le cas de réseau complexe, l'analyse des réflectogrammes classiques est quasi impossible à cause de réflexions multiples au niveau des discontinuités d'impédance du réseau qui créent plus des pics "parasites". Donc, une méthode, dite méthode d'amélioration, est nécessaire pour atténuer ces pics. Pour cela, le réseau complexe est divisé en des lignes simples adaptées équivalentes : L_1L_2, $L_1L_3L_4$, et

$L_1L_3L_5$. Dans chaque ligne, les signaux retournés sont tronqués avant d'être réinjectés. Pour chaque ligne simple adaptée équivalente, la longueur du signal doit correspondre au temps nécessaire pour faire le trajet aller et retour .
On applique ensuite les étapes 4 et 5 du processus comme pour le cas d'une ligne simple. La figure (IV.30.b) représente les résultats de la méthode "RART" (chemin L_1L_2 ,chemin $L_1L_3L_4$ et chemin $L_1L_3L_5$). Les deux défauts sont bien identifiés.

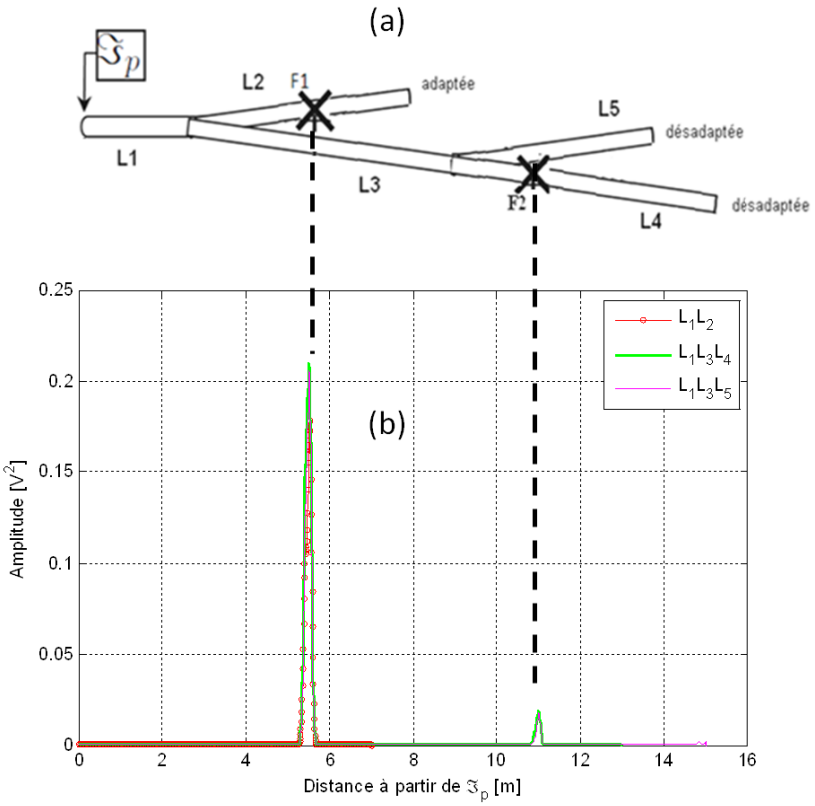


Figure IV.30 – (a) Réseau complexe tel que $L_1 = 4m$, $L_2 = 3m$, $L_3 = 6m$, $L_4 = 3m$ et $L_5 = 5m$. (b) Cette figure présente la détection des défauts sur les tronçons L_2 et L_4 positionnés à une distance de $5.5m$ et $11m$ respectivement par rapport à la jonction.

4.5 Résultats expérimentaux appliqués sur un câble coaxial

4.5.1 Cas d'un câble coaxial simple

Afin d'illustrer les bénéfices apportés par la méthode "RART" à la détection de défauts non-francs, nous étudierons les résultats obtenus pour deux câbles SMA (sans défaut et avec défaut)

de longueur $4m$ adaptés. Une partie de l'enveloppe et du blindage du câble SMA a été enlevée sur une longueur de $1.3cm$, à $2.8m$ du point d'injection $\Im_p$ (voir figure IV.31). Une impulsion gaussienne, de largeur à mi-hauteur égal à $2ns$ (un tel signal occupe un espace entre $40cm$ et $1m$ dans le câble, bien plus grand que le défaut), est injectée à l'aide d'un générateur arbitraire d'onde (AWG 7122C 24GS/s). Les réflectogrammes du câble SMA sans défaut et avec défaut sont mesurés avec un oscilloscope (Lecroy Waverunner 104Mxi 1GHz).
La figure (IV.32) présente les deux réflectogrammes classiques du câble sans défaut VR et du câble avec défaut VRF. Ce défaut présente une faible amplitude. La figure (IV.33) représente le résultat de la méthode "RART".

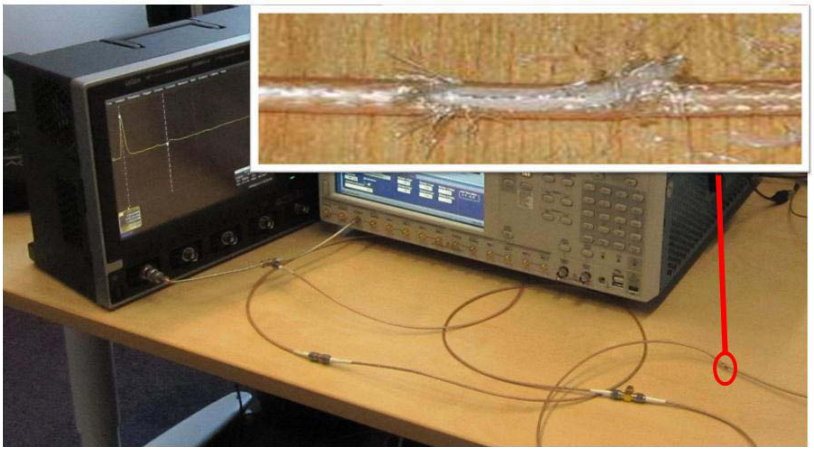


Figure IV.31 – Photo de l'expérience avec tous les appareils utilisés. A droite on trouve un générateur arbitraire des signaux AWG (Arbitrary Waveform Generator 7122C 24GS/s) et un Oscilloscope (Lecroy Waverunner 204Mxi 10GS/s) à gauche. Un câble SMA défectueux est aussi présent dans cette figure.

Dans cette figure (IV.33), le pic relatif au défaut est identifié et localisé à $2.87m$ du point d'injection.
Sur un nouveau câble, deux autres défauts ont été créés de la même façon que le défaut précédent sur une longueur de $1.3cm$, à $1.30m$ et $2.45m$ du point d'injection $\Im_p$ respectivement. La figure (IV.34) représente le résultat de la méthode "RART". Dans cette figure on voit bien les deux pics de défaut qui sont localisés à $1.32m$ et $2.44m$ du point d'injection.

4.5.2 Cas d'un réseau en Y de câble coaxial

Le réseau Y considéré est constitué d'un câble coaxial (L_1=2m) présentant un défaut à $1.3m$ et de 2 câbles coaxiaux sains (L_2=L_3=$2m$). Les branches L_2 et L_3 se terminent par un circuit

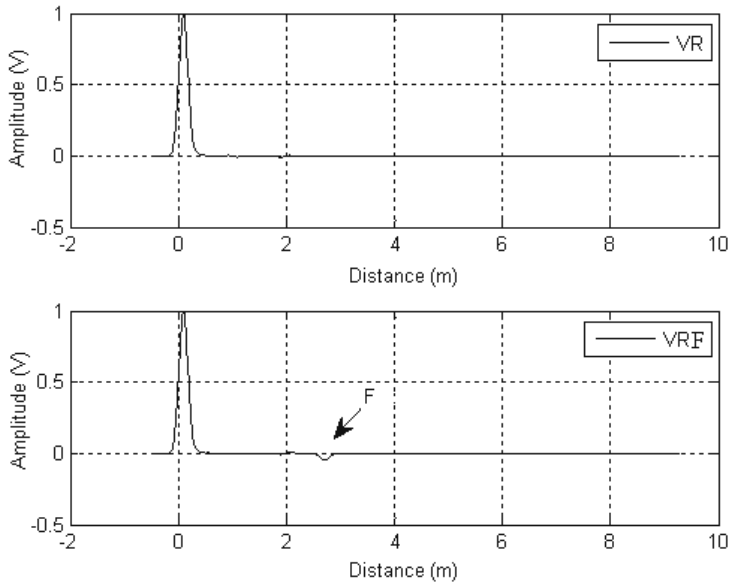


Figure IV.32 – Réflectogrammes des deux câbles coaxiaux de $4m$ adaptés. Le réflectogramme VR est pour le câble sans défaut et le réflectogramme VRF pour le câble avec défaut. Ce dernier présente un défaut de faible amplitude.

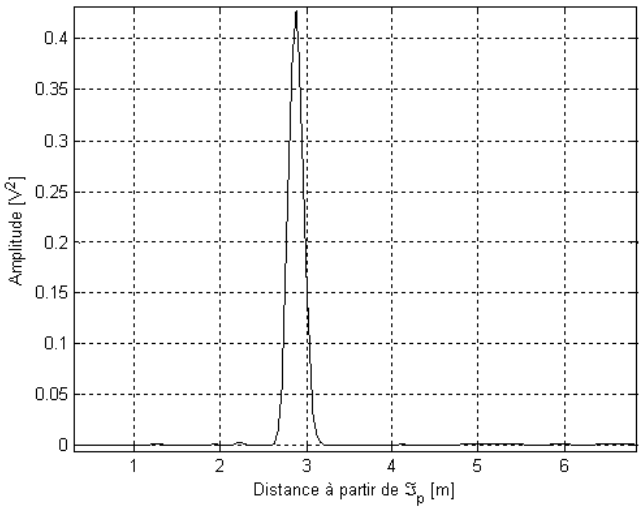


Figure IV.33 – Détection du défaut localisé à 2.87m du point d'injection $\Im_p$.

ouvert. La figure (IV.35) représente les deux réflectogrammes classiques du réseau sans et avec défaut. On applique la méthode $RART$ en injectant les signaux retournés dans deux lignes simples de longueur égal à la longueur du chemin L_1L_2 et la longueur du chemin L_2L_3 : phase optionnelle de la méthode RART. Dans ce cas, les longueurs des deux chemins sont égales. La

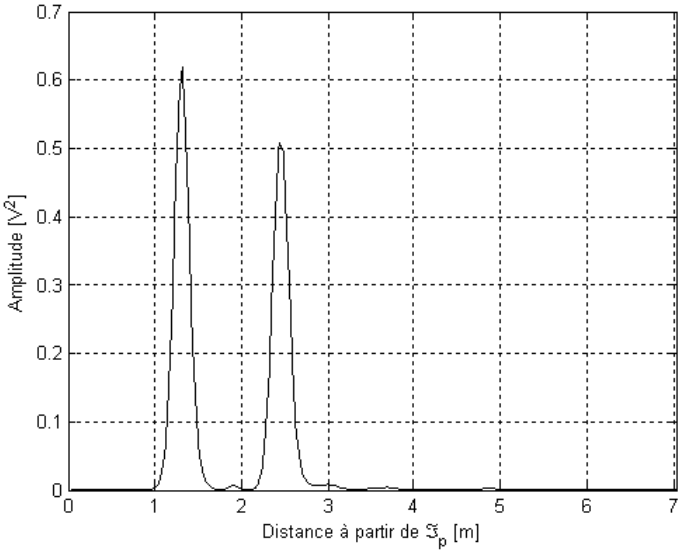


Figure IV.34 – Détection des deux défauts localisés à $1.32m$ et $2.44m$ du point d'injection $\Im_p$.

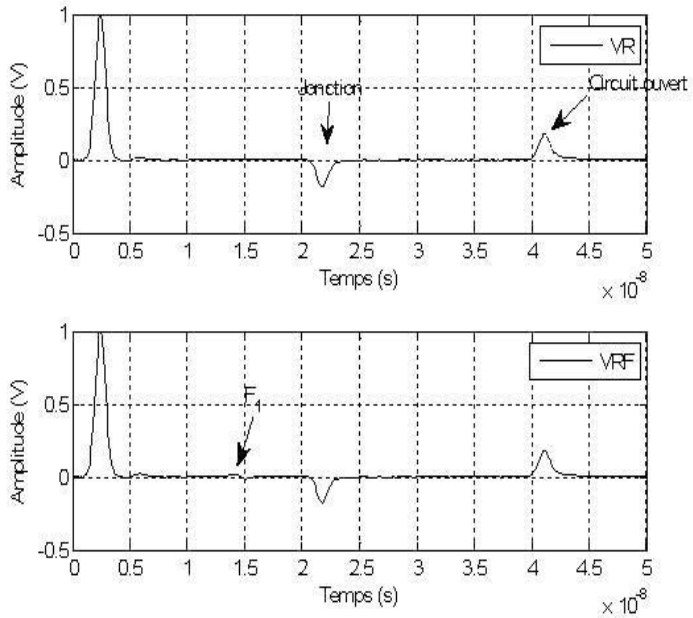


Figure IV.35 – Les deux réflectogrammes classiques du réseau en Y sans (VR) et avec défaut (VRF).

figure (IV.36) représente le résultat de la méthode "RART".
Dans cette figure le pic de défaut est localisé à $1.3m$ sans la présence des pics "parasites".

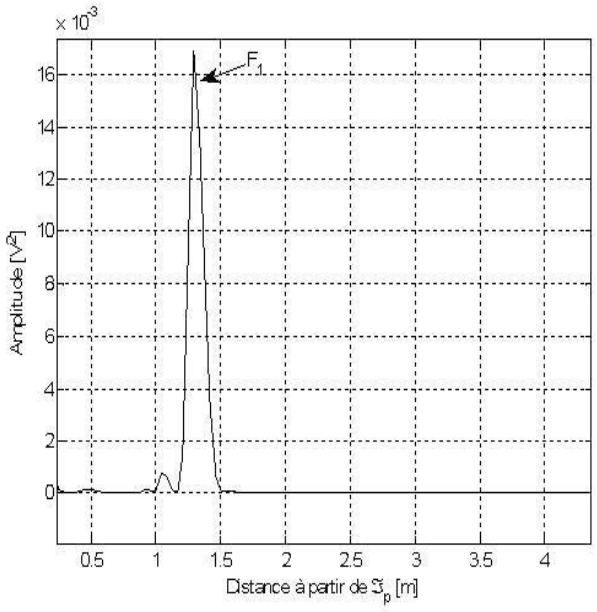


Figure IV.36 – Détection d'un défaut localisé à $1.3m$ du point d'injection $\Im_p$ sur la branche L_1.

4.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, une nouvelle méthode basée sur le principe du retournement temporel a été définie et ses principes exposés. Elle a été étudiée et proposée en réponse au problème soulevé dans le Chapitre I : comment détecter des impulsions de faibles amplitudes à partir d'un réflectogramme temporel difficile à interpréter et potentiellement bruité ? Elle a en effet la faculté d'amplifier les signaux de faibles amplitudes de manière à mieux les identifier. Cette propriété est un outil approprié à la détection de défauts non-francs, comme nous avons pu le vérifier sur les résultats de simulations et expérimentaux précédents.
Le tableau (IV.5) présente une comparaison entre la réflectométrie standard et la méthode "RART" (tiré de résultat de la figure IV.34).

Tableau IV.5 – Comparaison de l'amplitude des pics de défauts obtenus par la réflectométrie standard TDR et la méthode RART.

Amplitude de pic	TDR	RART	Gain $(10log_{10}\ (\mid \frac{Pic(RART)}{Pic(TDR)} \mid))$(dB)
Pic N°1	-0.0539	0.6189	10.633
Pic N°2	-0.04758	0.5082	10.286

Il montre que l'amplitude du pic de défaut détecté par la méthode "RART" est plus grande que celle de la méthode de la réflectométrie standard. L'amplitude du pic N°1 obtenu avec la méthode TDR est égal à 0.013 qui est plus petite que l'amplitude du pic obtenu par la méthode "RART". En plus, les valeurs du gain calculées dans le tableau montrent l'amélioration apportée de la méthode "RART" par rapport à la réflectométrie standard.
Enfin, les résultats obtenus nous ont montré l'importance, la facilité et la robustesse au bruit de cette méthode par rapport à la réflectométrie standard.
Mais comme nous avons vu dans certains cas de réseaux complexes, cette nouvelle méthode révèle quelques difficultés et connaissances comme le fait d'avoir le bon modèle numérique du câble afin d'appliquer correctement le processus de la méthode, la maitrise de la topologie du réseau filaire sous test et la localisation de la branche défectueuse surtout dans un réseau filaire symétrique. Des études théoriques approfondies pour cette méthode sont nécessaire afin d'avoir des modèles numériques corrects pour tous les types de câble.

Références bibliographiques

[1] Maud Franchet, Nicolas Ravot, and Odile Picon. *The use of the pseudo wigner ville transform for detecting soft defects in electric cables.* IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (2011). xiii, 112

[2] Abboud L., A. Cozza, and L. Pichon. *Utilization of matched pulses to improve fault detection in wire networks.* The 9th International Conference on ITS Telecommunications (2009). 120

[3] P.Brault. Traitement du signal. Technical report Notes de cours, Filière année spéciale, Département mesures Phusiques, Iut d'Orsay (2009). xiii, 114

[4] Neyrat M., P.Millot, and X.Ferrires. *Electromagnetic imaging method based on time reversal processing applied to through-the-wall target localization.* Progress In Electromagnetic Research (2008). 113

[5] Neyrat M, C. Guiffaut, A. Reineix A., and F. Reynaud. *Reverse time migration algorithm for detection of buried objectd in time domain.* IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (2008). 113

[6] Neyrat Mathieu. *Contribution à l'étude de G.P.R. (Ground Penetrating Radar) multicapteurs. Méthodes directes et inverses en temporel.* Thèse de Doctorat, Université de Limoges (2009). xiii, 113, 120

Conclusion générale et perspectives

Les travaux de recherche menés dans cette thèse ont pour objectif de proposer et de développer de nouvelles techniques de diagnostic de réseaux filaires complexes et d'améliorer certaines méthodes existantes afin de répondre à un besoin et à une problématique que les industriels rencontrent aujourd'hui dans les systèmes électriques.
Ces méthodes existantes ont été développées pour l'analyse d'une simple ligne de transmission mais peu sont adaptées à l'analyse de réseaux filaires complexes. Elles semblent ne pas être totalement efficaces pour la détection et la localisation des défauts filaires sans ambiguïté et en plus caractériser voir détecter le vieillissement du câble électrique.
Tout d'abord, l'étude bibliographie effectuée durant ces trois années de thèse nous a permis d'acquérir un ensemble de méthodes, procédures et techniques nécessaires et utiles pour réussir à avoir des résultats. Elle nous a permis de mieux définir ce qu'est un défaut filaire et la nécessité de le détecter dans les systèmes électriques que ce soit dans des moyens de transport, un bâtiment ou même des réseaux de communication afin d'assurer leur sureté de fonctionnement.
Dans l'état de l'art, nous avons vu plusieurs solutions qui sont proposées pour l'analyse d'une simple ligne de transmission comme les méthodes par réflectométrie.
Cet état de l'art a permis aussi d'identifier les principales faiblesses de ces méthodes, liées en particulier aux topologies complexes et à la détection des défauts non francs, justifiant ainsi les raisons qui nous ont conduit à étudier de nouvelles méthodes adaptées non seulement aux défauts non-francs mais aussi à détecter et estimer le vieillissement du câble électrique.
Un rappel sur la théorie des lignes de transmission, sur le développement des équations de propagation et sur le choix des principales méthodes de modélisation des lignes de transmission (dans le domaine fréquentiel avec la méthode ABCD, et dans le domaine temporel avec la méthode FDTD) a été présenté afin de choisir les bons outils théoriques à appliquer. Enfin, nous nous sommes intéressés à l'état de l'art de la méthode de retournement temporel et à la transposition de son principe dans le domaine du diagnostic filaire.

Dans cette thèse, trois nouvelles méthodes ont été présentées : la première méthode permet de compenser la dispersion des signaux utilisés pour pouvoir localiser le défaut ou la singularité avec une meilleure précision en augmentant significativement après post-traitement le rapport d'énergie entre le signal reçu et le signal émis. Les avantages apportés par cette méthode par rapport aux méthodes existantes sont nombreux :

- Elle possède une capacité de localiser le défaut avec une meilleure précision.
- Elle est applicable sur n'importe quel signal de réflectométrie.
- Elle ne nécessite pas de connaitre la longueur du câble à tester.
- Elle est simple à mettre en oeuvre dans un système embarqué.
- Elle est robuste au bruit.

Mais le désavantage majeur de cette méthode est qu'elle nécessite de grandes ressources de mémoire pour stocker les signaux propagés pour un modèle de câble donné.
La deuxième méthode, basée sur le principe du retournement temporel, nous a permis de détecter voire caractériser le vieillissement dans les câbles qui peut se caractériser par une dégradation de la qualité du câble pouvant entraîner une perte de performances. Le principe de cette méthode est de mesurer la réponse d'un câble sous test et la comparer à la réponse d'un câble sain du même type. Cette comparaison va nous montrer, en se basant sur la symétrie du signal réfléchi obtenu par le câble sous test, l'état de ce dernier par rapport à son vieillissement. Un signal réfléchi non symétrique nous montre que le câble est vieilli. Cette méthode est basée sur un processus de quatre étapes importantes. Dans la dernière étape du processus, un calcul du coefficient d'asymétrie est effectué par les signaux retourné et réfléchi pour montrer l'évolution de la réponse du câble pendant le vieillissement en fonction des paramètres linéiques.

Pour répondre au besoin d'améliorer la détection de défauts non-francs, une dernière méthode basée sur le principe de la réflectométrie et du retournement temporel a été développée. Cette méthode a été étudiée et généralisée pour des réseaux électriques complexes et elle a été validée par des simulations avec le code FDTD (Finite-difference time-domain) et des résultats expérimentaux sur des câbles coaxiaux. Les simulations et les résultats expérimentaux de cette méthode, nous ont montré sa capacité concernant la détection des défauts non-francs dans les câbles. Aussi, les résultats obtenus nous ont prouvé l'importance et la robustesse au bruit de cette méthode par rapport à la réflectométrie standard. Elle s'est avérée relativement robuste à une variation de différents paramètres (type de réseau, position du défaut, niveau de dégradation). En revanche, cette nouvelle méthode présente des inconvénients majeurs souvent rencontrés dans le domaine du diagnostic filaire : il s'agit d'avoir le bon modèle numérique du câble afin d'appliquer correctement le processus de la méthode, connaître la topologie du réseau

filaire sous test.

Les perspectives pour ce travail sont nombreuses et concernent généralement l'implémentation sur cible (CPLD, microcontrôleur, FPGA, ASIC) des techniques exposées afin qu'elles puissent fonctionner de façon autonome et être appliquées sur n'importe quel réseau filaire.

Plus précisément, il serait souhaitable de mener une étude de fond sur la caractérisation des déformations subies par l'onde électromagnétique au cours de sa propagation sur des câbles de types précis et connus (utilisés dans l'industrie) afin de construire un modèle mathématique fiable qui permettrait de réduire les temps de calculs et les ressources nécessaires dans un contexte d'électronique embarquée.

Un autre axe de recherche serait de comprendre l'effet de la variation du coefficient d'asymétrie en fonction des paramètres linéiques du câble : comment ces paramètres varient-ils en fonction du type de vieillissement ? Sur quelle valeur de coefficient d'asymétrie faut-il se limiter pour décider de changer le câble ? Pour cela, une étude statistique ou théorique est nécessaire pour généraliser la méthode à tous les types de câble et à tous types de vieillissement.

Par ailleurs, il serait intéressant d'augmenter les performances du code FDTD, en y intégrant notamment la prise en compte du phénomène de dispersion. Des bénéfices notables concernant la méthode de détection de défauts non francs en ressortiraient. Enfin, la vétusté des installations industrielles comportant des tronçons de lignes de longueurs très importantes (supérieures au kilomètre) constituerait un autre domaine d'application privilégié pour cette méthode.

Liste des publications et brevets

Liste des publications :

- El Sahmarany L., Auzanneau F. et Bonnet P., "Etude et mise en oeuvre des méthodes de diagnostic de câbles par retournement temporel", *Assemblée générale "Interférences d'Ondes"* Nice, 24-26 octobre 2011

- El Sahmarany L., Auzanneau F. and Bonnet P., "A new method for detection and characterization of electrical cable aging" , *Progress In Electromagnetic Research Symposium*, Kuala Lumpur, 27-30 March 2012

- El Sahmarany L., Auzanneau F., Berry L. et Bonnet P., "Nouvelle méthode de diagnostic filaire basée sur le retournement Temporel", *CEM (2012) 16ème édition du Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique*, Rouen, 25-26 et 27 Avril 2012

- El Sahmarany L., Auzanneau F. and Bonnet P., "Novel Reflectometry Method Based on Time Reversal for Cable Aging Characterization", *58th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts*, Portland, Oregon USA, September 2012

- El Sahmarany L., Berry L., Kerroum K., Auzanneau F. and Bonnet P.,"Time reversal for wiring diagnosis", *Electronics letters*, September 2012

- Sommervogel L., El Sahmarany L. and Incarbone L., "A method to compensate dispersion effect applied to Time Domain Reflectometry", *Electronics letters*, April 2013

– El Sahmarany L., Berry L., Ravot N., Auzanneau F. and Bonnet P, "Time reversal for soft faults diagnosis in wire networks", *Progress In Electromagnetics Research (PIER)*, May 2013

Brevets :

– Auzanneau F. et El Sahmarany L., *Procédé et dispositif de caractérisation du vieillissement d'un câble électrique ou d'un ensemble de câbles électriques.*

– Incarbone L., Sommervogel L., El Sahmarany L., Auzanneau F., et Gregis N. *Compensation de la dispersion et/ou des déformations subies par les signaux lors de la propagation dans un câble par une approche de corrélation dynamique et pour application à la réflectométrie.*

– Auzanneau F., El Sahmarany L. et Incarbone L., *Compensation des inhomogénéités de propagation en réflectométrie temporelle.*

Annexe A

5 Modélisation des lignes de transmission

En général, nous ne connaissons pas les valeurs des paramètres linéiques (R, L, C et G) du câble (bifilaire, coaxial, torsadé) mais nous maitrisons sa géométrie. Dans cette annexe nous montrons les équations mathématiques des paramètres linéiques [1].
Avant d'écrire les expressions mathématiques, nous définissons quelques paramètres importants :

- f : fréquence de travail
- σ : conductivité du métal utilisé $Sm^{-}1$
- $\mu_0 = 4\pi 10^{-}7 H.m^{-}1$: perméabilité magnétique du vide
- $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-}9 F.m^{-}1$: permittivité diélectrique du vide
- ε_r : permittivité diélectrique relative de l'isolant
- $tan\delta$: tangente de perte dans l'isolant
- T est le nombre de torsades par mètre

5.1 Cas de la ligne bifilaire (paire parallèle)

$$R = \frac{2\sqrt{\pi f \frac{\mu_0}{\sigma}}}{\pi d} \frac{D}{\sqrt{D^2 - d^2}} \tag{IV.1}$$

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} cosh^{-}1 \frac{D}{d} \tag{IV.2}$$

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{cosh^{-}1 \frac{D}{d}} \tag{IV.3}$$

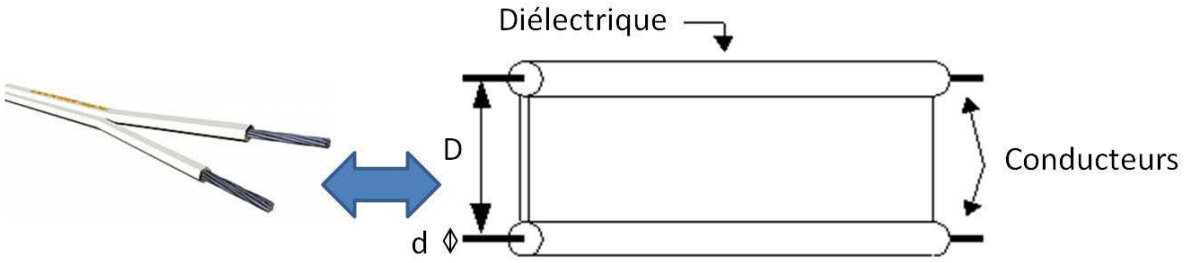


Figure A.1 – Ligne bifilaire

.

$$G = 2\pi f C \, tan\delta \tag{IV.4}$$

5.2 Cas de la ligne coaxial

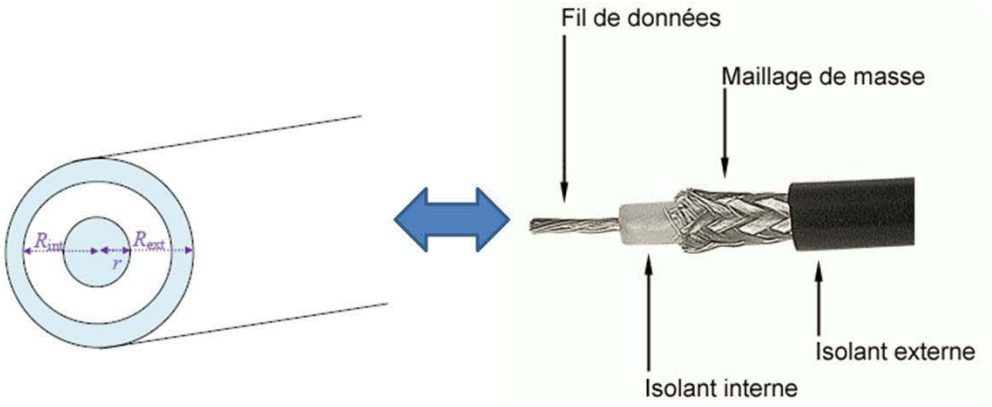


Figure A.2 – Câble coaxiale [2]

.

$$R = \frac{1}{\pi^2 r^2 \sigma^2 (R_{ext}^2 - R_{int}^2)} \tag{IV.5}$$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} ln \frac{R_{int}}{r} \tag{IV.6}$$

$$C = 2\frac{\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{ln\frac{R_{int}}{r}} \tag{IV.7}$$

$$G = 2\pi f C tan\delta \tag{IV.8}$$



Figure A.3 – Les caractéristiques du câble coaxial RG58

5.3 Cas de la paire torsadée (blindée et non blindée)

$$R = \frac{2\eta}{d}\sqrt{\frac{f\mu_0}{\pi\sigma}} \tag{IV.9}$$

Avec, $1 \leq \eta \leq 1.3$ selon la qualité de réalisation du câble.

$$L = \kappa_0\frac{\mu_0}{\pi}cosh^{-}1\frac{D}{d} + \frac{\sqrt{\pi f\frac{\mu_0}{\sigma}}}{2\pi f\pi^2 d}\frac{1}{\sqrt{1-(\frac{f}{D}^2)}} \tag{IV.10}$$

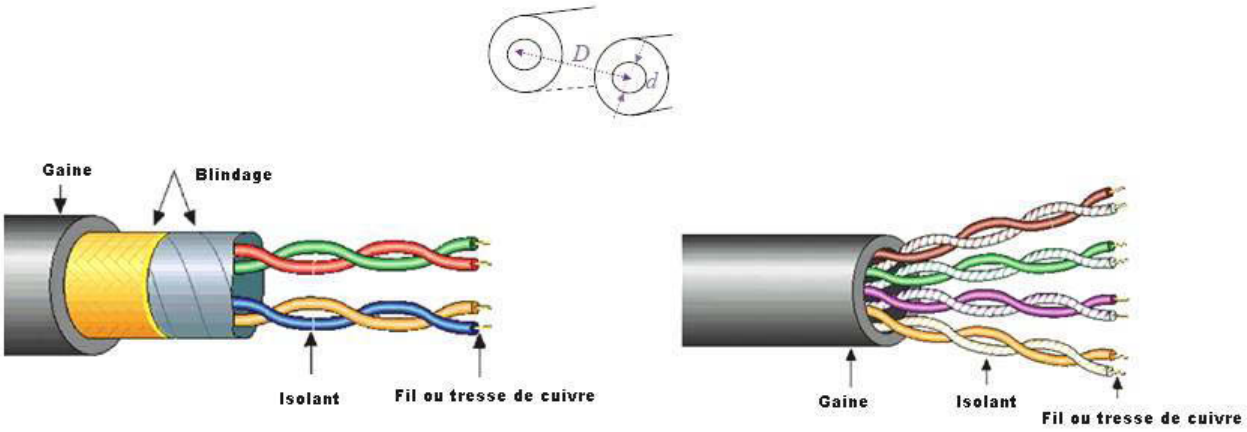


Figure A.4 – Câble torsadé blindé à gauche et non blindé à droite [3]

.

Avec, $\kappa_0 = 0.9$ si la paire torsadé est blindée sinon $\kappa_0 = 1$

$$C = \kappa_1 \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_{eq}}{cosh^{-}1\frac{D}{d}} \tag{IV.11}$$

$$\varepsilon_{eq} = 1 + \left[0.45 + 10^{-}3\left(\frac{180}{\pi} tan^{-}1T\pi D\right)^{2}\right](\varepsilon_r - 1) \tag{IV.12}$$

Avec, $\kappa_1 = 1.46$ si la paire torsadé est blindée, sinon $\kappa_1 = 1$.

$$G = 2\pi f tan\delta C \tag{IV.13}$$

Remarque : Les expressions présentées ci-dessus sont la synthèse de plusieurs documents cités en références [4–7], avec au besoin l'adjonction de termes correctifs pour mieux correspondre aux mesures réalisées.

6 Détermination expérimentale des paramètres linéiques de câble

6.1 Première méthode

Dans cet annexe, nous cherchons à extraire les paramètres linéiques R, L, C, G du câble et ensuite calculer la vitesse de propagation, la constante de propagation et l'impédance caractéristique.

Nous utilisons tout d'abord un analyseur de réseau qui va nous servir à déterminer les coefficients de réflexion à l'entrée de la maquette de mesures (point d'injection). A partir des coefficients de réflexion mesurés nous allons extraire les paramètres linéiques en fréquentiel.

Deux étapes sont nécessaires pour accéder à ces paramètres :

1. A l'aide de l'analyseur de réseau nous mesurons les coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 à l'entrée de la ligne d'impédance caractéristique Z_c en circuit ouvert et en court circuit.
2. L'étape 2 consiste à déduire pour chacune des mesures, l'impédance ramenée (II.54) à l'entrée qu'on note Z_{co} pour Γ_1 (ligne en circuit ouvert) et Z_{cc} pour Γ_2 (ligne en court-circuit).

En effet, l'extraction des paramètres R, L, C et G nécessite seulement la connaissance de Z_c et γ donc : Pour une ligne en court circuit, l'impédance ramenée s'exprime par :

$$Z_r = Z_{cc} = Z_c\, th(\gamma x) \tag{IV.14}$$

Pour une ligne en circuit ouvert, l'impédance ramenée s'exprime par : :

$$Z_r = Z_{co} = Z_c coth(\gamma x) \tag{IV.15}$$

Le produit l'Eq. (IV.14 et IV.15) donne :

$$Z_c = \sqrt{Z_{cc} Z_{co}} \tag{IV.16}$$

$$\gamma = \frac{arcth\sqrt{\dfrac{Z_{cc}}{Z_{co}}}}{\ell} \tag{IV.17}$$

L'extraction des paramètres R, L, C et G nécessite seulement la connaissance de l'impédance

caractéristique $Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$ et la constante de propagation $\gamma = \sqrt{ZY}$. Avec, $Z = R + jL\omega$ et $Y = G + jC\omega$ sont respectivement l'impédance et l'admittance linéique de la ligne. On déduit donc les deux équations de Z et Y en fonction de γ et Z_c :

$$Z = Z_c\gamma \tag{IV.18}$$

$$Y = \frac{\gamma}{Z_c} \tag{IV.19}$$

D'autre part $\gamma = \alpha + j\beta$, où α et β représentent l'atténuation et la constante de phase et sont reliés à R, L, C et G par :

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2 + L^2 + \omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} + RG - LC\omega^2\right)} \tag{IV.20}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2 + L^2 + \omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} - RG + LC\omega^2\right)} \tag{IV.21}$$

En hautes fréquences, α et β seront approximés par :

$$\alpha_{HF} \approx \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} + \frac{G\sqrt{L}}{2\sqrt{C}} \approx \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} \tag{IV.22}$$

$$\beta_{HF} \approx \omega\sqrt{LC} \approx \frac{\omega}{k} \tag{IV.23}$$

si les conditions $L\omega \gg R$ et $C\omega \gg G$ sont respectées.

On cherche maintenant à extraire les paramètres linéiques R, L à l'aide de l'équation (IV.18) en fonction de la partie réelle "$\Re$" et imaginaire "$\Im$" de l'impédance caractéristique et la constante de propagation respectivement :

$$R + jL\omega = Z_c\gamma = (\Re_{Zc} + j\Im_{Zc})(\alpha + j\beta) \tag{IV.24}$$

$$R = \alpha\Re_{Zc} - \beta\Im_{Zc} \tag{IV.25}$$

$$L = \frac{\beta\Re_{Zc} + \alpha\Im_{Zc}}{\omega} \tag{IV.26}$$

et C, G à l'aide de l'équation (IV.19) :

$$G + jC\omega = \frac{\gamma}{Z_c} = (\Re_{Zc} + j\Im_{Zc})(\alpha + j\beta) \tag{IV.27}$$

$$G = \frac{\alpha\Re_{Zc} + \beta\Im_{Zc}}{\Re_{Zc}^2 + \Im_{Zc}^2} \tag{IV.28}$$

$$C = \frac{\beta\Re_{Zc} - \alpha\Im_{Zc}}{(\Re_{Zc}^2 + \Im_{Zc}^2)\omega} \tag{IV.29}$$

6.2 Deuxième méthode pour calculer la constante de propagation

Nous pouvons aussi extraire la constante de propagation avec une autre méthode plus simple [8]. La procédure pour accéder à ce paramètre se fait en trois étapes :

1. L'étape 1 consiste à calculer le coefficient de réflexion Γ_1 au point d'injection de la ligne d'une longueur ℓ_1 terminée par une charge quelconque Z_L.

$$\Gamma_1 = \Gamma_L e^{-2\gamma\ell_1} \tag{IV.30}$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \tag{IV.31}$$

2. L'étape 2 consiste à calculer le coefficient de réflexion Γ_2 au point d'injection de la même type de ligne mais d'une longueur ℓ_2 différente terminée par la même charge Z_L. La longueur ℓ_2 doit être plus grande que ℓ_1.

$$\Gamma_2 = \Gamma_L e^{-2\gamma\ell_2} \tag{IV.32}$$

3. L'étape 3 consiste à calculer le rapport entre les équations (IV.32) et (IV.30), nous obtenons :

$$\gamma = \frac{1}{-2(\ell_1 - \ell_2)} ln(\frac{\Gamma_2}{\Gamma_1}) \tag{IV.33}$$

Γ_L est le coefficient de réflexion de la ligne de transmission au niveau de la charge.

Références bibliographiques

[1] Laurent Sommervogel. A propos des modèles de câbles. 155

[2] Jessica. *Ligne de transmission*. Couturier GEII IUT de Bordeau 1 (2009). xv, 156

[3] http ://dlr13.free.fr/Reseaux/medias.htm (pour les photos du paires torsadés. xvi, 158

[4] *http ://www.ece.rutgers.edu/ orfanidi/ewa/ch10.pdf*. 158

[5] $http : //www.esiee.fr/\ courivad/files/st4 - rf1/st4rf1 - cours.pdf$. 158

[6] T. Kien Truong. *Twisted-pair transmission-line distributed parameters*. The boeing CO (2000). 158

[7] Al-Asadi, A.P. Duffy, K.G. Hodge, and A.J. Willis. *Twisted pair cable design analysis and simulation*. Proceedings of the 49th international wire, cable symposium (2000). 158

[8] Woopoung Kim, Seock Hee Lee, Man Cheol Seo, Madhavan Swaminathan, and R. R. Tummala. *Determination of propagation constants of transmission lines using 1 -port tdr measurements*. IEEE (2002). 161

Annexe B

7 Produit de corrélation circulaire

Nous considérons deux signaux échantillonnés $f(n)$ et $g(n)$, le produit de corrélation circulaire entre ces deux signaux sera :

$$R_{fg}(n) = \sum_{p=0}^{N-1} f(p)g(p + n \ mod \ N) \tag{IV.1}$$

Pour calculer ce produit de corrélation d'une manière simple et rapide, les deux vecteurs $f(n)$ et $g(n)$ sont organisés sous forme d'une matrice circulaire dont chaque diagonale est constituée d'éléments identiques. Cette matrice s'appelle matrice de Toeplitz :

$$G = \begin{pmatrix} g(1) & g(2) & ... & g(N-1) & g(N) \\ g(N) & g(1) & ... & g(N-2) & g(N-1) \\ \vdots & & & & \\ g(2) & g(3) & ... & g(N) & g(1) \end{pmatrix} \tag{IV.2}$$

$$F = \begin{pmatrix} f(1) & f(2) & ... & f(N-1) & f(N) \\ f(N) & f(1) & ... & f(N-2) & f(N-1) \\ \vdots & & & & \\ f(2) & f(3) & ... & f(N) & f(1) \end{pmatrix} \tag{IV.3}$$

Ensuite, une simple multiplication entre la matrice F et la matrice G conjuguée transposée

donne le produit de corrélation entre $f(n)$ et $g(n)$.

$$R_{fg} = F.G^* = \begin{pmatrix} R_{fg}(1) & R_{fg}(2) & ... & R_{fg}(N-1) & R_{fg}(N) \\ R_{fg}(N) & R_{fg}(1) & ... & R_{fg}(N-2) & R_{fg}(N-1) \\ \vdots & & & & \\ R_{fg}(2) & R_{fg}(3) & ... & R_{fg}(N) & R_{fg}(1) \end{pmatrix} \tag{IV.4}$$

Résumé :

L'utilisation de câbles électriques et leurs longueurs dans certains systèmes électriques ont fortement augmenté au cours des dernières années. Or, la fiabilité de ces systèmes repose en partie sur la fiabilité des réseaux électriques. On constate en pratique qu'une part non négligeable des pannes et des dysfonctionnements de ces systèmes proviennent des défauts dans les liaisons filaires et non des équipements électriques. La connaissance de ces réseaux filaires et en particulier la détection de leurs défauts est donc importante. De nombreuses méthodes ont été développées pour tester l'état des câbles. Parmi ces méthodes on peut distinguer les méthodes de réflectométrie largement utilisées et facilement embarquables. Généralement ces méthodes sont très bien adaptées pour détecter et localiser les défauts francs mais les défauts non francs sont pratiquement transparents à ces méthodes car ils ont des conséquences électriques très faibles. Pour s'affranchir de ces limitations des améliorations en termes de mesure et traitement sont nécessaires.

Dans cette thèse, trois nouvelles méthodes de diagnostic filaire ont été développées pour améliorer et faciliter la détection et la localisation de tous types de défauts filaires. Chacune des ces méthodes répond à un obstacle que nous avons rencontré pendant les trois années de recherche. Un premier obstacle concerne le phénomène de dispersion du signal dans les câbles qui rend la détection des défauts et du vieillissement des câbles très difficile. Un autre obstacle lié à la détection des défauts non-francs présente un enjeu actuel majeur du diagnostic filaire car leurs signatures sont très faibles et parfois noyées dans le bruit ou masquées par la proximité d'une autre impulsion d'amplitude plus importante.

Les trois méthodes sont les suivantes :

- La première méthode proposée, baptisée « corrélation adaptative » fournit un nouvel algorithme pour compenser la dispersion du signal. Elle permet de mieux localiser et mieux détecter les singularités sur des câbles de n'importe quelle longueur.
- La deuxième méthode proposée, baptisée TRR (en anglais Time reversal Reflectometry) est basée sur le principe de la réflectométrie et du retournement temporel. Elle permet de caractériser le vieillissement des câbles électriques.
- La troisième méthode proposée, baptisée RART (Réflectométrie associée à un processus de retournement temporel) est basée sur les principes de la réflectométrie et du retournement temporel et permet d'améliorer la détection des défauts électriques liés à une dégradation de l'isolant.

Ces travaux de thèse ont montré les performances et la facilité de ces méthodes visant à assurer la sureté de fonctionnement des systèmes électriques que ce soit dans des moyens de transport, un bâtiment ou même des réseaux de communication.

Mots clés : Corrélation, Convolution, Coefficient d'asymétrie, Équations télégraphistes, Ligne de transmission, Retournement temporel, Réflectométrie.

Abstract :

The use of electric cables in electrical systems has been significantly increasing over the last decades. However, the reliability of these systems is partially based on the reliability of electrical networks. Current practices show that a significant number of failures and malfunctions of these systems come from faults in wired links and not from electrical devices. Therefore, the knowledge of the state of wire networks and particularly the detection of their faults is important. Several methods have been developed to test the status of cables. Among them, reflectometry methods are widely used and easily embeddable. Generally, these methods are appropriate to detect and locate hard faults but soft faults are virtually transparent to them because this kind of fault has very low electrical consequences. Improvements in measurement and treatment are necessary to overcome the limitations of these methods. In this respect, three new methods for wire diagnosis have been studied and developed to improve and ease the detection and location of soft wire faults. Each of these methods circumvents one or more of the barriers encountered during this research's duration. First barrier, the phenomenon of signal dispersion in cables makes the detection of faults and of cable aging difficult or imprecise. Another barrier, the detection of soft faults, represents currently a major issue of wire diagnosis because the amplitude of soft faults signatures is very small and sometimes noisy or masked by the proximity of higher pulses. The three methods can briefly described as follows :

- The first method, called "adaptive correlation", provides a new algorithm to compensate signal's dispersion. It improves fulat's location and the detection of singularities on cables regardless their lengths.
- The second method, called TRR (Time Reversal Reflectometry), is based on the principle of reflectometry and time reversal. It allows the characterization of aging of electrical cables.
- The third method, called RART (Reflectrometry combined with a time reversal process), is also based on the principle of reflectometry and time reversal. It improves the detection of electrical faults related to degradation of insulation.

This research illustrates the efficiency and applicability of the proposed methods. It also demonstrates the potential of the proposed methods to improve safety in operation of electrical systems whether in transport, construction, or even communication networks.

Keywords : Correlation, Convolution, Skewness, telegraph equations, Transmission line, Time reversal, Reflectrometry.