HAL
open science

Problèmes inverses pour le diagnostic de câbles électriques à partir de mesures de réflectométrie

Nassif Berrabah

To cite this version:

Nassif Berrabah. Problèmes inverses pour le diagnostic de câbles électriques à partir de mesures de réflectométrie. Electronique. Université de Rennes, 2017. Français. NNT : 2017REN1S140 . tel-01710510v2

HAL Id: tel-01710510

https://inria.hal.science/tel-01710510v2

Submitted on 18 Jun 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

ANNÉE 2017

THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Bretagne Loire

pour le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1

Mention : Traitement du Signal et Télécommunications

Ecole doctorale MathSTIC

présentée par

Nassif BERRABAH

Préparée à Inria Rennes - Bretagne Atlantique
Institut National de Recherche en Informatique et Automatique

---

Problèmes inverses pour le diagnostic de câbles électriques à partir de mesures de réflectométrie

Thèse à soutenir à EDF Lab Paris-Saclay le 08 Novembre 2017

devant le jury composé de :

Andréa COZZA
Professeur / *Rapporteur*
Virginie DÉGARDIN
Professeur / *Rapporteur*
Mickaël FOURSOV
Maître de conférences / *Examinateur*
Maud FRANCHET
Ingénieur-chercheur EDF / *Examinatrice*
Odile PICON
Professeur Emerite / *Examinatrice*
Laurent SOMMERVOGEL
Ingénieur WinMS / *Examinateur*
Qinghua ZHANG
Directeur de recherche / *Directeur de thèse*

Table des matières

Table des matières 1

Introduction 5

1 Diagnostic filaire : un état de l'art 11
- 1.1 Défauts dans les câbles : enjeux du diagnostic 12
- 1.2 Diagnostic des défauts dans les câbles : état de l'art 15
- 1.3 Réflectométrie(s) 17
  - 1.3.1 Réflectométrie dans le domaine temporel 18
    - 1.3.1.1 STDR/SSTDR 21
    - 1.3.1.2 MCTDR 21
    - 1.3.1.3 Méthodes itératives 22
  - 1.3.2 Renversement temporel 23
  - 1.3.3 Réflectométrie dans le domaine fréquentiel 24
    - 1.3.3.1 PDFDR 25
    - 1.3.3.2 FMCW 25
    - 1.3.3.3 SWR 25
  - 1.3.4 Analyse temps-fréquence en réflectométrie 26

2 Lignes de transmission : modèles et simulations 27
- 2.1 L'approximation TEM et le modèle des télégraphistes 27
  - 2.1.1 Approximation quasi-TEM 28
  - 2.1.2 Equations des télégraphistes 28
  - 2.1.3 Paramètres RLCG : exemple du câble coaxial 31
- 2.2 Simulations dans le domaine temporel 35
- 2.3 Simulations dans le domaine fréquentiel 42

3 Problèmes inverses pour le diagnotic de câbles 47
- 3.1 Généralités sur les problèmes inverses 47
- 3.2 Problèmes inverses pour l'interprétation des réflectogrammes . . . 50
- 3.3 Caractère mal-posé du modèle $RLCG(z)$ par réflectométrie 52
- 3.4 Cas des lignes uniformes 53

3.5 Cas des lignes non-uniformes 56
3.5.1 Estimation de l'impédance 56
3.5.1.1 ISTL : Inverse Scattering for Transmission Lines 57
3.5.1.2 Estimation de l'impédance caractéristique sous l'hypothèse des petites réflexions 60
3.5.1.3 Estimation de $Z_c(z)$ par tranformée de Fourier inverse de $\Gamma(0, \omega)$ 62
3.5.1.4 Estimation de l'impédance apparente 63
3.5.2 Méthodes par optimisation numérique 63
3.5.2.1 Utilisation d'un observateur d'état 65
3.5.2.2 Filtre de Kalman 66
3.5.2.3 Application à l'estimation du paramètre G dans une ligne 67
3.6 Evaluation et localisation des pertes ohmiques 70
3.6.1 Scattering inverse avec prise en compte des pertes 70
3.6.2 Méthode temporelle basée sur l'injection de plusieurs impulsions 73

4 Nouvelle méthode pour l'estimation d'un profil de pertes : théorie et pratique 77
4.1 Estimation du profil de pertes $R(z)$ - nouvelle méthode 77
4.1.1 Estimation de l'impédance apparente sous l'hypothèse de petites réflexions 79
4.1.2 Effet des pertes ohmiques $R(z)$ sur l'impédance $Z(z)$ . . . 80
4.1.3 Calcul de R(z) 80
4.1.4 Estimation de $Z_{lossless}(x)$ 82
4.1.5 Mise en œuvre et résultats 82
4.1.5.1 Résultats expérimentaux pour des défauts localisés 83
4.1.5.2 Résultats de simulations pour des défauts répartis 85
4.2 Détection de défauts ponctuels 87
4.3 Ajustement de la longueur électrique 88
4.4 Mesure à un port des paramètres S 88
4.4.1 Méthode 89
4.4.1.1 Avec une des charges égale à l'impédance de référence 90
4.4.1.2 Sans aucune des charges égale à l'impédance de référence 91
4.4.2 Résultats d'estimations de paramètres S avec des mesures à un port 92
4.5 Ré-adaptation d'impédance aux extrémités 94
4.5.1 Impact des discontinuités d'impédance 94

4.5.2 Réadaptation d'impédance 95
4.5.2.1 Procédure de réadaptation 95
4.5.2.2 Application et résultats de la réadaptation 100
4.5.3 Prise en compte des connecteurs 104
4.5.3.1 De-embedding 104
4.5.3.2 Caractérisation de connecteurs par bisection d'une structure symétrique 105
4.6 Ajustement du coefficient de réfléxion en courant continu 112

Conclusion 115

Glossaire 119

Bibliographie 129

Table des figures 131

Introduction : contexte et problématique

Les câbles électriques sont omniprésents dans un monde de plus en plus technologique, ils assurent la transmission de données et le transport d'énergie dans de nombreuses applications. En effet, des longueurs considérables de ces lignes de transmission équipent les avions, les trains, les navires, les centrales de production d'électricité, ou encore les réseaux de distribution d'énergie ou de voies ferrées. Ces liaisons sont indispensables au bon fonctionnement des systèmes et peuvent être impliquées dans des fonctions de sureté ou de sécurité. La figure 1 donne un aperçu des différents types de câbles utilisés dans le domaine de l'énergie.

Les câbles ont longtemps été considérés comme des éléments fiables ne nécessitant pas de suivi spécifique. Pourtant, ils sont la plupart du temps installés pour des durées de service de plusieurs décennies et sont donc sujets, après de longues années de fonctionnement, à un vieillissement avancé. De plus, l'effet de contraintes d'exploitation agressives auxquelles ils sont parfois soumis s'ajoute au vieillissement normal des matériaux. Ces contraintes peuvent être thermiques (températures ambiantes très élevées ou très basses, point chaud), chimiques (contact accidentel avec des réactifs, fluides réfrigérants, eau borée...), radiatives (exposition à des rayonnements ionisants), mécaniques (tension, compression, torsion, pincement), hygrométriques (pénétration d'humidité), etc. De telles sollicitations peuvent conduire à une usure accélérée des câbles se traduisant par une modification de leurs propriétés physiques initiales et pouvant aller jusqu'à une mise hors d'usage. Lesdites modifications peuvent être localisées sur une courte portion de câble ou bien l'affecter sur une grande longueur. Par conséquent, il est nécessaire de disposer de techniques et de méthodes pour assurer le diagnostic de ces liaisions et la surveillance de leur état de vieillissement et de dégradation. C'est dans ce contexte que de nombreux travaux ont été publiés sur le sujet au cours des dernières années. Ils proposent différentes méthodes d'évaluation de l'état d'un câble.

L'enjeu est de détecter, localiser voire caractériser l'usure et/ou l'endommagement des câbles pour garantir leur réparation ou leur remplacement en temps opportun et éviter les interruptions de fonctionnement inopinées, et souvent très

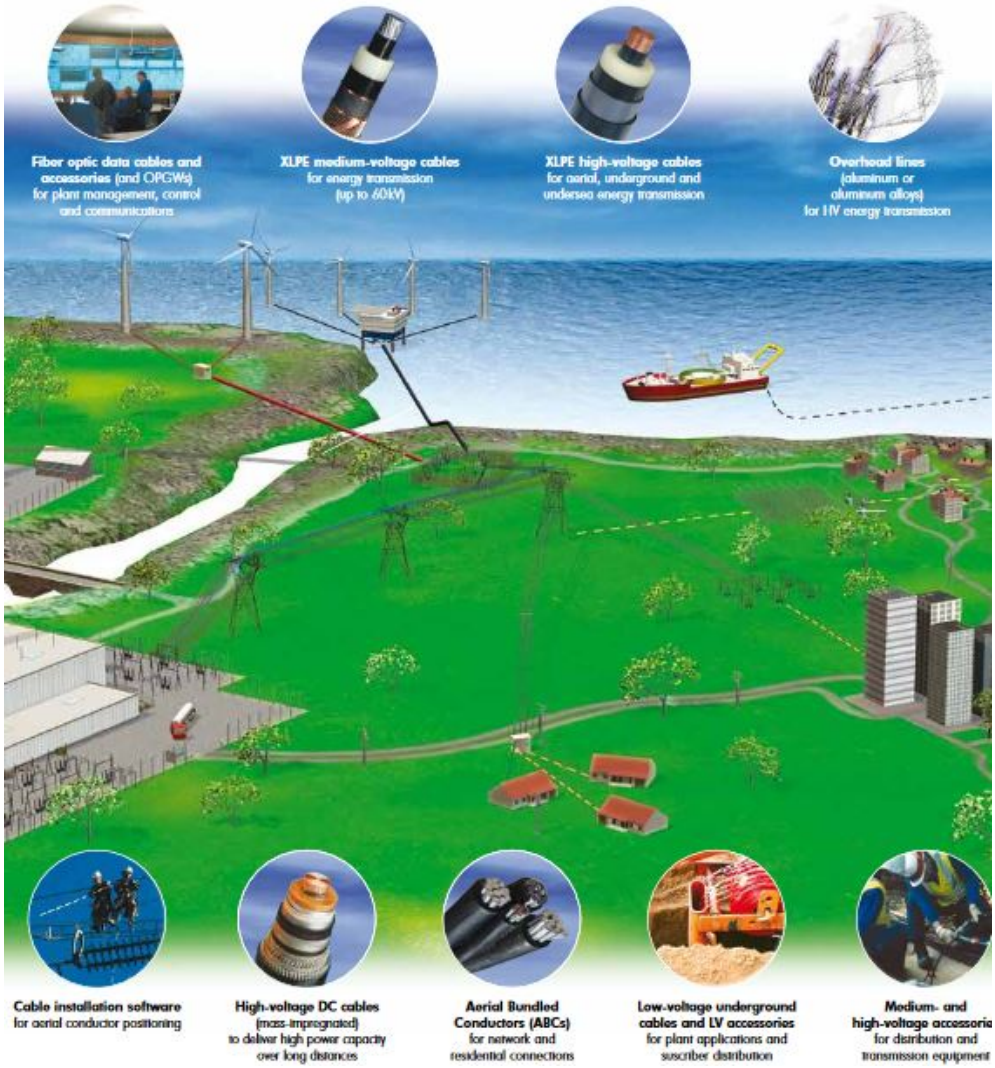


FIGURE 1: Différents types de câbles et leurs domaine d'application (Source : nexans.fr)

coûteuses, des systèmes concernés. Ceci permettrait en particulier d'adopter une démarche de maintenance conditionnelle afin d'optimiser les opérations de maintenance. En outre, dans le cadre de l'allongement de la durée de vie d'un système, la capacité de ces câbles à fonctionner correctement au delà de la durée prévue initialement doit être rigoureusement vérifiée. Les dégradations de nature à provoquer des interruptions de service correspondent à des états d'usure extrême, ayant abouti à la rupture du câble (circuit ouvert) ou à un défaut d'isolement total (court-circuit). On parle dans ce cas, de défauts francs. D'autres dégradations ne menacent pas immédiatement le bon fonctionnement des câbles. Ce sont

des modifications d'abord bénignes des propriétés du câble (géométrie, matériau), qui constituent des points faibles et peuvent évoluer en défauts plus graves. Ces défauts non-francs peuvent être interprétés comme des signes avant-coureurs de défauts francs.

Contrairement aux défauts francs, dont le diagnostic est un sujet maîtrisé dans certaines applications, les défauts non-francs restent difficiles à détecter et localiser. Par conséquent, il est ardu d'en faire le diagnostic et a fortiori d'anticiper leur évolution en défauts francs. Les méthodes existantes reposent sur plusieurs indicateurs issus d'essais mécaniques, de mesures électriques, ou encore de tests physico-chimiques. Toutefois ces méthodes comportent de nombreux inconvénients. On peut notamment citer le caractère destructif des essais mécaniques ou physico-chimiques, la nécessité de recourir à des prélèvements (qui doivent par conséquent être ciblés avec pertinence), ou encore le fait que certains de ces indicateurs mesurent des valeurs moyennées sur des longueurs importantes de câble et ne sont donc pas adaptés à la détection de défauts localisés. Il y a donc un besoin de développer des outils qui permettent de pallier ces limitations et d'assurer le diagnostic de défauts non-francs.

Parmi les méthodes existantes, la réflectométrie présente plusieurs avantages. C'est une technique non destructive, peu coûteuse, et qui peut être mise en œuvre directement sur site moyennant certaines précautions. De plus, cette méthode électrique a l'avantage de tester la fonction première du câble, c'est-à-dire sa capacité à véhiculer des signaux et de l'énergie. Enfin, elle permet de tester le câble sur toute sa longueur en tenant compte de ses éventuelles inhomogénéités. La réflectométrie consiste à injecter un signal dans le câble que l'on souhaite tester, et à mesurer les échos produits par les discontinuité ou inhomogénéités éventuelles du câble. Le signal réfléchi (les échos) obtenu est appelé réflectogramme. Sa visualisation permet, dans les cas les plus simples, de connaître le temps de propagation (aller-retour) entre le point d'injection et les discontinuités ayant produit les réflexions. Nous verrons que cette interprétation simple, si elle peut être juste en première approximation, rencontre très rapidement des limites qui exigent que l'on développe des méthodes d'interprétation plus sophistiquées.

Les méthodes de réflectométrie se déclinent en plusieurs variantes. Néanmoins, leurs performances pour diagnostiquer des défauts non-francs restent limitées à l'heure actuelle. Dans cette thèse, nous exposons des travaux dont le but est de développer des techniques plus performantes basées sur le traitement de mesures de réflectométrie, en vue de détecter et caractériser les défauts non-francs. L'approche que nous adoptons repose sur la résolution d'un problème inverse dont le but est d'estimer les paramètres répartis d'un modèle mathématique de câble à partir de mesures de réflectométrie. Les paramètres que l'on estime sont alors utilisés comme des indicateurs de l'état de vieillissement et/ou de dégradation du câble.

Le premier chapitre de ce manuscrit est consacré à remettre en perspective les enjeux de notre problématique. Nous présenterons notamment un état de l'art des techniques de diagnostic filaire existantes. Nous insisterons sur les méthodes de réflectométrie, dont nous présenterons brièvement quelques variantes. Nous tenterons d'illustrer les limites auxquelles elles se confrontent à l'heure actuelle.

Dans un second chapitre, nous rappellerons les principes de la théorie des lignes de transmission qui constitue le cadre théorique de notre étude. Nous mentionnerons en particulier les conditions de validité de l'approximation des lignes Transverse Electro-Magnetiques (TEM) sur laquelle repose la théorie, et nous en présenterons les conséquences. Le modèle des télégraphistes issu de cette théorie nous fournit d'une part des outils d'analyse utiles, et d'autre part forme le point de départ de notre démarche de résolution de problème inverse. Deux simulateurs de câbles basés sur le modèle des télégraphistes ont été réalisés durant la première année de cette étude afin de nous préparer à la résolution de problèmes inverses permettant le diagnostic de défauts non francs. Le premier simulateur résout les équations dans le domaine temporel, et le second dans le domaine fréquentiel.

Au cours du troisième chapitre, nous introduirons la notion de problème inverse et nous expliquerons comment une approche basée sur cette notion peut être mise en œuvre pour développer des méthodes avancées de réflectométrie. Dans le modèle des télégraphistes, un câble est caractérisé par quatre paramètres répartis en son long. Ils décrivent son comportement d'un point de vue électrique. Dans notre approche, le but est d'estimer ces paramètres pour obtenir une caractérisation du câble, et ainsi détecter, localiser et quantifier les défauts. Nous verrons que le problème inverse consistant à estimer les quatre paramètres à partir de mesures de réflectométrie est mal posé (trop d'inconnues par rapport aux données disponibles). Par conséquent, nous sommes amenés à faire des hypothèses pour simplifier le problème. Quelques contributions de la littérature pour l'estimation des paramètres seront présentées. En particulier, nous détaillerons des méthodes d'estimation de l'impédance caractéristique d'un câble. En particulier, une de ces méthodes servira d'élément de base pour élaborer, au chapitre suivant, une nouvelle méthode de diagnostic de défauts dissipatifs, c'est à dire les défauts qui se caractérisent par des pertes d'énergie électrique. La fin du troisième chapitre aborde justement plus spécifiquement le problème des défauts dissipatifs. Ces défauts ont une importance particulière en cela qu'ils sont associés à des risques spécifiques. D'un point de vue fonctionnel, sur un câble de transmission de puissance, les pertes électriques sont souvent synonymes de pertes financières. Sur un câble de transmission de données, elles se traduisent par une atténuation du signal qui peut également avoir des conséquences négatives sur le système. De façon plus critique encore, les défaut dissipatifs peuvent être le lieu d'échauffements excessifs voire dangereux. Nous ferons donc un bilan des méthodes disponibles pour estimer les pertes dans les câbles et présenterons quelques réalisations.

Dans le quatrième chapitre, nous exposerons tout d'abord une nouvelle méthode que nous avons développée pour l'estimation du profil de résistance linéique d'un câble à partir de mesures de réflectométrie aux deux extrémités. Elle se démarque des méthodes existantes par sa généralité, couvrant aussi bien les défauts ponctuels que les défauts répartis, par l'absence d'hypothèse sur la forme du profil de la résistance linéique à estimer, et par la grande rapidité de ses calculs numériques. Ensuite, nous discuterons les différents aspects pratiques de sa mise en œuvre. Après avoir précisé les méthodes d'ajustement retenues de certaines données d'entrée de cette méthode d'estimation des pertes, nous proposerons une procédure de mesure qui permet d'éviter d'avoir à connecter simultanément les deux extrémités du câble testé à un instrument de mesure. Ensuite, nous verrons qu'en pratique, les mesures de réflectométrie sont faites en connectant les câbles que l'on souhaite tester à des instruments de mesures au moyen de connecteurs plus ou moins appropriés. Ces branchements peuvent introduire des discontinuités, souvent connues sous l'appellation "désadaptation d'impédance". Nous montrerons que ces discontinuités affectent la précision des méthodes d'estimation que nous proposons. Puis nous apporterons des solutions à ce problème. Des techniques de pré-traitement des mesures peuvent, en effet, être appliquées avant de résoudre le problème inverse. Nous montrerons comment ces techniques permettent d'améliorer le diagnostic.

Pour conclure, un bilan des contributions de cette thèse sera dressé. Nous soulignerons que le diagnostic de câbles par résolution d'un problème inverse permet d'extraire une part de l'information utile contenue dans les mesures de réflectométrie. L'approche que nous avons développée a en outre l'avantage de produire un résultat facile à interpréter pour les ingénieurs, car directement lié à la géométrie et aux propriétés des matériaux du câble. En cela, elle apporte une contribution pour repousser les limites que rencontrent les techniques classiques (réflexions multiples, ambiguïté entre défauts résistifs et d'impédance, faibles réflexions...). Nous rappellerons les principaux avantages de nos contributions et nous terminerons en proposant des perspectives pour la poursuite de ces travaux.

Chapitre 1

Diagnostic filaire : un état de l'art

Les longueurs cumulées de câbles dans les systèmes modernes tendent à croître de façon importante. Ceci est dû, entre autre, à l'utilisation de plus en plus fréquente de l'énergie électrique en lieu et place d'autres énergies, et à l'adoption de plus en plus fréquente de systèmes de commandes électriques. Les câbles assurent dans de nombreux systèmes l'acheminement de données et le convoi d'énergie vers et depuis les différents sites ou sous-sytèmes. A titre d'illustration, la figure 1.1 donne les longueurs cumulées moyennes de câbles dans quelques systèmes complexes. Ces liaisons assurent des fonctions fondamentales et leur bon fonctionne-

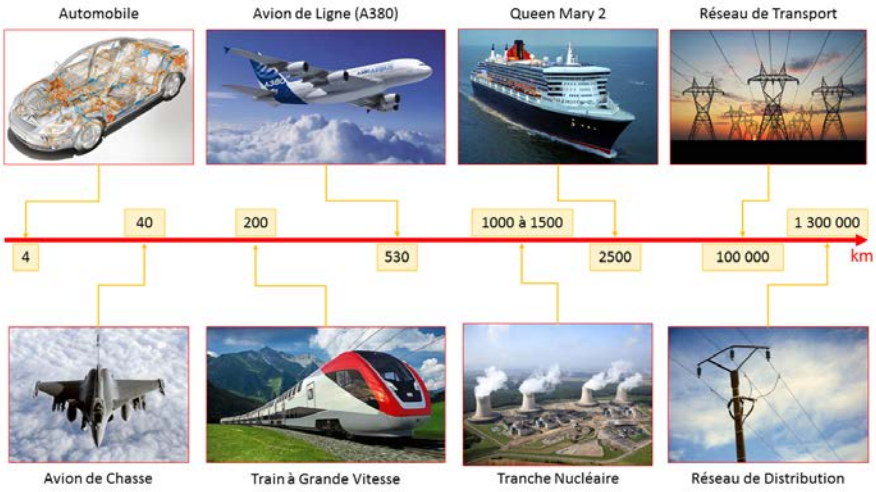


FIGURE 1.1: Longueur de câbles dans quelques systèmes

ment revêt une importance cruciale. Or, elles sont installées pour des périodes longues et opèrent parfois dans des environnements agressifs. Par conséquent, les câbles peuvent subir des modifications non désirées ou être accidentellement endommagés lors de leur fonctionnement. Ils doivent donc faire l'objet d'une sur-

veillance systématique afin d'éviter les pannes. Des examens de l'état des câbles sont réalisés à intervalles réguliers et parfois même de façon continue (surveillance online). Toutefois, les tests actuellement mis en œuvre ne permettent pas de rendre compte de manière suffisamment complète et précise de l'état des câbles sondés. En particulier, les défauts non-francs sont difficiles à diagnostiquer et on ne sait pas, la plupart du temps, caractériser les défauts que l'on détecte. Dans ce chapitre, nous présentons quelques exemples de dégradations que peuvent subir les câbles, puis un état de l'art des techniques de diagnostic existantes. Nous nous attarderons plus particulièrement sur la réflectométrie, qui semble être la technique la plus prometteuse, et nous en présenterons quelques variantes. Nous finirons en soulignant les limites dont souffrent encore ces techniques à l'heure actuelle.

1.1 Défauts dans les câbles : enjeux du diagnostic

La fonction première d'un câble électrique est d'acheminer un courant. Lorsqu'un câble n'assure plus cette fonction fondamentale, on dit qu'il est en défaut franc (court circuit, circuit ouvert). Mais il peut également être affecté d'un défaut qui n'interrompt pas l'acheminement des courants qui y transitent. On parle alors de défaut non-franc : l'état initial, et donc les caractéristiques physiques d'origine du câble sont altérées. Ces altérations peuvent affecter la géométrie ou les propriétés électriques et/ou mécaniques des composants et matériaux. Elles peuvent être localisées sur une portion de câble soumise à des contraintes d'exploitation particulièrement sévères, ou l'affecter sur toute sa longueur. Les défauts non-francs ne constituent pas, en général, une menace immédiate, mais ils peuvent indiquer un vieillissement avancé ou une zone de contrainte intense et donc être annonciateurs d'un défaut plus grave (défaut franc).

Les modifications des propriétés des câbles sont en partie dues à un vieillissement naturel, anticipé par les ingénieurs et pris en compte dans la détermination de la durée de vie des systèmes. Néanmoins, ce vieillissement peut être accéléré par un environnement agressif, et l'occurence de dégradations dues à des sollicitations locales. En effet, plusieurs contraintes sont susceptibles de s'appliquer localement aux câbles :

— Exposition à des points chauds, par exemple dus au passage du câble proche d'une canalisation chaude.

— Taux d'humidité importants, voire immersion.

— Irradiation due à l'exposition à des rayonnements ionisants.

— Contraintes mécaniques telles que des rayons de courbure très petits, des pincements du câble, ou des vibrations.

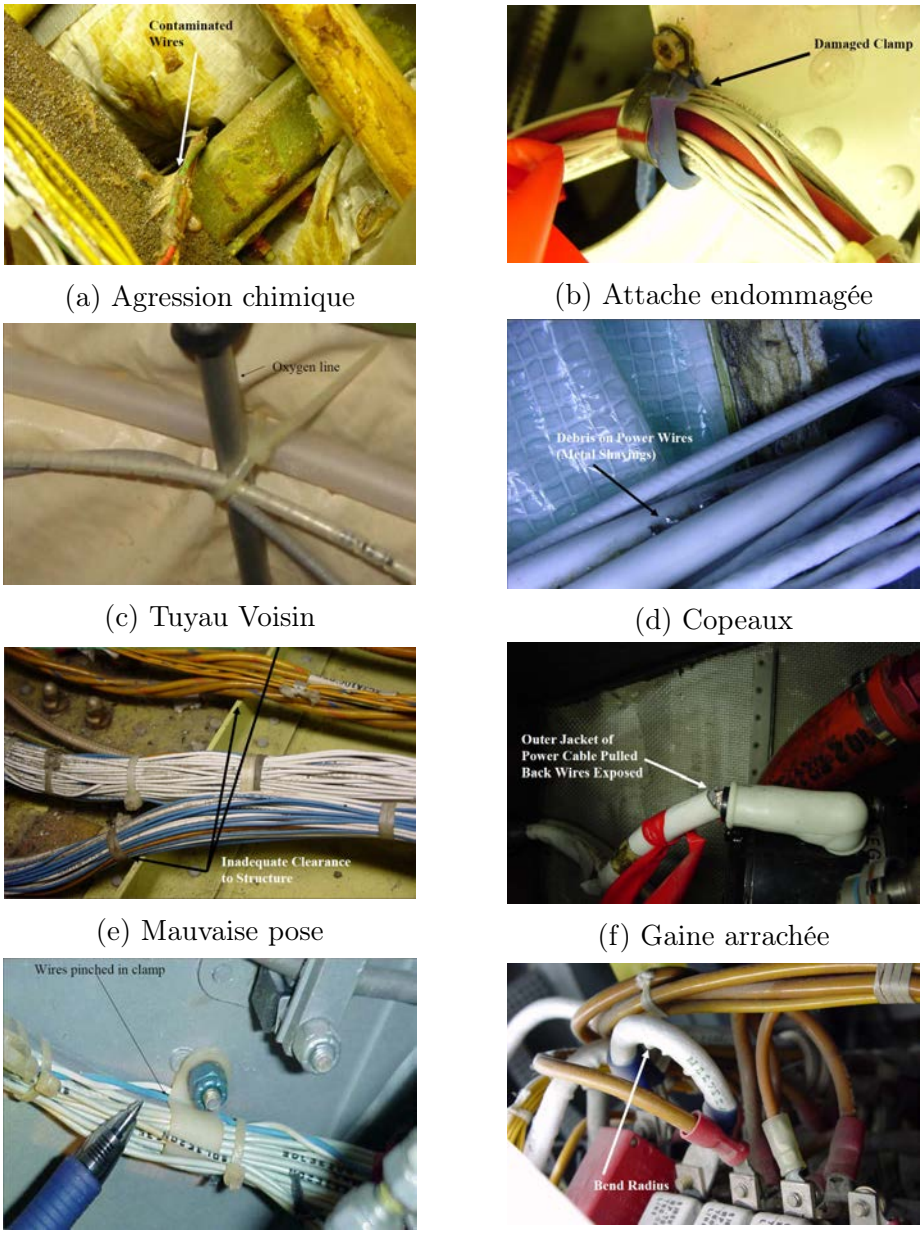
FIGURE 1.2: Câbles localement endommagés (images EDF)

— Agressions chimiques résultant d'une contamination par des réactifs (eau borée, fluides réfrigérants).

Ces contraintes sont autant de causes de défauts inhérentes aux environnements dans lesquels les câbles opèrent. Lorsqu'elles sont prolongées, elles peuvent engendrer une modification de la géométrie d'un câble (espacement entre les conducteurs, déchirure de l'écran, abrasion de l'isolant) ou des propriétés des matériaux (permittivité, conductivité, etc). Notons que des défauts de montage ou de fabrication peuvent s'ajouter aux phénomènes évoqués plus haut.

La figure 1.2 montre des câbles endomagés au-dessus d'une tuyère dans une centrale électrique tandis que la figure 1.3 illustre quelques exemples de défauts rencontrés dans l'aéronautique.

Ces dégradations constituent des faiblesses à réparer au plus tôt, afin de réduire les risques de dysfonctionnement. Une panne peut être lourde de conséquences. En premier lieu, il faut avoir à l'esprit que les câbles peuvent être utilisés dans certaines fonctions de sécurité. Ensuite, une panne est souvent très coûteuse car en plus du coût de la réparation, elle inflige une perte financière résultant de l'interruption de l'exploitation du système. Adopter une démarche de maintenance préventive efficace est donc un levier de compétitivité important. Les techniques de diagnostic des câbles s'inscrivent dans ce cadre comme des outils indispensables.



(a) Agression chimique (b) Attache endommagée

(c) Tuyau Voisin (d) Copeaux

(e) Mauvaise pose (f) Gaine arrachée

(g) Pincement (h) Rayon de courbure excessif

FIGURE 1.3: Quelques Exemple de défauts visibles dans l'aéronautique (National Business Aviation Association - USA)

1.2 Diagnostic des défauts dans les câbles : état de l'art

La recherche de défauts dans les câbles est, comme nous l'avons expliqué, un enjeu d'actualité qui préoccupe les industriels, les chercheurs et même les pouvoirs publics comme en témoigne un rapport sur le sujet publié en 2000 par le conseil national de science et technology des Etats-Unis [National Science and Technology Council, 2000]. Mais c'est aussi une préoccupation ancienne, à en croire les travaux publiés sur le sujet depuis plusieurs décennies [Hubin, 1987, Furse, 2001]. Les techniques mises en œuvre pour assurer ce suivi sont nombreuses et diverses [Fageon, 2013, Cselko and Berta, 2016].

Dans encore beaucoup de cas, l'inspection visuelle est le premier mode de diagnostic des liaisons filaires. Ainsi, lors des phases de maintenance d'avions ou de centrales électriques, des techniciens scrutent les chemins de câbles à la recherche de signes de dégradation. Dans le cas des lignes à haute tension du réseau de transport d'électricité, cette inspection peut être faite par hélicoptère. Cette méthode permet de révéler les défauts grossiers, visibles à l'œil nu. Toutefois on en comprend bien les limites : des défauts pourraient passer au travers de ce diagnostic visuel. En effet, certains d'entre eux ne manifestent aucune caractéristique visible, et par ailleurs les câbles que l'on souhaite inspecter ne sont pas toujours accessibles. Enfin des défauts parfois très petits, pourraient échapper à l'attention humaine. Afin de renforcer la qualité de ce mode d'inspection, des outils peuvent être employés [Adzman et al., 2007]. Ainsi l'utilisation de caméras infrarouges permet aux opérateurs de détecter des échauffements, signes de défauts résistifs ou de la proximité d'une source de chaleur dangereuse pour l'intégrité des câbles. On peut également utiliser les rayons X pour effectuer une imagerie de la structure interne du câble. L'inspection visuelle reste néanmoins une méthode chronophage, coûteuse, et de fiabilité insuffisante.

Dans certains domaines, le recours à des prélèvements de câbles qui sont ensuite analysés en laboratoire fait aussi partie des moyens mis en œuvre. C'est le cas dans l'industrie nucléaire [Shumaker et al., 2013, International Atomic Energy Agency (IAEA), 1999] où des analyses effectuées en laboratoire comportent des tests chimiques et mécaniques. On mesure notamment la masse moléculaire, le degré d'insaturation, la cristalinité des isolants polymères, ou encore les taux de plastifiants et d'anti-oxydants. Ces valeurs renseignent les spécialistes sur le vieillissement des câbles. Cependant, ces tests nécessitent d'avoir accès à des valeurs de référence pour soutenir l'analyse. Les tests mécaniques utilisés sont la mesure de l'allongement et de la charge à la rupture, ainsi que des mesures de dureté et du module de compression. Ces méthodes, qui font référence dans l'industrie nucléaire, ont néanmoins l'inconvénient d'être destructives et nécessitent des campagnes de prélèvement et des tests en laboratoire.

Plusieurs mesures électriques sont également courantes. On en retiendra notamment quelques-unes. Les mesures de continuité servent à s'assurer qu'un câble comportant deux conducteurs n'est pas rompu, en mettant une extrémité en court-circuit et en vérifiant que le courant passe bien entre les deux bornes de l'autre extrémité. Les mesures d'isolement consistent à laisser une extrémité en circuit ouvert tandis qu'on mesure à l'autre extrémité la résistance entre les deux conducteurs. Le but de cette mesure est de tester l'intégrité de l'isolant. Elle nécessite d'avoir accès à des valeurs de référence. Cette méthode est parfois généralisée à des mesures en courant alternatif. On parle de spectroscopie d'impédance. Dans la même configuration que précédemment, on mesure l'impédance du câble à différentes fréquences. Les valeurs mesurées doivent encore être comparées à des valeurs de référence. Les exploitants de câbles moyenne tension (HTA) ont également recours à des mesures de tangente delta et de décharges partielles.

Les mesures de tangente delta ($tan(\delta)$), aussi appelé facteur de perte, peuvent être faites pour tester l'isolant d'un câble qui comporte deux conducteurs. On modélise alors le câble par un circuit constitué d'une résistance et d'une capacité en parallèle tel que représenté sur la figure 1.4. La résistance représente les pertes dans l'isolant. Lorsqu'on soumet le câble à une tension sinusoïdale, un courant s'établit dont une partie va charger la capacité, et l'autre partie s'écouler dans la résistance. Le facteur de perte est égal au ratio entre le courant résistif et le courant capacitif. Cette mesure est généralement réalisée à 0.1Hz. Elle évalue les pertes diélectriques et permet ainsi de vérifier l'état de l'isolant. C'est toutefois une mesure globale qui ne permet pas de prendre en compte les défauts localisés ou les points faibles.

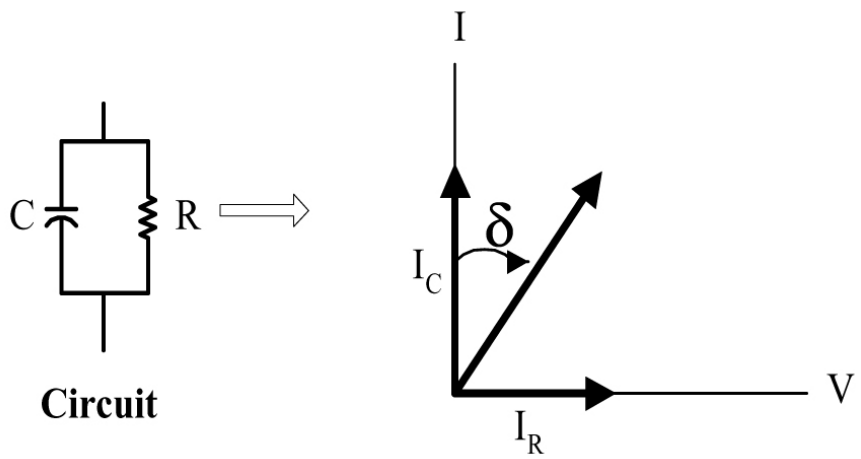


FIGURE 1.4: Définition de la tangente delta : $tan(\delta)$.

Enfin, les mesures de décharges partielles se rapprochent de la réflectométrie. Il

s'agit de soumettre un câble à des paliers de tension. Lorsque la tension augmente, les zones "faibles" de l'isolant sont le siège de micro-claquages. Ces décharges se propagent jusqu'à l'extrémité où elles sont mesurées. La tension d'apparition, le nombre et la fréquence de ces décharges sont utilisés pour identifier d'éventuels défauts. Cette technique est particulièrement appropriée pour détecter des zones de contraintes, mécaniques notamment, des dégradations localisées de l'isolation, ou encore des jonctions défectueuses. La mesure du temps de propagation des décharges partielles permet de localiser les points faibles.

Dans cette thèse nous nous intéressons plus particulièrement aux méthodes basées sur la réflectométrie.

1.3 Réflectométrie(s)

L'injection de signaux électromagnétiques, acoustiques ou sismiques dans des matériaux pour les sonder en analysant les échos est une technique largement exploitée dans de nombreux domaines (radar, géophysique, diagnostic non-destructif, imagerie médicale...). La réflectométrie repose sur ce principe [Kuzyk, 2006] et est utilisée depuis longtemps pour étudier les irrégularités dans les câbles [Herreng and Ville, 1948]. Elle consiste à injecter depuis l'extrémité d'un câble un signal électrique qui se propage en son long et dont une partie de l'énergie est réfléchie par les obstacles rencontrés (jonctions, dérivations, bout de ligne, défauts, etc). En effet, si la charge n'est pas adaptée à la ligne, c'est à dire si l'impédance de la charge est différente de l'impédance caractéristique de la ligne, le signal incident est partiellement ou totalement réfléchi en bout de ligne et revient vers la source. De la même manière, une variation des caractéristiques intrinsèques du câble le long de la ligne produit des réflexions qui se propagent jusqu'au point d'injection. Cette part d'énergie réfléchie est alors mesurée et les échos ainsi enregistrés font l'objet d'une interprétation en vue du diagnostic. La figure 1.5 représente ce principe schématiquement.

FIGURE 1.5: Principe de la réflectométrie

1.3.1 Réflectométrie dans le domaine temporel

Dans la version la plus simple de cette technique, dite Time Domain Reflectometry (TDR), on travaille dans le domaine temporel. On injecte alors à une extrémité de la ligne un signal ayant un temps de montée très court, typiquement un échelon de tension ou une impulsion. Ce signal se propage et est réfléchi par les discontinuités du câble (défauts, jonctions, etc) et les variations des propriétés physiques. On mesure le signal réfléchi en vue de l'interpréter pour détecter, localiser et idéalement caractériser d'éventuels défauts. La réflectométrie dans le domaine temporel est une technique répandue. Souvent, on se contente d'une interprétation "à la main", mais ces dernières années ont vu se développer des traitements numériques plus poussés.

En injectant une impulsion "parfaite", c'est à dire une fonction de Dirac, on obtiendrait la réponse impulsionnelle du câble que l'on appelle réflectogramme. Mais en pratique, la réponse impulsionnelle ne peut être mesurée qu'avec une précision limitée, car on ne peut ni générer une impulsion de Dirac, ni tester le câble en injectant avec précision un signal large bande. D'autres facteurs viennent également limiter la précision que l'on peut espérer, notamment la fréquence d'échantillonage des mesures et le bruit. Les échos enregistrés en TDR sont donc une mesure approchée de la réponse impulsionnelle. Dans la suite, et par abus de langage, on parlera aussi de réflectogramme pour désigner cette approximation. La figure 1.6 illustre les résultats que l'on peut obtenir dans une configuration simple : une variation brusque et localisée de la capacité linéique d'un câble est simulée, le résultat d'une TDR idéale (sans bruit, ni reflexions multiples) est affiché. Sur

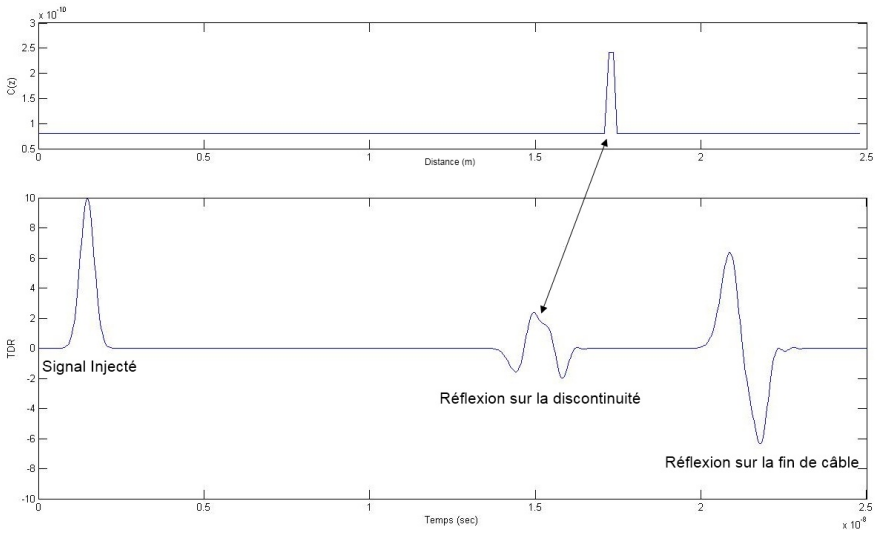


FIGURE 1.6: Simulation d'un réflectogramme (TDR) pour un câble affecté d'un défaut d'impédance.

cet exemple, on distingue clairement une réflexion importante indiquant la fin du câble (en circuit ouvert dans cette simulation) et une autre réflexion, due au défaut simulé et dont l'instant de mesure nous permet de déduire la position du défaut (en supposant que l'on connait la vitesse de propagation dans le câble). Souvent, du fait des réflexions multiples, on obtient plutôt une succession de pics atténués et/ou déformés qu'il faut interpréter.

La réponse impulsionnelle d'un système linéaire stationnaire (que l'on approche avec une TDR) nous renseigne sur la relation entre les entrées et les sorties du système, mais ne permet pas de quantifier directement les paramètres du système ou son état de santé. Dans le cas des câbles, cette réponse est formée des échos au signal injecté qui sont causés par des singularités ou des inhomogénéités dans le milieu de propagation. Ces sources de réflexions, lorsqu'elles ne s'expliquent pas par la présence d'un connecteur ou d'une autre discontinuité connue, sont interprétées comme des défauts. En première approximation, on peut donc considérer que les pics que l'on visualise sur un réflectogramme sont des copies atténuées mais peu déformées du signal injecté et qu'on les mesure à un temps égal à deux fois le temps de propagation jusqu'au défaut qui les a produits (aller-retour). L'instant auquel on les mesure indique alors la position du défaut.

En pratique, cette approche est efficace pour le diagnostic de défauts francs tels que les court-circuits ou les ruptures de câbles. Néanmoins, dans le cas de défauts non-francs ne donnant lieu qu'à de ténus échos, plusieurs difficultés émergent [Griffiths et al., 2006, Cozza et al., 2016]. En effet, les échos de faibles amplitudes sont difficilement identifiables. Il peuvent être attribués à un defaut comme à d'autres irrégularités de la ligne, normales ou sans gravité. De plus, la présence de bruit peut rapidement "noyer" les plus faibles réflexions et compliquer davantage encore leur détection. Enfin, en situation réelle, il est très rare que les signaux qu'on injecte ne subissent qu'une unique réflexion avant de revenir vers le point d'injection. Dans la réalité, les signaux rencontrent plutôt plusieurs discontinuités dans le câble (connectique, jonction, défauts multiples, fin de câble...) et peuvent subir des réflexions multiples entre ces discontinuités comme sur la figure 1.7. Dans cette simulation, un défaut de profil rectangulaire est simulé et les deux extrémités du câble sont connectées à une charge adaptée. L'impulsion que l'on injecte se réfléchit sur les discontinuités d'impédance de part et d'autre du défaut. On constate qu'il est difficile de "deviner" la forme et la position du ou des défaut(s) qui ont produit les réflexions.

On comprend que les réflectogrammes obtenus par une TDR rudimentaire peuvent être difficiles à interpréter sans avoir recours à des méthodes avancées. Les avantages de la réflectométrie que nous avons cités plus haut ont cependant motivé beaucoup de travaux cherchant à mieux explorer ces mesures par la mise en œuvre de techniques de mesures avancées et/ou par une analyse mathématique plus

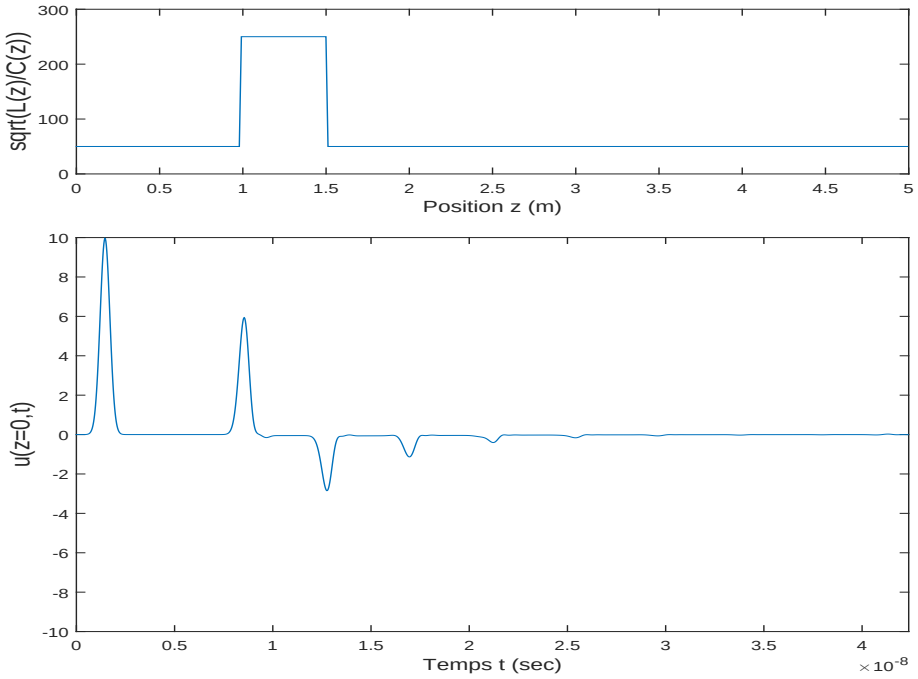


FIGURE 1.7: Simulation d'un réflectogramme (TDR) avec des réflexions multiples

poussée [Furse, 2006, Auzanneau, 2013]. On trouve dans la littérature beaucoup de ces initiatives, ayant pour but d'améliorer les performances de la réflectométrie.

La plupart travaillent sur la possibilité d'injecter un autre signal qu'une impulsion et donc sur le choix du signal à injecter. Dans ce cas, on analyse en général la corrélation du signal mesuré avec le signal injecté [Buccella et al., 2004b, Smith et al., 2005b, Griffiths et al., 2006, Lelong and Carrion, 2009, Auzanneau et al., 2016]. Ceci revient à effectuer une estimation plus précise de la réponse impulsionnelle du câble, toujours considéré comme un système linéaire stationnaire. Nous présentons ci-dessous quelque-unes de ces techniques, avant de parler d'autre méthodes, dans les sous-sections suivantes.

Les diverses techniques de réflectométrie temporelle se distinguent principalement par le choix du signal injecté ou par la méthode adoptée pour obtenir une estimation de la réponse impulsionnelle. Sous l'hypothèse d'un système linéaire invariant en temps, tout signal d'entrée suffisamment riche en fréquences permet d'approcher la réponse impulsionnelle. De ce point de vue, tous les signaux d'injections sont équivalents. D'un point de vue pratique en revanche, c'est à dire en tenant compte des erreurs de modèle, de mesures, et d'échantillonnage, certaines

injections peuvent être meilleures que d'autres. En effet, ce sont les hypothèses que l'on fait sur ces erreurs et leur degré de justesse qui nous permettent d'améliorer l'estimation.

1.3.1.1 STDR/SSTDR

Parmi ces raffinements, la STDR (Sequence Time Domain Reflectometry) et la SSTDR (Spread Spectrum Time Domain Reflectometry) [Furse et al., 2005b, Smith et al., 2005b, Smith et al., 2005a, Furse et al., 2005a] exploitent des outils de traitement du signal. Le principe de cette technique est d'injecter dans le câble une séquence de code pseudo-aléatoire (STDR) ou la même séquence modulée par une onde sinusoïdale (SSTDR). Puis, on calcule la corrélation entre le signal réfléchi mesuré à l'extrémité du câble et une copie du signal injecté. Sous l'hypothèse que le signal aléatoire injecté est un bruit blanc, la corrélation qui est calculée correspond à la réponse impulsionnelle du câble. Cette technique permet donc de contourner la difficulté pratique d'injecter une impulsion (il faudrait pour cela envoyer un signal de puissance très élevée sur un intervalle de temps très court) pour obtenir la réponse impulsionnelle du câble. Elle est aussi bien adaptée à la détection de défauts intermittents à condition qu'ils soient francs ou quasi-francs et produisent des réflexions assez importantes. En effet, elle peut, dans certains cas, être mise en œuvre continuellement sans interférer avec les signaux de services car le signal à injecter peut être de très faible amplitude et ses propriétés statistiques impliquent qu'il n'est pas corrélé aux signaux de services. Cette technique ne résout pas toutefois les difficultés relatives à l'interprétation des réflexions multiples, puisque les pics du réflectogramme obtenu sont interprétés directement comme des discontinuités d'impédance. Or ceci repose sur une hypothèse dont la validité n'est en général pas démontrée. En outre, les difficultés liées à la détection de petites réflexions produites par les défauts non-francs ne sont pas non plus levées.

1.3.1.2 MCTDR

La méthode Multicarrier Time Domain Reflectometry (MCTDR) ou réflectométrie multiporteuse [Lelong and Carrion, 2009, Lelong, 2010] a pour objectif de faciliter la mise en œuvre de diagnostics en ligne, c'est à dire pendant le fonctionnement normal du système inspecté. En effet pour certains systèmes, le spectre du signal de test ne doit pas empiéter sur certaines bandes de fréquences. Ces contraintes peuvent correspondre à des exigences de compatibilité electromagnétique, ou à des fréquences pour lesquelles la distorsion causée par le dispositif de mesure serait trop importante. Une des solutions proposées dans la littérature [Lo and Furse, 2005] pour éviter les problèmes d'interférences entre le signal test et les signaux de service est d'utiliser ces derniers et le bruit comme excitation

sans injecter d'autres signaux. On parle de Noise Domain Reflectometry. En général, il est rare que les signaux présents sur les câbles que l'on veut tester puissent être considérés comme des bruits blancs. Le principe de la méthode MCTDR est de contrôler la distribution spectrale d'énergie du signal injecté afin d'éviter les interférences entre le signal de diagnostic et les signaux qui transitent normalement dans le câble lors de son fonctionnement. Le signal de test $s(n)$ est défini pour un système donné comme une somme de sinusoïdes en ajustant l'amplitude et la phase de chacune d'elles.

$$s_n = \sum_{k=1}^{N/2} c_k \cos\left(\frac{2\pi k}{N} n + \theta_k\right) \tag{1.1}$$

avec :

— c_k l'amplitude de la k^{ème} sinusoïde,

— θ_k la phase de la k^{ème} sinusoïde.

En pratique, on définit donc la transformée de Fourier du signal puis on obtient $s(n)$ par transformée de Fourier inverse. Après avoir injecté le signal $s(n)$ ainsi conçu, on mesure le signal réfléchi et on construit une approximation de la réponse impulsionnelle du câble. D'abord en appliquant un filtre adapté pour éliminer les signaux de service que l'on ne souhaite pas prendre en compte. Puis le manque d'information, dû à la non-solicitation du câble sur une partie du spectre, est compensé par l'utilisation d'un algorithme de déconvolution. L'algorithme CLEAN permet d'obtenir une approximation du réflectogramme sous des hypothèses sur la forme du réflectogramme. On trouve une présentation détaillée de cette approche dans [Lelong, 2010]. Dans ce travail, les auteurs opèrent la déconvolution sous une hypothèse de parcimonie pour compenser le manque d'information. La MCTDR permet de traiter des systèmes en fonctionnement, en se conformant aux contraintes de compatibilité électromagnétique. Toutefois, l'obtention de résultats interprétables exige un traitement supplémentaire pour palier (partiellement) au manque d'information inhérent à la méthode. Cette technique permet d'élargir le champ d'application de la TDR aux systèmes embarqués mais n'apporte pas d'amélioration en matière de précision ou de qualité du diagnostic. La méthode OMTDR (Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry) [Ben Hassen et al., 2013] s'inscrit dans la continuité de ces méthodes.

1.3.1.3 Méthodes itératives

Certaines approches tentent d'exploiter la TDR en utilisant un modèle physique. Dans [Smail et al., 2010], un algorithme génétique est utilisé pour reconstituer un réseau filaire dégradé. L'algorithme fait évoluer les paramètres d'un réseau de façon à ce que les résultats de TDR simulés convergent vers ceux issus des mesures.

1.3.2 Renversement temporel

Le principe du retournement temporel a été initialement imaginé pour des problèmes de propagation en champ libre [Fink, 1992, Prada and Fink, 1994] dans le domaine des ondes acoustiques. Il repose sur le fait que sous certaines hypothèses/approximations, les équations de propagations des ondes sont invariantes par renversement du temps. Cette idée a été exploitée dans des domaines aussi divers que l'imagerie, le traitement des calculs biliaires par ultrasons ou les telecommunications. Plusieurs travaux ont également investigué la possibilité d'utiliser ce même principe dans des méthodes de diagnostic de câbles.

La première innovation issue de cette approche est l'utililisation du renversement temporel pour concevoir, dans le domaine temporel, un signal de test adpaté au câble que l'on veut tester [Abboud et al., 2009, Abboud et al., 2010, Abboud et al., 2012]. Plutôt que d'unjecter directement une impulsion prédéfinie on effectue une première TDR simple. On mesure le signal réfléchi lors de cette première expérience, on lui applique un opérateur de renversement temporel, puis on s'en sert comme injection dans une deuxième expérience. En fait, cette technique est équivalente a l'application d'un filtrage adapté dont le but est l'amélioration du rapport signal sur bruit. Elle permet donc d'améliorer le contraste dans une TDR. Toutefois cette approche est particulièrement efficace pour des systèmes complexes et a donc surtout son intérêt pour les réseaux de câbles.

Une autre approche consiste à utiliser le renversement temporel pour effectuer des comparaisons entre un câble neuf, et le même câble vieilli ou dégradé. Certaines modifications des caractéristiques d'un câble ne produisent pas de modification flagrante de son reflectogramme. La méthode qui a été proposée dans [El Sahmarany et al., 2012] consiste donc à effectuer une TDR d'un câble sain qui peut être le câble qu'on souhaite tester avant qu'il ne soit altéré, ou un câble identique neuf. Le réflectogramme obtenu est renversé dans le temps. Le signal ainsi obtenu est assymetrique mais lorsqu'on l'injecte dans le cable qui l'a produit il devrait revenir tel qu'il était initialement. Or, si le cable a vieilli entre temps, ses propriétés (vitesse de propagation...) s'en trouvent modifiées. Par conséquent le signal ne revient pas tout à fait symétrique. Le coefficient d'asymétrie permet d'estimer le vieillissement du cable. Une approche similaire est également proposée dans [El Sahmarany et al., 2013].

Des méthodes encore plus avancées reprennant les developpements du renversement temporel dans d'autres domaines ont été proposées pour le diagnostic de câbles [Abboud et al., 2013, Kafal et al., 2016b, Kafal et al., 2016a]. A partir de la matrice S d'un câble, on définit un opérateur de renversement temporel. Cet opérateur est diagonalisable, et ses vecteurs propres correspondent à des signaux qui découlent de réflexions sur les singularités dans le câble (défauts, connec-

tique...). Avec un simulateur, on simule l'injection de ces signaux dans un modèle du câble ou du réseau de câble testé. Puis on observe un point de focalisation qui indique la position de la singularité à l'origine de la valeur propre calculée. Cette méthode simple donne des résultats satisfaisants lorsqu'il s'agit de détecter un seul défaut [Abboud et al., 2013], mais ses performances sont dégradées en présence de défauts multiples. Pour venir à bout de cette limitation une version itérative de cette méthode a ensuite été proposée [Kafal et al., 2016b]. Elle permet de traiter une à une les singularités à chaque itération en calculant leur position (vecteur propre) et leur intensité (valeur propre). Les résultats sont d'autant meilleurs que le réseaux de câble testé est complexe. Enfin un dernier raffinement de ces méthodes [Kafal et al., 2016a] nous affranchit du besoin d'un simulateur pour effectuer la rétropropagation des vecteurs propres. Celui-ci repose sur l'utilisation de l'algorithme MUSIC [Schmidt, 1986] qui est habituellement utilisé pour la localisation de sources dans le domaine des radars notamment.

Ces méthodes supposent que le câble se comporte comme un système invariant par renversement du temps. En présence de pertes, cette hypothèse n'est pas vérifiée. Il a néanmoins été montré que lorsque les pertes ne sont pas excessivement importantes, les méthodes de renversement temporel conservent leur efficacité [Razzaghi et al., 2016]. Il faut également remarquer que toutes les méthodes citées ci-dessus travaillent avec un système "baselined", c'est à dire qu'on retranche des mesures effectuées sur le câble à tester des mesures faites sur le câble avant l'apparition des défauts recherchés, ou une simulation de telles mesures préliminaires. Enfin, les méthodes qui effectuent une rétropropagation pour localiser les défauts impliquent, de plus, de disposer d'un modèle du câble. Ainsi ces méthodes requièrent une information a priori qui n'est pas toujours disponible.

1.3.3 Réflectométrie dans le domaine fréquentiel

La réflectométrie dans le domaine fréquentiel (FDR : Frequency Domain Reflecometry) est basée sur l'injection d'ondes sinusoïdales, éventuellement modulées, dans le câble. On mesure alors l'onde réfléchie ou une onde stationnaire formée de la superposition de l'onde réfléchie et de l'onde injectée. Les techniques de ce type ont d'abord été développées dans le domaine des applications radar et peuvent être adaptées au diagnostic filaire.

Appliquer une transformée de Fourier inverse pour passer d'un coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence à la réponse impulsionnnelle (réflectogramme temporel) du câble afin d'appliquer des techniques d'analyse temporelle constitue la méthode la plus simple. Mais des techniques plus sophistiquées existent.

1.3.3.1 PDFDR

En PDFDR (Phase Detection Frequency Domain Reflectometry) [Chung et al., 2005], on injecte un signal sinusoïdal de pulsation ω, celui-ci se réfléchit sur la fin du câble ou sur une autre discontinuité. Puis on multiplie le signal réfléchi avec une copie du signal injecté. On obtient un signal qui se décompose comme la somme d'un signal sinusoïdal de pulsation 2ω et d'un signal continu (une constante). La valeur de cette constante dépend de la distance à laquelle s'est produite la réflexion et de la pulsation ω. Ainsi, en étudiant les variation de la composante continue lorsqu'on fait varier ω on déduit la distance et l'impédance du défaut à l'origine de la réflexion. Cette méthode est plutôt destinée aus discontinuités importantes, qui réfléchissent la quasi totalité de l'énergie du signal. Elle se limite donc aux défauts francs.

1.3.3.2 FMCW

En FMCW (Frequency-Modulated Continuous-Wave) [Bao et al., 2011, Bao, 2015, Furse and Kamdar, 2002], on injecte un signal de type chirp, c'est à dire un signal modulé en fréquence, le plus souvent avec une fréquence f(t) qui augmente linéairement au cours du temps. En mesurant la différence entre la fréquence du signal émis et celle du signal réfléchi, on est alors capable de déterminer la distance à laquelle se produit la réflexion :

$$d = \frac{v \cdot \Delta t}{2} = \frac{v \cdot \Delta f}{2 \cdot \frac{df}{dt}}$$

Ici encore, on traite des cas où il n'y a qu'une seule réflexion assez importante (défaut franc).

1.3.3.3 SWR

En SWR (Standing Wave Reflectometry) on injecte une tension sinusoïdale dans le câble. Le signal est réfléchi et la somme du signal émis et du signal réfléchi forme une onde stationnaire dont l'amplitude dépend de la distance à laquelle se produit la réflexion et de l'impédance du défaut qui la produit. En mesurant cette amplitude à différentes fréquences d'excitation, on peut calculer la distance de la réflexion et l'impédance qui la produit. Cette technique est sensible au bruit et à la présence de défauts et/ou de pertes qui dépendent de la fréquence.

Ces trois variantes sont décrites dans [Furse et al., 2003]. La FDR présente l'avantage de permettre une analyse spectrale, et d'exploiter le comportement fréquentiel des câbles pour le diagnostic. Cependant, l'interprétation de telles mesures est moins intuitive et exige un traitement mathématique avec des techniques avancées.

1.3.4 Analyse temps-fréquence en réflectométrie

D'autres études cherchent à exploiter les techniques issues de l'analyse temps-fréquence [Buccella et al., 2004a, Franchet et al., 2011, Lee et al., 2015].

On peut aussi utiliser une méthode mixte reposant sur l'analyse temps-fréquence, la JTFDR (Joint Time-Frequency Domain Reflectometry). L'intérêt d'une telle approche est de combiner les avantages de la TDR et de la FDR, c'est à dire d'exciter le câble avec un signal localisé en temps et en fréquence. On trouve une description de cette technique dans [Wang et al., 2011]. Elle consiste à injecter un signal localisé en temps et en fréquence dont les paramètres (fréquence centrale, largeur de bande et durée) sont choisis en effectuant un arbitrage entre l'atténuation tolérée et la résolution spatiale souhaitée. Les distributions temps-fréquence (distribution de Wigner) des signaux émis et réfléchis sont calculées. Finalement, les auteurs considèrent comme défauts les pics de la correlation croisée de ces deux distributions. Cette approche est également adoptée par les auteurs de [Lee et al., 2015] où le signal injecté est conçu pas à pas selon une méthode empirique en variant la fréquence centrale du signal, sa largeur de bande et sa durée.

Les techniques de réflectométrie existantes, malgré leurs avantages, restent à ce jour limitées en matière de diagnostic de défauts non-francs et/ou de configurations complexes, avec des réflexions multiples notamment. Pour cette raison, de nombreux travaux, publiés régulièrement, tentent de faire progresser l'état de l'art. C'est dans cette démarche que s'inscrivent les recherches que nous présentons dans ce manuscrit.

Chapitre 2

Lignes de transmission : modèles et simulations

L'utilisation de la réflectométrie pour le diagnostic de câbles électriques repose sur l'analyse de la propagation de signaux dans ces câbles. Il est donc important de comprendre ce phénomène. Les câbles peuvent être vus comme des guides d'ondes électromagnétiques et ce sont donc les équations de Maxwell qui décrivent le plus précisément la propagation des signaux que l'on injecte. Dans ce chapitre nous verrons que dans le cas des câbles, on peut justifier des approximations qui nous permettent d'aboutir à une théorie simplifiée. La théorie des lignes de transmission est ainsi communément employée pour décrire la propagation de signaux dans les câbles et constitue le cadre théorique de l'utilisation de la réflectométrie. Elle fournit un modèle qui d'une part nous a permis de réaliser des simulateurs de câbles, et d'autre part, nous sert de base pour la définition et la résolution de problèmes inverses. Nous discuterons de ce dernier point dans les prochains chapitres.

2.1 L'approximation TEM et le modèle des télégraphistes

Un câble peut être vu comme une ligne de transmission électromagnétique, c'est à dire une structure servant de milieu à une onde électromagnétique pour aller se propager de façon guidée. L'analyse de ces structures est un sujet largement traité dans la littérature [Paul, 2008]. Nous en rappellerons brièvement les principaux éléments qui permettent d'aboutir à un modèle simple.

2.1.1 Approximation quasi-TEM

La propagation d'ondes dans les câbles obéit aux lois de l'électromagnétisme. Sous certaines hypothèses, les équations de Maxwell peuvent être remplacées par des équations électrocinétiques équivalentes. En effet, en toute généralité, les champs électromagnétiques occupent les trois dimensions de l'espace, mais les structures électriquement petites (c'est à dire de taille négligeable par rapport à la longueur d'onde des champs étudiés) peuvent être représentées par des circuits à éléments concentrés équivalents. Les câbles sont des structures électriquement longues, mais leur section transversale peut-être électriquement petite. Dans ce cas, ils restent des structures à paramètres répartis, mais seulement dans le sens longitudinal. Pour faire cette simplification et se ramener à un modèle unidimensionnel, il faut que le câble que l'on étudie ne soit sollicité par les champs électromagnétiques que dans la direction transversale et à des longueur d'ondes suffisamment grandes pour considérer l'espace entre les conducteurs du câble comme électriquement petit. Autrement dit, cette approximation n'est justifiée que pour un mode de propagation Transverse Electro-Magnétique (TEM), c'est à dire pour lequel les champs électrique et magnétique sont orthogonaux à la direction de propagation (et donc à l'axe du câble), aux fréquences correspondantes. Le mode de propagation TEM est celui qui est présent dans un câble dont les conducteurs sont parfaits et l'isolation homogène [Collin, 1991]. En pratique les câbles comportent des imperfections mais leurs effets peuvent être négligés, c'est l'approximation quasi-TEM [Collin, 1991, Weeks, 1972, Marx, 1973, Aubourg, 1979, Lindell, 1981]. Les câbles auxquels nous nous intéressons ont des diamètres de l'ordre du centimètre, on exigera donc que la plus petite longueur d'onde que nous utiliserons soit bien supérieure au centimètre : $\lambda_{min} >> 10^{-2}$m. Pour un isolant de permittivité diélectrique relative égale à ϵ_r, cela correspond à une fréquence maximale $f_{max} << \frac{10^2 * c}{\sqrt{\epsilon_r}}$. Où c représente la vitesse de la lumière dans le vide. Les isolants typiquement utilisés pour les câbles (polychlorure de vinyle, polyéthylène) ont une permittivité relative ϵ_r en général comprise entre 2 et 4. Ainsi on exige $f_{max} << qq10$ GHz. Cette condition est satisfaite pour les mesures que nous utilisons dans ce travail (mesures entre 10 kHz et 5 GHz).

2.1.2 Equations des télégraphistes

Nous montrons dans ce qui suit que pour un mode TEM (ou quasi-TEM), la propagation des ondes dans une ligne de transmission est décrite par les équations des télégraphistes. Elles s'établissent à partir des équations de Maxwell. Nous rappelons ci-dessous les calculs qui permettent d'aboutir à ces équations dans le cas d'un câble bi-conducteur. Le lecteur pourra se référer à [Paul, 2008] pour la

généralisation à des lignes comportant plus de deux conducteurs.

Rappelons d'abord les équations de Maxwell. On note $\overrightarrow{D}$ l'induction électrique (aussi appelée champ de déplacement électrique, ou densité de flux électrique), $\overrightarrow{E}$ le champ électrique, $\overrightarrow{B}$ l'induction magnétique (ou densité de flux magnétique) et $\overrightarrow{H}$ le champ magnétique. La permittivité diélectrique du milieu de propagation (isolant du câble) est notée ϵ, sa perméabilité magnétique μ et la conductivité est notée σ. On suppose un milieu linéaire isotrope ($D = \epsilon E$, $B = \mu H$) :

$$\nabla \cdot \epsilon \overrightarrow{E} = \rho \tag{2.1a}$$

$$\nabla \cdot \mu \overrightarrow{H} = 0 \tag{2.1b}$$

$$\nabla \times \overrightarrow{E} = -\mu \frac{\partial \overrightarrow{H}}{\partial t} \tag{2.1c}$$

$$\nabla \times \overrightarrow{H} = \epsilon \frac{\partial \overrightarrow{E}}{\partial t} + \sigma \overrightarrow{E} \tag{2.1d}$$

Dans le cas d'un mode TEM, les champs électrique $\overrightarrow{E}$ et magnétique $\overrightarrow{H}$ n'ont pas de composante longitudinale. Ils sont contenus dans un plan (x-y) perpendiculaire à l'axe du câble (axe z). Dans ces conditions, l'intégration des équations (2.1) permet d'aboutir aux équations des télégraphistes qui s'écrivent comme suit :

$$\frac{\partial u}{\partial z}(z,t) = -R(z)i(z,t) - L(z)\frac{\partial i}{\partial t}(z,t) \tag{2.2a}$$

$$\frac{\partial i}{\partial z}(z,t) = -G(z)u(z,t) - C(z)\frac{\partial u}{\partial t}(z,t) \tag{2.2b}$$

où on a noté $u(z,t)$ (respectivement $i(z,t)$) la tension (respectivement le courant) au point d'abscisse z et à l'instant t. Les paramètres $R(z)$, $L(z)$, $C(z)$, et $G(z)$ peuvent être interprétés de la manière suivante :

— Les conducteurs qui constituent une ligne ne sont pas parfaits, ils ont une résistance linéique R ($\Omega.m^{-1}$) qui est à l'origine de pertes par effet Joule.

— Le diélectrique qui isole les conducteurs l'un de l'autre n'est pas non plus parfait, il possède une conductance linéique G ($S.m^{-1}$) non nulle, cause de pertes par courant de fuite.

— Les deux conducteurs en regard constituent une capacité. Ainsi la capacité par unité de longueur de ligne est notée C ($F.m^{-1}$).

— En tant que circuit électrique, le câble possède une inductance propre égale à L ($H.m^{-1}$) pour une unité de longueur de ligne.

La notation $R(z)$ ($L(z)$, $C(z)$, $G(z)$) tient au fait que ces paramètres peuvent varier en z. Dans la suite, on parlera de "paramètres $RLCG(z)$". Si un segment

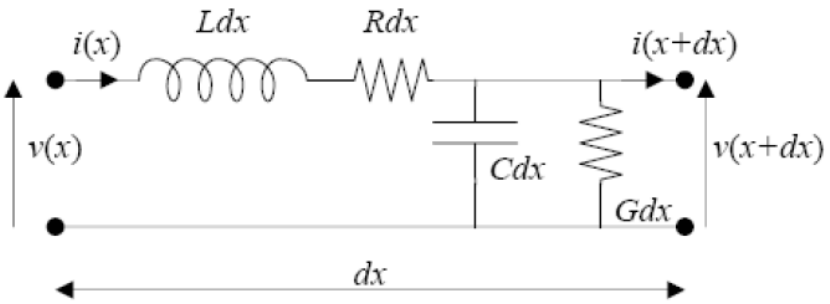


FIGURE 2.1: Elément de ligne de longueur dz dans un modèle à constantes réparties

de câble de longueur infinitésimale est assimilé à un quadripôle tel qu'illustré sur la figure 2.1, on remarque que les équations des télégraphistes (2.2) peuvent être retrouvées par l'application des lois de Kirchoff.

Une ligne non-uniforme est representée simplement telle que sur la figure 2.2 comme une succession de tronçons uniformes, chacun représenté par un circuit RLCG équivalent, et connectés en cascade.

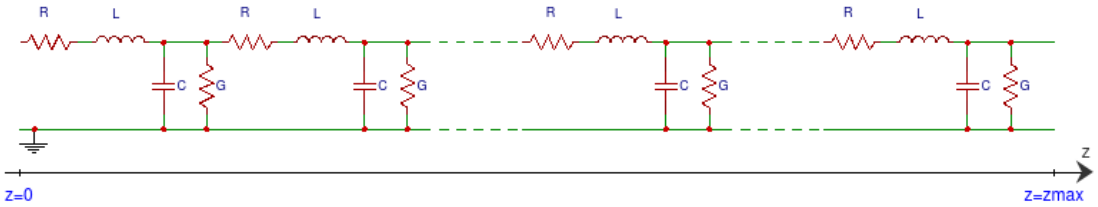


FIGURE 2.2: Modèle $RLCG(z)$ pour une ligne non-uniforme

Dans le chapitre 3, nous présentons le principe du diagnostic par résolution de problème inverse. Il s'agit d'utiliser des mesures de réflectométrie pour estimer certains des paramètres répartis $R(z)$, $L(z)$, $C(z)$ et $G(z)$ d'un câble. Dans cette perspective, il est important de bien comprendre le problème direct associé. Les équations (2.2) décrivent l'évolution du courant et de la tension en fonction du temps et de la position [Baden Fuller, 1993, Paul, 2008]. C'est donc un outil important pour comprendre le fonctionnement de la réflectométrie. Nous résoudrons notamment ces équations pour simuler des mesures. Pour des câbles uniformes (RLCG constants), on peut résoudre les équations (2.2) de façon analytique. Dans le cas de câbles non-uniformes, c'est à dire dont les paramètres R, L, C et G ne sont pas constants sur toute la longueur de la ligne, on a recours à une résolution numérique.

2.1.3 Paramètres RLCG : exemple du câble coaxial

Le câble coaxial est un des câbles les plus fréquemment rencontrés. Il possède de bonnes propriétés électromagnétiques, en particulier une sensibilité faible au bruit environnant. Un câble coaxial est constitué d'un conducteur central cylindrique enveloppé dans un diélectrique (polyéthylène, polychlorure de vinyle, ...) lui même recouvert d'un écran métallique assurant le rôle de conducteur de retour et ayant une fonction de blindage électromagnétique par ailleurs.

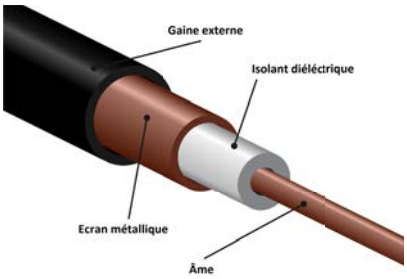


FIGURE 2.3: Câble coaxial

On se propose dans cette section de rappeler le calcul des paramètres RLCG pour ce type de câbles [Orfanidis, 2008]. Dans la suite on notera encore ϵ la permittivité diélectrique de l'isolant, σ_{metal} la conductivité du métal conducteur et r_1 et r_2 les diamètres du conducteur central et de l'écran métallique respectivement.

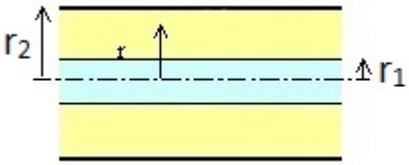


FIGURE 2.4: Coupe longitudinale d'un câble coaxial

On a vu plus haut que, sous certaines hypothèses, la propagation de signaux électriques dans ce type de câbles obéit à la théorie des lignes de transmission. Il peut donc être caractérisé par ses paramètres RLCG. En toute généralité, ces paramètres sont fonctions de la position z sur le câble. Pour comprendre les facteurs qui influent sur leurs variations, on établit leur expression en fonction de la géométrie du câble et des propriétés physiques des matériaux utilisés.

Capacité linéique C. On considère un tronçon de câble de longueur dz. Sous l'effet de la tension $v(z,t)$ entre les deux conducteurs, une densité linéique de charge (que nous notons ζ) est présente sur le conducteur central ($-\zeta$ sur l'écran).

Appliquons le théorème de Gauss à un volume délimité par un cylindre $\mathcal{S}$ de base circulaire de hauteur dz, de rayon $R_1 < r < R_2$ et centré sur l'axe du tronçon de câble.

L'analyse des symétries et des invariances nous permet d'écrire le champ $\overrightarrow{E}$ de la façon suivante :

$$\overrightarrow{E} = E(r)\overrightarrow{e_r}. \tag{2.3}$$

avec les notations usuelles dans un système de coordonnées cylindriques.

On note encore $\overrightarrow{dS} = dS\overrightarrow{n}$ avec dS un élément de surface élémentaire de $\mathcal{S}$ et $\overrightarrow{n}$ le vecteur normal à la surface de $\mathcal{S}$ orienté vers l'extérieur. Finalement, le théorème de Gauss donne :

$$\int_{\mathcal{S}} \overrightarrow{E}\overrightarrow{dS} = \frac{\zeta dz}{\epsilon} \tag{2.4}$$

Soit :

$$E(r) = \frac{\zeta}{2\pi r\epsilon} \tag{2.5}$$

Or, par définition, $\overrightarrow{E} = -\vec{\nabla}v$. Ainsi par intégration de (2.5) sur un chemin allant de l'âme à l'écran, on déduit la tension entre les deux conducteurs :

$$v(z,t) = \frac{\zeta}{2\pi\epsilon} ln(\frac{r_2}{r_1}) \tag{2.6}$$

Puis la capacité linéique du câble $C(z)$ définie au point d'abscisse z par :

$$\zeta(z) = C(z)v(z), \tag{2.7}$$

c'est à dire :

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{ln(\frac{r_2}{r_1})} \tag{2.8}$$

Inductance linéique L. Afin de calculer l'inductance propre de notre tronçon de câble, on calcule d'abord le champ $\overrightarrow{B}$ dans l'isolant. On utilise pour cela le théorème d'Ampère. Compte tenu des invariances et symétries, $\overrightarrow{B} = B(r)\overrightarrow{e_\theta}$. On choisit donc comme contour d'Ampère un cercle $\mathcal{C}$ de rayon r et centré sur l'axe du câble. Le théorème d'Ampère s'écrit alors :

$$\oint_{\mathcal{C}} \overrightarrow{B}\overrightarrow{dl} = \mu i(z,t), \tag{2.9}$$

avec $i(z,t)$ l'intensité du courant qui traverse la surface définie par le cercle $\mathcal{C}$ (soit dans notre cas, l'intensité du courant qui circule dans l'âme). On en déduit :

$$B(r) = \frac{\mu i(z,t)}{2\pi r}. \tag{2.10}$$

Ainsi le flux magnétique entre les deux conducteurs est égal à :

$$\phi = \int_{\mathcal{P}} \overrightarrow{B} \cdot \overrightarrow{e_\theta} dl = \frac{\mu i(z,t)}{2\pi} ln(\frac{r_2}{r_1}) \tag{2.11}$$

où on a noté $\mathcal{P}$ un chemin quelconque qui va de l'âme à l'écran. Finalement l'inductance propre du câble par unité de longueur est :

$$L = \frac{\mu}{2\pi} ln(\frac{r_2}{r_1}) \tag{2.12}$$

Résistance linéique R. Les conducteurs ne sont pas idéaux ; ils opposent une résistance au passage du courant. Rappelons que la résistance électrique d'un objet de longueur l, de section S et de résistivité ρ est donnée par $R = \rho \frac{l}{S}$.

La section utile des conducteurs varie avec la fréquence, on parle d'effet de peau. L'épaisseur de peau d'un conducteur de conductivité σ vaut pour une fréquence f :

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

Alors pour notre élément de câble :

$$R = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu_0 f}{\pi \sigma}}(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}) \tag{2.13}$$

Conductance linéique G. En pratique, lorsqu'une tension est appliquée à un diélectrique, un courant (même très faible) le traverse. Cette imperfection de l'isolant traduit deux phénomènes physiques.

D'abord, si la tension appliquée est alternative, l'isolant subit des changements de polarisation qui impliquent, à l'échelle moléculaire, des frottements qui sont source de pertes. On modélise ce phénomène par une permittivité complexe (on note j l'unité imaginaire) :

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$$

Avec cette permittivité, l'admittance de la capacité formée par le diélectrique peut s'écrire en utilisant (2.8) comme :

$$\begin{aligned} Y &= j\omega \frac{2\pi}{\ln(\frac{r_2}{r_1})}(\epsilon' - j\epsilon'') \\ &= j\frac{2\pi\omega\epsilon'}{\ln(\frac{r_2}{r_1})} + \frac{2\pi\omega\epsilon''}{ln(\frac{r_2}{r_1})} \end{aligned} \tag{2.14}$$

La partie réelle de Y correspond à une partie de la conductance par unité de longueur du câble :

$$\begin{aligned} G_{pol} &= \frac{2\pi\omega\epsilon''}{\ln(\frac{r_2}{r_1})} \\ &= C\omega\frac{\epsilon''}{\epsilon'} \\ &= C\omega tan\delta \end{aligned} \tag{2.15}$$

Le rapport $\frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ est raméné à un angle δ. On appelle facteur de perte la quantité $tan\delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$. Sur les câbles de puissance, elle peut être déterminée par une mesure (cf. [Fageon, 2013]). Remarquons que G_{pol} est nul si on applique une tension continue ($\omega = 0$), ce qui est naturel puisque cette composante du paramètre G représente les pertes par changement de polarité des dipoles présents dans l'isolant.

D'autre part, l'isolant a une conductivité, habituellement très faible mais qui peut être plus importante en présence de défauts. Nous la noterons $\sigma_{isolant}$. Elle donne lieu à un écoulement de courant et donc à des pertes par effet joule. La conductance linéique du câble comporte ainsi un second terme donné par :

$$\begin{aligned} G_{cond} &= \frac{1}{\displaystyle\int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{\sigma_{isolant} 2\pi r}} \\ &= \frac{2\pi\sigma_{isolant}}{\ln(\frac{r_2}{r_1})} \end{aligned} \tag{2.16}$$

Finalement, la conductance linéique du câble est donnée par :

$$\begin{aligned} G &= G_{pol} + G_{cond} \\ &= \frac{2\pi\omega\epsilon''}{\ln(\frac{r_2}{r_1})} + \frac{2\pi\sigma_{isolant}}{\ln(\frac{r_2}{r_1})} \\ &= C\left[\omega tan\delta + \frac{\sigma_{isolant}}{\epsilon'}\right]. \end{aligned} \tag{2.17}$$

Synthèse Les expressions (2.8), (2.12), (2.13) et (2.17) nous apprennent que les paramètres $RLCG$ d'une ligne coaxiale (prise ici comme exemple, mais on peut généraliser à d'autres types de câbles) dépendent de la fréquence (donc du signal injecté), de la géométrie du câble (rayons r_1 et r_2), des propriétés des matériaux (ϵ et σ). Ainsi, les défauts qui affectent la propagation de signaux dans les câbles sont ceux qui modifient ces propriétés. Réciproquement, l'estimation des paramètres $RLCG$ nous informerait sur la nature et la position des défauts détectés. Par exemple une diminution du paramètre C tandis que L reste constant peut être due à une diminution de la permittivité ϵ donc à une dégradation de l'isolant.

2.2 Simulations dans le domaine temporel

Afin de préparer nos études sur le diagnostic par résolution de problèmes inverses, nous avons mis en œuvre un simulateur de câbles dans le domaine temporel, et un autre dans le domaine fréquentiel, tous deux basés sur les équations des télégraphistes, que nous allons décrire dans cette section et la section suivante.

La méthode FDTD (Finite Differences Time Domain) a été initialement introduite par Kane S. Yee pour résoudre les équations de Maxwell en milieu isotrope [Yee, 1966]. Elle s'est rapidement imposée comme une méthode de référence pour l'étude des ondes électromagnétiques [Taflove and Hagness, 2005]. On trouve un chapitre entièrement consacré à l'application de la méthode FDTD aux lignes de transmission dans [Paul, 2008]. Nous utilisons cette méthode pour résoudre numériquement les équations (2.2) et ainsi simuler la propagation des signaux dans le domaine temporel.

Elle consiste à discrétiser le domaine spatio-temporel étudié en un maillage rectangulaire. Dans notre cas, il s'agit de la longueur de la ligne et la durée sur laquelle nous voulons simuler la propagation. Ceci est accompli en remplaçant les dérivées par des taux d'accroissement (différences finies) sur des pas de discrétisation fixés. Cette méthode nous permet d'intégrer les variations des paramètres RLCG le long du câble. On note Δz et Δt les pas de discrétisation spatial et temporel respectivement. Pour que notre approximation produise des résultats valables, le maillage doit être "assez" fin (relativement aux longueurs d'onde/fréquences des signaux injectés). Les conditions suivantes doivent être vérifiées :

$$\Delta z \ll \lambda_{min} \tag{2.18a}$$

$$\Delta t \ll \frac{1}{f_{max}} \tag{2.18b}$$

où λ_{min} est la plus petite longueur d'onde et f_{max} la plus grande fréquence contenue dans le signal injecté. De plus, pour assurer la stabilité numérique du schéma, Δz et Δt doivent satisfaire la condition de Courant :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta z}{v_{max}} \tag{2.19}$$

où v_{max} est la vitesse de phase maximale dans le câble [Nagel,]. Cette condition peut être interprétée physiquement par le fait que le pas temporel ne doit pas être plus grand que le temps de propagation sur un pas spatial.

Dans la suite, on se donne les notations suivantes :

$$U_k^n = u(k\Delta z, n\Delta t) \quad k = 0 \cdots K; n = 0 \cdots N \tag{2.20a}$$

$$I_k^n = i(k\Delta z, n\Delta t) \quad k = 0 \cdots K; n = 0 \cdots N \tag{2.20b}$$

où nous avons noté $\Delta z = z_l/K$ et $\Delta t = t_{max}/N$, avec K et N des entiers fixés, z_l la longueur de la ligne et, t_{max} la durée sur laquelle on souhaite simuler la propagation.

L'idée est d'approcher les dérivées spatiales et temporelles par des différences finies. Les équations aux dérivées partielles (2.2a) et (2.2b) deviennent alors des équations aux différences finies :

$$\frac{U_{k+1}^n - U_k^n}{\Delta z} = -R_k I_k^n - L_k \frac{I_k^{n+1} - I_k^n}{\Delta t} \tag{2.21a}$$

$$\frac{I_{k+1}^n - I_k^n}{\Delta z} = -G_k U_k^n - C_k \frac{U_k^{n+1} - U_k^n}{\Delta t} \tag{2.21b}$$

Avec :

$$R_k = R(k\Delta z) \tag{2.22a}$$

$$L_k = L(k\Delta z) \tag{2.22b}$$

$$C_k = C(k\Delta z) \tag{2.22c}$$

$$G_k = G(k\Delta z) \tag{2.22d}$$

Les équations (2.21) représentent une approximation tout à fait acceptable. Néanmoins, une astuce permet d'améliorer la précision des simulations. En effet, il n'y a rien qui nous oblige à définir les tensions et les courants discrétisés sur la même grille de discrétisation spatio-temporelle. En décalant la grille de discrétisation des courants d'un demi pas par rapport à la grille de discrétisation des tensions, les différentes dérivées sont approximées par des différences finies centrées, qui sont préférables car précises à l'ordre 2. Dans ce cas, les équations discrétisées s'écrivent :

$$\frac{U_{k+1}^n - U_k^n}{\Delta z} = -R_k \frac{I_{k-1/2}^{n+1/2} + I_{k-1/2}^{n-1/2}}{2} - L_k \frac{I_{k-1/2}^{n+1/2} - I_{k-1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} \tag{2.23a}$$

$$\frac{I_{k+1/2}^{n+1/2} - I_{k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} = -G_k \frac{U_k^{n+1} + U_k^n}{2} - C_k \frac{U_k^{n+1} - U_k^n}{\Delta t} \tag{2.23b}$$

La figure 2.5 illustre la discrétisation du domaine et le schéma de calcul.

Les conditions aux limites et les conditions initiales sont déterminées par :

$$u(z=0,t) = u_s(t) - R_s i(z=0,t) \quad \forall t \tag{2.24a}$$

$$u(K\Delta z, t) = Z_L i(K\Delta z, t) \quad \forall t \tag{2.24b}$$

$$u(z, t=0) = 0 \quad \forall z \tag{2.24c}$$

$$i(z, t=0) = 0 \quad \forall z \tag{2.24d}$$

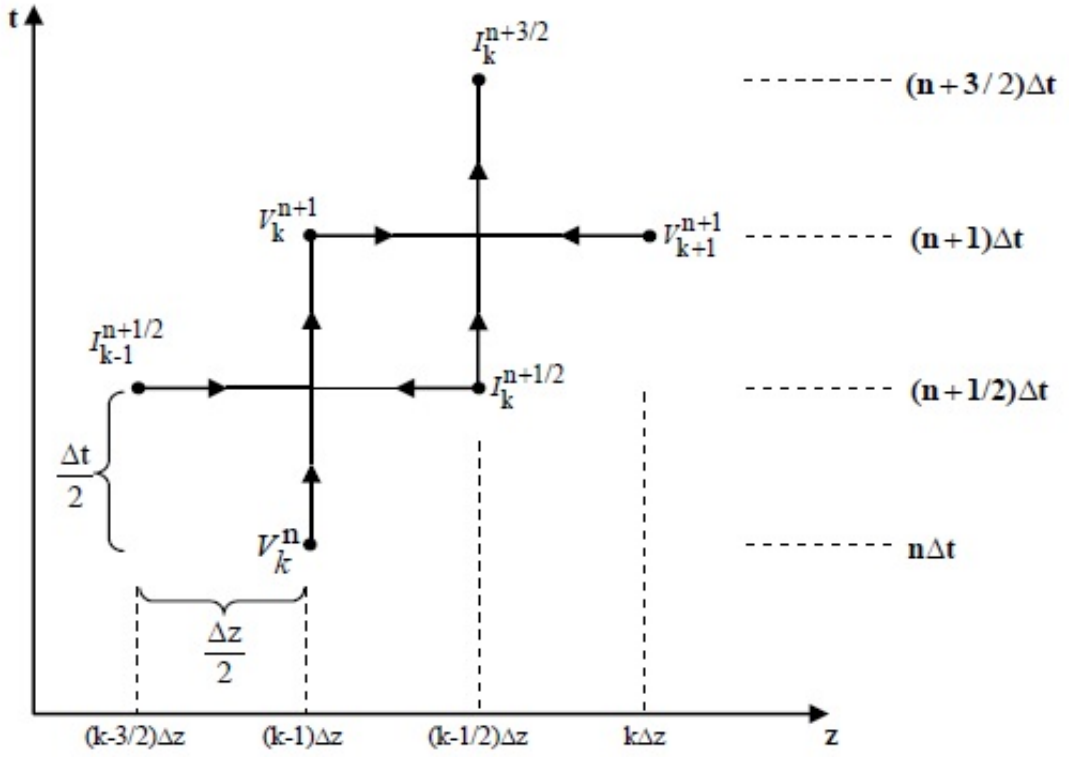


FIGURE 2.5: Discrétisation du domaine de calcul pour la méthode FDTD (Source : [Smail, 2010])

où on a noté $u_s(t)$ la tension délivrée par la source à l'extrémité $z = 0$ du câble, R_s la résistance interne de cette source et Z_L l'impédance de la charge branchée à l'autre extrémité du câble.

La difficulté l'intégration des conditions de bord et des conditions initiales dans le schéma numérique décrit ci-dessus réside dans le fait que les points de discrétisation des tensions et des courants ne sont pas colocalisés tandis que les équations (2.24) mettent en relation les courants et tensions aux mêmes abscisses et aux mêmes temps. On note I_S le courant en $z = 0$ et I_L le courant au niveau de la charge. L'équation (2.2b) est discrétisée à l'extrémité où se trouve la source en prenant la moyenne de deux valeurs de I_S pour definir le courant au nœud localisé dans le temps au même point que $I_{k+1/2}^{n+1/2}$:

$$\frac{2}{\Delta z}\left[I_{k+1/2}^{n+1/2} - I_S^{n+1/2}\right] = -G_k\frac{U_1^{n+1} + U_1^n}{2} - C_k\frac{U_0^{n+1} - U_0^n}{\Delta t}. \tag{2.25}$$

De la même manière, l'équation (2.2b) est discrétisée du côté de la charge comme :

$$\frac{2}{\Delta z}\left[I_L^{n+1/2} - I_{K-1/2}^{n+1/2}\right] = -G_k\frac{U_K^{n+1} + U_K^n}{2} - C_k\frac{U_K^{n+1} - U_K^n}{\Delta t}. \tag{2.26}$$

Les équations (2.25) et (2.26) donnent une relation de récurrence en temps pour les tensions aux extrémités. Les courants I_S et I_L sont donnés par les relations suivantes :

$$U_0^n = U_s^n - R_s I_s^n \quad (0 \leq n \leq N) \tag{2.27a}$$
$$U_K^n = Z_L I_L^n \quad (0 \leq n \leq N) \tag{2.27b}$$
$$\tag{2.27c}$$

Et les conditions initiales discrétisées sont :

$$U_k^0 = 0 \quad (0 \leq k \leq K) \tag{2.28a}$$
$$I_k^0 = 0 \quad (0 \leq k \leq K) \tag{2.28b}$$

où $U_s^n = U_s(n\Delta t)$.

La résolution des équations (2.23a) et (2.23b) et la prise en compte de (2.25) et (2.26) permet de simuler la propagation des signaux le long de la ligne. On montre sur la figure 2.6 un réflectogramme simulé selon cette méthode. On y observe la réflexion produite par une variation de la capacité linéique du câble.

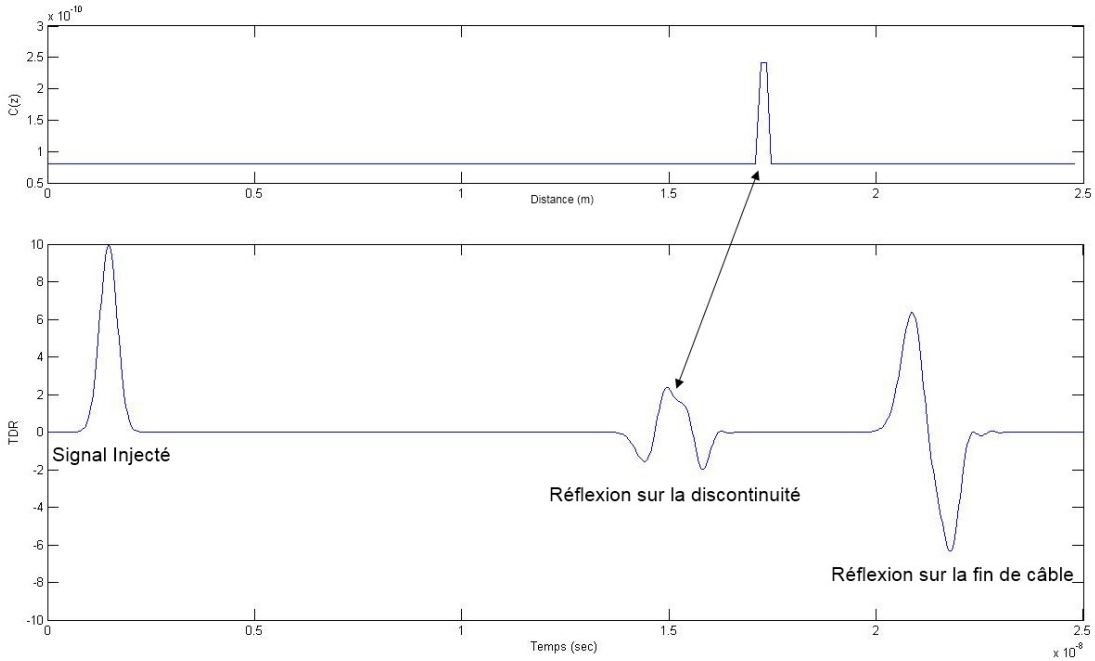
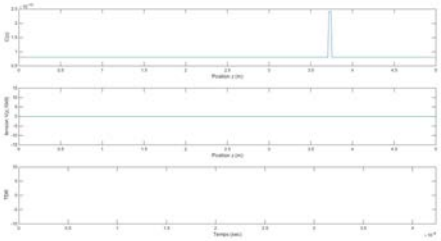


FIGURE 2.6: Simulation dans le domaine temporel. Graphe supérieur : profil de la capacité C(z) d'un câble. Graphe inférieur : simulation du réflectogramme pour ce câble (R, L et G constants)

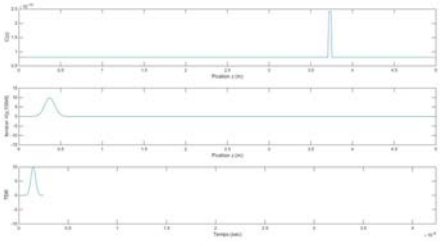
Par ailleurs, les simulations temporelles offrent également la possibilité de visualiser la propagation du signal sur toute la longueur du câble, instant par instant. Ceci est utile à la compréhension des phénomènes de réflexion, en particulier

lorsque celles-ci sont multiples. La figure 2.7 montre la propagation d'une impulsion gaussienne dans un câble de 5 m. On y voit la tension à des instants successifs sur toute la longueur du câble (graphe du milieu). Le graphe du haut rappelle le profil du paramètre C(z). Les paramètres R, L et G sont constants dans cette simulation. Le graphe du bas correspond à une simulation du réflectogrammme temporel enregistré au cours de l'expérience.

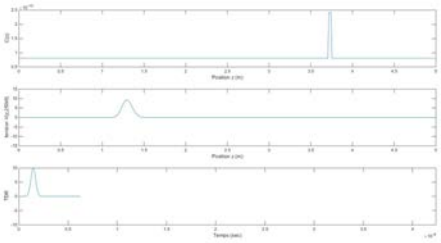
Pour résumer, la résolution des équations (2.2) par la méthode FDTD est schématisée sur la figure 2.8.



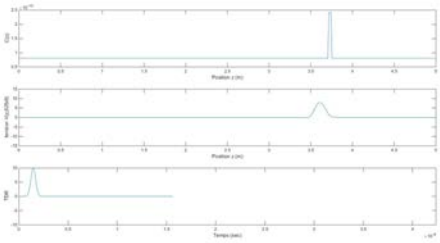
(a) Simulation au temps $t = 10 \cdot dt$



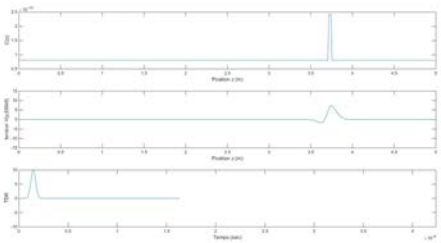
(b) Simulation au temps $t = 100 \cdot dt$



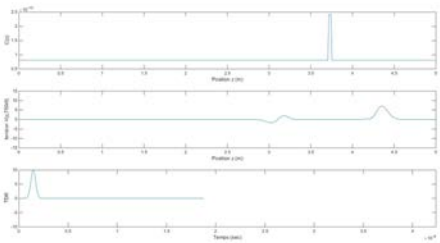
(c) Simulation au temps $t = 250 \cdot dt$



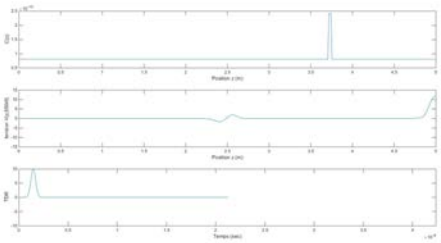
(d) Simulation au temps $t = 625 \cdot dt$



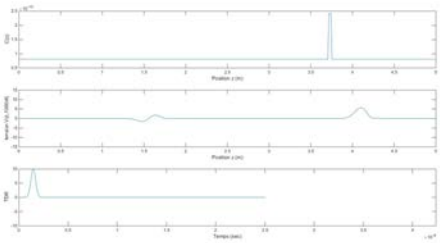
(e) Simulation au temps $t = 650 \cdot dt$



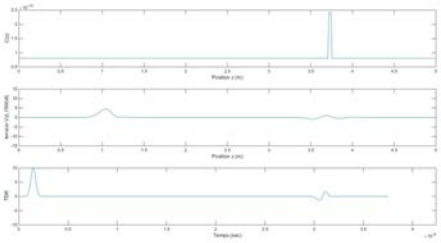
(f) Simulation au temps $t = 750 \cdot dt$



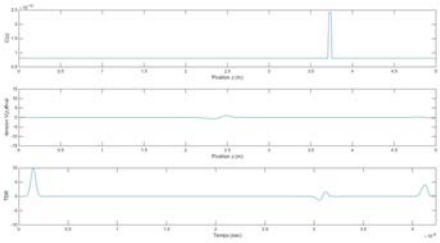
(g) Simulation au temps $t = 850 \cdot dt$



(h) Simulation au temps $t = 1000 \cdot dt$



(i) Simulation au temps $t = 1500 \cdot dt$



(j) Simulation au temps $t = tfinal \cdot dt$

FIGURE 2.7: Simulation dans le domaine temporel (méthode FDTD) - Tension et réflectogramme au cours du temps dans un câble de 5 m possédant une discontinuité du paramètre C

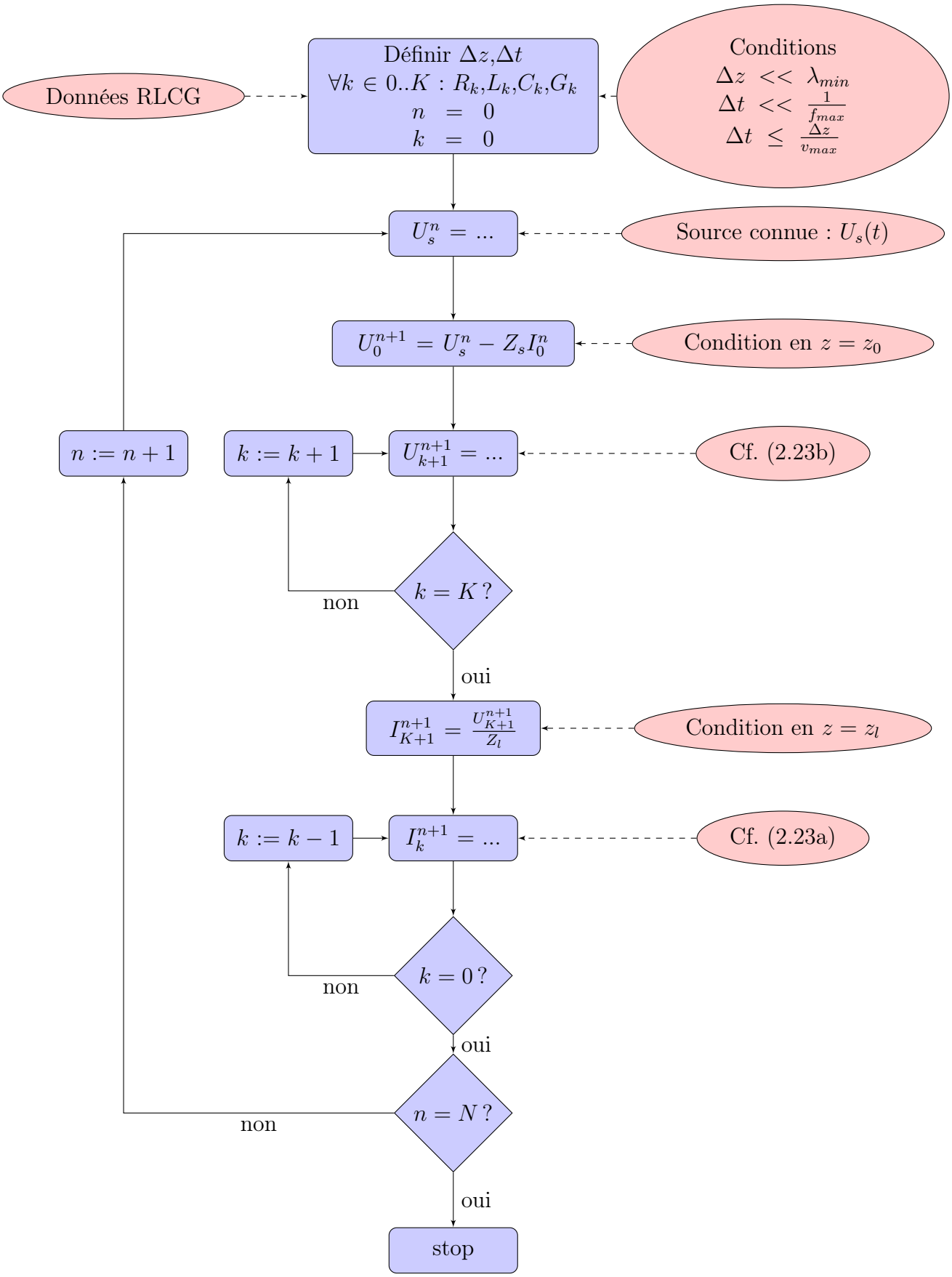


FIGURE 2.8: Algorithme de simulation de la propagation des ondes et du réflectogramme dans le domaine temporel

Ce simulateur basé sur les équations des télégraphistes (2.2) a l'avantage de permettre de visualiser l'évolution temporelle des ondes dans le câble, mais il n'est pas adapté pour la prise en compte de la dépendance des paramètres RLCG en fréquence. Le simulateur réalisé dans le domaine fréquentiel que nous allons présenter permet de répondre à ce besoin.

2.3 Simulations dans le domaine fréquentiel

En appliquant la transformée de Fourier par rapport à la variable t aux équations (2.2a) et (2.2b) on obtient les équations des télégraphistes dans le domaine fréquentiel. Dans le chapitre 3, c'est sous cette forme que nous les utiliserons pour définir le problème inverse d'estimation des paramètres $RLCG(z)$. Elles s'écrivent :

$$\frac{\partial \hat{u}}{\partial z}(z,\omega) = -(R(z) + j\omega L(z))\hat{i}(z,\omega) \tag{2.29a}$$

$$\frac{\partial \hat{i}}{\partial z}(z,\omega) = -(G(z) + j\omega C(z))\hat{u}(z,\omega) \tag{2.29b}$$

où on a noté :

$$\hat{u}(z,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(z,t)e^{-j\omega t}dt$$

$$\hat{i}(z,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} i(z,t)e^{-j\omega t}dt$$

On peut réécrire les équations (2.29a) et (2.29b) sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dz}\begin{pmatrix}\hat{u}\\ \hat{i}\end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix}0 & -(R(z)+j\omega L(z))\\ -(G(z)+j\omega C(z)) & 0\end{pmatrix}}_{A(z,\omega)}\begin{pmatrix}\hat{u}\\ \hat{i}\end{pmatrix} \tag{2.30}$$

A nouveau, ces équations peuvent être résolues numériquement en approximant les dérivées par des différences finies. Dans le présent travail, on utilise une méthode alternative qui consiste à approcher la ligne par une succession de tronçons uniformes. Pour une ligne uniforme on peut résoudre (2.30) de façon analytique, en tout point d'abscisse z :

$$\begin{pmatrix}\hat{u}(z,\omega)\\ \hat{i}(z,\omega)\end{pmatrix} = e^{-A(\omega)z}\begin{pmatrix}\hat{u}(0,\omega)\\ \hat{i}(0,\omega)\end{pmatrix} \tag{2.31a}$$

$$= \begin{pmatrix}\cosh(\gamma(\omega)z) & -Z_c(\omega)\sinh(\gamma(\omega)z)\\ -Z_c^{-1}(\omega)\sinh(\gamma(\omega)z) & \cosh(\gamma(\omega)z)\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\hat{u}(0,\omega)\\ \hat{i}(0,\omega)\end{pmatrix} \tag{2.31b}$$

On appelle $\gamma(\omega)$ la constante de propagation de la ligne et $Z_c(\omega)$ l'impédance caractéristique. Ces fonctions sont définies par :

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \tag{2.32a}$$

$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \tag{2.32b}$$

Par conséquent, à chaque fréquence, il est possible d'approcher la solution de (2.30) dans le cas plus général d'une ligne non uniforme. Pour cela, on approxime la ligne à simuler par une succession de tronçons de lignes uniformes de longueur $\Delta z \ll \lambda$. La figure 2.9 illustre la simulation des tensions sur toute la longueur d'un câble à une fréquence donnée. On peut également calculer par des simulations

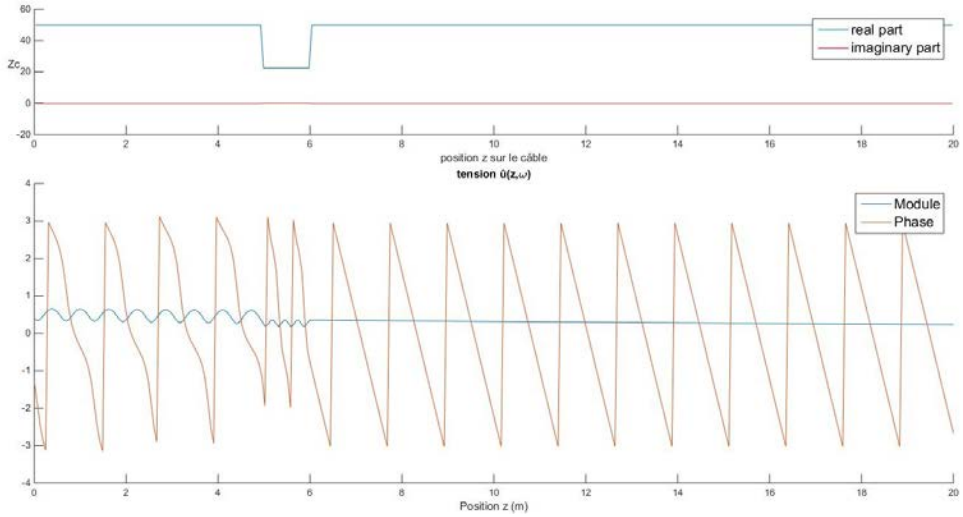


FIGURE 2.9: Simulation de la tension $\hat{u}(2\pi f, z)$ dans le domaine fréquentiel ($f = 200MHz$). Graphe inférieur : Module (bleu) et phase (rouge) de la tension $\hat{u}(z, \omega)$. Graphe supérieur : profil de l'impédance caractéritique.

dans le domaine fréquentiel, le coefficient de réflexion d'une ligne. Il est défini par :

$$\Gamma(z, \omega) = \frac{Z(z, \omega) - Z_c(z, \omega)}{Z(z, \omega) + Z_c(z, \omega)}, \tag{2.33}$$

où $Z(z, \omega)$ est l'impédance apparente :

$$Z(z, \omega) = \frac{\hat{u}(z, \omega)}{\hat{i}(z, \omega)}. \tag{2.34}$$

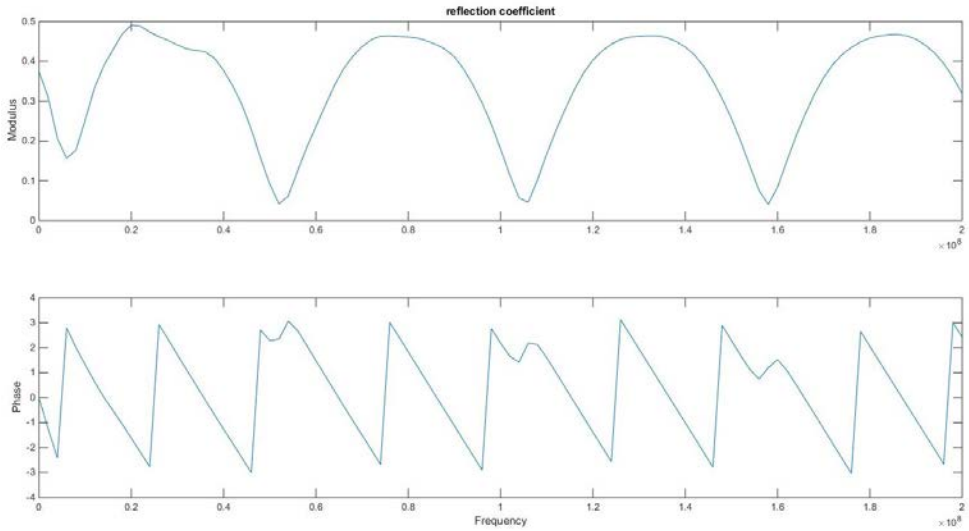


FIGURE 2.10: Coefficient de réflexion $\Gamma(z, \omega)$ simulé pour 0 Hz $\leq f \leq$ 200 MHz sur un câble de 20 m affecté par un défaut entre 5 m et 6 m (capacité linéique cinq fois plus grande que la capacité nominale)

On montre un exemple de simulation de $\Gamma(z = 0, \omega)$ sur la figure 2.10.

Le diagramme de la figure 2.11 résume l'algorithme de simulation dans le domaine fréquentiel.

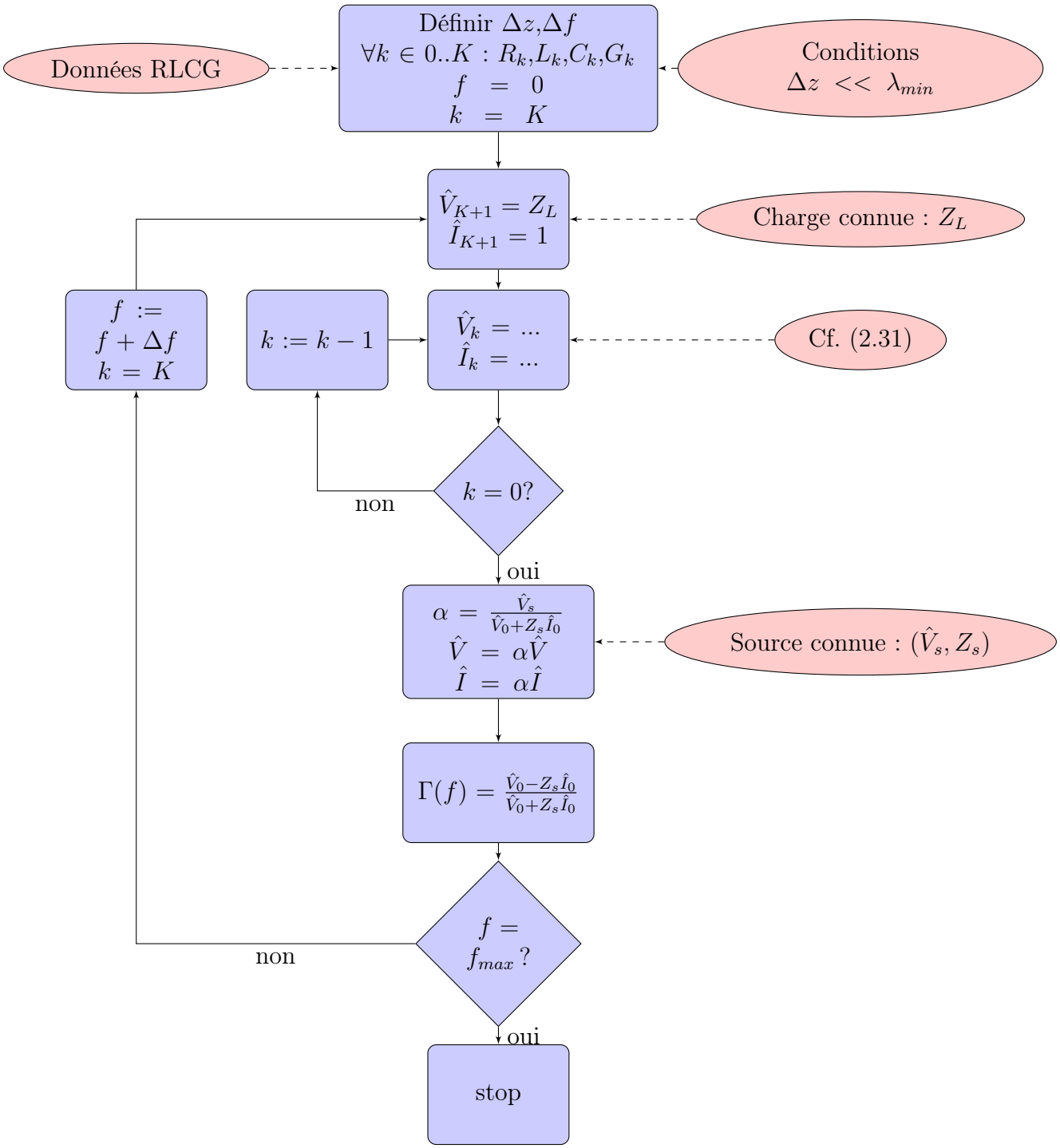


FIGURE 2.11: Algorithme de simulation de la propagation des ondes et du coefficient de réflexion dans le domaine fréquentiel

En résumé, les simulations nous permettent :

— de mieux appréhender la théorie des lignes en visualisant les phénomènes de propagation, et donc de nous imprégner du problème direct,

— de valider des modèles de câbles en confrontant les mesures effectuées sur un câble sain et dont les paramètres sont connus aux simulations obtenues en utilisant ces mêmes paramètres,

— de simuler des câbles avec certains types de défauts (en contrôlant tous les paramètres) pour tester nos méthodes de diagnostic.

Elles constituent donc un outil précieux pour l'étude que nous menons.

Chapitre 3

Problèmes inverses pour le diagnotic de câbles

Pour effectuer la surveillance de l'état de santé d'un système ou son diagnostic suite à une panne, il est commun de chercher à évaluer certaines de ses caractéristiques indicatrices de son état. Dans ce chapitre nous verrons comment cette approche peut être adoptée dans le cadre du diagnostic de câbles et peut permettre de rendre plus fine l'analyse des mesures de réflectométrie. Il s'agit alors d'estimer la valeur des paramètres $RLCG(z)$ pour évaluer l'état d'un câble. Dans un premier temps nous rappellerons le principe d'un problème inverse. Puis, nous introduirons le formalisme mathématique qui permet d'adopter cette approche pour le diagnostic de câble. Nous expliquerons ensuite pourquoi il est necessaire de faire des hypothèses simplificatrices pour pouvoir traiter le problème. Enfin, nous présenterons quelques méthodes issues de la littérature avant de présenter une méthode originale que nous avons developpée.

3.1 Généralités sur les problèmes inverses

Pour étudier des phénomènes physiques, on peut effectuer des expériences dans des configurations maîtrisées et procéder à l'observation directe de grandeurs d'intérêt. On peut encore simuler numériquement des phénomènes selon un modèle mathématique. Dans ces cas là, les conséquences (grandeurs observées ou simulées) sont obtenues à partir de causes maîtrisées (dispositif expérimental, paramètres de simulation). A contrario, lorsqu'au cours d'une expérience les grandeurs physiques d'intérêt ne sont pas directement accessibles à la mesure, ou seulement à un coût élevé, on observe en général des grandeurs mesurables qui dépendent, selon certaines lois physiques (ou relations empiriques), des grandeurs recherchées. Le travail consiste ensuite à appliquer un traitement adapté aux observations ainsi faites, pour reconstruire ces grandeurs. On parle de pro-

blème inverse, le premier cas de figure étant alors désigné comme le problème direct associé.

Si la simulation numérique correspond à un usage direct d'un modèle mathématique basé sur des lois physiques, le "traitement adapté" pour résoudre le problème inverse revient à inverser le modèle mathématique qui lie les quantités mesurées aux quantités d'intérêt. En d'autres termes, il s'agit de résoudre un problème dont la/les inconnue(s) sont les causes des grandeurs observées. La résolution d'un tel problème peut se faire de façon analytique, ou par calcul numérique. On trouve dans la littérature un grand nombre d'ouvrages dédiés à la théorie des problèmes inverses et aux méthodes mises en œuvre pour les résoudre [Idier, 2001, Tarantola, 2004, Aster et al., 2013].

Les problèmes inverse sont communs dans un grand nombre de domaines, et notamment dans l'imagerie, la géophysique, l'astronomie, ou encore le contrôle non destructif. La première étape dans la définition d'un problème inverse est une modélisation du phénomène que l'on va étudier : c'est la définition du problème direct associé. Cette étape a pour but de décrire, sous forme d'un modèle souvent issu de lois physiques, la relation entre les observables auxquelles on a accès et les paramètres que l'on souhaite estimer. Ensuite, les mesures effectuées sur un système réel sont utilisées pour obtenir les estimations des paramètres. Le but est de trouver les valeurs de ces paramètres qui expliquent le mieux les mesures que l'on a faites. On a alors recours (lorsque c'est possible) à l'inversion analytique du modèle ou (plus souvent) à des méthodes numériques. En effet, les problèmes inverses sont souvent mal posés et donc résolus sous certaines hypothèses.

En général, les problèmes inverses sont plus difficiles à résoudre que les problèmes directs correspondants. D'une part, parce que les modèles mathématiques disponibles sont souvent établis suivant un sens de causalité qui convient à la résolution de problèmes directs, et d'autre part les problèmes inverses sont souvent mal posés.

En 1902, Jacques Hadamard a défini le concept de problème bien posé [Hadamard, 1907] comme un problème ayant les propriétés suivantes :

— une solution existe,

— la solution est unique,

— la solution dépend continuement des données (on dit qu'elle est stable).

Les problèmes mal posés sont ceux qui contreviennent à une de ces conditions.

Pour résoudre un problème inverse mal posé, une méthode très couramment utilisée est de procéder par minimisation d'un critère régularisé. L'idée de départ est de minimiser un critère par rapport aux paramètres recherchés. Typiquement il est défini à partir de l'erreur entre d'une part des valeurs mesurées, et d'autre part les valeurs correspondantes calculées avec un modèle qui dépend des paramètres recherchés. On trouve dans [Tarantola, 2004] une présen-

tation des approches classiques en résolution de problèmes inverses par optimisation d'un critère. Dans le domaine du diagnostic de câbles, cette approche mathématique peut être employée dans des méthodes de déconvolution pour obtenir la réponse impulsionnelle d'un câble [Schuet, 2010, Schuet et al., 2011], mais aussi pour estimer les paramètres $RLCG(z)$ en inversant le modèle des télégraphistes [Norgren and He, 1996, Schlaeger, 2005, Leidenberger et al., 2006, Lundstedt and Norgren, 2003].

Présentons tout d'abord le principe général. On considère un système dont on note x le vecteur des entrées et y celui des sorties. On dispose de données $(x_k, y_k)_{0 \leq k \leq N}$ mesurées sur le système réel, où k représente en toute généralité l'indice des échantillons de données, par exemple la fréquence ou le temps. L'inversion par optimisation consiste à comparer ces données à des données théoriques issues d'un modèle $\tilde{y} = f_\theta(x)$ qui est paramétré par un vecteur de paramètres θ que l'on souhaite estimer. Pour simplifier, on suppose ici que y et $f_\theta(x)$ sont scalaires. On définit un critère qui quantifie l'écart entre des mesures et des valeurs correspondantes fournies par le modèle théorique :

$$J(\theta) = \sum_{k=0}^{N} d(y_k, f_\theta(x_k)). \tag{3.1}$$

Le choix de ce critère est important car il définit la manière dont on évalue l'adéquation entre modèle et mesures. Ce choix constitue la première étape du procédé d'inversion. La fonction $d(\cdot, \cdot)$ mesure la "distance" entre ses deux arguments. Une des façons les plus courantes de la définir est d'utiliser la distance euclidienne. On parle alors d'inversion par moindres carrés :

$$J(\theta) = \sum_{k=0}^{N} (y_k - f_\theta(x_k))^2 \tag{3.2}$$

Le critère $J(\theta)$ est parfois appelé indice de performance ou encore fonction coût. On cherche à trouver la valeur θ_{OPT} du paramètre θ qui minimise la fonction J. Ceci constitue la deuxième étape du procédé d'inversion.

Par cette approche, le problème d'estimation se ramène à un problème d'optimisation. Lorsque ce problème est mal posé (en raison de solutions multiples notamment), on ajoute un terme visant à pénaliser certaines solutions que l'on souhaite écarter. En effet, il est ainsi possible de prendre en compte des connaissances a priori sur la solution en ajoutant un terme dit de régularisation dans l'expression du critère $J(\theta)$. Il s'agit d'un terme dont la valeur est grande lorsque la valeur de θ est a priori improbable/impossible. On écarte de cette façon les solutions absurdes ou indésirables. Un problème mal posé se caractérisant par une forte sensibilité au bruit de mesure, on exige ainsi une adéquation moins stricte

de la solution avec les données. Ce procédé permet en général de faire face au caractère mal posé de certains problèmes.

Dans le cas de la réflectométrie, un réflectogramme idéal (obtenu en injectant une impulsion de Dirac) correspond à la réponse impulsionnelle du câble testé. De ce point de vue, la réflectométrie peut être considérée comme une méthode d'identification d'un système linéaire invariant en temps (on dit aussi stationnaire). Un système linéaire stationnaire est caractérisé par une réponse impulsionnelle $h(t)$ telle que la sortie $y(t)$ du système lorsqu'il est excité par une entrée $e(t)$ est donnée par :

$$y(t) = [h * e](t), \tag{3.3}$$

où $*$ représente un produit de convolution. L'entrée du système est alors le signal injecté, et la sortie est le signal réfléchi que nous mesurons.

Obtenir la réponse impulsionnelle d'un tel système à partir d'un signal injecté (entrée) et du signal en réponse (sortie) est un problème inverse générique : on parle de déconvolution. Dans ce type de problème, on ne suppose que la linéarité et l'invariance temporelle du système, sans faire d'hypothèse supplémentaire. Ces hypothèses, bien que valables, sont assez générales et ne permettent pas de prendre en compte la spécificité des câbles et donc d'exploiter plus d'informations dans le cas qui nous intéresse.

Dans ce qui suit, nous présentons une approche du diagnostic filaire qui repose sur la modélisation de câbles par les équations des télégraphistes telles qu'introduites au chapitre 2. Il s'agit d'utiliser les mesures effectuées en réflectométrie pour estimer les paramètres $RLCG(z)$ de câbles. On exploite ainsi mieux notre compréhension du phénomène de propagation des ondes électromagnétiques dans les câbles.

3.2 Problèmes inverses pour l'interprétation des réflectogrammes

La réponse impulsionnelle permet de déduire la sortie du système pour n'importe quel signal d'entrée. Avec un tel résultat, générique pour tout système linéaire invariant en temps, il est néanmoins difficile de tirer des conclusions sur la structure du système et sur son état. Ainsi, l'interprétation physique de ce type de résultats reste très limitée. Pour porter l'analyse plus loin, on peut exploiter le fait que le phénomène physique en jeu qui domine dans la réflectométrie est la propagation de signaux électriques en mode Transverse Electromagnétique (TEM) [Weeks, 1972]. Elle est décrite à l'aide du modèle $RLCG(z)$ qui lui même se formalise, d'un point de vue mathématique, par les équations des télégraphistes (2.2). Nous renvoyons le lecteur à la figure 2.2 pour une illustration d'un câble sous la forme d'un schéma électrocinétique équivalent dit à constantes réparties.

On le modélise par une succession de tronçons de taille infinitésimale connectés en cascade.

Rappelons que les paramètres $R(z)$, $L(z)$, $C(z)$ et $G(z)$ représentent respectivement la résistance, l'inductance, la capacité et la conductance linéique du câble. Ils caractérisent entièrement le modèle et ont une interprétation électrique claire. De plus, pour un câble donné, ils peuvent faire l'objet d'une analyse plus poussée pour identifier les causes physiques de leurs variations (cf. section 2.1.3). Par conséquent, l'estimation de ces paramètres à partir de mesures de réflectométrie permettrait de réaliser un diagnostic des lignes que l'on teste en termes de paramètres physiques. En effet, puisqu'ils dépendent des matériaux et de la géométrie du câble, leurs valeurs et leurs variations sont des indicateurs de défauts localisés ou répartis. Avec cette approche, on ne traite plus le câble comme une "boite noire" et on exploite la compréhension des phénomènes physiques qui interviennent.

Lorsqu'on effectue une mesure de réflectométrie, les paramètres $RLCG(z)$ sont inconnus (ils correspondent aux propriétés du câble testé) et on mesure les tensions et/ou courants à une (ou deux) extrémité(s) ou, de manière équivalente, un coefficient de réflexion. Les problèmes inverses étudiés visent à reconstruire ces paramètres à partir de mesures de réflectométrie, c'est à dire à partir de mesures équivalentes à celles des tensions et courants aux extrémités du câble. La résolution de ces problèmes inverses doit nous renseigner sur l'état de vieillissement et les dégradations accidentelles du câble. De plus, ces paramètres ont une signification explicite et sont donc plus faciles d'interprétation que les réflectogrammes bruts. Ceci ouvre la voie à une caractérisation plus précise des défauts détectés. La figure 3.1 résume la relation entre le problème direct et le problème inverse.

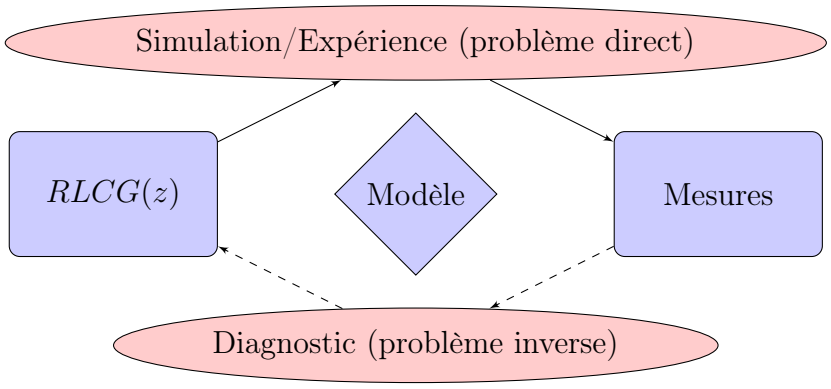


FIGURE 3.1: Schéma de principe : diagnostic de câbles par résolution d'un problème inverse

Dans la section suivante, nous verrons que le problème inverse associé au

modèle des télégraphistes est mal posé. Estimer les quatre paramètres $RLCG(z)$ uniquement à partir de mesures aux extrémités n'est pas possible, et il faut traiter des problèmes plus simples en faisant des transformations et/ou en émettant des hypothèses.

3.3 Caractère mal-posé du modèle $RLCG(z)$ par réflectométrie

On dit d'un modèle mathématique qu'il est identifiable s'il est possible de déterminer les valeurs de ses paramètres à partir des observations disponibles. Autrement dit, dans un système identifiable, deux paramétrages différents produisent des observables différentes. Dans le cas contraire, le système est dit non-identifiable : il existe au moins deux paramétrages différents qui aboutissent à des observables identiques. Avant de chercher à estimer les paramètres d'un modèle, il est donc important de s'intéresser à ses conditions d'identifiabilité.

Le modèle RLCG est non identifiable. Il est impossible de reconstruire les quatre profils $R(z)$, $L(z)$, $C(z)$ et $G(z)$, sur toute la longueur d'un câble, uniquement à partir de mesures à une ou deux extrémité(s). En effet, il s'agit d'un problème sous déterminé. Pour s'en convaincre, il suffit de poser un changement de variable simple appelé transformation de Liouville [Jaulent, 1982] :

$$x(z) = \int_0^z \sqrt{L(s)C(s)}ds. \tag{3.4}$$

La vitesse de propagation des ondes dans le câble à la position s étant égale à $\frac{1}{\sqrt{L(s)C(s)}}$, la variable $x(z)$ correspond au temps de parcours des ondes de 0 à z, et elle est communément appelée distance électrique dans le câble. La fonction $x(z)$ étant strictement croissante, son inverse $z(x)$ existe, ce qui justifie le changement de variable de z en x. Les équations (2.29) se réécrivent alors :

$$\frac{\partial \hat{u}}{\partial x}(x,\omega) = -Z_0(x)\left(\frac{R(x)}{L(x)} + j\omega\right)\hat{i}(x,\omega) \tag{3.5a}$$

$$\frac{\partial \hat{i}}{\partial x}(x,\omega) = -\frac{1}{Z_0(x)}\left(\frac{G(x)}{C(x)} + j\omega\right)\hat{u}(x,\omega) \tag{3.5b}$$

où on a défini $Z_0(x)$ par :

$$Z_0(x) = \sqrt{\frac{L(x)}{C(x)}}. \tag{3.6}$$

Dans ces équations, par abus de notations, nous avons écrit $R(x)$ au lieu de $R(z(x))$, et de manière similaire pour les autres variables.

Les équations (3.5) sont paramétrées par les trois ratios de paramètres $\frac{R(x)}{L(x)}$, $\frac{G(x)}{C(x)}$ et $\frac{L(x)}{C(x)}$. On comprend immédiatement que des paramètres $RLCG(x)$ différents peuvent donner les mêmes rapports $\frac{R(x)}{L(x)}$, $\frac{G(x)}{C(x)}$ et $\frac{L(x)}{C(x)}$, et donc d'après (3.5) les mêmes tensions et courants aux extrémités du câble. Dit autrement, deux câbles ayant des paramètres $RLCG(x)$ différents peuvent produire des mesures de réflectométrie identiques.

Dans la plupart des méthodes, on fait le choix de se limiter à l'estimation d'un seul paramètre pour simplifier le problème. On suppose alors connues les valeurs des autres paramètres. Pour simplifier encore davantage, on peut supposer la ligne uniforme. Après ces simplifications, il existe plusieurs méthodes pour estimer les paramètres choisis. Nous en présentons quelques-unes issues de la littérature, avant de détailler notre contribution dans le prochain chapitre.

3.4 Cas des lignes uniformes

Selon une caractérisation simplifiée, on peut modéliser un câble comme une structure uniforme. Dans le cas où on utilise un modèle $RLCG$, les paramètres sont considérés constants sur toute la longueur du câble (ils ne dépendent pas de z). Plusieurs approches permettent alors de les estimer.

D'après (2.31) la matrice ABCD d'une ligne uniforme s'écrit :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma(\omega)\ell) & -Z_c(\omega)\sinh(\gamma(\omega)\ell) \\ -Z_c^{-1}(\omega)\sinh(\gamma(\omega)\ell) & \cosh(\gamma(\omega)\ell) \end{pmatrix}. \tag{3.7}$$

avec ℓ la longueur de la ligne, tandis que $Z_c(\omega)$ et $\gamma(\omega)$ représentent respectivement l'impédance caractéristique et la constante de propagation de la ligne. Elles sont définies en toute généralité (lignes non-uniformes comprises) par :

$$Z_c(z,\omega) = \sqrt{\frac{R(z,\omega) + j\omega L(z,\omega)}{G(z,\omega) + j\omega C(z,\omega)}} \tag{3.8a}$$

$$\gamma(z,\omega) = \sqrt{(R(z,\omega) + j\omega L(z,\omega)) \cdot (G(z,\omega) + j\omega C(z,\omega))} \tag{3.8b}$$

$$= \alpha(z,\omega) + j\beta(z,\omega). \tag{3.8c}$$

Les coefficients $\alpha(z,\omega)$ et $\beta(z,\omega)$ sont des nombres réels appelés respectivement constante d'atténuation et constante de dispersion. Elles peuvent s'exprimer en fonction des paramètres $RLCG(z)$. En effet d'après (3.8b) et (3.8c) :

$$\begin{aligned} \gamma^2(z,\omega) &= \alpha^2(z,\omega) - \beta^2(z,\omega) + 2j\alpha(z,\omega)\beta(z,\omega) \\ &= R(z,\omega)G(z,\omega) - \omega^2 L(z,\omega)C(z,\omega) \\ &\quad + j\omega\left(L(z,\omega)G(z,\omega) + R(z,\omega)C(z,\omega)\right). \end{aligned} \tag{3.9}$$

Soit, en identifiant les parties réelles et imaginaires :

$$\alpha^2(z,\omega) - \beta^2(z,\omega) = R(z,\omega)G(z,\omega) - \omega^2 L(z,\omega)C(z,\omega) \tag{3.10a}$$

$$2\alpha(z,\omega)\beta(z,\omega) = \omega\left(L(z,\omega)G(z,\omega) + R(z,\omega)C(z,\omega)\right). \tag{3.10b}$$

Un câble étant un composant passif, la constante d'atténuation doit être positive : $\alpha(z,\omega) \geq 0$. Puis, d'après l'équation précédente $\beta(z,\omega) \geq 0$. Sous ces conditions :

$$\alpha(z,\omega) = \omega\frac{L(z,\omega)G(z,\omega) + R(z,\omega)C(z,\omega)}{2\beta(z,\omega)}, \tag{3.11}$$

et $\beta(z,\omega)$ est donné par :

$$\begin{aligned}\beta(z,\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}}\Big\{&-R(z,\omega)G(z,\omega) + \omega^2 L(z,\omega)C(z,\omega)\\ &+\sqrt{\left(R^2(z,\omega)+\omega^2L^2(z,\omega)\right)\left(G^2(z,\omega)+\omega^2C^2(z,\omega)\right)}\Big\}^{\frac{1}{2}}.\end{aligned} \tag{3.12}$$

Revenons au cas de lignes uniformes. La dépendance en z disparait et on a :

$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{R(\omega) + j\omega L(\omega)}{G(\omega) + j\omega C(\omega)}} \tag{3.13a}$$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{\left(R(\omega) + j\omega L(\omega)\right)\cdot\left(G(\omega) + j\omega C(\omega)\right)} \tag{3.13b}$$

On trouve dans la littérature [Degerstrom et al., 2008, Sampath, 2008] des méthodes qui permettent, en supposant ℓ connue, de calculer ces deux caractéristiques à partir de mesures de la matrice ABCD ou d'autres mesures équivalentes effectuées aux deux extrémités du câble. Notons toutefois que ces méthodes nécessitent en général de faire deux expériences indépendantes, par exemple avec deux câbles dont les caractéristiques sont identiques mais de longueurs différentes. Dans tous les cas, il faut connaître la longueur des câbles testés. On calcule ainsi $Z_c(\omega)$ et $\gamma(\omega)$ puis les paramètres RLCG sont estimés par les formules suivantes :

$$R(\omega) = \Re\left(Z_c(\omega)\gamma(\omega)\right) \tag{3.14a}$$

$$L(\omega) = \frac{1}{\omega}\Im\left(Z_c(\omega)\gamma(\omega)\right) \tag{3.14b}$$

$$C(\omega) = \frac{1}{\omega}\Im\left(\frac{\gamma(\omega)}{Z_c(\omega)}\right) \tag{3.14c}$$

$$G(\omega) = \Re\left(\frac{\gamma(\omega)}{Z_c(\omega)}\right) \tag{3.14d}$$

Cette méthode est celle qui est mise en œuvre dans la fonction `s2rlcg` de Matlab® (RF Toolbox) [The MathWorks, 2017] qui permet d'obtenir les paramètres $RLCG$ d'une ligne uniforme à partir des paramètres S. Dans un second temps on peut interpréter la dépendance en fréquence à l'aide d'un modèle (ex : modèle de Debye) [Zhang et al., 2010].

Parmi les défauts non francs, les défauts dissipatifs sont souvent difficiles à détecter par réflectométrie. En effet, ils dissipent de l'énergie par effet Joule dans les conducteurs ou les isolants défectueux mais réfléchissent en général peu d'énergie. L'auteur de [Djaziri, 2015] s'est intéressée à leur détection dans des câbles uniformes. Son approche est similaire à celle décrite ci-dessus. Elle exploite des mesures de courants et tensions aux extrémités pour détecter et estimer les pertes. On décompose la méthode en trois étapes :

1. À partir des mesures réelles échantillonnées de courant et tension aux extrémités en régime harmonique, il faut d'abord reconstruire les courants et tensions complexes correspondants. Pour cela on utilise une méthode d'estimation reconstruction [Maskell and Woods, 2002].
2. Dans un second temps les courants et tensions complexes mesurés dans deux expériences indépendantes sont utilisés pour obtenir une estimation de $Z_c(\omega)$ et $\gamma(\omega)$. Pour cela, l'auteure calcule d'abord l'impédance apparente à une extrémité. Notons qu'il est toujours nécessaire de connaître la longueur du câble.
3. La dernière étape consiste à estimer $\frac{R}{L}$ et $\frac{G}{C}$ à partir du résultat précédent. Pour cela on pourrait penser à utiliser les formules (3.14). Toutefois dans le cas de défauts non-francs dissipatifs, les ordres de grandeurs sont tels que cette approche n'est plus applicable. En effet, selon ces formules :

$$\frac{G(\omega)}{C(\omega)} = \omega \frac{\Re\left(\frac{\gamma(\omega)}{Z_c(\omega)}\right)}{\Im\left(\frac{\gamma(\omega)}{Z_c(\omega)}\right)}. \tag{3.15}$$

Or, dans l'application visée par [Djaziri, 2015], $\frac{G(\omega)}{C(\omega)}$ est de l'ordre de 3.6 mHz tandis que ω est de l'ordre de 40 kHz. Il faudrait donc une précision d'au moins 10^{-7} dans l'estimation de $\frac{\gamma(\omega)}{Z_c(\omega)}$, ce qui est inaccessible. Ainsi l'auteure privilégie une autre approche. Sous les hypothèses :

$$\frac{G(\omega)}{C(\omega)} \ll \frac{R(\omega)}{L(\omega)} \tag{3.16a}$$

et

$$\frac{G(\omega)}{C(\omega)} \ll \omega \tag{3.16b}$$

Notons que cette méthode ne peut être appliquée qu'après s'être assuré par d'autres méthodes qu'il n'y a pas d'autre défauts plus grossiers que de faibles pertes, car ils pourraient masquer les effets de ces dernières.

3.5 Cas des lignes non-uniformes

L'estimation des paramètres d'une ligne non-uniforme vise la recherche de défauts localisés ou répartis qui n'affectent pas le câble sur toute sa longueur. Pour contourner le caractère mal posé du problème, on doit faire des hypothèses simplificatrices. Celles-ci peuvent consister à supposer connus certains paramètres, par exemple en négligeant les pertes ($R(z) = 0, G(z) = 0$). Nous présentons dans cette sous-section quelques méthodes issues de la littérature. Dans le cadre de cette thèse, nous avons développé une autre méthode destinée à l'estimation du paramètre $R(z)$ que nous présenterons plus loin.

Certaines des méthodes ci-après prennent en donnée d'entrée le coefficient de réflexion $\Gamma(z = 0, \omega)$ défini en (2.33). Avant de continuer, précisons la définition de ce coefficient en $z = 0$ lorsque le câble est connecté à un instrument de mesure d'impédance interne Z_S :

$$\Gamma(z = 0, \omega) = \frac{Z(z = 0, \omega) - Z_S}{Z(z = 0, \omega) + Z_S}, \tag{3.17}$$

où $Z(z, \omega)$ représente l'impédance apparente définie par (2.34).

3.5.1 Estimation de l'impédance

Dans ce qui précède, nous avons déjà défini l'impédance caractéristique $Z_c(z)$ d'une ligne (3.8a). La fonction $Z_0(z)$ définie par la formule (3.6) coïncide avec $Z_c(z)$ dans le cas particulier d'une ligne sans perte ($R(z) = 0$ et $G(z) = 0$). Nous avons également défini par (2.34) l'impédance apparente $Z(z)$ pour une expérience donnée et en chaque point du câble.

L'estimation de l'impédance caractéristique d'une ligne à partir de mesures de réflectométrie est une version plus simple du problème inverse d'estimation des paramètres $RLCG(z)$. Nous présentons ci-dessous des méthodes qui permettent de traiter ce problème dans le cas d'une ligne sans perte. Sous certaines hypothèses l'estimation de $Z_c(z)$ nous permet de connaître approximativement $Z(z)$. Cette dernière approximation sera utile pour la méthode d'estimation de $R(z)$ développée dans cette thèse et que nous présentons dans le prochain chapitre.

3.5.1.1 ISTL : *Inverse Scattering for Transmission Lines*

Dans le cadre de cette thèse, la méthode que nous favorisons pour l'estimation de l'impédance caractéristique est l'algorithme Inverse Scattering for Transmission Lines (ISTL dans la suite). Elle consiste à reformuler les équations (2.2) puis à utiliser des méthodes de scattering inverse issues de la physique théorique. Cette méthode est la plus précise et celle qui nécessite le moins d'hypothèses. En particulier, elle ne suppose pas qu'on se place dans un contexte de petites réflexions. C'est une approche qui a été introduite théoriquement dans [Jaulent, 1982]. Puis plus récemment dans [Zhang et al., 2011], la correspondance entre la théorie et la pratique a été établie, notamment en clarifiant la relation entre le coefficient de réflexion mesurable en pratique et la quantité homonyme définie dans la théorie de scattering inverse. Ceci a été possible en traitant des câbles réels (de longueur finie) branchés à des charges à chaque extrémité comme équivalents à des câbles de longueur infinie, se ramenant ainsi au contexte dans lequel est applicable la théorie de scattering inverse. L'algorithme ISTL dérive des méthodes d'inverse scattering développées à l'origine dans le but d'étudier des équations d'onde non-linéaires [Lamb, 1980]. Son efficacité a été démontrée numériquement et expérimentalement [Zhang et al., 2011, Loete et al., 2012, Loete et al., 2015] pour des câbles sans perte (ou dont les pertes sont négligeables). Dans cette sous-section, nous en rappelons les étapes de manière détaillée.

Lorsqu'on connecte un analyseur de réseau d'impédance interne Z_S à une extrémité du câble, appelons-la l'extrémité gauche et prenons la comme origine des coordonnées ($z = 0$), on mesure le coefficient de réflexion $\Gamma(z = 0, \omega)$ défini par (3.17). Avec ISTL, il s'agit d'utiliser cette mesure pour calculer, par une méthode de scattering inverse, l'impédance caractéristique du câble supposé sans perte (ou aux pertes négligeables).

A partir des équations (3.5), un changement de variables permet de se ramener à des ondes de puissance (et donc à l'utilisation des paramètres S, mesurables avec un analyseur de réseaux). On pose :

$$\nu_1(\omega, x) = \frac{\hat{u}(\omega, x) - Z_0(x)\hat{i}(\omega, x)}{2\sqrt{Z_0(x)}} \tag{3.18a}$$

$$\nu_2(\omega, x) = \frac{\hat{u}(\omega, x) + Z_0(x)\hat{i}(\omega, x)}{2\sqrt{Z_0(x)}}. \tag{3.18b}$$

où $Z_0(x)$ joue le rôle d'une impédance de référence qui pourrait être fixée arbitrairement. En choisissant $Z_0(x)$, et après substitution et simplification, on obtient

les équations dites de Zhakarov-Shabat :

$$\frac{d\nu_1(\omega,x)}{dx} + j\omega\nu_1(\omega,x) = q_3(x)\nu_1(\omega,x) + q^+(x)\nu_2(\omega,x) \tag{3.19a}$$

$$\frac{d\nu_2(\omega,x)}{dx} - j\omega\nu_2(\omega,x) = q^-(x)\nu_1(\omega,x) - q_3(x)\nu_2(\omega,x). \tag{3.19b}$$

Ces équations sont paramétrées par trois potentiels :

$$q^+(x) = -\frac{1}{2Z_0(x)}\frac{d}{dx}Z_0(x) - \frac{1}{2}\left(\frac{R(x)}{L(x)} - \frac{G(x)}{C(x)}\right) \tag{3.20a}$$

$$q^-(x) = -\frac{1}{2Z_0(x)}\frac{d}{dx}Z_0(x) + \frac{1}{2}\left(\frac{R(x)}{L(x)} - \frac{G(x)}{C(x)}\right) \tag{3.20b}$$

$$q_3(x) = \frac{1}{2}\left(\frac{R(x)}{L(x)} + \frac{G(x)}{C(x)}\right) \tag{3.20c}$$

Dans le cas d'un câble sans perte (R(x)=G(x)=0), les équations (3.19) se réduisent à une version plus simple :

$$\frac{d\nu_1(\omega,x)}{dx} + j\omega\nu_1(\omega,x) = q(x)\nu_2(\omega,x) \tag{3.21a}$$

$$\frac{d\nu_2(\omega,x)}{dx} - j\omega\nu_2(\omega,x) = q(x)\nu_1(\omega,x). \tag{3.21b}$$

avec :

$$\begin{aligned} q(x) &= -\tfrac{1}{4}\tfrac{d}{dx}\left[ln(\tfrac{L(x)}{C(x)})\right] \\ &= -\tfrac{1}{2Z_0}\tfrac{d}{dx}Z_0(x) \end{aligned} \tag{3.22}$$

La reconstruction du potentiel $q(x)$ dans (3.21) permet ensuite d'obtenir facilement, par intégration de (3.22), une estimation de $Z_0(x) = \sqrt{\frac{L(x)}{C(x)}}$. On procède comme suit.

On calcule d'abord la transformée de Fourier inverse du coefficient de réflexion mesuré :

$$\rho(x) = \text{iFFT}(\Gamma(z=0,\omega)). \tag{3.23}$$

Puis, le résultat est utilisé comme donnée d'entrée pour résoudre un système d'équations intégrales de Gel'fand-Levitan-Marchenko afin d'obtenir les deux noyaux inconnus $A_1(x,y)$ et $A_2(x,y)$:

$$A_1(x,y) + \int_{-y}^{x} A_2(x,s)\rho(y+s)ds = 0 \tag{3.24a}$$

$$A_2(x,y) + \rho(x+y) + \int_{-y}^{x} A_1(x,s)\rho(y+s)ds = 0. \tag{3.24b}$$

La solution donne immédiatement accès au potentiel $q(x)$ qui caractérise le milieu de propagation des ondes :

$$q(x) = 2A_2(x, x). \tag{3.25}$$

Enfin, l'impédance $Z_0(x)$ est extraite de $q(x)$:

$$Z_0(x) = Z_0(x = 0) \exp\left(-2 \int_0^x q(s)ds\right). \tag{3.26}$$

Cet algorithme a été implémenté par l'Inria dans un code que nous utilisons dans le cadre de cette thèse, notamment pour élaborer une nouvelle méthode pour le diagnostic de défauts résistifs. Le calcul numérique qui permet d'aboutir au résultat final est rapide et prend typiquement quelques secondes pour fournir $Z_0(x)$ avec plusieurs milliers de points de discrétisation de x le long du câble. Un schéma de principe d'ISTL est présenté sur la figure 3.2. On y montre aussi un exemple de simulation. La ligne bleue continue représente l'impédance caractéristique utilisée pour simuler les mesures et la courbe en pointillés noirs correspond à l'estimation fournie par ISTL. On constate un excellent accord entre les deux courbes.

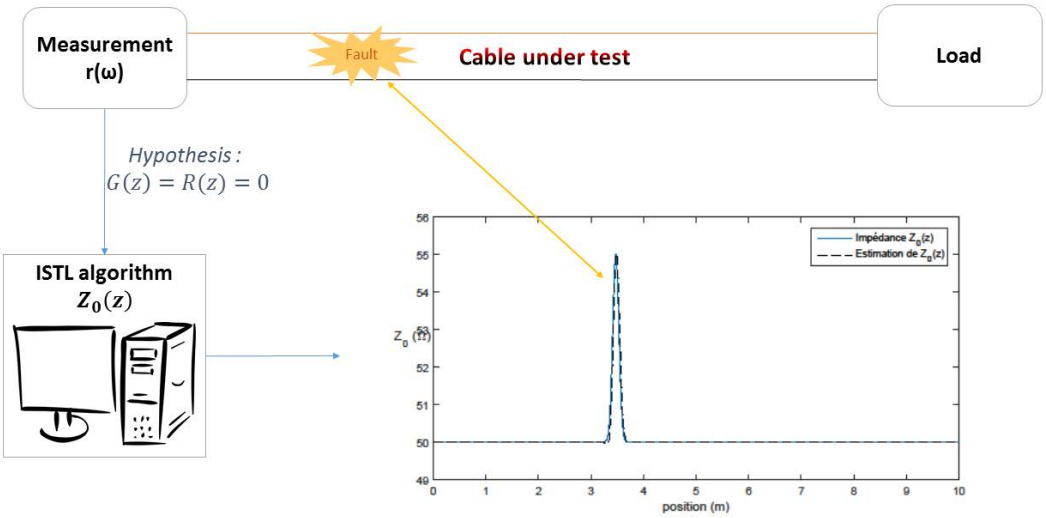


FIGURE 3.2: Algorithme ISTL

3.5.1.2 Estimation de l'impédance caractéristique sous l'hypothèse des petites réflexions

Au chapitre 3 de la thèse [Pereira Dos Santos, 1997], une autre méthode d'estimation de l'impédance caratéristique $Z_c(z)$ d'une ligne est proposée. Elle exploite des mesures de réflectométrie dans le domaine temporel. Nous résumons brièvement cette méthode. Dans le cadre de cette méthode, on considère une ligne de transmission non-uniforme sur laquelle les réflexions ne sont dues qu'à de petites variations d'impédance et sont donc faibles : on parlera d'approximation des petites réflexions.

Rappelons d'abord la relation qui existe entre l'impédance caractéristique $Z_c(z)$ et l'impédance apparente $Z(z)$ sur une ligne. Pour cela, on dérive l'impédance apparente d'après sa définition (2.34) :

$$\frac{\partial Z(z,\omega)}{\partial z} = \frac{\hat{i}(z,\omega)\frac{\partial \hat{u}}{\partial z}(z,\omega) - \hat{u}(z,\omega)\frac{\partial \hat{u}}{\partial z}(z,\omega)}{\hat{i}^2(z,\omega)} \tag{3.27}$$

En injectant les équations (2.29) :

$$\begin{aligned} \frac{dZ}{dz} &= \frac{-\left(R(z)+jL(z)\omega\right)\hat{i}^2(z,\omega) + \left(G(z)+jC(z)\omega\right)\hat{u}^2(z,\omega)}{\hat{i}^2(z,\omega)} \\ &= -\left(R(z)+jL(z)\omega\right) + \left(G(z)+jC(z)\omega\right)\frac{\hat{u}^2(z,\omega)}{\hat{i}^2(z,\omega)}, \end{aligned} \tag{3.28}$$

Soit après ré-écriture :

$$\frac{dZ}{dz} = \gamma(z,\omega)\left(\frac{Z^2(z,\omega)}{Z_c(z,\omega)} - Z_c(z,\omega)\right). \tag{3.29}$$

Dans [Pereira Dos Santos, 1997], l'équation (3.29) est obtenue autrement, en considérant un tronçon de ligne de longueur infinitésimale dz et en appliquant la formule suivante ([Paul, 2008]) :

$$Z(z,\omega) = Z_c(z,\omega)\frac{Z(z,\omega) + dZ + Z_c(z,\omega)\tanh(\gamma(z,\omega)dz)}{Z_c(z,\omega) + \left(Z(z,\omega)+dZ\right)\tanh(\gamma(z,\omega)dz)}. \tag{3.30}$$

Avec l'approximation $\tanh(\gamma(z,\omega)dz) \approx \gamma(z,\omega)dz$ et en négligeant les termes d'ordre 2, on obtient :

$$Z(z,\omega) \approx Z(z,\omega) + dZ + \gamma(z,\omega)Z_c(z,\omega)dz - \gamma\frac{Z^2(z,\omega)}{Z_c(z,\omega)}dz. \tag{3.31}$$

dont on déduit aussi l'équation (3.29).

Par ailleurs, remarquons que l'équation (2.33) peut être ré-écrite de la façon suivante :

$$Z(z,\omega) = \frac{1+\Gamma(z,\omega)}{1-\Gamma(z,\omega)} Z_c(z,\omega) \tag{3.32}$$

On obtient alors :

$$\frac{dZ}{dz} = \frac{1+\Gamma(z,\omega)}{1-\Gamma(z,\omega)} \frac{dZ_c}{dz} + \frac{2Z_c(z,\omega)}{(1-\Gamma(z,\omega))^2} \frac{d\Gamma}{dz} \tag{3.33}$$

En combinant les équations (3.29) et (3.33) on arrive à :

$$\frac{d\Gamma}{dz} = 2\gamma(z,\omega)\Gamma(z,\omega) - \frac{1-\Gamma^2(z,\omega)}{2} \frac{d\ln(Z_c)}{dz} \tag{3.34}$$

Avec l'approximation des petites réflexions $|\Gamma(z,\omega)| \ll 1$, donc $1-\Gamma^2(z,\omega) \approx 1$, et l'équation peut être simplifiée pour donner :

$$\frac{d\Gamma}{dz} = 2\gamma(z,\omega)\Gamma(z,\omega) - \frac{1}{2} \frac{d\ln(Z_c)}{dz} \tag{3.35}$$

Ici, on se place dans le cas sans perte ($R(z) = 0$ et $G(z) = 0$), l'impédance caractéristique et la constante de propagation s'écrivent :

$$Z_c(z,\omega) = Z_0(z) = \sqrt{\frac{L(z)}{C(z)}} \tag{3.36a}$$

$$\gamma(z,\omega) = j\beta(z,\omega) = j\omega\sqrt{L(z)C(z)}. \tag{3.36b}$$

Afin d'estimer l'impédance caractéristique, on procède à un changement de variable :

$$\phi(z) = \int_0^z 2\beta(u,\omega)du = 2\omega \underbrace{\int_0^z \sqrt{L(u)C(u)}du}_{x(z)} = 2\omega x(z). \tag{3.37}$$

Alors (3.35) devient :

$$\frac{d\Gamma}{d\phi} = j\Gamma(\phi,\omega) - \frac{1}{2} \frac{d\ln(Z_0)}{d\phi} \tag{3.38}$$

Puis en multipliant par $\exp(-j\phi)$ on arrive à :

$$\frac{d}{d\phi}\left[\exp(-j\phi)\Gamma(\phi,\omega)\right] = -\frac{\exp(-j\phi)}{2} \frac{d\ln(Z_0)}{d\phi} \tag{3.39}$$

En intégrant cette dernière équation entre 0 et $\phi(z_L)$ on obtient :

$$\Gamma(\phi(z_L),\omega)\exp(-j\phi(z_L)) - \Gamma(0,\omega) = -\frac{1}{2}\int_0^{\phi(z_L)} \exp(-j\phi)\frac{d\ln(Z_0)}{d\phi}d\phi \tag{3.40}$$

On suppose que la charge est adaptée, donc $\Gamma(\phi(z_L), \omega) = 0$. De plus on peut artificiellement étendre l'intervalle d'intégration du terme de droite. En effet, une charge d'impédance Z_L est équivalente à une ligne uniforme de longueur infinie et d'impédance caractéristique égale à Z_L. Il en résulte :

$$\Gamma(0, \omega) = \frac{1}{2}\mathcal{F}\left\{\frac{d\ln(Z_0)}{d\phi}\right\} \tag{3.41}$$

où $\mathcal{F}(\cdot)$ représente la transformée de Fourier. On calcule la transformée inverse :

$$\frac{d\ln(Z_0)}{d\phi} = 2\mathcal{F}^{-1}\left\{\Gamma(0, \omega)\right\}, \tag{3.42}$$

et $Z_0(z)$ est finalement estimée par :

$$Z_0(\phi) = Z_0(\phi = 0)\ \exp\left[2\int_0^{\phi} \mathcal{F}^{-1}\left\{\Gamma(0, \omega)\right\}\right], \tag{3.43}$$

3.5.1.3 Estimation de $Z_c(z)$ par tranformée de Fourier inverse de $\Gamma(0, \omega)$

Frédéric Taillade, ingénieur-chercheur à EDF R&D a mis au point un algorithme simple, semblable au précédent qui permet d'obtenir une estimation de $Z_0(z)$. Comme précédemment, les données exploitées sont celles du coefficient de réflexion $\Gamma(z = 0, \omega)$. On utilise des mesures faites à intervalles réguliers $2\pi\Delta f$, entre 0 et $N2\pi\Delta f$ où N est un entier que l'on fixe.

$$\Gamma = \begin{pmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \\ \vdots \\ \Gamma_{N+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma(z = 0, \omega = 0) \\ \Gamma(z = 0, \omega = 2\pi\Delta f) \\ \vdots \\ \Gamma(z = 0, \omega = 2\pi N\Delta f) \end{pmatrix}. \tag{3.44}$$

L'estimation est alors obtenue en trois étapes de calculs :

1. On effectue la transformée de Fourier inverse des coefficients de réflexion.

$$\rho = \begin{pmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \vdots \\ \rho_{2N+1} \end{pmatrix} = \mathrm{iFFT}(\Gamma). \tag{3.45}$$

2. On calcule la somme cumulée du résultat précédent :

$$\forall j = 1 \cdots 2N + 1, \qquad s_j = \sum_{l=1}^{j} \rho_l \tag{3.46}$$

3. Puis l'estimation de $Z_c(z)$ est obtenue comme :

$$\forall j = 1 \cdots 2N+1, \qquad Z_j = Z_c\left(\frac{j-1}{4N\Delta f}\right) = Z_S \frac{1+s_j}{1-s_j}, \tag{3.47}$$

avec Z_S l'impédance interne de l'instrument de mesure utilisé pour obtenir les coefficient de réflexions.

3.5.1.4 Estimation de l'impédance apparente

Maintenant, nous proposons d'exploiter les méthodes d'estimation de l'impédance caractérisque ci-dessus pour estimer l'impédance apparente d'une ligne. Rappelons que l'impédance apparente est définie à chaque fréquence par (2.34) comme le quotient tension sur courant en un point du câble. À ce titre, elle ne caractérise pas le câble mais n'est définie que pour une expérience donnée en précisant les conditions d'extrémités.

Pour estimer l'impédance apparente, nous proposons de résoudre l'équation de Riccati (3.29) que nous rappelons ci-dessous :

$$\frac{dZ}{dz} = \gamma(z,\omega)\left(\frac{Z^2(z,\omega)}{Z_c(z,\omega)} - Z_c(z,\omega)\right). \tag{3.48}$$

où l'impédance caractéristique $Z_c(z,\omega)$ peut être remplacée par une estimation fournie par une des méthodes présenté plus haut.

Ainsi lorsqu'on a estimé l'impédance caractéristique $Z_c(x)$, on peut estimer l'impédance apparente. Il faut toutefois remarquer deux choses. D'abord, le calcul que nous avons présenté est valable en supposant un câble sans pertes. C'est en effet sous cette hypothèse que nous avons obtenu une estimation de $Z_c(x)$. Dans la suite nous verrons que, dans le cadre de la méthode que nous proposerons, c'est justement dans le cas avec pertes que nous avons besoin d'estimer l'impédance apparente. Nous proposerons donc une façon d'intégrer les pertes en vue de les estimer. La seconde remarque est que l'impédance apparente dépend de ω, il y a donc une ambiguité sur la valeur à utiliser, nous verrons aussi une approximation qui nous permet de contourner cette difficulté. Avant cela, nous présentons quelques méthodes de diagnostic filaire basées sur l'optimisation numérique.

3.5.2 Méthodes par optimisation numérique

Revenons à l'équation (3.1). Dans le cas des lignes de transmission, les $(x_k)_{0\leq k\leq N}$ caractérisent les signaux injectés (fréquences, valeurs), les $(y_k)_{0\leq k\leq N}$ représentent les données mesurées par réflectométrie (coefficients de réflexion, signal réfléchi), θ représente un ou plusieurs des paramètres $RLCG(z)$ et la relation $\tilde{y} = f_\theta(x)$ est définie par les équations des télégraphistes.

Dans le domaine fréquentiel, la fonction que l'on optimise est :

$$\begin{aligned} J(\theta) = \sum_{\omega} & w_{\Gamma}(\omega) \left(\Gamma_m(z=0,\omega) - \Gamma_c(z=0,\omega)\right)^2 \\ & + w_T(\omega) \left(T_m(z=0,\omega) - T_c(z=0,\omega)\right)^2, \end{aligned} \tag{3.49}$$

où $\Gamma_m(z=0,\omega)$ (respectivement $T_m(z=0,\omega)$) est le coefficient de réflexion (respectivement transmission) mesuré et $\Gamma_c(z=0,\omega)$ ($T_c(z=0,\omega)$) celui qu'on calcule avec le modèle direct (2.29), (2.33), (2.34). Les coefficients $w_{\Gamma}(\omega)$ et $w_T(\omega)$ représentent des poids qui quantifient l'importance relative donnée aux deux termes, l'un peut éventuellement être nul. Cette méthode permet de recontruire avec une bonne précision n'importe lequel des quatre paramètres $RLCG(z)$ en supposant les autres connus [Norgren and He, 1996]. Ceci est accompli en utilisant uniquement des mesures en réflexion à une extrémité (l'utilisation des données de transmission n'améliore pas le résultat mais permet d'accélerer la convergence). De plus, si les mesures de réflexion aux deux extrémités sont exploitées conjointement, en ajoutant un terme supplémentaire dans (3.49), deux paramètres peuvent être reconstruits simultanément (en supposant les deux autres connus) à l'exception du cas où l'on souhaite reconstruire $L(z)$ et $C(z)$ dans une ligne sans pertes ($R(z) = G(z) \equiv 0$). Cette exception s'explique puisque nous avons vu que dans ce cas, la ligne est caractérisée par le seul quotient $\frac{L(z)}{C(z)}$. En revanche, la reconstruction de trois paramètres via cette méthode n'aboutit à un résultat satisfaisant que lorsque l'initialisation est assez proche de la solution. Dans tous les cas, il semble qu'il soit préférable de ne pas utiliser les données de transmission car cela accentue le caractère non linéaire du modèle. Cette même approche a été utilisée pour l'estimation de taux d'humidité dans le sol [Lundstedt and Norgren, 2003] ou dans des ouvrages en béton [Vautrin and Taillade, 2015], ceci en utilisant un modèle liant les paramètres $RLCG(z)$ à la teneur en eau du milieu considéré, puis en optimisant $J(\theta)$ en fonction de cette dernière. Dans ces trois exemples, $J(\theta)$ est optimisée avec des méthodes de gradient [Nocedal and Wright, 2006], l'obtention d'une expression analytique du gradient de $J(\theta)$ en fonction des paramètres recherchés est alors importante. Si une telle expression ne peut pas être trouvée des méthodes numériques peuvent être utilisées mais avec un temps de calcul plus grand.

Le critère à minimiser peut aussi être défini dans le domaine temporel en posant par exemple [Schlaeger, 2005] :

$$J(\theta) = \int_0^{2T} \left(u_m(z=0,t) - u_c(z=0,t|\theta)\right)^2 dt, \tag{3.50}$$

où $u_m(z=0,t)$ et $u_c(z=0,t|\theta)$ designent les tensions mesurée et calculée (selon les équations des télégraphistes) respectivement, et où $2T$ représente la durée sur

laquelle on effectue une mesure de la tension en bout de câble. On choisit en général T égal au temps de propagation d'une extrémité à l'autre du câble. Il peut être pris plus grand pour tenir compte des réflexions multiples. Dans cet article, l'auteur s'interesse aux paramètres $C(z)$ et $G(z)$ dans l'optique d'estimer l'humidité d'un sol (en utilisant un modèle qui lie cette grandeur aux paramètres). Les autres paramètres sont supposés connus et constants. Pour estimer les deux paramètres, des mesures de réflectométrie aux deux extrémités sont nécessaires, la fonction $J(\theta)$ ci-dessus doit alors être modifiée en y ajoutant un terme similaire correspondant aux données de la deuxième extrémité. Des expressions analytiques des gradients sont calculées et le problème d'optimisaton est résolu avec la méthode du gradient conjugué [Nocedal and Wright, 2006]. Le paramètre $C(z)$ est estimé avec une bonne précision à partir de mesures à une seule extrémité lorsque $G(z)$ est nul. En présence de pertes en revanche, l'estimation de $C(z)$ seul est moins bonne et dépend du profil supposé pour le paramètre $G(z)$. Lorsque les données aux deux extrémité sont utilisées pour estimer simultanément $C(z)$ et $G(z)$ les résultats obtenus sont satisfaisants, mais le temps de calcul est beaucoup plus long. D'autres travaux ont étudié des méthodes similaires avec des résultats assez proches de ceux que nous venons de décrire [Lundstedt and He, 1996, Lundstedt and Norgren, 2003, Leidenberger et al., 2006]. Ainsi la reconstruction d'un (ou deux) paramètres en exploitant des mesures à une (ou deux) extrémités est possible avec une méthode d'optimisation numérique. Les tentatives pour reconstuire plus de deux paramètres ne semblent pas concluantes.

Les techniques d'optimisation (minimisation) numérique sont en général coûteuses en temps de calcul et conduisent donc souvent à faire des hypothèses trop simplificatrices pour réduire ce temps de calcul. Ces hypothèses concernent notamment la répartitions des défauts, ou la connaissance des profils de certains paramètres. La robustesse de ces méthodes au bruit de mesure dépend en général de la continuité des paramètres à reconstruire, elle peut être améliorée en ajoutant un terme de régularisation.

3.5.2.1 Utilisation d'un observateur d'état

Dans le domaine de l'automatique, on a l'habitude de modéliser les systèmes qu'on étudie par des représentations d'état. Il s'agit d'une représentation mathématique qui décrit l'évolution d'un système, en fonction des conditions initiales, des paramètres du système et des entrées qui sont appliquées. Cette description repose sur le calcul des variables qui décrivent l'état du système, appelées variables d'état. On appelle observateur d'état, un système (en général implémenté sous forme logicielle) capable de fournir une estimation d'une ou plusieurs variable(s) d'état à partir de la mesure d'entrées et sorties du système. Les observateurs d'état sont souvent utilisés comme des "capteurs virtuels" lorsqu'il n'est pas pos-

sible pour des raisons techniques ou économiques d'avoir recours à des capteurs physiques.

Les équations des télégraphistes peuvent être considérées comme un modèle d'état de dimension infinie. En discrétisant l'espace (la longueur du câble) on obtient, par approximation, une représentation d'état de dimension finie. Dans le contexte d'une procédure d'estimation de paramètres $RLCG(z)$ par optimisation, on peut utiliser un observateur pour calculer la sortie attendue $f_\theta(x)$ d'après le modèle. Des travaux dans ce sens ont été publiés sur l'estimation du paramètre $G(z)$. Ce problème d'identification non linéaire a été linéarisé pour être traité comme un problème d'estimation de source dans une équation d'onde [Chapouly and Mirrahimi, 2012]. Puis cette approche a été reprise dans [Zhang and Tang, 2013] en appliquant une méthode dont on trouve une présentation dans [Zhang and Basseville, 2014]. Plus précisément, les auteurs ont appliqué un filtre de Kalman sur le système linéarisé. Dans ce qui suit, on rappelle quelques notions sur le filtre de Kalman, avant de détailler la procédure d'estimation publiée dans [Zhang and Tang, 2013].

3.5.2.2 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un outil de traitement du signal et d'automatique. Plus précisément, il s'agit d'un algorithme qui permet d'estimer l'état d'un système linéaire à partir de mesures entachées de bruit. Nous rappelons ici son fonctionnement.

Supposons un système linéaire discret décrit par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{lcl} x_{k+1} & = & Ax_k + Bu_k + w_k \\ y_k & = & Cx_k + v_k \end{array} \right. \tag{3.51}$$

Le vecteur x_k correspond aux variables d'état du système, le vecteur u_k aux commandes appliquées à ce système et y_k correspond aux observations (mesures). Les matrices A et B définissent la dynamique du modèle, la matrice C relie linéairement les observations aux variables d'état. Les vecteur v_k et w_k sont des bruits.

On se place à un instant k. L'action du filtre de Kalman se décompose en deux temps. Une première étape, dite de prédiction, estime l'état du système au temps $k+1$ à partir des données disponibles au temps k :

$$\left\{ \begin{array}{lcl} \hat{x}_{k+1|k} & = & A\hat{x}_{k|k} + Bu_k \\ \hat{y}_{k+1} & = & C\hat{x}_{k+1|k} \end{array} \right. \tag{3.52}$$

Une deuxième étape, la "mise à jour", corrige l'estimation par la différence (pondérée - par la matrice L - de façon adéquate) entre les observations théoriques

prévues dans l'étape de prédiction et les observations réelles fournies par des mesures au temps $k+1$:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + L(y_{k+1} - \hat{y}_{k+1}). \tag{3.53}$$

La matrice de gain L est déterminée à partir des matrices A et C ainsi que des matrices de covariances des bruits w_k et v_k suivant un certain critère d'optimalité. Ainsi un filtre de Kalman permet d'estimer l'état d'un système et de caractériser la variance de l'erreur d'estimation. Le même outil peut servir à estimer les paramètres d'un modèle sous certaines conditions. Nous renvoyons le lecteur intéressé vers [Stengel, 1994] pour des informations plus exhaustives sur le filtre de Kalman. Dans le paragraphe suivant, nous présentons une application à l'estimation de la conductance linéique $G(z)$.

3.5.2.3 Application à l'estimation du paramètre G dans une ligne

Les auteurs de [Zhang and Tang, 2013] ont développé une méthode d'estimation de $G(z)$ reposant sur les équations des télégraphistes et la mise en œuvre d'un filtre de Kalman. Tout d'abord, réécrivons les équations avec les notations de [Zhang and Tang, 2013].

$$\frac{\partial V}{\partial z}(z,t) = -R(z)I(z,t) - L(z)\frac{\partial I}{\partial t}(z,t) \tag{3.54}$$

$$\frac{\partial I}{\partial z}(z,t) = -\epsilon G(z)V(z,t) - C(z)\frac{\partial V}{\partial t}(z,t) \tag{3.55}$$

La conductance linéique étant très petite, nous l'écrivons ici - en vue de son estimation - comme $\epsilon G(z)$ où $\epsilon << 1$. Ceci de façon à ce que $G(z)$ soit du même ordre de grandeur que les autres paramètres.

Le câble est connecté en son extrémité $z = 0$ à une source qui délivre une tension $V_S(t)$ et qui possède une impédance interne Z_S. À l'autre extrémité ($z = z_l$), on branche une charge d'impédance Z_L. Ainsi les conditions aux limites sont données par :

$$V(z=0,t) = V_S(t) - Z_S I(z=0,t) \tag{3.56}$$

$$V(z=z_l,t) = Z_S \cdot I(z=z_l,t) \tag{3.57}$$

On définit une commande $u(t)$ et des observations $y(t)$:

$$u(t) = V_S(t) \tag{3.58}$$

$$y(t) = I(z=0,t) \tag{3.59}$$

On suppose connues les fonctions $R(z)$, $L(z)$ et $C(z)$, et on va estimer la conductance $G(z)$.

Deux difficultés émergent de cette approche :

— La nature bilinéaire du problème. Elle se manifeste dans le terme $G(z)V(z,t)$ des équations des télégraphistes du fait que les deux facteurs $G(z)$ et $V(z,t)$ sont inconnus.

— La faible sensibilité des mesures aux variations de G.

La première difficulté est traitée en linéarisant le terme bilinéaire par une méthode de perturbation. Dans un premier temps, on ignore le terme $G(z)V(t,z)$ dans les equations des télégraphistes (c.a.d on suppose G=0). Ceci correspond à un système fictif qu'on appelle "système d'ordre 0" :

$$\frac{\partial V_0}{\partial z}(z,t) = -R(z)I_0(z,t) - L(z)\frac{\partial I_0}{\partial t}(z,t) \tag{3.60}$$

$$\frac{\partial I_0}{\partial z}(z,t) = -C(z)\frac{\partial V_0}{\partial t}(z,t) \tag{3.61}$$

La résolution sous cette hypothèse nous fournit une solution d'ordre 0. On définit aussi une commande et une observation pour ce système :

$$u_0(t) = V_S(t) \tag{3.62}$$

$$y_0(t) = I_0(z=0,t) \tag{3.63}$$

Dans un second temps la solution générale de (3.55) est écrite comme la somme de la solution nominale et d'une "perturbation" due au terme $\epsilon G(z)V(t,z)$ ignoré dans (3.61).

$$V(z,t) = V_0(z,t) + \epsilon V_1(z,t) \tag{3.64}$$

$$I(z,t) = V_0(z,t) + \epsilon V_1(z,t) \tag{3.65}$$

Après des simplifications, $V_1(z,t)$ et $I_1(z,t)$ vérifient des équations linéaires : c'est le système d'ordre 1. On a ainsi levé la première difficulté.

$$\frac{\partial V_1}{\partial z}(z,t) = -R(z)I_1(z,t) - L(z)\frac{\partial I_1}{\partial t}(z,t) \tag{3.66}$$

$$\frac{\partial I_1}{\partial z}(z,t) \approx -G(z)V_0(z,t) - C(z)\frac{\partial V_1}{\partial t}(z,t) \tag{3.67}$$

La seconde difficulté est traitée en utilisant des données collectées sur un intervalle de temps suffisamment long. En effet dans [Zhang and Tang, 2013] il apparaît que les résultats obtenus sont d'autant meilleurs que les mesures sont faites sur un intervalle de temps plus long. Ceci est dû aux propriétés statistiques de l'estimateur. Nous renvoyons le lecteur à la section 6 de l'article pour plus de détails.

Après la linéarisation décrite plus haut, les équations (3.67) sont discrétisées, en espace puis en temps, afin d'être traitées numériquement.

Finalement, on dispose d'une part d'un modèle fictif dans lequel G est supposé uniformément nul (système d'ordre 0) qui permet de calculer les valeurs de V_0. D'autre part, le système d'ordre 1, linéarisé en espace et en temps s'écrit (les calculs sont détaillés dans l'article) :

$$\xi_1(k+1) = A_{d1}\xi_1(k) + \Psi_d(k)\theta + w(k) \tag{3.68}$$
$$y_1(k) = H_1\xi_1(k) + v(k) \tag{3.69}$$

où ξ_1 est un vecteur contenant les valeurs discrétisées de V_1 et I_1, A_{d1} et H_1 sont des matrices issues de la discrétisation, et $\Psi_d(k)\theta$ correspond à une réécriture du terme de commande avec $\theta = [G(z0)G(z1)\dots G(z_{N-1})]^T$ contenant les valeurs discrétisées en espace du paramètre $G(z)$ à estimer. Les vecteurs $v(k)$ et $w(k)$ sont ajoutés pour représenter les erreurs de modélisation et de mesure.

Pour estimer le paramètre G, on applique un filtre de Kalman au système (3.69) en ignorant le terme $\Psi_d(k)\theta$.

$$\hat{\xi}_1(k+1) = A_{d1}\hat{\xi}_1(k) + A_{d1}K(k)(y_1(k) - H_1\hat{\xi}_1(k)), \tag{3.70}$$

où K(k) est le gain de Kalman, calculé selon une formule que nous ne rapportons pas ici dans un souci de simplicité.

La discordance entre la réalité et l'hypothèse ($G = 0$) se traduit dans l'innovation du filtre de Kalman par un terme additif. De plus, avec les notations adoptées, ce terme dépend linéairement du paramètre G à estimer. En effet, l'innovation du filtre est définie par :

$$e(k) = y_1(k) - H_1\hat{\xi}_1(k) \tag{3.71}$$

On peut calculer cette quantité, que l'on note $e^0(k)$ dans le cas où l'hypothèse $G = 0$ est juste. D'autre part, on mesure l'innovation réelle e(k). La théorie nous dit que la différence est une fonction linéaire de θ :

$$e(k) - e^0(k) = H_1\Gamma(k)\theta, \tag{3.72}$$

avec (cf. [Zhang and Tang, 2013]) :

$$\Gamma(k) = A_{d1}(I_{2N} - K(k)H_1)\Gamma(k) + \Psi_d(k) \tag{3.73}$$
$$\Gamma(0) = 0. \tag{3.74}$$

La conductance linéique $G(z)$ est alors estimée par une regression linéaire aux moindres carrés. Les simulations montrent que les résultats sont d'autant plus précis et robustes au bruit que l'on utilise des mesures sur une durée plus longue.

3.6 Evaluation et localisation des pertes ohmiques

En pratique la plupart des câbles en bonne condition de fonctionnement ont des pertes négligeables. En revanche, certains des défauts susceptibles de les affecter se manifestent par des pertes importantes, et ne peuvent pas être assimilés à des défauts d'impédance. Par ailleurs, des risques particuliers sont associés aux défauts dissipatifs. D'abord les pertes d'énergie sont synonymes de pertes financières pour les câbles de transport d'énergie et d'atténuation des signaux pour les câble de transmission de données. De plus, elles peuvent donner lieu à des échauffements excessifs avec pour conséquence un aggravement de l'état de dégradation du câble ou encore une capacité de transport d'énergie réduite. L'intérêt de développer des méthodes destinées spécifiquement à la détection, la localisation et l'evaluation de défauts dissipatifs est donc manifeste. Une première option est offerte par les méthodes d'optimisation numérique présentées plus haut. Dans cette section, nous présenterons deux autres possibilités issues de la littérature avant de détailler, dans le prochain chapitre, une méthode originale developpée dans le cadre de cette thèse.

3.6.1 Scattering inverse avec prise en compte des pertes

L'algorithme ISTL présenté dans la section 3.5.1.1 est conçu pour estimer l'impédance caractéristique d'un câble supposé sans pertes. Ceci est accompli via l'estimation d'un seul paramètre distribué lié directement à l'impédance. Il s'agit du potentiel $q(x)$ défini par la formule (3.22) donnée page 58. Dans le cas sans pertes, cette fonction suffit à caractériser entièrement le câble. Dans le cas général (avec prise en compte des pertes) trois fonctions sont nécessaires. Elles sont définies par les formules (3.20) page 58. Dans la suite des travaux ayant abouti à la publication de l'algorithme ISTL, un autre algorithme basé sur une approche de scattering inverse similaire et prenant en compte les pertes a été développé [Tang and Zhang, 2011b, Tang and Zhang, 2011a]. Il repose sur un traitement simultané des coefficients de réflexion mesurés aux deux extrémités d'un câble.

Plus précisément, les équations de Zakharov-Shabat (3.19) sont transformées en un système paramétré par deux potentiels grâce à un changement de variables. En reprenant les notations de la section 3.5.1.1, on pose :

$$\tilde{\nu}_1(\omega, x) = \nu_1(\omega, x) e^{-\int_{-\infty}^{x} q_3(y)dy} \tag{3.75a}$$

$$\tilde{\nu}_2(\omega, x) = \nu_2(\omega, x) e^{\int_{-\infty}^{x} q_3(y)dy}. \tag{3.75b}$$

Il en découle alors les équations de Zakharov-Shabat suivantes :

$$\frac{d\tilde{\nu}_1(\omega,x)}{dx} + j\omega\tilde{\nu}_1(\omega,x) = \tilde{q}^+(x)\tilde{\nu}_2(\omega,x) \tag{3.76a}$$

$$\frac{d\tilde{\nu}_2(\omega,x)}{dx} - j\omega\tilde{\nu}_2(\omega,x) = \tilde{q}^-(x)\tilde{\nu}_1(\omega,x), \tag{3.76b}$$

avec :

$$\tilde{q}^{\pm}(x) = q^{\pm}(x)e^{\mp 2\int_{-\infty}^{x} q_3(y)dy}. \tag{3.77}$$

La méthode de résolution inverse proposée consiste à estimer ces deux potentiels à partir de mesures de réflectométrie aux deux extrémités. On introduit tout d'abord un système d'équations auxiliaire en intervertissant les rôles de $\tilde{q}^+(x)$ et $\tilde{q}^-(x)$ dans (3.76).

$$\frac{d\tilde{\nu}_1(\omega,x)}{dx} + j\omega\tilde{\nu}_1(\omega,x) = \tilde{q}^-(x)\tilde{\nu}_2(\omega,x) \tag{3.78a}$$

$$\frac{d\tilde{\nu}_2(\omega,x)}{dx} - j\omega\tilde{\nu}_2(\omega,x) = \tilde{q}^+(x)\tilde{\nu}_1(\omega,x), \tag{3.78b}$$

La procédure d'inversion suit alors les étapes suivantes. Tout d'abord, à partir d'une mesure des paramètres S du câble, on calcule les coefficients de réflexion à gauche $\tilde{r}_l(\omega)$ et $\tilde{r}_l^-(\omega)$ associés aux systèmes d'équations (3.76) et (3.78) respectivement. Nous renvoyons le lecteur à [Tang and Zhang, 2011b] pour l'explication et la démonstration de ces formules.

$$\tilde{r}_l(\omega) = S_{11} \tag{3.79a}$$

$$\tilde{r}_l^-(\omega) = \left[\frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}\right]^*. \tag{3.79b}$$

Ensuite, on calcule la transformée de Fourier inverse de ces coefficients de réflexion :

$$R_l(y) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{r}_l(\omega)e^{-i\omega y} \tag{3.80a}$$

$$R_l(y) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{r}_l^-(\omega)e^{-i\omega y}. \tag{3.80b}$$

En pratique on utilise un algorithme rapide (ifft). Le résultat est injecté dans les équations intégrales de Gel'fand-Levitan-Marchenko (GLM) que l'on résout pour trouver les noyaux $A_{r1}(x,y)$, $A_{r2}(x,y)$, $A_{r1}^-(x,y)$ et $A_{r2}^-(x,y)$ dans le demi-plan

$x \leq y$:

$$A_{r1}^{-}(x,y) + \int_{-y}^{x} A_{r2}(x,s)R_l(y+s)ds = 0 \tag{3.81a}$$

$$A_{r2}^{-}(x,y) + R_l(x+y) + \int_{-y}^{x} A_{r1}(x,s)R_l(y+s)ds = 0 \tag{3.81b}$$

$$A_{r1}(x,y) + \int_{-y}^{x} A_{r2}^{-}(x,s)R_l^{-}(y+s)ds = 0 \tag{3.81c}$$

$$A_{r2}(x,y) + R_l^{-}(x+y) + \int_{-y}^{x} A_{r1}^{-}(x,s)R_l^{-}(y+s)ds = 0. \tag{3.81d}$$

La solution donne directement les potentiels $\tilde{q}^{+}(x)$ et $\tilde{q}^{-}(x)$:

$$\tilde{q}^{+}(x) = 2A_{r2}^{-}(x,x), \tag{3.82a}$$

$$\tilde{q}^{-}(x) = 2A_{r2}(x,x). \tag{3.82b}$$

Un algorithme efficace pour mener ces calculs a été publié dans [Tang and Zhang, 2011a]. Les paramètres estimés dépendent des trois ratios $\frac{R(x)}{L(x)}$, $\frac{G(x)}{C(x)}$ et $\frac{L(x)}{C(x)}$ qu'il n'est évidemment pas possible de déterminer séparément à partir de ces deux potentiels. Par contre, si on suppose l'un de ces trois ratios connu, on peut alors déterminer les deux autres. Typiquement on peut supposer $G(x) \equiv 0$ puis calculer $\frac{R(x)}{L(x)}$ et $\frac{L(x)}{C(x)}$. En effet dans ce cas, on a :

$$\tilde{q}^{\pm}(x) = \left(-\frac{1}{4}\frac{d}{dx}\left(\ln\frac{L(x)}{C(x)}\right) \mp \frac{1}{2}\frac{R(x)}{L(x)}\right) e^{\mp\int_{-\infty}^{x}\frac{R(y)}{L(y)}dy}. \tag{3.83}$$

Si on définit une fonction $g(x)$ comme :

$$g(x) = e^{\mp\int_{-\infty}^{x}\frac{R(y)}{L(y)}dy}, \tag{3.84}$$

alors, elle vérifie l'équation de Riccati suivante :

$$\frac{dg(x)}{dx} = \tilde{q}^{+}(x) - \tilde{q}^{-}(x)g^2(x). \tag{3.85}$$

Après résolution numérique de (3.85), les ratios $\frac{R(x)}{L(x)}$ et $\frac{L(x)}{C(x)}$ sont donnés par :

$$\frac{L(x)}{C(x)} = Z_0^2(x)\left(e^{-4\int_{-\infty}^{x}\tilde{q}^{-}(y)g(y)dy} + \frac{1}{g^2(x)}\right) \tag{3.86a}$$

$$\frac{R(x)}{L(x)} = -\frac{d\ln(g(x))}{dx}. \tag{3.86b}$$

De manière similaire, on peut supposer $R(z) \equiv R_0$ (où R_0 est une valeur nominale supposée connue) et calculer les ratios $\frac{G(x)}{C(x)}$ et $\frac{L(x)}{C(x)}$.

Cette méthode produit de bons résultats en simulations non bruitées, mais les équations qu'elle exige de résoudre sont instables et très sensibles aux petites variations dans les données, donc au bruit. Cet inconvénient compromet l'utilisation de la méthode pour l'analyse de mesures réelles. Il faut donc se tourner vers d'autres méthodes.

3.6.2 Méthode temporelle basée sur l'injection de plusieurs impulsions

Nous avons déjà vu que les méthodes de réflectométrie temporelle ne sont pas bien adaptées à la recherche de défauts non francs, et que les défauts dissipatifs sont peu visibles en TDR. Pourtant, dans un article [Fischer and Weindl, 2015] datant de 2015, une méthode originale, et qui repose sur des mesures dans le domaine temporel, a été imaginée pour la détection de pertes dans les câbles. Des résultats expérimentaux qui confirment sa faisabilité ont également été puliés dans [Fischer and Weindl, 2016].

Son principe est d'injecter deux impulsions successives, séparées par un intervalle de temps τ, dans un câble terminé par un circuit ouvert. Lorsque la première impulsion atteint la fin du câble elle est réfléchie totalement et va à la rencontre de la seconde impulsion. La position z_i à laquelle les impulsions se rencontrent et se superposent dépend du temps τ et de la vitesse de propagation v des ondes dans le câble.

$$z_i = z_{max} - \frac{\tau v}{2} \tag{3.87}$$

Lorsqu'elles se superposent sur un défaut dissipatif un surplus d'énergie est dissipé en raison du caractère non linéaire (quadratique) des pertes. Ainsi, en réitérant l'expérience pour différentes valeurs de τ, et en mesurant à chaque fois l'énergie dissipée dans le câble, on peut détecter et localiser les défauts dissipatifs et donc les pertes. Dans ce qui suit, nous présentons un résultat de simulation qui confirme la faisabilité de cette méthode. La figure 3.3 montre la forme du signal utilisé comme injection, il s'agit de deux impulsions gaussiennes espacées d'un temps τ. Nous avons réalisé des simulations pour un cable coaxial RG214, long de 5 mètres. Un défaut est placé à 2 m de l'extrémité de mesure, il correspond à une dégradation de l'isolant qui se traduit par une augmentation de la conductance linéique $G(z)$ du câble d'un facteur 1000. Les autres paramètres gardent leur valeur nominale. On montre sur la figure 3.4 le profil du paramètre $G(z)$ que nous avons simulé. Puis, sur les figures 3.5a,3.5b et 3.5c, l'énergie totale dissipée dans le câble en fonction du point de superposition des deux impulsions.

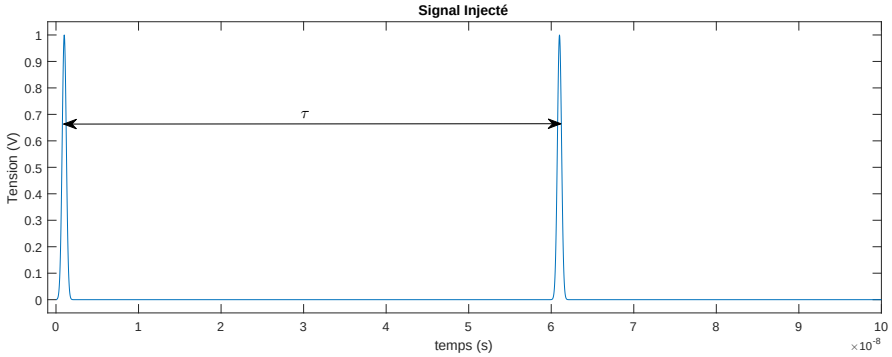


FIGURE 3.3: signal injecté (succession de deux impulsions)

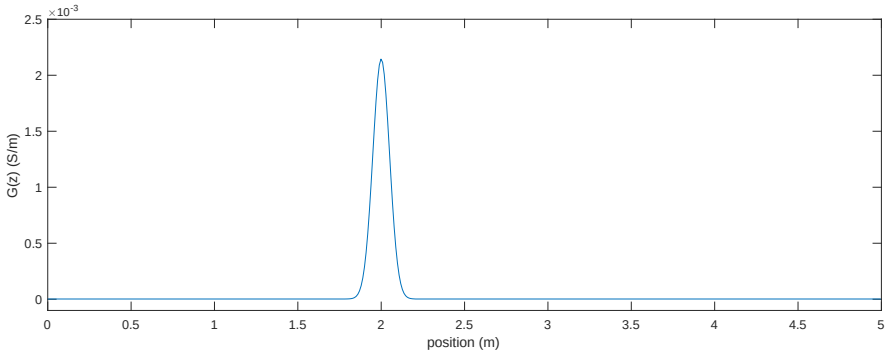
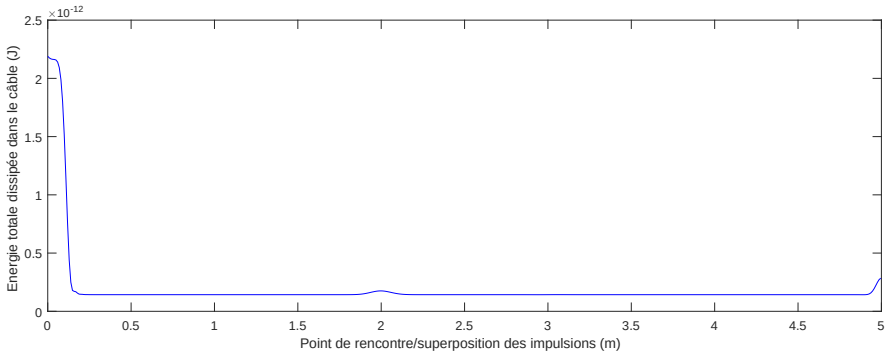


FIGURE 3.4: Paramètre $G(z)$ simulé

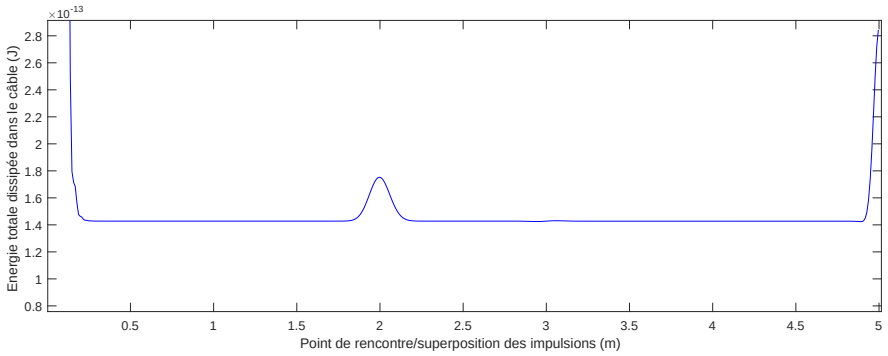
Dans ces simulations, l'énergie totale dissipée dans le câble $E_{d-totale}$, est calculée à partir de données accessibles à la mesure dans une expérience réelle, c'est à dire comme l'intégrale sur la durée de la simulation de la puissance instantanée absorbée par le câble :

$$E_{d-totale} = \int_0^{t_{final}} i(0,t)u(0,t)dt \tag{3.88}$$

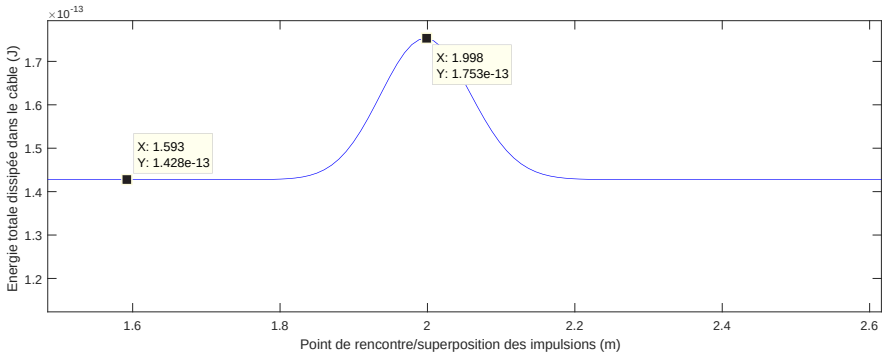
Les courbes de la figure 3.5 confirment la faisabilité de cette technique qui apparait donc comme une piste à explorer plus avant. Il s'agirait de tester cette méthode expérimentalement, de vérifier sa précision sur des câbles de grandes longueurs, et éventuellement d'apporter des modifications suceptibles d'améliorer la sensibilité, par exemple en injectant plus de deux impulsions. Ces approfondissements n'ont pas été menés dans le cadre de cette thèse. Dans la section suivante nous présentons en revanche une autre méthode de diagnostic des pertes, que nous avons développée dans le cadre de cette thèse.



(a) Energie dissipée



(b) Energie dissipée (zoom)



(c) Energie dissipée (zoom)

FIGURE 3.5: Paramètre $G(z)$ et énergie dissipée

Chapitre 4

Nouvelle méthode pour l'estimation d'un profil de pertes : théorie et pratique

Nous avons souligné, en introduction de la section 3.6, l'importance de concevoir des outils et méthodes propres à diagnostiquer efficacement les défauts dissipatifs. Puis nous avons présenté les méthodes existantes (dans la littérature, mais non mise en œuvre à notre connaissance) en mettant en evidence leurs intérêts et leurs limites. Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle méthode pour le diagnostic de cette catégorie importante de défauts non francs que forment les défauts dissipatifs. Cette méthode repose sur une approche inverse visant à estimer le paramètre $R(z)$ du modèle des télégraphistes. Nous en détaillerons les calculs et préciserons les hypothèses sous-jacentes. Ensuite, nous nous intéressons aux contraintes de mise en œuvre de la méthode et présentons des procédures de pré-traitement ou post-traitement des données dont le but est d'améliorer la précision du résultat final et/ou de contourner les difficultés pratiques de mesure.

4.1 Estimation du profil de pertes $R(z)$ - nouvelle méthode

Dans le chapitre 3 nous avons proposé plusieurs techniques permettant d'estimer l'impédance caractéristique d'un câble sans pertes à partir de mesures de réflectométrie à une seule extrémité. L'algorithme ISTL est celui qui nécessite le moins d'hypothèses et qui donne le résultat le plus précis. Cependant, bien que tout à fait approprié pour le diagnostic de défauts d'impédance sur des lignes sans pertes (ou presque sans pertes), ces méthodes ne permettent pas la détection et la localisation de défauts dissipatifs. Lorsque des défauts se traduisent par

une augmentation localisée ou distribuée des pertes, une approche basée sur un modèle sans pertes n'est plus adapté au diagnostic.

Dans cette section, nous nous focalisons sur l'estimation du paramètre réparti $R(z)$, autrement dit sur le diagnostic de défauts non-francs résistifs. Pour cela nous proposons une méthode qui utilise des mesures de réflectométrie et travaillons sous l'hypothèse que les pertes dans l'isolant sont négligeables : $G(z) = 0$. C'est une hypothèse raisonnable dans de nombreux cas puisque la valeur typique de $G(z)$ est de l'ordre de 10^{-9}S/m.

Les défauts non-francs dissipatifs, c'est-à-dire qui sont la cause de pertes électriques, doivent faire l'objet d'une attention particulière. En effet ils se traduisent par une dissipation d'énergie sous forme de chaleur dans les isolants ou les conducteurs des câbles, tandis que peu d'énergie est réfléchie. Ces défauts sont révélateurs de conducteurs endommagés ou d'un isolant dégradé. Leur présence réduit l'intensité maximale admissible (IMAP) des câbles et donc la puissance qui peut y transiter. De plus ils peuvent donner lieu à une surchauffe locale ou globale susceptible de dégrader l'isolant. Les pertes sont dues en majeure partie à la résistivité des conducteurs et sont donc imputables au paramètre $R(z)$ dans le modèle des télégraphistes : le profil de résistance linéique de la ligne. Nous proposons ici une méthode, que nous avons publiée dans [Berrabah et al., 2016], pour estimer ce paramètre à partir de mesures de réflectométrie. Cette estimation constitue un outil de diagnostic pour les défauts non-francs résistifs. Les calculs mis en œuvre dans cette méthode sont beaucoup plus rapides que les méthodes d'optimisation décrites plus haut et ne demandent pas d'information a priori sur le profil de la résistance linéique $R(z)$.

La méthode proposée pour l'estimation de $R(z)$ exploite les mesures de réflectométrie effectuées aux deux extrémités d'un câble. Elle repose sur l'utilisation de l'algorithme ISTL. Cet algorithme a été initialement conçu pour estimer le profil d'impédance caractéristique de câbles sans pertes à partir de mesures à une seule extrémité. En présence de pertes, les résultats qu'il produit pour estimer l'impédance caractéristique sont biaisés. Néanmoins, l'analyse du biais permet de déduire $R(z)$. Pour cela, on utilise ISTL deux fois avec les mesures des coefficients de réflexions aux deux extrémités du câble que l'on veut tester. Pour un câble sans pertes, les deux profils d'impédance caractéristique que l'on obtient devraient être identiques. La différence entre les deux résultats est donc attribuée au paramètre $R(z)$. Ainsi, l'analyse de cette différence permettra d'estimer $R(z)$. Après une présentation détaillée des calculs, nous montrerons des résultats expérimentaux et numériques pour illustrer l'efficacité de la méthode.

La procédure d'estimation du profil $R(z)$ repose sur deux éléments :

1. La possibilité d'estimer l'impédance apparente. Dans cette thèse on suppose que le câble ne comporte que des petites réflexions (seulement des défauts non-francs), ainsi l'impédance caractéristique peut être assimilée à l'impé-

dance apparente. Puis on estime cette impédance à partir d'un coefficient de réflexion grâce à l'algorithme ISTL présenté plus haut (en théorie conçu pour des lignes sans pertes).

2. L'ajout de pertes ohmiques (représentées par $R(z)$) dans un modèle de ligne sans perte modifie l'impédance apparente selon une relation simple que nous exprimons plus loin.

C'est la combinaison de ces éléments qui permet d'aboutir efficacement à une estimation de $R(z)$.

4.1.1 Estimation de l'impédance apparente sous l'hypothèse de petites réflexions

La méthode proposée pour estimer $R(z)$ a besoin de connaître d'une certaine manière l'impédance apparente dans le câble. S'il est relativement facile de calculer l'impédance apparente dans un câble à partir des paramètres du câble et des conditions aux extrémités (par résolution d'un problème direct), l'impédance apparente semble peu étudiée dans le cadre de problèmes inverses, où les paramètres du câble sont inconnus. Des pistes ont été discutées dans la section 3.5.1.4. Dans le cadre cette thèse nous avons fait le choix d'effectuer cette estimation en nous basant sur ISTL, sous l'hypothèse de petites réflexions.

Les défauts francs peuvent en général être détectés par les techniques de réflectométrie existantes. Nous nous intéressons donc aux défauts non-francs qui se caractérisent par des réflexions faibles tout le long du câble. Ainsi le coefficient de réflexion en un point le long du câble, qui a été défini dans (2.33) et que nous rappelons ici :

$$\Gamma(z,\omega) = \frac{Z(z,\omega) - Z_c(z,\omega)}{Z(z,\omega) + Z_c(z,\omega)}, \tag{4.1}$$

peut être considéré comme faible en tout point du câble ($\Gamma \approx 0$). En général, les impédances caractéristique $Z_c(z,\omega)$ et apparente $Z(z,\omega)$ sont différentes. On voit cependant à partir de (4.1), que sous l'hypothèse de petites réflexions, on peut raisonnablement faire l'approximation suivante :

$$Z(z,\omega) \approx Z_c(z,\omega). \tag{4.2}$$

C'est en particulier le cas des câbles qui n'ont pas de défaut ou seulement des défauts non-francs.

L'approximation (4.2) est valable quelle que soit la pulsation ω que l'on considère. Dans ce qui suit, cette approximation est utilisée pour de hautes fréquences, ce qui revient mathématiquement à regarder le cas limite $\omega \to \infty$. La dépendance en "ω" peut alors être omise dans les notations pour simplifier les expressions. Notons par ailleurs que l'impédance caractéristique coïncide en hautes fréquences

avec l'impédance caractéristique d'une ligne sans perte (celle estimée par ISTL) : $Z_c(z, \omega)$ et $Z_0(z)$ sont égales quand $\omega \to \infty$. Par conséquent l'approximation

$$Z(z) \approx Z_0(z) \tag{4.3}$$

est aussi valide.

4.1.2 Effet des pertes ohmiques $R(z)$ sur l'impédance $Z(z)$

L'impédance apparente $Z(z)$ dépend des conditions de bord aux extrémités du câble testé. Considérons deux cas. Dans le premier cas, on branche un analyseur de réseaux à une extrémité (disons gauche) et une charge adaptée à l'autre extrémité (droite). L'impédance apparente dans cette expérience est notée $Z^{(l)}(z)$. Dans le second cas, les positions de l'analyseur de réseaux et de la charge adaptée sont interverties, et l'impédance apparente correspondante est notée $Z^{(r)}(z)$.

Supposons dans un premier temps que nous testons un câble sans perte. Considérons $Z^{(l)}(z)$ à deux positions voisines z et $z + \delta z$, et notons $\delta Z(z)$ la différence d'impédance apparente entre entre ces deux points. Alors :

$$Z^{(l)}(z + \delta z) = Z^{(l)}(z) + \delta Z(z). \tag{4.4}$$

Si maintenant on insère une résistance $R(z)\delta z$ entre les points d'abscisses z et $z + \delta z$, la relation est modifiée de la manière suivante :

$$Z^{(l)}(z + \delta z) = Z^{(l)}(z) + \delta Z(z) - R(z)\delta z \tag{4.5}$$

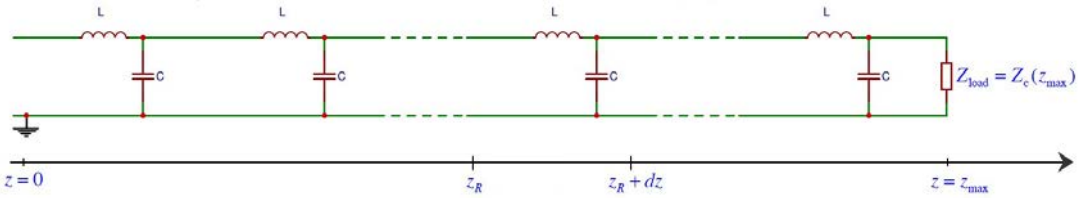
En effet, si une résistance $R(z)\delta z$ est insérée sur chaque segment de longueur δz, ou dit autrement, si $R(z)$ représente les pertes résistives réparties, alors le câble représenté sur la figure 4.1b est équivalent à celui de la figure 2.2 dans le cas $G = 0$. Puis, par le même raisonnement que précédemment on a aussi :

$$Z^{(r)}(z + \delta z) = Z^{(r)}(z) + \delta Z(z) + R(z)\delta z \tag{4.6}$$

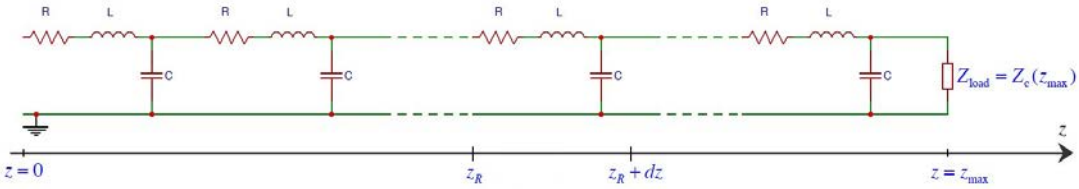
4.1.3 Calcul de R(z)

L'estimation de la résistance linéique d'un câble $R(z)$ se fait en trois étapes selon la procédure suivante :

1. À partir des coefficients de réflexion mesurés à chaque extrémité du câble, on calcule deux estimations $Z_0^{(l)}(z)$ et $Z_0^{(r)}(z)$ de l'impédance caractéristique, par exemple avec l'algorithme ISTL, c'est à dire comme si le câble était sans perte (si c'était effectivement le cas les deux résultats devraient être identiques).



(a) Ligne sans perte



(b) Ligne comportant des pertes représentées par $R(z)$

FIGURE 4.1: Effet des pertes ($R(x)$) sur l'impédance apparente ($Z(z)$)

2. Sous l'hypothèse de petites réflexions sur la ligne (câble affecté de défauts non-francs uniquement), les estimations $Z_0^{(l)}(z)$ et $Z_0^{(r)}(z)$ approximent les impédances apparentes des configurations auxquelles elles correspondent :

$$Z^{(l)}(z) \approx Z_0^{(l)}(z) \quad \text{et} \quad Z^{(r)}(z) \approx Z_0^{(r)}(z) \tag{4.7}$$

3. Finalement les expressions (4.5) et (4.6) sont combinées pour obtenir l'estimation de $R(z)$ selon la formule suivante :

$$R(z) \approx \frac{\left[Z^{(l)}(z) - Z^{(r)}(z)\right] - \left[Z^{(l)}(z+\delta z) - Z^{(r)}(z+\delta z)\right]}{2\delta z} \tag{4.8}$$

Cette méthode est synthétisée sur la figure 4.2.

Pour résumer, la méthode que nous proposons permet de traiter une catégorie importante de défauts non-francs. L'importance de cette catégorie s'entend aussi bien en terme de risques afférents aux défauts en question que par la fréquence de ces défauts dans la pratique. La procédure d'estimation proposée permet de quantifier un paramètre réparti du câble qui caractérise directement le profil de pertes. Elle offre ainsi un moyen de détecter, localiser et estimer des défauts résistifs. De plus, le résultat (4.8) peut être utilisé pour corriger l'estimation biaisée de $Z_0(z)$ fournie par ISTL en présence de pertes et donc de distinguer des défauts résistifs des défauts d'impédance. Nous détaillons ce dernier point dans la sous section suivante

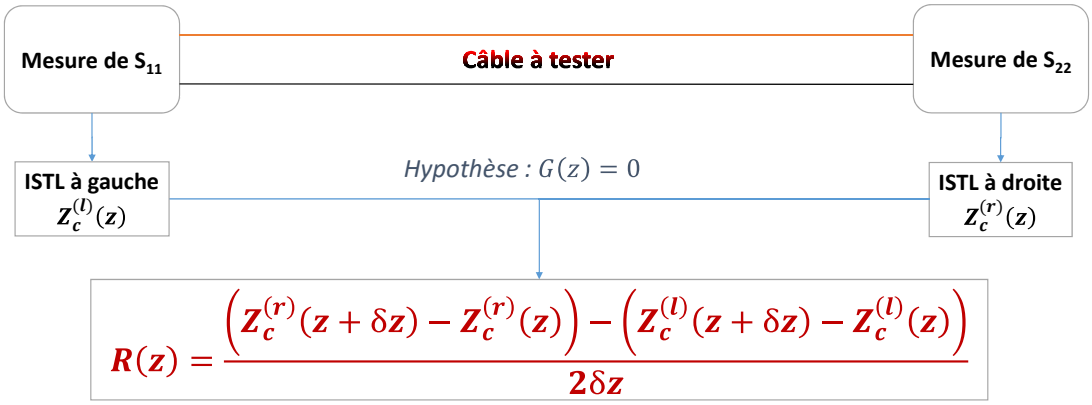


FIGURE 4.2: Méthode d'estimation du profil de résistance linéique $R(z)$

4.1.4 Estimation de $Z_{lossless}(x)$

Ici, on note $Z_{lossless}(x)$ l'impédance caractéristique d'un câble "exempte de l'effet des pertes". Une fois que l'estimation de $R(z)$ est obtenue, elle peut être utilisée pour retrouver $Z_{lossless}(z)$. En effet, d'après (4.5) et (4.6), on peut écrire pour un point quelconque x du câble :

$$\begin{aligned} Z^{(r)}(x) &= Z^{(r)}(x-\delta x) + \delta Z(x-\delta x) + R(x-\delta x)\delta x \\ &= Z^{(r)}(x-2\delta x) + \delta Z(x-2\delta x) + \delta Z(x-\delta x) \\ &\quad + R(x-\delta x)\delta x + R(x-2\delta x)\delta x \\ &= \dots \\ &= \underbrace{Z^{(r)}(0) + \sum_{k=1}^{\frac{x}{\delta x}} \delta Z(x-k\delta x)}_{Z_{lossless}(x)} + \sum_{k=1}^{\frac{x}{\delta x}} R(x-k\delta x)\delta x \end{aligned} \tag{4.9}$$

Soit, en prenant la limite quand $\delta x \to 0$:

$$Z_{lossless}(x) = Z^{(r)}(x) - \int_0^x R(s)ds \tag{4.10}$$

Ainsi, formule (4.10) permet de calculer l'impédance du câble "corrigée de l'effet des pertes". Toutefois, nous n'avons pas encore étudié de manière approfondie la précision que permettrait d'obtenir ce résultat sur des cas réels.

4.1.5 Mise en œuvre et résultats

Afin de montrer l'efficacité de la méthode d'estimation du paramètre réparti $R(z)$ que nous avons proposée, nous l'avons appliquée à quelques cas concrets.

Nous présentons ci-dessous un résultat expérimental et un résultat obtenu à partir de simulations numériques. Le premier illustre les performances de la méthode pour le diagnostic de défauts résistifs localisés. Le second permet de tester la méthode pour les pertes réparties, plus difficiles à réaliser expérimentalement de manière contrôlée.

4.1.5.1 Résultats expérimentaux pour des défauts localisés

Nous présentons ci-dessous des résultats obtenus en laboratoire avec des câbles sur lesquels nous avons artificiellement créé un défaut résistif localisé.

Dans l'expérience suivante, nous avons effectué des mesures pour des fréquences allant de 1 MHz à $f_{max} = 5$ GHz avec une mesure à intervalles réguliers $df = 1$ MHz. Le coefficient de réflexion en courant continu (qui pourrait être interprété comme une mesure à la fréquence zéro), nécessaire pour les calculs mais non mesurable avec l'instrument de mesure que nous utilisons (mais mesurable avec d'autres appareils) est estimé par optimisation d'un critère. Lorsqu'on branche une impédance Z_L à l'extrémité lointaine du câble, celle-ci étant équivalente à une ligne uniforme de longueur infinie et d'impédance caractéristisque égale à Z_L, l'estimation $Z_0(z)$ fournie par ISTL doit être constante (et égale à Z_L) pour $z > z_r$ (où z_r est l'abscisse de l'extrémité lointaine). Ainsi on applique ISTL plusieurs fois en faisant varier le coefficient de réflexion inconnu à la fréquence nulle. Puis, on choisit la valeur qui minimise l'écart-type des valeurs de l'estimation $Z_0(z)$ pour $z > z_{limite}$. La valeur de z_{limite} est choisie au-delà de la longueur du câble pour tenir compte d'une éventuelle désadaptation entre le câble et la charge (donnant lieu à un "transitoire" dans l'estimation $Z_0(z)$).

Dans cet exemple on utilise deux câbles coaxiaux de type RG214 longs de 20 mètres chacun. Les deux câbles sont connectés en série par l'intermédiaire d'un connecteur dont l'âme centrale contient une résistance de 49.7 Ω (mesurée avec un ohm-mètre Fluke 8845A). On utilise des résistances standards usuellement utilisées pour les circuits électroniques. L'insertion de cette résistance simule un défaut résistif non-franc localisé. Un schéma et des photographies du montage sont montrés sur la figure 4.3.

Le résultat est affiché sur la figure 4.4. Sur le graphe, l'ordonnée indique la résistance linéique $R(z)$ (en Ω/m) et un pic est visible à la position attendue du défaut, indiquée en abscisse. Pour un défaut localisé, la hauteur du pic estimé dépend du pas de discrétisation spatial. L'insertion d'une résistance ponctuelle au milieu du câble introduit un pic à la résistance linéique R(z) qui se caractérise théoriquement par une fonction de Dirac. En utilisant des mesures dans une bande de fréquences limitée, il n'est pas possible de reconstruire cette fonction de Dirac, mais un pic de hauteur finie et étalé légèrement. Le zoom représenté sur la figure 4.4 permet de s'en rendre compte. Néanmoins, l'intégrale de $R(z)$

FIGURE 4.3: Expérience 1 : câble RG214 de 40 m affecté d'un défaut résistif localisé de 49.7Ω

autour de ce pic, en tant qu'approximation de l'intégrale de la fonction de Dirac théorique, fournit une estimation de la résistance du défaut. Dans cet exemple, la valeur de l'intégrale est de 47.15 Ω. Si on compare ce résultat à la mesure de 49.7 Ω effectuée avec un ohm-mètre, l'erreur est inférieure à 5%.

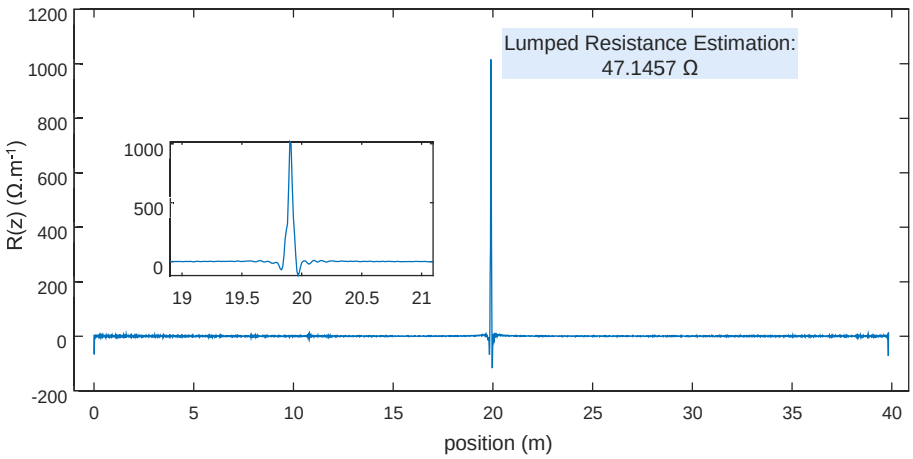


FIGURE 4.4: Résultats pour l'expérience 1

Une seconde expérience similaire a également été réalisée en faisant varier la valeur du défaut et sa position, ainsi que la longueur totale du câble. On peut voir un schéma et des photographies sur la figure 4.5. On garde les mêmes fréquences de mesure. Cette fois, la résistance que l'on insère est de 18.3 Ω et est placée à environ 20 m d'une des deux extrémités sur un câble long de 25 mètres.

On montre le résultat obtenu sur la figure 4.6. Le profil du paramètre $R(z)$ est à nouveau estimé avec une bonne précision puisque le défaut est localisé au point attendu et sa résistance est évaluée à 17.96 Ω, c'est à dire avec une erreur inférieure à 2 %.

FIGURE 4.5: Expérience 2 : câble RG214 de 25 m affecté d'un défaut résistif localisé de 18.3Ω

Dans les résultats expérimentaux ci dessus, nous avons évalué la résistance de défauts ponctuels par intégration de l'estimation de $R(z)$ autour des pics détectés. En effet, dans la méthode que nous mettons en œuvre, nous utilisons des mesures effectuées dans le domaine fréquentiel pour estimer des propriétés du câble. Un défaut ponctuel idéal, c'est à dire localisé à un seul point du câble est mathématiquement représenté par une fonction de Dirac. Dans le domaine fréquentiel, une telle fonction s'étale sur toute la largeur du spectre. Il faut donc des mesures pour des fréquences allant de $-\infty$ à $+\infty$ pour la reconstruire. Ce n'est évidemment pas possible en pratique. Par conséquent, lorsqu'on effectue l'estimation d'un défaut localisé on observe un étalement spatial à cause de la troncature du spectre. On approxime la valeur de la résistance totale du défaut en calculant l'intégrale de la fonction $R(z)$ estimée au voisinage du défaut localisé (sur la largeur de l'étalement). La largeur de la fenêtre d'intégration est choisie en fixant un seuil au dessus duquel les valeurs de $R(z)$ sont considérées comme faisant partie d'un pic. Lorsqu'un pic est ainsi défini on effectue l'intégration sur trois fois la largeur du pic. Un pic se définissant par des valeurs très grandes comparées au reste du profil, la valeur de l'intégrale est peu affectée par la largeur de cette fenêtre.

4.1.5.2 Résultats de simulations pour des défauts répartis

Il est difficile de créer des défauts répartis de façon contrôlée en laboratoire. Pour cette raison nous avons simulé numériquement des défauts répartis pour tester la méthode dans ce cas. Il s'agit d'estimer un profil $R(z)$ lisse (qui varie continûment). Après avoir fixé les profils des paramètres $RLCG(z)$ pour un câble, nous utilisons la méthode de simulation dans le domaine fréquentiel décrite au chapitre 2 pour simuler des mesures de coefficient de réflexion. Puis on applique

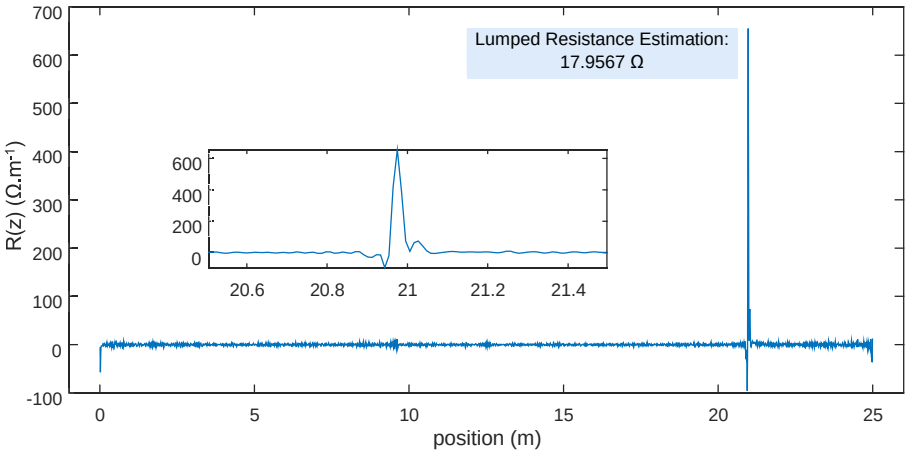


FIGURE 4.6: Résultats pour l'expérience 2

notre méthode d'estimation du profil $R(z)$. Le résultat de nos simulations est affiché sur la figure 4.7. La courbe bleue montre le profil de résistance que nous avons utilisé pour générer des mesures tandis que l'estimation de la résistance selon la formule (4.8) est tracée en pointillés noirs. L'estimation épouse presque parfaitement la courbe simulée.

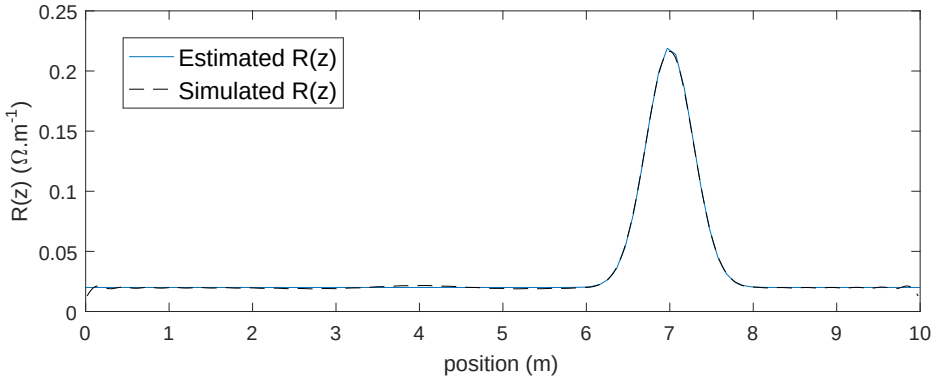


FIGURE 4.7: Résultat pour l'estimation d'un défaut résistif réparti

Finalement, la méthode que nous avons développée offre une nouvelle solution pour le diagnostic des défauts dissipatifs. Celle-ci est importante car ces défauts ne produisent en général que des réflexions faibles, ce qui les rend difficiles à détecter par les méthodes habituelles de réflectométrie. Les calculs s'effectuent en quelques secondes, ce qui rend la méthode pertinente pour un déploiement sur site. Certains points pourraient néanmoins être améliorés, notamment l'estimation de

l'impédance apparente, pour laquelle nous avons procédé à une approximation, et la prise en compte des pertes dans les isolants décrites par le paramètre $G(z)$. Les résultats présentés ci-dessus confirment cependant l'efficacité de la méthode proposée. Dans le chapitre qui suit, nous nous intéressons aux modalités pratiques de sa mise en œuvre.

4.2 Détection de défauts ponctuels

Dans la recherche de défauts résistifs, les défauts ponctuels doivent faire l'objet d'une attention particulière, et d'un traitement adapté. En effet, ceux-ci donnent lieu à des pics "étalés" et "affaissés" dans l'estimation de $R(z)$ qui s'expliquent par la troncation et l'échantillonage du spectre dans le domaine fréquentiel. Ces pics ne sont pas représentatifs de la résistance du défaut car ils dépendent du pas de discrétisation. Une approximation de la résistance d'un défaut ponctuel est obtenue par intégration du pic étalé correspondant.

Pour représenter les défauts ponctuels par leur résistance totale plutôt que leur résistance linéique comme expliqué ci-dessus, il est nécessaire d'avoir un critère pour décider de la présence ou non d'un défaut ponctuel. Or, les "pics" qui représentent des défauts ponctuels se caractérisent par leurs hauteurs remarquables au dessus des autres valeurs du profil. Ainsi, nous supposons la présence d'un défaut ponctuel lorsqu'un pic est supérieur à un seuil que nous choisissons comme un quantile des valeurs de l'estimation de $R(x)$, par exemple la médiane. Remarquons toutefois que le choix de considérer un défaut comme ponctuel ou réparti est assez subjectif car il ne correspond pas à une réalité mathématique sur le terrain (il n'y a pas de défaut de largeur nulle). En effet, il s'agit plutôt d'un choix de représentation, qui peut être plus pertinente dans certains cas (ex : suivi de vieillissement d'une jonction), mais qui ne change pas fondamentalement l'estimation.

Une fois un défaut ponctuel détecté, il faut déterminer la largeur du pic qui le représente pour pouvoir en calculer l'intégrale. En théorie la largeur de l'étalement dépend des fréquences utilisées, là encore il faudrait définir un critère précis pour déterminer la largeur des pics. En calculant l'intégrale sur une "fenêtre" qui inclut les valeurs non-négligeables du pic, on sous-estime (si la fenêtre est trop petite) ou sur-estime (si elle est trop grande) la résistance du défaut. On préférera choisir une fenêtre un peu trop large et sur-estimer cette valeur dans une proportion qui ne compromet pas de façon importante la précision de l'estimation puisque quand un défaut est classé ponctuel, la hauteur du pic est largement supérieure au niveau nominal du profil $R(x)$, typiquement avec un ratio supérieur à 100.

4.3 Ajustement de la longueur électrique

La formule (4.8) exige de pouvoir mettre en correspondance les estimations $Z^{(l)}(x)$ et $Z^{(r)}(x)$ de façon à ce que "x" désigne la même position dans les deux cas. On doit donc opérer dans l'une des deux estimations (disons $Z^{(r)}(x)$), un changement d'origine et un renversement de l'axe des abscisses. Pour cela, la "nouvelle" origine doit être connue avec une précision au moins égale au pas de discrétisation.

On a donc besoin d'estimer précisément la longueur électrique du câble. Dans ce travail, on utilise le coefficient de transmission $S_{12}(\omega)$. En lui appliquant une transformée de Fourier inverse, on obtient sa représentation dans le domaine temporel. Or, par définition, sa première valeur non nulle est atteinte après un temps égal à la longueur électrique du câble. Dans nos simulations et nos essais cette estimation a fourni la longueur électrique du câble avec une précision satisfaisante.

4.4 Mesure à un port des paramètres S

La méthode d'estimation du profil $R(z)$ que nous avons développée nécessite de mesurer les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} aux deux extrémités du câble. Par ailleurs, on doit avoir un moyen de mesurer assez précisément la longueur électrique du câble. Dans cette thèse, nous avons utilisé la mesure du coefficient de transmission S_{12}. Ces trois mesures sont obtenues en connectant simultanément les deux ports d'un analyseur de réseaux aux deux extrémités d'un câble. En pratique, ceci n'est pas toujours réalisable. En dehors des laboratoires, il est rare qu'on puisse brancher un câble aux deux ports d'un instrument simultanément (les câbles sont longs et leurs extrémités éloignées) pour mesurer la matrice de répartition (matrice S). Notons aussi qu'une des deux extrémités peut être difficile d'accès, notamment avec un instrument volumineux tel qu'un analyseur de réseaux. Dans cette perspective nous présentons dans cette section une procédure de mesure qui permet d'obtenir les données dont on a besoin en ne branchant un analyseur de réseaux qu'à une seule extrémité, tandis que l'on fait varier la charge branchée à l'autre extrémité. L'accès à la seconde extrémité reste donc nécessaire pour obtenir des mesures avec des charges différentes qui nous permettent de calculer les coefficients que l'on n'aura pas directement mesurés.

Cette procédure ne permet pas d'obtenir la matrice S complète (pour des câbles réciproques les paramètres S_{12} et S_{21} ne sont déterminés qu'à un signe près). Cependant, le résultat obtenu est suffisant pour l'estimation de $R(z)$, y compris en intégrant un pré-traitement des mesures que nous présenterons dans la section 4.5.2.

4.4.1 Méthode

Soit $S_{11}(\omega)$, $S_{12}(\omega)$, $S_{21}(\omega)$ et $S_{22}(\omega)$ les paramètres S d'un câble (avec les notations usuelles). Les calculs de cette section étant effectués à chaque fréquence donnée, nous omettrons la notation "(ω)" par la suite. On se propose de calculer, à chaque fréquence, S_{11}, S_{22} ainsi que le produit $S_{12}S_{21}$ à partir de trois expériences. Dans chacune d'elles, on connecte un analyseur de réseaux à une extrémité du câble (appelons la extrémité 1) et une charge à l'autre extrémité (extrémité 2). On suppose de plus qu'il n'y a pas de défaut franc. Dans le cas contraire on pourrait se contenter des techniques de réflectométrie existantes. Lorsqu'on branche une charge Z_L à l'extrémité 2 du câble, le coefficient de réflexion $\Gamma_1^{(\Gamma_L)}$ mesuré par l'analyseur de réseau à l'autre bout s'exprime en fonction des paramètres S du câble de la façon suivante [Orfanidis, 2008] :

$$\Gamma_1^{(\Gamma_L)} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \tag{4.11}$$

où Γ_L est le coefficient de réflexion au niveau de la charge. Il est donné, en notant Z_{ref} l'impédance de référence, par :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_{ref}}{Z_L + Z_{ref}} \tag{4.12}$$

Remarquons que, d'après la formule (4.11), $\Gamma_1^{(\Gamma_L)}$ n'est égal à S_{11} que si $\Gamma_L = 0$, c'est à dire, si la charge Z_L est égale à l'impédance de référence. Dans le cas contraire, la mesure donne une équation dont les inconnues sont S_{11}, S_{22} et le produit $S_{12}S_{21}$.

La réalisation de trois expériences avec des charges différentes qui correspondent à des valeurs de Γ_L différentes ($\Gamma_L = \Gamma_\alpha, \Gamma_\beta, \Gamma_\gamma$), donne alors, en appliquant à chaque fois la formule (4.11), un système d'équations d'inconnues S_{11}, S_{22} et $S_{12}S_{21}$:

$$S_{11} + \Gamma_\alpha\Gamma_1^{(\alpha)}S_{22} + \Gamma_\alpha S_{12}S_{21} - \Gamma_\alpha S_{11}S_{22} = \Gamma_1^{(\alpha)} \tag{4.13a}$$

$$S_{11} + \Gamma_\beta\Gamma_1^{(\beta)}S_{22} + \Gamma_\beta S_{12}S_{21} - \Gamma_\beta S_{11}S_{22} = \Gamma_1^{(\beta)} \tag{4.13b}$$

$$S_{11} + \Gamma_\gamma\Gamma_1^{(\gamma)}S_{22} + \Gamma_\gamma S_{12}S_{21} - \Gamma_\gamma S_{11}S_{22} = \Gamma_1^{(\gamma)} \tag{4.13c}$$

Nous allons montrer que la résolution du système (4.13) donne les coefficients S_{11} et S_{22} nécessaires à l'estimation de $R(z)$ telle que nous l'avons présenté plus haut. On obtient aussi le produit des coefficients de transmission $S_{12}S_{21}$ (on a $S_{12} = S_{21}$ pour une structure réciproque ce qui est le cas pour la plupart des câbles). Ce dernier résultat est utile pour estimer la longueur électrique du câble, elle même indispensable dans l'estimation de $R(z)$ puisqu'elle permet de tronquer à la bonne

abscisse les estimations de l'impédance effectuées à chaque extrémité, afin de les faire correspondre correctement dans (4.8). Le système (4.13) fait apparaître le produit $S_{11}S_{22}$. Nous allons modifier son écriture pour se ramener à un système linéaire, ce qui permettra de mettre en évidence l'existence d'une solution lorsque les trois charges connectées à l'extrémité 2 sont distinctes deux à deux. Nous allons d'abord étudier un cas particulier dont les équations sont plus faciles à résoudre avant le cas général.

4.4.1.1 Avec une des charges égale à l'impédance de référence

Dans le premier cas, on suppose que l'une des expériences est réalisée en connectant une charge égale à l'impédance de référence à l'extrémité 2, disons l'expérience indexée par α. Alors $\Gamma_\alpha = 0$ et le système (4.13) devient :

$$S_{11} = \Gamma_1^{(\alpha)} \tag{4.14a}$$

$$\Gamma_\beta(\Gamma_1^{(\beta)} - S_{11})S_{22} + \Gamma_\beta S_{12}S_{21} = \Gamma_1^{(\beta)} - S_{11} \tag{4.14b}$$

$$\Gamma_\gamma(\Gamma_1^{(\gamma)} - S_{11})S_{22} + \Gamma_\gamma S_{12}S_{21} = \Gamma_1^{(\gamma)} - S_{11} \tag{4.14c}$$

Le coefficient S_{11} est donné directement par l'équation (4.14a). On est donc ramené à la résolution d'un système d'équations linéaires de dimension 2, dont les inconnues sont S_{22} et $S_{12}S_{21}$, et le déterminant :

$$\begin{aligned}
\Delta &= \Gamma_\beta\Gamma_\gamma\left(\Gamma_1^{(\beta)} - \Gamma_1^{(\gamma)}\right) \\
&= \Gamma_\beta\Gamma_\gamma\left(\frac{S_{21}S_{12}\Gamma_\beta}{1 - S_{22}\Gamma_\beta} - \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_\gamma}{1 - S_{22}\Gamma_\gamma}\right) \\
&= \frac{\Gamma_\beta\Gamma_\gamma S_{21}S_{12}\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\gamma\right)}{\left(1 - S_{22}\Gamma_\beta\right)\left(1 - S_{22}\Gamma_\gamma\right)} \\
&\neq 0
\end{aligned} \tag{4.15}$$

La dernière ligne de (4.15) se justifie car Γ_β et Γ_γ sont supposés distincts et différents de $\Gamma_\alpha = 0$ et le produit des coefficients de transmission $S_{21}S_{12}$ n'est pas nul pour un câble sans défaut franc (une partie de l'énergie est bien transmise). Ainsi le numérateur n'est pas nul. Par ailleurs, il n'y a pas de division par zéro car cela correspondrait à un cas où $|S_{22}| = 1$, c'est à dire à un défaut franc, ce qui est exclu ici. Ainsi, le coefficient S_{11} est obtenu par une mesure directe, tandis

qu'on peut calculer S_{22} et $S_{12}S_{21}$ par résolution du système (4.14) :

$$S_{11} = \Gamma_1^{(\alpha)} \tag{4.16a}$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_\gamma \left(\Gamma_1^{(\beta)} - \Gamma_1^{(\alpha)}\right) - \Gamma_\beta \left(\Gamma_1^{(\gamma)} - \Gamma_1^{(\alpha)}\right)}{\Gamma_\beta \Gamma_\gamma \left(\Gamma_1^{(\beta)} - \Gamma_1^{(\gamma)}\right)} \tag{4.16b}$$

$$S_{12}S_{21} = \frac{\left(\Gamma_1^{(\gamma)} - \Gamma_1^{(\alpha)}\right)\left(\Gamma_1^{(\beta)} - \Gamma_1^{(\alpha)}\right)(\Gamma_\beta - \Gamma_\gamma)}{\Gamma_\beta \Gamma_\gamma \left(\Gamma_1^{(\beta)} - \Gamma_1^{(\gamma)}\right)} \tag{4.16c}$$

4.4.1.2 Sans aucune des charges égale à l'impédance de référence

Dans le second cas en revanche, aucune des expériences n'est réalisée avec une charge égale à l'impédance de référence : $\Gamma_\alpha \neq 0$, $\Gamma_\beta \neq 0$ et $\Gamma_\gamma \neq 0$. Dans ce cas, les équations du système (4.13) peuvent être combinées pour éliminer simultanément les deux produits $S_{12}S_{21}$ et $S_{11}S_{22}$:

$$(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha)S_{11} + \Gamma_\alpha\Gamma_\beta(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\beta)})S_{22} = \Gamma_\beta\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_\alpha\Gamma_1^{(\beta)} \tag{4.17a}$$

$$(\Gamma_\gamma - \Gamma_\alpha)S_{11} + \Gamma_\alpha\Gamma_\gamma(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\gamma)})S_{22} = \Gamma_\gamma\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_\alpha\Gamma_1^{(\gamma)} \tag{4.17b}$$

$$S_{11} + \Gamma_\gamma\Gamma_1^{(\gamma)}S_{22} + \Gamma_\gamma S_{12}S_{21} - \Gamma_\gamma S_{11}S_{22} = \Gamma_1^{(\gamma)} \tag{4.17c}$$

Les deux inconnues S_{11} et S_{22} sont alors déterminées par les deux équations algébriques linéaires (4.17a) et (4.17b) de déterminant :

$$\begin{aligned}
\Delta' &= \Gamma_\alpha\Gamma_\gamma\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\gamma)}\right) - \Gamma_\alpha\Gamma_\beta\left(\Gamma_\gamma - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\beta)}\right) \\
&= \Gamma_\alpha\Gamma_\gamma\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)\left(\frac{S_{21}S_{12}\Gamma_\alpha}{1 - S_{22}\Gamma_\alpha} - \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_\gamma}{1 - S_{22}\Gamma_\gamma}\right) \\
&\quad - \Gamma_\alpha\Gamma_\beta\left(\Gamma_\gamma - \Gamma_\alpha\right)\left(\frac{S_{21}S_{12}\Gamma_\alpha}{1 - S_{22}\Gamma_\alpha} - \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_\beta}{1 - S_{22}\Gamma_\beta}\right) \\
&= \frac{\Gamma_\alpha\Gamma_\gamma\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)S_{21}S_{12}\left(\Gamma_\alpha - \Gamma_\gamma\right)}{\left(1 - S_{22}\Gamma_\alpha\right)\left(1 - S_{22}\Gamma_\gamma\right)} - \frac{\Gamma_\alpha\Gamma_\beta\left(\Gamma_\gamma - \Gamma_\alpha\right)S_{21}S_{12}\left(\Gamma_\alpha - \Gamma_\beta\right)}{\left(1 - S_{22}\Gamma_\alpha\right)\left(1 - S_{22}\Gamma_\beta\right)} \\
&= \frac{\Gamma_\alpha\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)S_{21}S_{12}\left(\Gamma_\alpha - \Gamma_\gamma\right)\left[\Gamma_\gamma\left(1 - S_{22}\Gamma_\beta\right) - \Gamma_\beta\left(1 - S_{22}\Gamma_\gamma\right)\right]}{\left(1 - S_{22}\Gamma_\beta\right)\left(1 - S_{22}\Gamma_\beta\right)\left(1 - S_{22}\Gamma_\gamma\right)} \\
&= \frac{\Gamma_\alpha S_{12}S_{21}\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_\alpha - \Gamma_\gamma\right)\left(\Gamma_\gamma - \Gamma_\beta\right)}{\left(1 - S_{22}\Gamma_\beta\right)\left(1 - S_{22}\Gamma_\beta\right)\left(1 - S_{22}\Gamma_\gamma\right)} \\
&\neq 0
\end{aligned} \tag{4.18}$$

La résolution donne S_{11}, S_{22} et $S_{12}S_{21}$ comme :

$$S_{11} = \frac{\Gamma_\alpha\Gamma_\gamma\left(\Gamma_1^\alpha - \Gamma_1^\gamma\right)\left(\Gamma_\beta\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_\alpha\Gamma_1^{(\beta)}\right) - \Gamma_\alpha\Gamma_\beta\left(\Gamma_1^\alpha - \Gamma_1^\beta\right)\left(\Gamma_\gamma\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_\alpha\Gamma_1^{(\gamma)}\right)}{\Gamma_\alpha\Gamma_\gamma\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\gamma)}\right) - \Gamma_\alpha\Gamma_\beta\left(\Gamma_\gamma - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\beta)}\right)} \tag{4.19a}$$

$$S_{22} = \frac{\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_\gamma\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_\alpha\Gamma_1^{(\gamma)}\right) - \left(\Gamma_\gamma - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_\beta\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_\alpha\Gamma_1^{(\beta)}\right)}{\Gamma_\alpha\Gamma_\gamma\left(\Gamma_\beta - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\gamma)}\right) - \Gamma_\alpha\Gamma_\beta\left(\Gamma_\gamma - \Gamma_\alpha\right)\left(\Gamma_1^{(\alpha)} - \Gamma_1^{(\beta)}\right)} \tag{4.19b}$$

$$S_{12}S_{21} = \frac{\Gamma_1^\gamma + \Gamma_\gamma S_{11}S_{22} - S_{11} - \Gamma_\gamma\Gamma_1^\gamma S_{22}}{\Gamma_\gamma} \tag{4.19c}$$

Finalement, on arrive dans tous les cas à une solution unique de S_{11}, S_{22} et du produit $S_{12}S_{21}$ à partir de trois mesures à un seul port. Les deux premiers coefficients sont indispensables dans l'estimation de $R(z)$. Quant au produit $S_{12}S_{21}$, il est utile dans l'estimation de la longueur électrique du câble ainsi que dans une méthode de prétraitement des mesures que nous présentons dans la section 4.5.2. Pour estimer la longueur électrique à partir de $S_{12}S_{21}$, on applique la transformée de Fourier inverse. La première valeur non nulle est obtenue pour une abscisse égale à deux fois la longueur electrique du câble. Dans la mise en œuvre de la procédure de mesure présentée dans cette section, le choix de trois charges distinctes est libre, mais pour une meilleure précision il est préférable de les choisir les plus éloignées possible les unes des autres. Un choix naturel est : $Z_L = 0,\ 50,\ \infty$. Ces charges sont aussi celles qui sont le plus souvent disponibles dans les kits de calibration des analyseurs de réseaux.

4.4.2 Résultats d'estimations de paramètres S avec des mesures à un port

Dans cette sous-section, nous présentons des simulations qui illustrent l'efficacité de la méthode présentée précédemment. Les paramètres S d'un câble de 10 m, dont les paramètres $RLCG(z)$ varient, ont été simulés. En parallèle, on a également simulé la mesure de coefficients de réflexions effectuée par un analyseur de réseaux à une extrémité pour trois charges différentes branchées à l'extrémité opposée. Plus précisément, le câble simulé a une impédance caractéristique constante de 50 Ω, sa résistance linéique nominale est égale à $R_0 = 0.02\ \Omega.m^{-1}$ et les variation du profil $R(z)$ sont celles illustrée sur la figure 4.8. Le paramètre $G(z)$ simulé est constant et égal à $10^{-7}\ S.m^{-1}$.

Les trois mesures sont effectuées en connectant à l'extrémité lointaine une charge adaptée, un court circuit et un circuit ouvert respectivement. La procédure de la section 4.4 fournit alors une estimation des paramètres S du câble. Sur

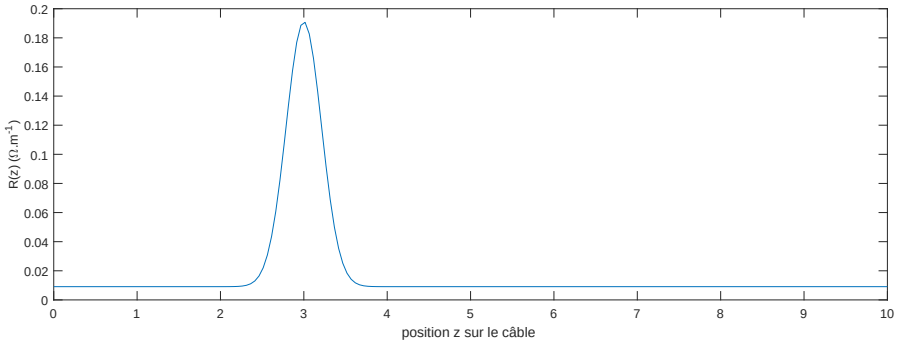


FIGURE 4.8: Profil de résistance linéique simulé pour l'estimation des paramètres S avec trois mesures.

la figure 4.9, nous comparons ces estimations aux vraies valeurs. Les graphes de gauche affichent les résultats pour le paramètre S_{22} et les graphes de droite concernent $S_{12}S_{21}$. Ces simulations confirment l'efficacité du calcul.

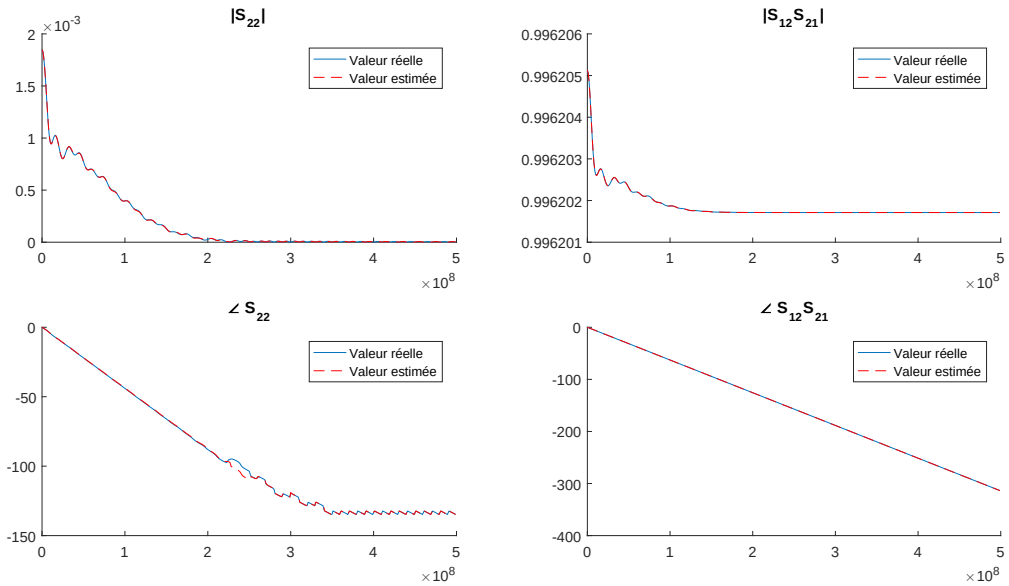


FIGURE 4.9: Estimation de S_{22} et $S_{12}S_{21}$ à partir de mesures à un port.

4.5 Ré-adaptation d'impédance aux extrémités

Tandis que la plupart des analyseurs de réseaux du commerce ont des ports dont l'impédance est de 50 ohms, les impédances des câbles utilisés dans l'industrie sont variables. De plus, pour pouvoir brancher les câbles à des intruments de mesures, on utilise des connecteurs qui sont sertis aux extrémités des câbles. Ces connecteurs ont également une impédance propre. Par conséquent, il est fréquent d'être confronté lors des mesures à une désadaptation d'impédance au niveau de la connection entre le câble et l'instrument de mesure. Dans cette section, nous expliquons pourquoi ceci peut impacter la précision de l'estimation du paramètre $R(z)$. Puis, nous proposons une solution basée sur le pré-traitement des données mesurées pour minimiser l'impact de la désadaptation.

4.5.1 Impact des discontinuités d'impédance

La répercussion la plus immédiate d'une discontinuité d'impédance au niveau de la connexion entre câble et instrument est la dégradation du signal utile, qui est perturbé par les réflexions causées par la désadaptation et par les bruit de mesure. En effet, en provoquant des réflexions, une telle discontinuité d'impédance réduit la part d'énergie effectivement injectée dans le câble pour la mesure.

Un autre impact, dans notre cas, est inhérent à la méthode que nous mettons en œuvre. En effet, la théorie sur laquelle repose l'algorithme ISTL suppose que l'impédance varie continûment le long du câble. En pratique, l'algorithme est robuste et tolère les discontinuités d'impédance dans une certaine mesure. Cependant, leur présence conduit à une erreur dans l'estimation de l'impédance qui est d'autant plus grande que la discontinuité d'impédance est sévère. Cette erreur se répercute dans l'estimation de $R(z)$, comme nous l'illustrerons dans la section 4.5.2.2.

Enfin, les discontinuités d'impédance peuvent avoir des effets négatifs lorsqu'on utilise le zero-padding. Cette technique est utilisée en traitement du signal pour réduire le pas de discrétisation d'une transformée de Fourier inverse. On ajoute artificiellement des zéros à la suite d'une représentation fréquentielle de la fonction à transformer. Le calcul qui s'ensuit est équivalent à une forme d'interpolation. Lorsque la fonction comporte des discontinuités dans le domaine temporel cette interpolation donne lieu à des oscillations artificielles qui peuvent masquer le profil de la fonction que l'on souhaite estimer. Nous illustrerons aussi dans la section 4.5.2.2 les conséquences que ces artéfacts peuvent avoir dans le contexte de l'estimation du profil $R(z)$.

Ici, on identifie deux sources principales de discontinuités "parasites", c'est à dire qui ne sont pas liées à des défauts dans le câble. La première correspond aux désadaptations d'impédance entre deux parties d'une ligne, et spécialement entre

l'instrument de mesure utilisé (un analyseur de réseau) et le câble. La seconde est liée aux connecteurs sertis aux extrémités des câbles qui ont également une impédance propre parfois différente de celle du câble qu'ils équipent. Dans ce qui suit, nous proposons une méthode de pré-traitement des mesures visant à effectuer numériquement une réadaptation. Les paramètres S, mesurés avec l'impédance de référence de l'analyseur de réseaux sont transformés pour obtenir les paramètres S du câble exprimés avec l'impédance de référence souhaitée (en général celle du câble). Cette méthode concerne le premier type de discontinuité évoqué. Dans un second temps, nous parlerons des difficultés liées aux connecteurs. Nous verrons quelles sont les techniques disponibles pour les caractériser et corriger les mesures.

4.5.2 Réadaptation d'impédance

Lorsque la discontinuité d'impédance à corriger est ponctuelle et située entre le câble testé et le port de l'instrument utilisé, nous allons voir qu'un calcul assez simple permet de gommer cette discontinuité. On définit toujours la matrice S d'un quadripôle, et en particulier celle d'un câble, relativement à une impédance de référence qui peut être choisie arbitrairement. Cependant, quand on effectue une mesure de matrice S, c'est l'instrument de mesure qui impose l'impédance de référence. Si celle-ci est différente de l'impédance du câble, alors on a une discontinuité d'impédance qu'il faut corriger. En effet, l'impédance de référence à un port d'un quadripôle peut être interprétée physiquement comme représentant un câble uniforme sans perte connecté au port considéré du quadripôle, de longueur infinie et d'impédance caractéristique égale à la valeur de l'impédance de référence. En toute généralité, on définit une impédance de référence pour chaque port. Bien que l'impédance de référence soit souvent la même aux deux ports, on présentera les calculs dans le cas général. Dans cette section nous proposons un traitement des mesures : les paramètres S mesurés relativement à l'impédance de référence de l'analyseur de réseaux sont convertis en un nouveau jeu de paramètres S exprimés relativement à l'impédance de référence désirée. Ainsi, on obtient une représentation d'une ligne sans discontinuité d'impédance au niveau du point de mesure. Dans les deux paragraphes suivants, nous détaillons les calculs et montrons des résultats obtenus par simulation. Ces résultats concernent d'une part la reconstruction des paramètres S_{22} et $S_{12}S_{21}$ et d'autre part, l'effet de ce pré-traitement des mesures sur l'estimation du profil $R(z)$ avec la méthode décrite dans la section 4.1.

4.5.2.1 Procédure de réadaptation

Les paramètres S initiaux sont mesurés par rapport à des impédances de référence égales à celles des ports de l'instrument de mesure utilisé que nous notons

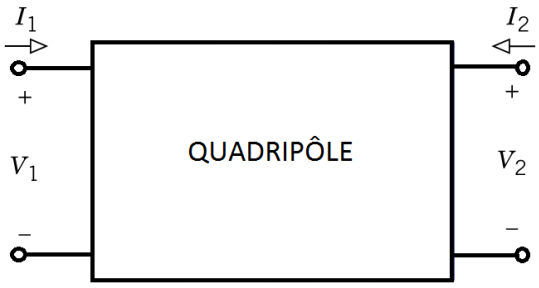


FIGURE 4.10: Représentation d'un quadripôle et notation des tensions et courants

ici Z_{01} (pour le port connecté à l'extrémité 1 du câble) et Z_{02} (extrémité 2). Le pré-traitement proposé vise à transformer ces mesures en un nouveau jeu de paramètres S exprimés par rapport à l'impédance caractéristique du câble, et donc à adapter numériquement l'analyseur de réseau au câble. Cette méthode repose sur les formules de conversion [Frickey, 1994] entre différentes caractérisations équivalentes de quadripôles telles que les paramètres S (paramètres de répartition), les paramètres ABCD (transmission), les paramètres Z (impédance) ou les paramètres Y (admittance). Certains de ces paramètres sont définis par rapport à une impédance de référence, comme c'est le cas pour les paramètres S, tandis que d'autres non.

Introduisons quelques notations pour rappeler les définitions de quelques-unes de ces caractérisations. On considère un quadripôle générique tel que réprésenté sur la figure 4.10 où on a aussi défini la convention de signes pour les courants et tensions à chaque port. Les différents paramètres évoqués plus haut sont définis par les expressions qui suivent. Paramètres **Z** :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}. \tag{4.20}$$

Paramètres **Y** :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}. \tag{4.21}$$

Paramètres **ABCD** :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}. \tag{4.22}$$

Attention, l'expression de la matrice **ABCD** pour une ligne uniforme (3.7) est donnée avec une convention différente de celle utilisée ici, puisque nous avons interverti rôles des deux ports. Les deux définitions sont donc équivalentes à un passage à l'inverse près.

Comme nous l'avons mentionné, la matrice de répartition (paramètres S) est définie relativement à des impédances de référence à chaque port. On introduit

d'abord à chaque port j (pour $j = 1, 2$)les ondes de puissance a_j et b_j définies pour une impédance de référence Z_{0j} :

$$a_j = \frac{V_j + Z_{0j} I_j}{\sqrt{2\left(Z_{0j} + Z_{0j}^*\right)}} \tag{4.23a}$$

$$b_j = \frac{V_j - Z_{0j}^* I_j}{\sqrt{2\left(Z_{0j} + Z_{0j}^*\right)}}. \tag{4.23b}$$

Rappelons que la notation * designe la valeur complexe conjuguée. Finalement, les paramètres **S** sont définis par :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}. \tag{4.24}$$

L'idée ici, est de convertir les paramètres S mesurés en fonction des impédances de référence Z_{01} et Z_{02} en la matrice de paramètres Z équivalente, indépendante de toute impédance de référence, puis de convertir ce résultat intermédiaire en une nouvelle matrice de paramètres S exprimée par rapport aux impédances de référence souhaitées Z_{c1} et Z_{c2}. Les paramètres S sont convertis en paramètres Z selon les formules suivantes :

$$Z_{11} = \frac{(Z_{01}^* + S_{11} Z_{01})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21} Z_{01}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \tag{4.25a}$$

$$Z_{12} = \frac{2 S_{12} \sqrt{\Re(Z_{01}) \Re(Z_{02})}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \tag{4.25b}$$

$$Z_{21} = \frac{2 S_{21} \sqrt{\Re(Z_{01}) \Re(Z_{02})}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \tag{4.25c}$$

$$Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(Z_{02}^* + S_{22} Z_{02}) + S_{12} S_{21} Z_{02}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \tag{4.25d}$$

puis la conversion inverse est effectuée avec :

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z_{c1}^*)(Z_{22} + Z_{c2}) - Z_{12} Z_{21}}{(Z_{11} + Z_{c1})(Z_{22} + Z_{c2}) - Z_{12} Z_{21}} \tag{4.26a}$$

$$S_{12} = \frac{2 Z_{12} \sqrt{\Re(Z_{c1}) \Re(Z_{c2})}}{(Z_{11} + Z_{c1})(Z_{22} + Z_{c2}) - Z_{12} Z_{21}} \tag{4.26b}$$

$$S_{21} = \frac{2 Z_{21} \sqrt{\Re(Z_{c1}) \Re(Z_{c2})}}{(Z_{11} + Z_{c1})(Z_{22} + Z_{c2}) - Z_{12} Z_{21}} \tag{4.26c}$$

$$S_{22} = \frac{(Z_{11} + Z_{c1})(Z_{22} - Z_{c2}^*) - Z_{12} Z_{21}}{(Z_{11} + Z_{c1})(Z_{22} + Z_{c2}) - Z_{12} Z_{21}} \tag{4.26d}$$

Les nouveaux paramètres S doivent être exprimés par rapport à l'impédance caractéristique du câble testé à chaque extrémité : $Z_{c1} = Z_c(z = 0)$ et $Z_{c2} = Z_c(z = z_L)$. Ces quantités sont donc supposées connues a priori. En pratique on peut connaître ces valeurs de façon approchée avec ISTL.

Alternativement aux paramètres Z, les paramètres ABCD ou Y qui ne dépendent pas non plus d'une impédance de référence peuvent aussi être utilisés comme étape intermédiaire. Plus généralement, en faisant la subtitution analytique des équations (4.25) dans (4.26), on arrive à des formules de conversion directes, plus générales :

$$S_{11}^{(new)} = \frac{\begin{array}{l}\left[(Z_{01}^{*}+S_{11}^{(old)}Z_{01})(1-S_{22}^{(old)})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{01}-Z_{c1}^{*}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ \left[(1-S_{11}^{(old)})(Z_{02}^{*}+S_{22}^{(old)}Z_{02})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{02}+Z_{c2}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ -4S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})\end{array}}{\begin{array}{l}\left[(Z_{01}^{*}+S_{11}^{(old)}Z_{01})(1-S_{22}^{(old)})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{01}+Z_{c1}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ \left[(1-S_{11}^{(old)})(Z_{02}^{*}+S_{22}^{(old)}Z_{02})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{02}+Z_{c2}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ -4S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})\end{array}} \tag{4.27a}$$

$$S_{12}^{(new)} = \frac{4S_{12}^{(old)}\sqrt{\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})}\sqrt{\Re(Z_{c1})\Re(Z_{c2})}\left[(1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right]}{\begin{array}{l}\left[(Z_{01}^{*}+S_{11}^{(old)}Z_{01})(1-S_{22}^{(old)})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{01}+Z_{c1}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ \left[(1-S_{11}^{(old)})(Z_{02}^{*}+S_{22}^{(old)}Z_{02})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{02}+Z_{c2}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ -4S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})\end{array}} \tag{4.27b}$$

$$S_{21}^{(new)} = \frac{4S_{21}^{(old)}\sqrt{\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})}\sqrt{\Re(Z_{c1})\Re(Z_{c2})}\left[(1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right]}{\begin{array}{l}\left[(Z_{01}^{*}+S_{11}^{(old)}Z_{01})(1-S_{22}^{(old)})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{01}+Z_{c1}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ \left[(1-S_{11}^{(old)})(Z_{02}^{*}+S_{22}^{(old)}Z_{02})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{02}+Z_{c2}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ -4S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})\end{array}} \tag{4.27c}$$

$$S_{22}^{(new)} = \frac{\begin{array}{l}\left[(Z_{01}^{*}+S_{11}^{(old)}Z_{01})(1-S_{22}^{(old)})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{01}+Z_{c1}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ \left[(1-S_{11}^{(old)})(Z_{02}^{*}+S_{22}^{(old)}Z_{02})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{02}-Z_{c2}^{*}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ -4S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})\end{array}}{\begin{array}{l}\left[(Z_{01}^{*}+S_{11}^{(old)}Z_{01})(1-S_{22}^{(old)})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{01}+Z_{c1}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ \left[(1-S_{11}^{(old)})(Z_{02}^{*}+S_{22}^{(old)}Z_{02})+S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}Z_{02}+Z_{c2}\left((1-S_{11}^{(old)})(1-S_{22}^{(old)})-S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\right)\right]\\ -4S_{12}^{(old)}S_{21}^{(old)}\Re(Z_{01})\Re(Z_{02})\end{array}} \tag{4.27d}$$

Ce résultat est indépendant du choix de Z, Y ou ABCD dans l'étape intermédiaire. Ces formules, plus synthétiques, ont l'avantage d'éviter les singularités liées à certaines représentations qui peuvent impliquer des divisions par zero lors de la double conversion.

4.5.2.2 Application et résultats de la réadaptation

Nous présentons maintenant des résultats de simulations numériques qui démontrent l'efficacité du pré-traitmement décrit ci-dessus ainsi que sa valeur ajoutée au diagnostic de défauts dissipatifs dans les câbles électriques. Nous fournissons par ailleurs des résultats qui confirment la faisabilité de la procédure de mesure à un seul port proposée dans la section 4.4.

Nous avons simulé des mesures sur un câble long de 10 m, d'impédance caractéristique 105 Ω, et comportant deux défauts résistifs de profils différents. Dans chaque cas, nous avons simulé les mesures selon deux méthodes : l'une simulant la mesure effectuée par un analyseur de réseaux vectoriel à deux ports d'impédance de référence 50 Ω connecté aux deux extrémités du câble sondé, et l'autre correspondant à la procédure de mesure à un port expliquée dans la section 4.4. Dans la seconde méthode, les trois charges à connecter à l'extrémité lointaine ont été une charge de 50 Ω, un court-circuit, et un circuit ouvert, en accord avec les étalons disponibles dans la plupart des kits de calibration d'instruments. Ensuite nous avons estimé le profil de résistance linéique selon la formule (4.8) et en adoptant les différentes démarches ci-dessous :

(a) Directement à partir des données simulées.
(b) À partir des données simulées auxquelles on applique un zero-padding pour améliorer la résolution de l'estimation du profil de pertes.
(c) À partir des données simulées et réadaptées selon la méthode proposée plus haut.
(d) À partir des données simulées réadaptées et en appliquant un zero-padding.

Les résultats sont affichés sur les figures 4.11, 4.12, 4.13 et 4.14. Les pertes ohmiques sont caractérisées par la résitance linéique normalisée $\frac{R(z)}{R_0}$, où R_0 est la résistance linéique nominale du câble simulé et où z représente la position sur ce câble. Les courbes noires représentent le profil de résistance linéique (normalisée) simulé $R(z)/R_0$, tandis que les courbes bleues et en pointillés rouges montrent les profils estimés avec les mesures à deux ports et à un port respectivement.

La figure 4.11 fait ici office de référence. On constate que les estimations capturent dans une certaine mesure les variations de $R(z)$. Néanmoins, d'une part la précision de ces estimations est assez limitée et d'autre part, les désadaptations d'impédances aux extrémités donnent lieu à des oscillations artificielles.

On montre maintenant sur la figure 4.12 le résultat que l'on obtient si on applique un zero-padding aux mesures avant d'appliquer la procédure d'estimation

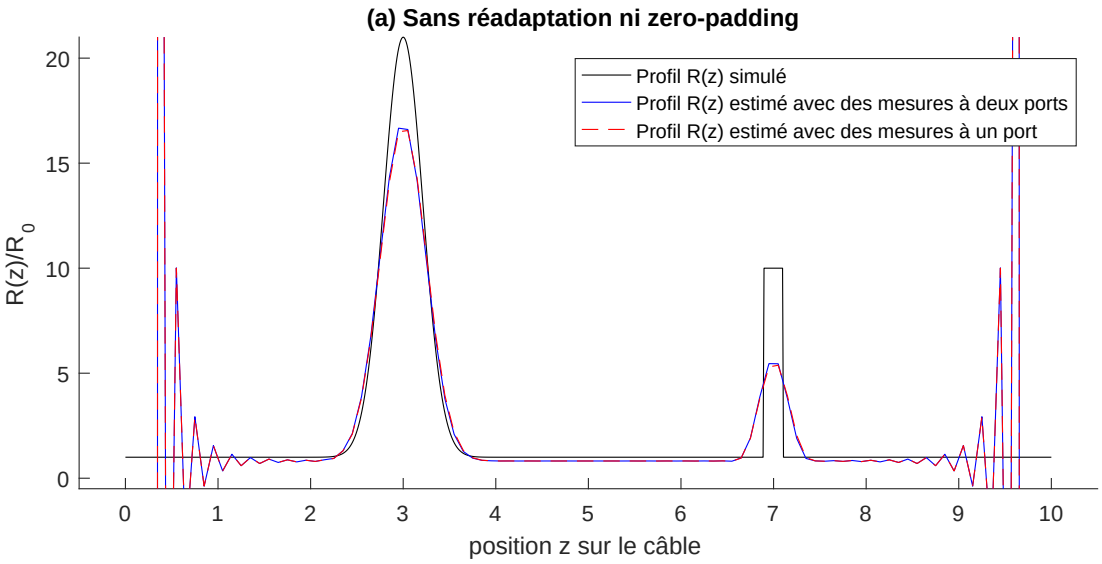


FIGURE 4.11: Estimation du profil $R(z)$ sans réadaptation ni usage du zero-padding

de $R(z)$. On constate que les erreurs de cette interpolation en présence des discontinuités d'impédance aux extrémités sont beaucoup trop importantes et portent préjudice à l'estimation de $R(z)$.

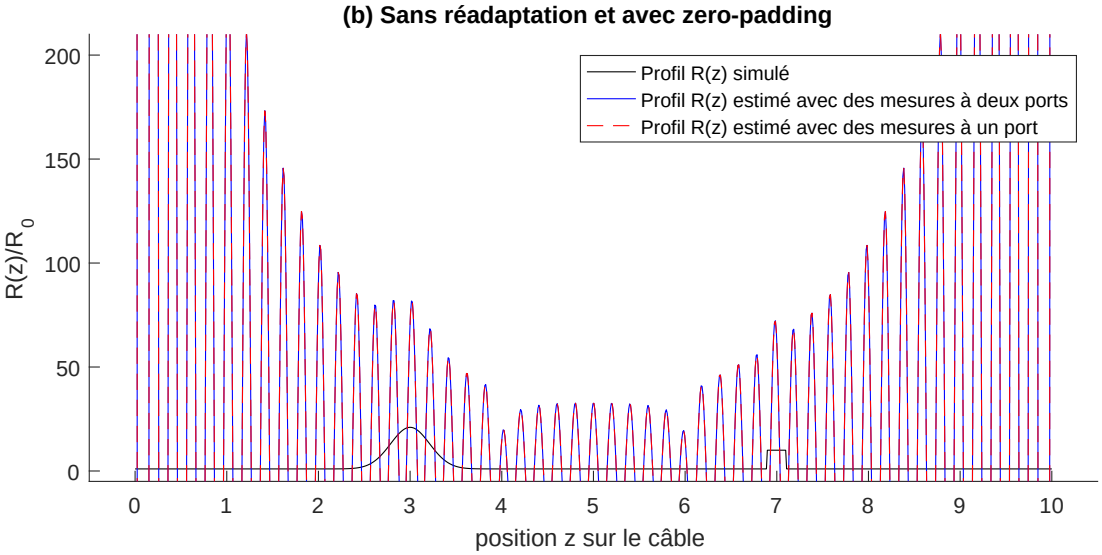


FIGURE 4.12: Estimation du profil $R(z)$ sans réadaptation et avec zero-padding

Les figures 4.11 et 4.12 ont bien montré les nuisances que peut avoir une desadaptation d'impédance sur l'estimation de la résistance linéique. Nous présentons

maintenant les améliorations qu'apporte la méthode de réadaptation que nous avons proposée. D'abord, sur la figure 4.13 on affiche les résultats obtenus en appliquant les formules de réadaptation (4.27), mais sans effectuer d'interpolation par zero-padding. Grace à cette réadaptation, les oscillations artificielles aux

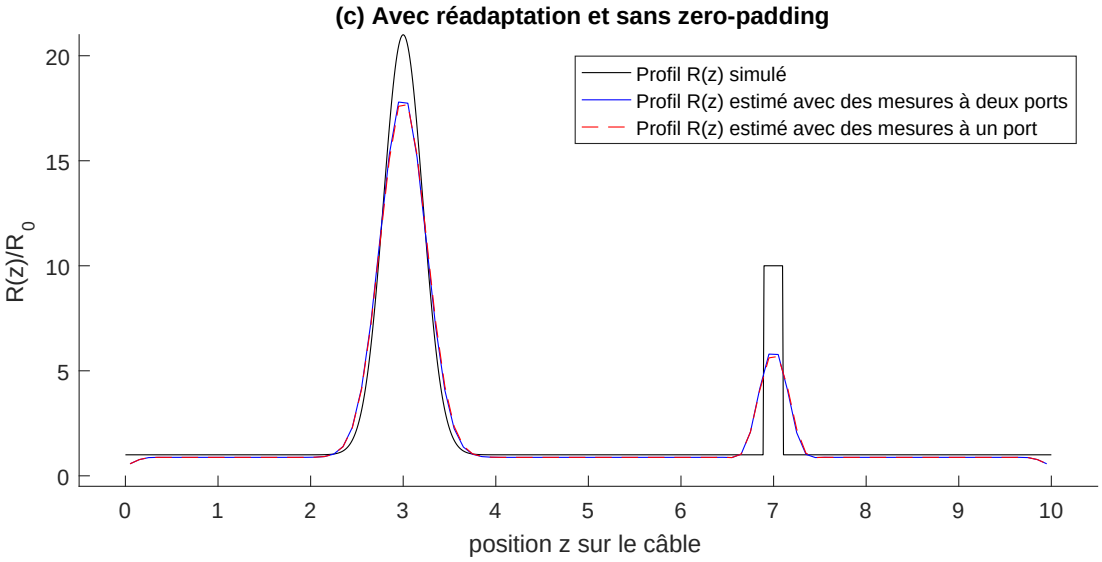


FIGURE 4.13: Estimation du profil $R(z)$ avec réadaptation et sans usage du zero-padding

extrémités ont été éliminées et les variations de $R(z)$ sont approchées avec une précision légèrement meilleure que précédemment.

Enfin, la figure 4.14 montre le bénéfice que l'on peut tirer de l'application du zero-padding sur des mesures réadaptées. Les estimations sont significativement plus précises que dans les cas précédents et suivent presque parfaitement le profil $R(z)$ simulé.

Pour faciliter les comparaisons entre les cas (a), (b), (c) et (d), nous affichons les quatres graphiques précédents sur la même figure 4.15. Les graphes de la première ligne correspondent aux mesures qui n'ont pas été réadaptées, et ceux de la ligne du dessous aux mesures réadaptées. Similairement les graphes de gauche ont été obtenus sans zero-padding tandis que ceux de droite sont obtenus avec.

L'amélioration qu'apporte la réadaptation numérique d'impédance est manifeste. En effet, en comparant les graphes (a) et (c), on voit immédiatement que les résultats sont meilleurs lorsqu'on applique le pré-traitement de réadaptation. De plus, la comparaison entre les courbes (b) et (d) montre que ce pré-traitement prévient l'apparition d'oscillations artificielles lorsqu'on emploie le zero-padding pour améliorer la résolution dans l'estimation des pertes ohmiques. Enfin, ces simulations prouvent la performance de la procédure de mesure à un port de-

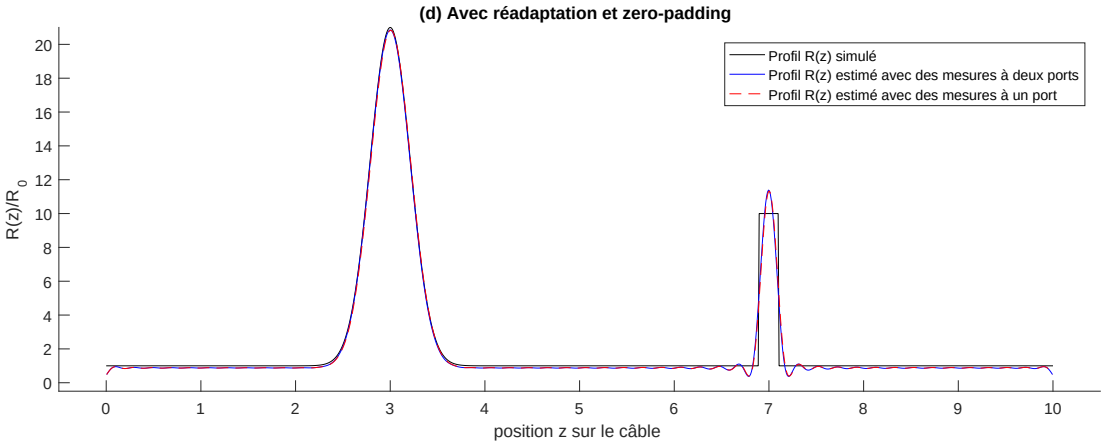


FIGURE 4.14: Estimation du profil $R(z)$ avec réadaptation et usage du zero-padding

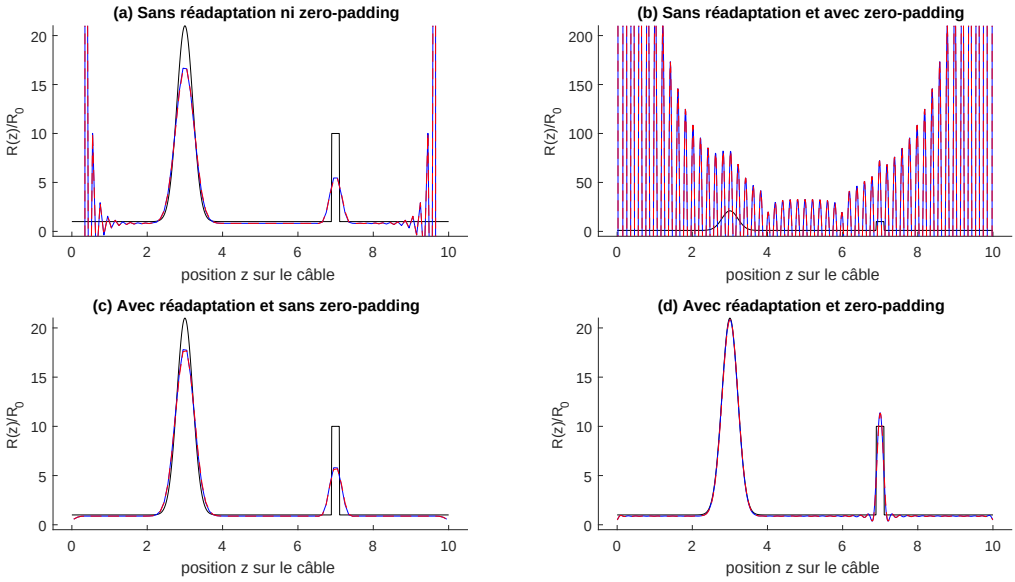


FIGURE 4.15: Effet de la procédure de réadaptation sur l'estimation du profil de résistance linéique $R(z)$

taillée dans la section 4.4 puisque dans chaque cas, la courbe rouge est quasiment identique à la courbe bleue.

Dans cette section, nous avons expliqué comment un pré-traitement des mesures permet d'éliminer une discontinuité d'impédance ponctuelle entre le port de l'analyseur de réseaux et le câble. Nous avons vu que cette étape permet d'améliorer la précision de l'estimation du paramètre $R(z)$. En outre, elle permet de

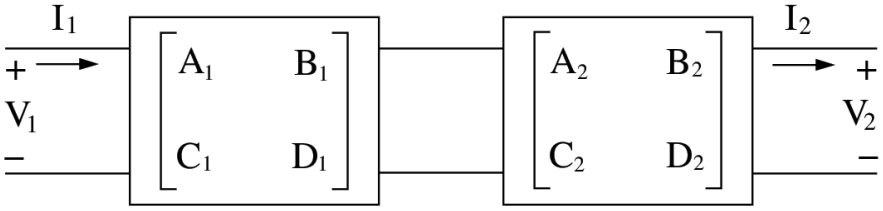


FIGURE 4.16: Quadripôles en cascade

réduire l'erreur numérique introduite par l'application d'un zero-padding en présence de discontinuités. Les résultats numériques ont validé la théorie et conforté notre analyse. Dans ce qui suit, on s'intéresse aux discontinuitées introduites par les connecteurs.

4.5.3 Prise en compte des connecteurs

La procédure de réadaptation ci-dessus s'applique en partant de paramètres S caractérisant la totalité du quadripôle mesuré. Son but est en effet de corriger une discontinuité d'impédance ponctuelle entre les ports de l'analyseur de réseau et le dispositif mesuré. Or, on caractérise rarement un câble seul. Celui-ci est généralement équipé de connecteurs, dont l'impédance peut être différente de celle du câble, sertis à chacune de ses extrémités et qui influencent la mesure des paramètres S. Si on souhaite, au delà de la réadaptation entre l'instrument et le connecteur qu'on y branche, gommer l'effet du connecteur lui-même, d'autres techniques doivent être utilisées. Celles-ci sont connues sous le nom de techniques de "de-embedding".

4.5.3.1 De-embedding

Le de-embedding consiste à éliminer l'effet de la connectique dans des mesures de paramètres S de telle sorte que celles-ci ne caractérisent plus que la partie d'un système que l'on souhaite étudier, exempte de phénomènes parasites qui nuiraient à l'interprétation des mesures. L'idée est là encore d'exploiter les propriétés des différentes caractérisations d'un quadripôle. Considérons deux quadripôles, dont les matrices ABCD sont notées respectivement P et Q, et connectés en cascade tel que représenté sur la figure 4.16. La matrice ABCD de l'ensemble est alors donnée par le produit PQ. Si on dispose d'une caractérisation du premier quadripôle sous forme de sa matrice ABCD (ou d'une représentation équivalente que l'on convertira en matrice ABCD), ici notée P, il suffit de multiplier la matrice ABCD mesurée de l'ensemble à gauche par P^{-1} (cet inverse existe grace à une hypothèse de réciprocité sur le connecteur qui implique $\det(P) = 1$) pour éliminer l'effet de ce quadripôle et obtenir une caractérisation du second quadripôle seul.

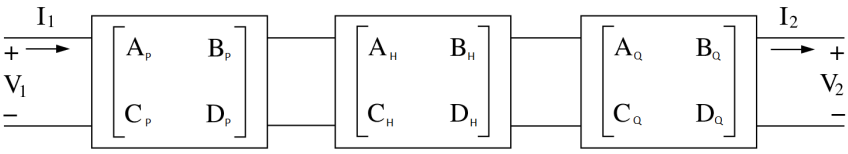


FIGURE 4.17: Représentation ABCD d'un câble et ses deux connecteurs

Lorsqu'on souhaite éliminer l'effet de connecteurs ou d'adaptateurs amovibles positionnés entre l'instrument de mesure et le dispositif que l'on teste, ceux-ci sont pris en compte lors de la calibration de l'instrument avec les procédures classiques [Rumiantsev and Ridler, 2008]. Elle est tout simplement effectuée en aval des adaptateurs de manière à ce qu'ils soient directement éliminés des mesures.

Dans le cas des câbles en revanche, on représentera la matrice ABCD mesurée comme un produit de trois termes $M = PHQ$. Les matrices P et Q représentent les connecteurs à chaque extrémité tandis que H est la matrice ABCD du câble seul, comme illustré sur la figure 4.17.

Dans le cadre de l'estimation du paramètre $R(z)$ d'un câble, si les connecteurs sertis aux extrémités ont une impédance caractéristique proche de celle du câble (une "petite" discontinuité est tolérée par l'algorithme), alors il suffit de s'assurer de l'adaptation d'impédance en amont du connecteur, avec l'intrument de mesure. Pour cela on applique lorsque cela est nécessaire la procédure décrite dans la section précédente. En revanche, si le câble et le connecteur qui y est serti ont des impédances significativement différentes, alors cette discontinuité d'impédance ne peut pas être corrigée par la procédure ci-avant et le de-embedding devient nécessaire.

La difficulté réside évidemment en l'obtention d'une caractérisation fiable et précise de la matrice P (et de Q). On ne peut en général pas effectuer une seule mesure aux deux ports d'un analyseur de réseaux en y connectant un connecteur caractérisé par la matrice P, puisque si un des deux côtés du connecteur forme un port destiné à être connecté à l'analyseur de réseaux, l'autre est conçu pour être serti sur un câble et ne peut pas être connecté au deuxième port de l'instrument. Dans la sous-section suivante, nous étudions des méthodes de caractérisation de connecteur connues dans la littérature sous le nom de méthodes de bissection.

4.5.3.2 Caractérisation de connecteurs par bisection d'une structure symétrique

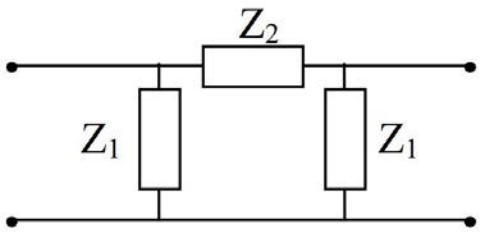
Comme mentionné ci-dessus, afin de caractériser un connecteur en le reliant aux deux ports d'un analyseur de réseaux, il est nécessaire d'utiliser un adaptateur pour connecter le côté conçu pour être serti sur un câble. La présence de l'adaptateur, qui doit être aussi être caractérisé, complique le problème. Afin de

FIGURE 4.18: Connecteurs "dos à dos"

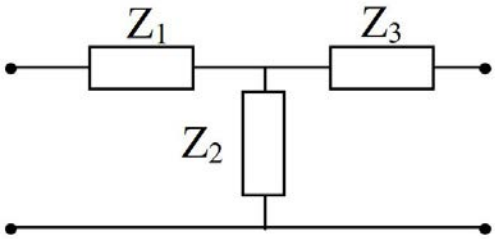
simplifier la double caractérisation du connecteur et de l'adaptateur, on peut utiliser un autre connecteur, identique au premier, avec un petit segment de câble serti aux deux connecteurs, en guise d'adaptateur. Ainsi on espère que la symétrie du dispositif, dont un exemple est montré dans la figure 4.18, permette de simplifier le problème de la double caractérisation. Dans le cas qui nous intéresse, on fabrique cet élément en joignant deux connecteurs identiques par un petit bout de câble (quelques centimètres) ayant exactement les mêmes caractéristiques que le câble que l'on souhaite ensuite tester (cf. figure 4.18). On mesure ensuite la matrice ABCD de cet objet que l'on note M_0. On note aussi $2h$ la longueur du petit morceau de câble que nous supposerons uniforme. L'objectif est d'extraire de M_0 la matrice ABCD de la demi-structure (disons la moitié gauche) de la figure 4.18 constitué d'un connecteur et d'un morceau de câble de longueur h. Notons P cette matrice, et Q la matrice ABCD de l'autre moitié. Ainsi, après avoir obtenu la matrice P, on pourrait supprimer l'effet de ce connecteur (et du petit bout de câble) dans une mesure d'un câble pourvu de ce connecteur.

Dans la littérature ce problème dit de bisection a été traité sous certaines hypothèses simplificatrices. Il s'agit notamment de supposer que la structure symétrique peut être représentée par un modèle en T ou en Π tels que représenté sur la figure 4.19 [Song et al., 2001, Sekiguchi et al., 2010, Fourneaud et al., 2010], ou que chaque moitié est elle même symétrique, ou encore d'utiliser une méthode d'optimisation qui régularise arbitrairement un problème sous-déterminé [Daniel et al., 2004]. Rien ne permet de motiver rigoureusement ces hypothèses ou d'en favoriser une plutôt qu'une autre. Elles ont pour but de réduire le nombre de paramètres inconnus mais sans justification physique. Dans ce qui suit nous allons voir que si on pose le problème rigoureusement, celui-ci n'a

pas de solution unique. Il est donc bien naturel d'avoir recours à des hypothèses pour lever l'indétermination. Cette analyse nous permet de donner une interprétation aux hypothèses qui peuvent être retenues. C'est donc un formalisme unifié que nous proposons, qui couvre l'ensemble des méthodes de la littérature.



(a) Modèle en Π



(b) Modèle en T

FIGURE 4.19: Modèles classiques de quadripôles

Dans ce qui suit, on suppose que l'on travaille à une fréquence donnée et on omettra donc la notation "(ω)". Avec les notations introduites, les équations dont on dispose s'écrivent sous forme matricielle :

$$M_0 = PQ \tag{4.28}$$

De plus, la symétrie de la struture mesurée implique une relation supplémentaire entre les matrices P et Q. Notons V_1, I_1, V_2, I_2, et V_m, I_m les tensions et courant respectivement à gauche, à droite et au milieu de la structure comme sur la figure 4.20. Notons de plus :

$$x_1 = \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}, x_2 = \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}, x_m = \begin{pmatrix} V_m \\ I_m \end{pmatrix}, \tag{4.29}$$

et

$$J = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}. \tag{4.30}$$

Enfin, les signes des courant, comme illustrés sur la figure 4.20, sont choisis tels que :

$$x_1 = M_0 J x_2 \tag{4.31}$$

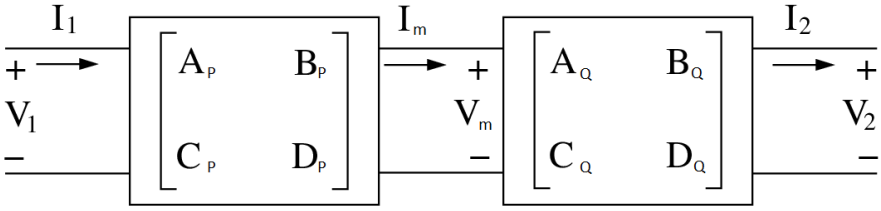


FIGURE 4.20: Notations des courants et tensions

$$x_1 = Px_m \tag{4.32}$$

$$x_m = QJx_2 \tag{4.33}$$

Par symétrie, on a :

$$x_2 = PJx_m \tag{4.34a}$$

$$= (PJ)(QJ)x_2. \tag{4.34b}$$

Cette égalité devant être valide pour tout vecteur x_2, elle implique :

$$(PJ)(QJ) = I \tag{4.35}$$

où I est la matrice identité.

Il est raisonnable de supposer que les quadripôles que l'on manipule ici sont réciproques. En terme de paramètres S, cette hypothèse revient à dire que $S_{12} = S_{21}$. Cette condition équivaut aussi à un déterminant de la matrice ABCD égal à 1. Ainsi, P et Q sont inversible :

$$QJ = (PJ)^{-1} \tag{4.36}$$

En multipliant à gauche par P puis en injectant (4.28), on a :

$$M_0 J = P(PJ)^{-1}, \tag{4.37}$$

puis en multipliant à droite par P (et en utilisant $J^{-1} = J$) :

$$M_0 JP = PJ. \tag{4.38}$$

Il s'agit de déterminer si cette équation admet une solution non-nulle en P. On rappelle que la structure mesurée est symétrique, ce qui implique que les deux éléments diagonaux de la matrice M_0 sont égaux (car M_0 est une matrice de mesure au format ABCD, éventuellement convertie à partir d'une mesure dans un autre format -ex : paramètres S-). Posons donc :

$$M_0 = \begin{pmatrix} \alpha_0 & \beta_0 \\ \gamma_0 & \alpha_0 \end{pmatrix}. \tag{4.39}$$

Rappelons également que la réciprocité impose :

$$det(M_0) = \alpha_0^2 - \beta_0\gamma_0 = 1. \tag{4.40}$$

Notons par ailleurs la matrice P comme :

$$P = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}. \tag{4.41}$$

L'équation (4.38) s'écrit alors :

$$\begin{pmatrix} \alpha_0 & -\beta_0 \\ \gamma_0 & -\alpha_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & -b \\ c & -d \end{pmatrix}. \tag{4.42}$$

On peut encore la réécrire comme :

$$\begin{pmatrix} \alpha_0 - 1 & -\beta_0 & & \\ \gamma_0 & -(\alpha_0 + 1) & & \\ & & \alpha_0 + 1 & -\beta_0 \\ & & \gamma_0 & -\alpha_0 + 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{pmatrix}. \tag{4.43}$$

Ainsi (4.38) est équivalente à deux systèmes d'équations indépendants et non-inversibles. En effet, les deux blocks diagonaux sont de déterminant nul en vertu de (4.40). Ainsi, puisque le système est diagnonal par blocs, on dispose seulement de deux équations indépendantes. Puis, une équation supplémentaire est fournie par la condition de réciprocité :

$$\det(P) = ad - bc = 1 \tag{4.44}$$

Finalement, un degré de liberté demeure dans la détermination des inconnues a, b, c, d.

Pour lever l'indétermination et aboutir à une solution unique, il faudrait une/des équation(s) supplémentaire(s). Etudions la possibilité de les obtenir en ajoutant une longueur de câble supplémentaire ℓ_1 pour faire d'autres mesures. La structure est la même que précédemment à la différence près que le morceau de câble central a maintenant une longueur $2h + \ell_1$. La mesure de la matrice ABCD de l'ensemble, que nous noterons M_1, fournit deux nouvelles équations indépendantes, mais introduit également deux nouvelles inconnues dues à la longueur de câble ajoutée.

$$M_1 = PH_1Q \tag{4.45}$$

En effet, la matrice ABCD de la longueur suppémentaire de câble, ici notée H_1, est donnée par l'expression (3.7). Nous la rappelons ici :

$$H_1 = \begin{pmatrix} \cosh(\kappa\ell_1) & -Z_c \sinh(\kappa\ell_1) \\ -Z_c^{-1} \sinh(\kappa\ell_1) & \cosh(\kappa\ell_1) \end{pmatrix}. \tag{4.46}$$

Les deux nouvelles inconnues sont la constante de propagation κ et l'impédance caractéristique Z_c. Elles annulent le bénéfice des deux nouvelles équations.

On peut tenter de faire plus de mesures avec des longueurs de câbles différentes. Pour toute longueur supplémentaire de câble ℓ_i de matrice de transmission H_i ajoutée au montage initial, on mesure une matrice notée M_i. On peut imaginer qu'avec une nouvelle (troisième) mesure avec une longueur de câble encore différente, on aura suffisamment d'équations. En effet, nous obtiendrions deux nouvelles equations sans introduire de nouvelles inconnues, pour autant que les caractéristiques du câble utilisé (la constante de propagation κ et l'impédance caractéristique Z_c) soient les mêmes que pour les deux premières mesures. Pourtant il n'en n'est rien. Nous allons voir pourquoi.

Nous avons déjà vu qu'après la première mesure, il reste un degré de liberté. Choisissons la variable a pour le représenter, ainsi on peut exprimer P et Q à partir de a et des éléments de la matrice M_0 qui sont connus par une mesure :

$$P = \begin{pmatrix} a & \frac{\beta_0}{2a} \\ \frac{a(\alpha_0-1)}{\beta_0} & \frac{\beta_0\gamma_0}{2a(\alpha_0-1)} \end{pmatrix}. \tag{4.47}$$

$$Q = \begin{pmatrix} \frac{\beta_0\gamma_0}{2a(\alpha_0-1)} & \frac{\beta_0}{2a} \\ \frac{a(\alpha_0-1)}{\beta_0} & a \end{pmatrix}. \tag{4.48}$$

Avec l'ensemble des notations précédentes, la matrice de transmission H_i d'une longueur ℓ_i de câble supplémentaire est donnée par :

$$\begin{aligned} H_i &= P^{-1}M_iQ^{-1} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{-\beta_i\alpha_0^2+2\alpha_i\alpha_0\beta_0-\gamma_i\beta_0^2+\beta_i}{2\beta_0} & \frac{\beta_i\alpha_0^2-2\alpha_i\alpha_0\beta_0+2\beta_i\alpha_0+\gamma_i\beta_0^2-2\alpha_i\beta_0+\beta_i}{4a^2} \\ \frac{a^2\left(\gamma_i\beta_0^2+(2\alpha_i+2\alpha_i\alpha_0)\beta_0+(\beta_i\alpha_0^2-2\beta_i\alpha_0+\beta_i)\right)}{\beta_0^2} & \frac{-\beta_i\alpha_0^2+2\alpha_i\alpha_0\beta_0-\gamma_i\beta_0^2+\beta_i}{2\beta_0} \end{pmatrix}. \end{aligned} \tag{4.49}$$

Il en découle donc trois équations :

$$\cosh(\kappa\ell_i) = \frac{-\beta_i\alpha_0^2+2\alpha_i\alpha_0\beta_0-\gamma_i\beta_0^2+\beta_i}{2\beta_0} \tag{4.50a}$$

$$\sinh(\kappa\ell_i)Z_c = \frac{\beta_i\alpha_0^2-2\alpha_i\alpha_0\beta_0+2\beta_i\alpha_0+\gamma_i\beta_0^2-2\alpha_i\beta_0+\beta_i}{4a^2} \tag{4.50b}$$

$$\frac{\sinh(\kappa\ell_i)}{Z_c} = \frac{a^2\left(\gamma_i\beta_0^2+(2\alpha_i+2\alpha_i\alpha_0)\beta_0+(\beta_i\alpha_0^2-2\beta_i\alpha_0+\beta_i)\right)}{\beta_0^2}. \tag{4.50c}$$

Nous les réécrivons de la manière suivante en faisant passer Z_c à droite :

$$\cosh(\kappa\ell_i) = \frac{-\beta_i\alpha_0^2 + 2\alpha_i\alpha_0\beta_0 - \gamma_i\beta_0^2 + \beta_i}{2\beta_0} \tag{4.51a}$$

$$\sinh(\kappa\ell_i) = \frac{\beta_i\alpha_0^2 - 2\alpha_i\alpha_0\beta_0 + 2\beta_i\alpha_0 + \gamma_i\beta_0^2 - 2\alpha_i\beta_0 + \beta_i}{4Z_c a^2} \tag{4.51b}$$

$$\sinh(\kappa\ell_i) = \frac{Z_c a^2\left(\gamma_i\beta_0^2 + (2\alpha_i + 2\alpha_i\alpha_0)\beta_0 + (\beta_i\alpha_0^2 - 2\beta_i\alpha_0 + \beta_i)\right)}{\beta_0^2}. \tag{4.51c}$$

L'équation (4.51a) peut servir à déterminer la seule inconnue qui y apparait : κ. En revanche, dans (4.51b) et (4.51c), les deux autres inconnues Z_c et a n'apparaissent que sous forme du produit $Z_c a^2$. Il est donc impossible de les déterminer séparément, quel que soit le nombre de mesures avec des câbles de longueurs différentes. Dit autrement, les mesures supplémentaires sont entièrement déterminées par κ et le produit $Z_c a^2$ qui sont déjà connus après la deuxième mesure. On ne peut donc pas accéder à plus d'information par ce moyen. La résolution du problème de bissection impose donc de faire une hypothèse supplémentaire pour supprimer un degré de liberté.

Ce résultat explique pourquoi les travaux de la littérature ont besoin d'un modèle de connecteur plus simple pour résoudre ce problème. Choisir un modèle revient en fait à fixer a dans (4.47). Dans les travaux existants ce choix n'est en général pas motivé physiquement. De ce point de vue, aucune de ces méthodes n'est satisfaisante.

Le modèle de connecteur sous forme de matrice ABCD réciproque est très général et s'applique à presque tout connecteur, et même à tout quadripôle réciproque. Le caractère mal posé du problème de bisection est justement causé par cette généralité. Il suffirait, pour résoudre le problème, d'un modèle spécifique, moins général, qui corresponde au type de connecteurs que l'on utilise. Il devrait, de surcroit, être valable sur une large bande fréquentielle. Nous ne disposons pas d'un tel modèle et devons donc trouver un autre moyen.

Une piste à explorer serait de fixer a en optimisant un critère qui dépendrait de l'objectif de la mesure. Ce critère pourrait être par exemple la précision de l'estimation d'un profil de pertes $R(z)$ dans les expériences d'estimation de résistance ponctuelle telle que nous les avons présentées dans la section 4.1. Nous n'avons pas pu explorer cette piste pendant la durée de nos études mais elle reste intéressante pour les études à venir.

4.6 Ajustement du coefficient de réfléxion en courant continu

Une des premières difficultés que nous avons dû traiter concernait la mesure des coefficients de réflexion. Pour s'exécuter, ISTL a besoin du coefficient de réflexion $r(\omega) = S_{11}(\omega)$ mesuré pour des pulsations équiréparties dans un intervalle $[0\ ,\ \omega_{max}]$. Or, la plupart des analyseurs de réseaux ne permettent pas de réaliser des mesures en courant continu ($\omega = 0$). C'est le cas de l'appareil que nous utilisons. Par conséquent, nous avons dû trouver $S_{11}(\omega = 0)$ par un autre moyen. On peut par exemple mesurer, avec un ohm-mètre de précision, la résistance R_{DC} du câble en connectant à l'autre extrémité (celle où on ne branche pas l'instrument) la même charge que celle avec laquelle on effectue les autres mesures. Le coefficient recherché peut alors être calculé par la relation :

$$S_{11}(\omega = 0) = \frac{R_{DC} - Z_s}{R_{DC} + Z_s} \tag{4.52}$$

où Z_s est l'impédance de référence dans la définition de $S(\omega)$; mais cette méthode n'est pas suffisamment précise. Dans cette thèse nous avons procédé par optimisation d'un critère. Après avoir expliqué dans la section 4.1.5.1 le principe de cette approche, nous illustrons ici sa mise en œuvre en présentant un exemple.

L'évaluation du critère retenu pour une valeur particulière de $S_{11}(\omega = 0)$ exige d'executer ISTL. Afin de réduire au minimum le nombre d'appel à ISTL et donc d'optimiser le temps de calcul, on utilise des méthodes d'optimisation avancées existantes dans Matlab® (Optimization Toolbox).

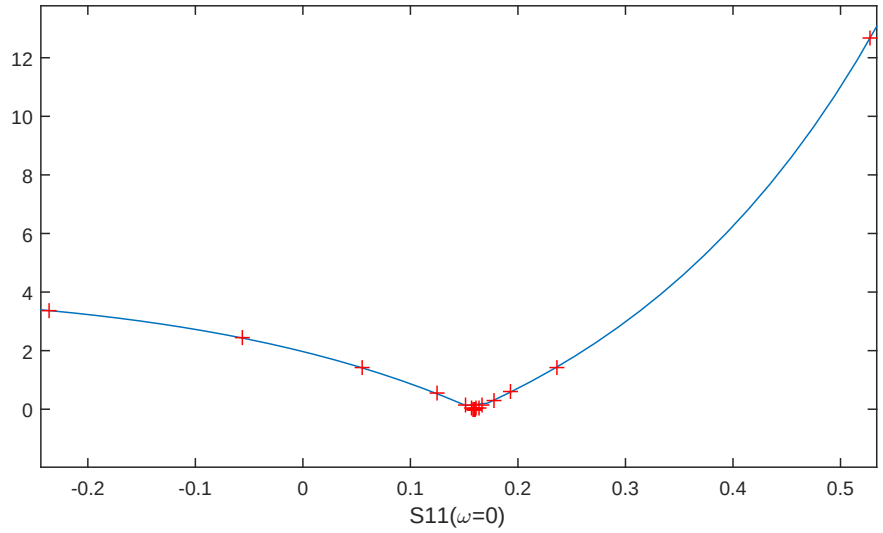
On applique cette méthode d'optimisation au cas d'étude du chapitre précédent illustré dans la figure 4.5, pour rappel :

— Une résistance de 18.3 Ω (mesurée) est insérée en série sur l'âme d'un câble de 25 m, à environ 21 m.

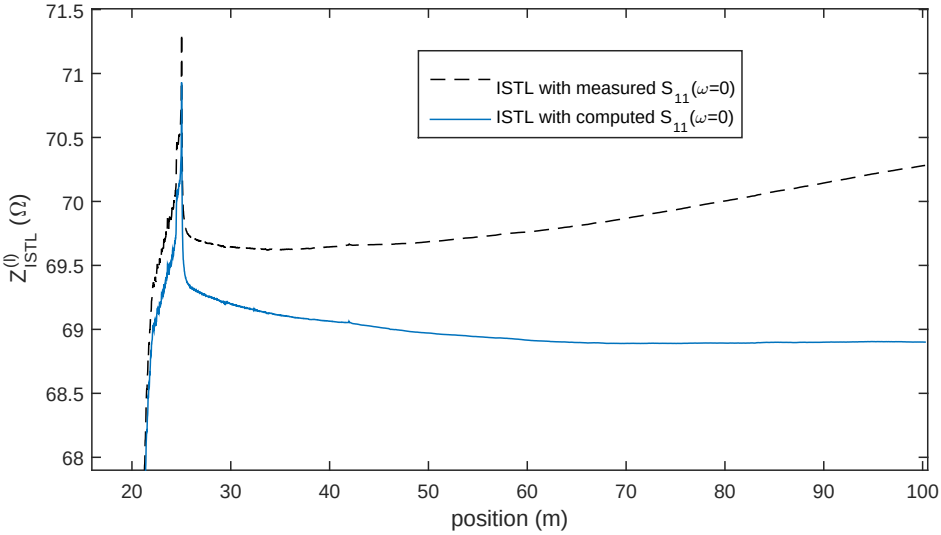
— On reconstitue l'écran du câble.

On montre sur la figure 4.21 les résultats obtenus pour ce cas d'étude. Sur la figure 4.21a, le critère à optimiser est tracé en bleu, les "+" représentent les valeurs du critère calculées au cours de l'optimisation. Une valeur optimale (précision 10^{-4}) est obtenue après 20 itérations ($S_{11}(\omega = 0) = 0.1593$). Sur la figure 4.21a, on montre l'estimation fournie par ISTL au-delà de la longueur du câble pour la valeur de $S_{11}(\omega = 0)$ estimée via (4.52) et celle obtenue avec la valeur optimisée de ce paramètre. On constate que la courbe bleue est plus horizontale, ce qui indique bien que l'approche par optimisation que nous proposons est plus efficace.

Evidemment, si la charge branchée à l'extrémité lointaine n'est pas adaptée au câble, le profil estimé de l'impédance ne peut pas être "plat" subitement. Le



(a) Critère à minimiser



(b) ISTL avec $S_{11}(\omega = 0)$ mesuré et calculé

FIGURE 4.21: Optimisation du paramètre $S_{11}(\omega = 0)$

critère d'optimalité retenu est donc calculé pour des valeurs du profil $Z_0(z)$ estimé qui ne sont pas prises immédiatement après la longueur de câble. Dans l'exemple ci-dessus, on a choisi arbitrairement de considérer l'écart-type des valeurs au delà de 50 m. Pour affiner davantage l'estimation de $S_{11}(\omega = 0)$ il faudrait établir un critère plus précis sur les valeurs à utiliser.

Conclusion et perspectives

Les travaux menés dans cette thèse sont axés sur l'estimation des caractéristiques électriques de câbles non-accessibles par mesure directe. Pour cela nous avons développé une méthode de résolution de problème inverse qui exploite des mesures de réflectométrie. L'objectif poursuivi était d'utiliser l'estimation des paramètres des équations des télégraphistes comme indicateur du vieillissement et de l'état des câbles sondés. Après une analyse de l'état de l'art, nous avons choisi de concentrer nos effort sur l'estimation de la résistance linéique $R(z)$. Celle-ci est importante pour la détection et la quantification des défauts dissipatifs.

Les défauts dissipatifs se traduisent par des pertes d'énergie par effet Joule dans les câbles et constituent une catégorie importante de défauts non-francs. Ces défauts, en particulier lorsqu'ils sont naissants, ne produisent en réflectométrie que des réflexions de faibles amplitudes, car l'énergie qui se propage est en partie dissipée plutôt que transmise ou réfléchie. Ils peuvent être associés à des risques spécifiques, parmi lesquels la surchauffe ou la limitation du courant maximal admissible dans une ligne.

Dans ce manuscrit, après une synthèse bibliographique sur des travaux dans le domaine du diagnostic filaire, et un rappel de la théorie sur les lignes de transmission électrique, nous avons mis en œuvre des simulateurs de câbles électriques afin de préparer la suite des études. Nous avons ensuite développé une méthode pour estimer le profil de résistance linéique d'un câble sur toute sa longueur à partir de mesures de réflectométrie effectuées aux deux extrémités. Ceci permet de détecter, localiser et estimer les défauts non-francs résistifs qui peuvent trouver leur cause dans un conducteur endommagé, un connecteur/jonction vieillissant, ou encore une inflitration d'humidité. Les surchauffes qui en découlent peuvent être fatales pour une liaison. Pour réaliser l'estimation du profil, nous ne faisons pas d'hypothèse a priori sur la forme du profil du paramètre $R(z)$ recherché. Les calculs nécessaires sont rapides et peuvent être exécutés en quelques secondes sur la plupart des ordinateurs du commerce. De plus, l'estimation d'un paramètre caractérisant spécifiquement les pertes permet de distinguer les défauts dissipatifs des défauts d'impédances. Par conséquent, cette méthode constitue un progrès de l'état de l'art dans le domaine du diagnostic filaire. Notons qu'elle peut être utilisée comme outil de diagnostic ou d'inspection.

Dans un deuxième temps nous nous sommes intéressés aux conditions de mise en œuvre de la méthode développée. Cette démarche nous a conduit à chercher puis à proposer des techniques pour ajuster les différents paramètres de notre méthode. En outre, nous avons souhaité prendre en compte les contraintes de terrain relatives à la réalisation des mesures. Pour cela, nous avons développé une solution permettant de ne pas avoir besoin de connecter simultanément les deux extrémités d'un câble à un même instrument de mesure.

Toujours attentifs à l'applicabilité de nos travaux, nous avons également proposé une technique de réadaptation des mesures qui permet d'éliminer l'effet des discontinuités d'impédance entre les instruments de mesure et les câbles testés. Ainsi, on améliore la précision des estimations et on permet l'utilisation du zero-padding sans risque d'artéfact en cas de désadaptation d'impédance aux extrémités.

La méthode a été validée à la fois sur des données simulées et sur des mesures réelles. L'approche que nous avons développée repose sur un modèle issu de la théorie des lignes de transmission et est donc appliquable à la majorité des câbles actuellement utilisés dans diverses applications, et plus généralement à la plupart des lignes de transmission électriques. Ceci lui confère un caractère général et donc d'importantes perspectives d'utilisation.

Les perspectives de poursuite des travaux sont importantes. Elles concernent l'obtention de résultats théoriques, l'amélioration des méthodes développées dans cette thèse ou leur généralisation, ou encore l'exploration d'autres méthodes. Nous donnons dans ce qui suit quelques pistes.

D'abord, nous avons vu que le problème inverse consistant à estimer quatre paramètres répartis $RLCG(z)$ à partir de mesures de réflectométrie est mal posé. Pour cela nous avons mis en évidence une formulation du modèle des télégraphistes avec trois paramètres répartis. Une question théorique qui mériterait d'être étudier, afin de fixer les idées, est de savoir si ce modèle à trois paramètres répartis est identifiable ou non à partir des mesures de réflectométrie habituelles.

Ensuite, dans les équations des télégraphistes, les pertes sont représentées par deux paramètres $R(z)$ et $G(z)$. Ils représentent respectivement les pertes dans les conducteurs et dans l'isolant. Dans la méthode que nous proposons, $G(z)$ est supposé nul. Cette hypothèse est raisonnable dans de nombreux cas lorsque les isolants peuvent être considérés en bon état car leur conductivité est alors très faible. En pratique, on doit parfois faire face à des défauts qui affectent justement l'isolant, qui est le premier élément affecté par les agressions extrêmes. Le bon indicateur pour ces défauts est le paramètre $G(z)$. Il est donc intéressant de pouvoir l'estimer. Dans la littérature, deux méthodes présentent des résultats prometteurs et mériteraient de faire l'objet de recherches complémentaires. Il s'agit des méthodes présentées aux sections 3.5.2.3 et 3.6.2. Mais une autre piste est l'adaptation de la méthode développée dans cette thèse et présentée dans la

section 4.1. En effet, nous avons supposé $G(z)$ nul, mais en réalité, il existe une indétermination entre $R(z)$ et $G(z)$. Ainsi, en supposant connu le profil $R(z)$ la méthode devrait permettre de calculer $G(z)$. Des travaux complémentaires devront préciser comment l'influence de $G(z)$ doit être prise en compte, et valider la faisabilité de cette approche.

Concernant spécifiquement la méthode d'estimation de $R(z)$ que nous avons proposée, il serait intéressant d'alléger les hypothèses qui la sous-tendent ou de justifier de manière plus rigoureuse leur validité. Dans cette thèse, nous avons appliqué notre méthode en utilisant l'algorithme ISTL combiné à une hypothèse de petites réflexions pour estimer l'impédance apparente. Cette approche repose sur une approximation. La recherche d'une méthode d'estimation de l'impédance apparente, plus précise, fait partie des pistes qui pourraient être explorées. La compréhension de l'effet des pertes sur les impédances caractéristique et apparente devrait aussi faire l'objet d'une étude plus approfondie.

Enfin, nous avons vu que les connecteurs peuvent réduire la précision des estimations. Nous avons montré qu'il est difficile de les caractériser pour effectuer des corrections. En effet, une représentation rigoureuse doit comporter trois paramètres complexes dans le domaine fréquentiel, tandis que les mesures accessibles ne permettent de n'en déterminer que deux. Nous avons suggéré que le dernier degré de liberté soit fixé par optimisation d'un critère. Celui-ci pourrait être la précision dans l'estimation d'une résistance ponctuelle (connue) à partir de la méthode proposée dans cette thèse. Ceci contistue un autre usage possible de cette méthode. Cette piste reste à explorer.

Glossaire

Abréviations

FDR	Frequency Domain Reflectometry.
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave.
ISTL	Inverse Scattering for Transmission Lines.
OMTDR	Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry.
PDFDR	Phase Detection Frequency Domain Reflectometry.
MCTDR	MultiCarrier Time Domain Reflectometry.
STDR	Sequence Time Domain Reflectometry.
SSTDR	Spread Spectrum Time Domain Reflectometry.
SWR	Standing Wave Reflectometry.
TEM	Transverse Electromagnétique.
TDR	Time Domain Reflectometry.
VNA	Vectorial Network Analyzer.

Notations

$C(z)$	Capacité linéique
$G(z)$	Conductance linéique
$L(z)$	Inductance linéique
$R(z)$	Résistance linéique
$Z(z)$	Impédance apparente
$Z_c(z)$	Impédance caractéristique d'un câble
$Z_0(z)$	Impédance caractéristique d'un câble sans perte
$\Gamma(z, \omega)$	Coefficient de réflexion

Bibliographie

[Abboud et al., 2009] Abboud, L., Cozza, A., and Pichon, L. (2009). Utilization of matched pulses to improve fault detection in wire networks. In 9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications, pages 543–548.

[Abboud et al., 2010] Abboud, L., Cozza, A., and Pichon, L. (2010). Performance analysis of the Matched-Pulse-Based Fault Detection. In First International Conference on Complex Systems Design and Management (CSDM 2010), pages 161–172.

[Abboud et al., 2013] Abboud, L., Cozza, A., and Pichon, L. (2013). A Noniterative Method for Locating Soft Faults in Complex Wire Networks. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 62(3) :1010–1019.

[Abboud et al., 2012] Abboud, L., Member, S., Cozza, A., and Pichon, L. (2012). A Matched-Pulse Approach for Soft-Fault Detection in Complex Wire Networks. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 61(6) :1719–1732.

[Adzman et al., 2007] Adzman, M. R., Daut, I., Isa, M., Ismail, B., Aliman, O., Lehtonen, M., and Hyvonen, P. (2007). Diagnosis of MV Oil Filled Cable Terminations with X-Ray Imaging and Infrared (IR) Thermography. American Journal of Applied Sciences, 4(3) :168–170.

[Aster et al., 2013] Aster, R. C., Borchers, B., and Thurber, C. H. (2013). PARAMETER ESTIMATION AND INVERSE PROBLEMS. Elsevier Inc., second edition.

[Aubourg, 1979] Aubourg, M. (1979). Onde quasi-TEM des guides cylindriques blindés. Annales Des Télécommunications, 34(1-2) :45–51.

[Auzanneau, 2013] Auzanneau, F. (2013). Wire Troubleshooting and Diagnosis - Review and Perspectives. Progress In Electromagnetics Research, 49(February) :253–279.

[Auzanneau et al., 2016] Auzanneau, F., Ravot, N., and Incarbone, L. (2016). Chaos Time Domain Reflectometry for Online Defect Detection in Noisy Wired Networks. IEEE Sensors Journal, 16(22) :8027–8034.

[Baden Fuller, 1993] Baden Fuller, A. (1993). Engineering Electromagnetism. John Wiley & Sons.

[Bao, 2015] Bao, F. (2015). Sparse Overcomplete Representation applied to FMCW Reflectometry for Non-uniform Transmission Lines. PhD thesis, Technische Universität München.

[Bao et al., 2011] Bao, F., Arend, L., Bertl, S., and Detlefsen, J. (2011). Application of FMCW radar principle for fast inhomogeneity identification on transmission lines. In 6th German Microwave Conference.

[Ben Hassen et al., 2013] Ben Hassen, W., Auzanneau, F., Incarbone, L., Peres, F., and Tchangani, A. P. (2013). On-line diagnosis using Orthogonal Multi-Tone Time Domain Reflectometry in a lossy cable. 2013 10th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD 2013, pages 1–6.

[Berrabah et al., 2016] Berrabah, N., Franchet, M., Vautrin, D., and Zhang, Q. (2016). Estimation of Distributed and Lumped Ohmic Losses in Electrical Cables. In IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications, Syracuse.

[Buccella et al., 2004a] Buccella, C., Feliziani, M., and Manzi, G. (2004a). Accurate detection of low entity cable faults by wavelet transform. 2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (IEEE Cat. No.04CH37559), 3 :936–941.

[Buccella et al., 2004b] Buccella, C., Feliziani, M., and Manzi, G. (2004b). Detection and localization of defects in shielded cables by time-domain measurements with UWB pulse injection and clean algorithm postprocessing. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 46(4) :597–605.

[Chapouly and Mirrahimi, 2012] Chapouly, M. and Mirrahimi, M. (2012). Distributed Source Identification for Wave Equations : An offline Obeserver-Based Approach. IEEE Transactions on Automatic Control, 57(8) :2067–2073.

[Chung et al., 2005] Chung, Y. C., Furse, C., and Pruitt, J. (2005). Application of phase detection frequency domain reflectometry for locating faults in an F-18 flight control harness. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 47(2) :327–334.

[Collin, 1991] Collin, R. E. (1991). Field theory of guided waves. IEEE Press, 2nd edition.

[Cozza et al., 2016] Cozza, A., Member, S., and Pichon, L. (2016). Echo Response of Faults in Transmission Lines : Models and Limitations to Fault Detection. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques.

[Cselko and Berta, 2016] Cselko, R. and Berta, I. (2016). Comparison of failure detection capability of available low-voltage cable diagnostic methods. In Electrical Insulation Conference, pages 346–349, Montreal.

[Daniel et al., 2004] Daniel, E. S., Harff, N. E., Sokolov, V., Schreiber, S. M., and Gilbert, B. K. (2004). Network analyzer measurement de-embedding utilizing a distributed transmission matrix bisection of a single THRU structure. Arftg : Automatic Rf Techniques Group, Conference Digest, Spring 2004 : on Wafer Characterization, pages 61–68.

[Degerstrom et al., 2008] Degerstrom, M. J., Gilbert, B. K., and Daniel, E. S. (2008). Accurate resistance, inductance, capacitance, and conductance (RLCG) from uniform transmission line measurements. In Electrical Performance of Electronic Packaging, pages 77–80.

[Djaziri, 2015] Djaziri, L. (2015). Diagnostic de défauts d'isolement dans des lignes de transmission électriques : application aux cables de signalisation SNCF. PhD thesis, Université Paris-Sud.

[El Sahmarany et al., 2012] El Sahmarany, L., Auzanneau, F., and Bonnet, P. (2012). Novel Reflectometry Method Based on Time Reversal for Cable Aging Characterization. In 2012 IEEE 58th Holm Conference on Electrical Contacts (Holm), pages 1–6, Holm. IEEE.

[El Sahmarany et al., 2013] El Sahmarany, L., Berry, L., Ravot, N., Auzanneau, F., and Bonnet, P. (2013). Time Reversal for Soft Fault Diagnosis in Wire Networks. PIER M, 31(May) :45–58.

[Fageon, 2013] Fageon, J.-M. (2013). Doctrine de maintenance : suivi du vieillissement des câbles électriques. Technical report, EDF.

[Fink, 1992] Fink, M. (1992). Time Reversal of Ultrasonic Fields - Part I : Basic Principles. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 39(5) :555–566.

[Fischer and Weindl, 2015] Fischer, E. and Weindl, C. (2015). Spatially-resolved Measurement and Diagnostic Method for Power Cables Using Interference Characteristics of Travelling Waves. In 9th international Conference on Insulated Power Cables.

[Fischer and Weindl, 2016] Fischer, E. and Weindl, C. (2016). Experimental Results of a Diagnostic Measurement Method for Power Cables Using Interference Characteristics of Travelling Waves. In Electrical Insulation Conference, pages 392–395.

[Fourneaud et al., 2010] Fourneaud, L., Lacrevaz, T., Charbonnier, J., Farcy, a., and Flechet, B. (2010). Innovative HF extraction procedure of the characteristic impedance for embedded planar transmission line on high conductive Si substrate. 2010 Asia-Pacific Microwave Conference, pages 606–609.

[Franchet et al., 2011] Franchet, M., Ravot, N., and Picon, O. (2011). The use of the Pseudo Wigner Ville transform for detecting soft defects in electric cables.

IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM, pages 309–314.

[Frickey, 1994] Frickey, D. A. (1994). Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42(2) :205–211.

[Furse, 2001] Furse, C. (2001). Down to the Wire. IEEE Spectrum, pages 34–39.

[Furse, 2006] Furse, C. (2006). A critical Comparison of reflectometry methods for location of wiring faults. Smart Structures and Systems, 2(1) :25–46.

[Furse et al., 2003] Furse, C., Chung, Y. C., Dangol, R., Nielsen, M., Mabey, G., and Woodward, R. (2003). Frequency-domain reflectometery for on-board testing of aging aircraft wiring. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 45(2) :306–315.

[Furse and Kamdar, 2002] Furse, C. and Kamdar, N. (2002). An inexpensive distance measuring system for navigation of robotic vehicles. Microwave and Optical Technology Letters, 33(2) :84–87.

[Furse et al., 2005a] Furse, C., Safavi, M., Smith, P., and Lo, C. (2005a). Feasibility of spread spectrum sensors for location of arcs on live wires. IEEE Sensors Journal, 5(6) :1445–1449.

[Furse et al., 2005b] Furse, C., Smith, P., Lo, C., Chung, Y. C., Pendayala, P., and Nagoti, K. (2005b). Spread spectrum sensors for critical fault location on live wire networks. Structural Control and Health Monitoring, 12 :257–267.

[Griffiths et al., 2006] Griffiths, L. A., Parakh, R., Furse, C., and Baker, B. (2006). The invisible fray : a critical analysis of the use of reflectometry for fray location. IEEE Sensors Journal, 6(3) :697–706.

[Hadamard, 1907] Hadamard, J. (1907). Les problèmes aux limites dans la théorie des équations aux dérivées partielles. Journal de Physique Théorique et Appliquée, 6(1) :202–241.

[Herreng and Ville, 1948] Herreng, P. and Ville, J. (1948). Étude des irrégularités d'impédance des câbles coaxiaux par observation oscillographique des échos d'une impulsion. Annales Des Télécommunications, 3(10) :317–331.

[Hubin, 1987] Hubin, H. (1987). Recherche de défauts sur câbles d'énergie. Eyrolles, deuxième edition.

[Idier, 2001] Idier, J. (2001). Approche Bayésienne Pour les Problèmes Inverses. Lavoisier.

[International Atomic Energy Agency (IAEA), 1999] International Atomic Energy Agency (IAEA) (1999). Assessment and management of ageing of major nuclear power plant components important to saftey : PWR vessel internals. Technical Report December 2000, International Atomic Energy Agency.

[Jaulent, 1982] Jaulent, M. (1982). The inverse scattering problem for L C R G transmission lines. Journal of mathematical physics, pages 2286–2290.

[Kafal et al., 2016a] Kafal, M., Cozza, A., and Pichon, L. (2016a). Locating Faults With High Resolution Using Single-Frequency TR-MUSIC Processing. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 65(10) :2342–2348.

[Kafal et al., 2016b] Kafal, M., Member, S., Cozza, A., Member, S., and Pichon, L. (2016b). Locating Multiple Soft Faults in Wire Networks Using an Alternative DORT Implementation. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 65(2) :399–406.

[Kuzyk, 2006] Kuzyk, H. (2006). Câbles d'énergie : Théorie de l'échométrie.

[Lamb, 1980] Lamb, G. L. J. (1980). Elements of soliton theory. Wiley-Blackwell.

[Lee et al., 2015] Lee, C.-k., Chang, S. J., Kwon, G.-y., Jung, M.-k., Han, Y.-j., Lee, G.-s., Bae, J., and Shin, Y.-j. (2015). Diagnostics of control and instrumentation cables in nuclear power plant via time-frequency domain reflectometry with optimal reference signal. In 9th international Conference on Insulated Cables, Versailles.

[Leidenberger et al., 2006] Leidenberger, P., Oswald, B., and Roth, K. (2006). Efficient reconstruction of dispersive dielectric profiles using time domain reflectometry (TDR). Hydrology and Earth System Sciences, 10 :209–232.

[Lelong, 2010] Lelong, A. (2010). Méthodes de diagnostic filaire embarqué pour des réseaux complexes. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille.

[Lelong and Carrion, 2009] Lelong, A. and Carrion, M. O. (2009). On line wire diagnosis using multicarrier time domain reflectometry for fault location. In Proceedings of IEEE Sensors, pages 751–754, Christchurch.

[Lindell, 1981] Lindell, I. (1981). On the Quasi-TEM Modes in Inhomogeneous Multiconductor Transmission Lines. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 29(8) :812–817.

[Lo and Furse, 2005] Lo, C. and Furse, C. (2005). Noise-domain reflectometry for locating wiring faults. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 47(1) :97–104.

[Loete et al., 2012] Loete, F., Zhang, Q., and Sorine, M. (2012). Inverse Scattering Experiments for Electric Cable Soft Fault Diagnosis and Connector Location. PIERS Online, pages 1932–1936.

[Loete et al., 2015] Loete, F., Zhang, Q., and Sorine, M. (2015). Experimental Validation of the Inverse Scattering Method for Distributed Characteristic Impedance Estimation. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 63(6) :2532–2538.

[Lundstedt and He, 1996] Lundstedt, J. and He, S. (1996). A time-domain optimization technique for the simultaneous reconstruction of the characteristic impedance, resistance and conductance of a transmission line. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 10(4) :581–601.

[Lundstedt and Norgren, 2003] Lundstedt, J. and Norgren, M. (2003). Comparison between Frequency Domain and Time Domain Methods for Parameter Reconstruction on Nonuniform Dispersive Transmission Lines. Progress In Electromagnetics Research, PIER, 43 :1–37.

[Marx, 1973] Marx, K. D. (1973). Propagation modes, Equivalent Circuits, and characteristic Terminations for Multiconductor Transmission Lines with Inhomogeneous Dielectrics. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 21(July) :450 – 457.

[Maskell and Woods, 2002] Maskell, D. L. and Woods, G. S. (2002). The discrete-time quadrature subsample estimation of delay. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 51(1) :133–137.

[Nagel,] Nagel, J. R. The Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Algorithm. Technical report, University of Utah.

[National Science and Technology Council, 2000] National Science and Technology Council (2000). Review of Federal Programs for Wire System Safety. Technical report, National Science and Technology Council.

[Nocedal and Wright, 2006] Nocedal, J. and Wright, S. J. (2006). Numerical optimization. Springer.

[Norgren and He, 1996] Norgren, M. and He, S. (1996). An optimization approach to the frequency-domain inverse problem for a nonuniform LCRG transmission line. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, 44(8) :1503–1507.

[Orfanidis, 2008] Orfanidis, S. J. (2008). Electromagnetic Waves and Antennas. Orfanidis.

[Paul, 2008] Paul, C. R. (2008). Analysis of multiconductor transmission lines. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2nd edition.

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

[Prada and Fink, 1994] Prada, C. and Fink, M. (1994). Eigenmodes of the time reversal operator : A solution to selective focusing in multiple-target media. Wave Motion, 20(94) :151–163.

[Razzaghi et al., 2016] Razzaghi, R., Lugrin, G., Rachidi, F., and Paolone, M. (2016). Assessment of the Influence of Losses on the Performance of the Electromagnetic Time Reversal Fault Location Method. IEEE Transactions on Power Delivery, 8977(i) :1–1.

[Rumiantsev and Ridler, 2008] Rumiantsev, A. and Ridler, N. (2008). VNA Calibration. IEEE Microwave Magazine, pages 86–99.

[Sampath, 2008] Sampath, M. K. (2008). On addressing the practical issues in the extraction of RLGC parameters for lossy multiconductor transmission lines using S-parameter models. In 2008 IEEE-EPEP Electrical Performance of Electronic Packaging, pages 259–262. IEEE.

[Schlaeger, 2005] Schlaeger, S. (2005). A fast TDR-inversion technique for the reconstruction of spatial soil moisture content. Hydrology and Earth System Sciences, 9 :481–492.

[Schmidt, 1986] Schmidt, R. O. (1986). Multiple emitter location and signal parameter estimation. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 34(3) :276–280.

[Schuet, 2010] Schuet, S. (2010). Wiring Diagnostics Via l1-Regularized Least Squares. IEEE Sensors Journal, 10(7) :1218–1225.

[Schuet et al., 2011] Schuet, S., Timuçin, D., and Wheeler, K. (2011). A model-based probabilistic inversion framework for characterizing wire fault detection using TDR. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 60(5) :1654–1663.

[Sekiguchi et al., 2010] Sekiguchi, T., Amakawa, S., Ishihara, N., and Masu, K. (2010). On the validity of bisection-based thru-only de-embedding. 2010 International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS), pages 66–71.

[Shumaker et al., 2013] Shumaker, B. D., Ledlow, J. B., Hagan, R. D. O., Mccarter, D. E., and Hashemian, H. M. (2013). Remaining Useful Life Estimation of Electric Cables in Nuclear Power Plants. Chemical Engineering Transactions, 33 :877–882.

[Smail, 2010] Smail, M. K. (2010). Développement d'une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire. PhD thesis, Université Paris-Sud XI.

[Smail et al., 2010] Smail, M. K., Pichon, L., Olivas, M., Auzanneau, F., and Lambert, M. (2010). Detection of Defects in Wiring Networks Using Time Domain Reflectometry. IEEE Transaction on Magnetics, 46(8) :2998–3001.

[Smith et al., 2005a] Smith, P., Furse, C., and Gunther, J. (2005a). Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location. IEEE Sensors Journal, 5(6) :1469–1478.

[Smith et al., 2005b] Smith, P., Furse, C., and Gunther, J. (2005b). Fault Location on Aircraft Wiring Using Spread Spectrum Time Domain Reflectometry.

[Song et al., 2001] Song, J. S. J., Ling, F. L. F., Flynn, G., Blood, W., and Demircan, E. (2001). A de-embedding technique for interconnects. In Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, pages 129–132.

[Stengel, 1994] Stengel, R. F. (1994). Optimal State Estimation. In Optimal Control and Estimation, chapter 4, pages 299 – 419. Dover.

[Taflove and Hagness, 2005] Taflove, A. and Hagness, S. C. (2005). Computational Electrodynamics Third Edition. Artech House, 3rd edition.

[Tang and Zhang, 2011a] Tang, H. and Zhang, Q. (2011a). An Efficient Inverse Scattering Algorithm And its Application to Lossy Electric Transmission Line Synthesis. PIERS Online, 24(January) :77–90.

[Tang and Zhang, 2011b] Tang, H. and Zhang, Q. (2011b). An inverse scattering approach to soft fault diagnosis in lossy electric transmission lines. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 59(10) :3730–3737.

[Tarantola, 2004] Tarantola, A. (2004). Inverse Problem Theory and Methods for Model Parameter Estimation. SIAM.

[The MathWorks, 2017] The MathWorks (2017). MATLAB.

[Vautrin and Taillade, 2015] Vautrin, D. and Taillade, F. (2015). Estimation non destructive d ' un profil de teneur en eau dans un ouvrage en béton par réfléctométrie fréquentielle Circuit de validation Pré-diffusion. Technical report, EDF R\&D.

[Wang et al., 2011] Wang, J., Stone, P. E. C., Coats, D., Shin, Y.-J., and Dougal, R. A. (2011). Health Monitoring of Power Cable via Joint Time-Frequency Domain Reflectometry. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 60(3) :1047–1053.

[Weeks, 1972] Weeks, W. T. (1972). Multiconductor Transmission-line Theory in the TEM Approximation. IBM Journal of Research and Development, 16(6) :604–611.

[Yee, 1966] Yee, K. S. (1966). Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media. Antennas and Propagation, 14(3) :302 – 307.

[Zhang et al., 2010] Zhang, J. Z. J., Drewniak, J. L., Pommerenke, D. J., Koledintseva, M. Y., DuBroff, R. E., Cheng, W., Yang, Z. Y. Z., Chen, Q. B., and Orlandi, A. (2010). Causal RLGC(f) Models for Transmission Lines From Measured -Parameters. Ieee Transactions On Electromagnetic Compatibility, 52(1) :189–198.

[Zhang and Basseville, 2014] Zhang, Q. and Basseville, M. (2014). Statistical detection and isolation of additive faults in linear time-varying systems. Automatica, 50(10) :2527–2538.

[Zhang et al., 2011] Zhang, Q., Sorine, M., and Admane, M. (2011). Inverse scattering for soft fault diagnosis in electric transmission lines. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 59(1) :141–148.

[Zhang and Tang, 2013] Zhang, Q. and Tang, H. (2013). Diagnosis of inhomogeneous insulation degradation in electric cables by distributed shunt conductance estimation. Control Engineering Practice, 21(9) :1195–1203.

Table des figures

1 Différents types de câbles et leurs domaine d'application (Source : nexans.fr) 6

1.1 Longueur de câbles dans quelques systèmes 11
1.2 Câbles localement endommagés (images EDF) 13
1.3 Quelques Exemple de défauts visibles dans l'aéronautique (National Business Aviation Association - USA) 14
1.4 Définition de la tangente delta : $tan(\delta)$. 16
1.5 Principe de la réflectométrie 17
1.6 Simulation d'un réflectogramme (TDR) pour un câble affecté d'un défaut d'impédance. 18
1.7 Simulation d'un réflectogramme (TDR) avec des réflexions multiples 20

2.1 Elément de ligne de longueur dz dans un modèle à constantes réparties 30
2.2 Modèle $RLCG(z)$ pour une ligne non-uniforme 30
2.3 Câble coaxial 31
2.4 Coupe longitudinale d'un câble coaxial 31
2.5 Discrétisation du domaine de calcul pour la méthode FDTD (Source : [Smail, 2010]) 37
2.6 Simulation dans le domaine temporel. Graphe supérieur : profil de la capacité C(z) d'un câble. Graphe inférieur : simulation du réflectogramme pour ce câble (R, L et G constants) 38
2.7 Simulation dans le domaine temporel (méthode FDTD) - Tension et réflectogramme au cours du temps dans un câble de 5 m possédant une discontinuité du paramètre C 40
2.8 Algorithme de simulation de la propagation des ondes et du réflectogramme dans le domaine temporel 41
2.9 Simulation de la tension $\hat{u}(2\pi f, z)$ dans le domaine fréquentiel ($f = 200MHz$). Graphe inférieur : Module (bleu) et phase (rouge) de la tension $\hat{u}(z, \omega)$. Graphe supérieur : profil de l'impédance caractéritique. 43

2.10 Coefficient de réflexion $\Gamma(z, \omega)$ simulé pour 0 Hz $\leq f \leq$ 200 MHz sur un câble de 20 m affecté par un défaut entre 5 m et 6 m (capacité linéique cinq fois plus grande que la capacité nominale) . 44
2.11 Algorithme de simulation de la propagation des ondes et du coefficient de réflexion dans le domaine fréquentiel 45

3.1 Schéma de principe : diagnostic de câbles par résolution d'un problème inverse 51
3.2 Algorithme ISTL 59
3.3 signal injecté (succession de deux impulsions) 74
3.4 Paramètre $G(z)$ simulé 74
3.5 Paramètre $G(z)$ et énergie dissipée 75

4.1 Effet des pertes ($R(x)$) sur l'impédance apparente ($Z(z)$) 81
4.2 Méthode d'estimation du profil de résistance linéique $R(z)$ 82
4.3 Expérience 1 : câble RG214 de 40 m affecté d'un défaut résistif localisé de 49.7Ω 84
4.4 Résultats pour l'expérience 1 84
4.5 Expérience 2 : câble RG214 de 25 m affecté d'un défaut résistif localisé de 18.3Ω 85
4.6 Résultats pour l'expérience 2 86
4.7 Résultat pour l'estimation d'un défaut résistif réparti 86
4.8 Profil de résistance linéique simulé pour l'estimation des paramètres S avec trois mesures. 93
4.9 Estimation de S_{22} et $S_{12}S_{21}$ à partir de mesures à un port. 93
4.10 Représentation d'un quadripôle et notation des tensions et courants 96
4.11 Estimation du profil $R(z)$ sans réadaptation ni usage du zero-padding 101
4.12 Estimation du profil $R(z)$ sans réadaptation et avec zero-padding 101
4.13 Estimation du profil $R(z)$ avec réadaptation et sans usage du zero-padding 102
4.14 Estimation du profil $R(z)$ avec réadaptation et usage du zero-padding 103
4.15 Effet de la procédure de réadaptation sur l'estimation du profil de résistance linéique $R(z)$ 103
4.16 Quadripôles en cascade 104
4.17 Représentation ABCD d'un câble et ses deux connecteurs 105
4.18 Connecteurs "dos à dos" 106
4.19 Modèles classiques de quadripôles 107
4.20 Notations des courants et tensions 108
4.21 Optimisation du paramètre $S_{11}(\omega = 0)$ 113

Résumé

Les câbles électriques sont présents dans de nombreux produits et systèmes où ils sont utilisés pour transmettre des données ou transporter de l'énergie. Ces liaisons sont la plupart du temps installées pour des durées d'exploitation longues au cours desquelles elles doivent subir l'usure du temps, ainsi que celle résultant d'un environnement parfois agressif. Alors que les câbles électriques assurent des fonctions essentielles et dans certains cas critiques, ils sont aussi sujets à des défaillances qui découlent des contraintes qu'ils endurent. Ceci explique la nécessité de surveiller leur état, afin de détecter au plus tôt les défauts naissants et d'intervenir avant qu'ils ne dégénèrent en dommages dont les conséquences peuvent être préjudiciable et économiquement lourdes. L'entreprise EDF est particulièrement concernée par cette problématique dans la mesure ou elle exploite des longueurs considérables de câbles pour le transport et la distribution d'électricité sur tout le territoire bien sûr, mais aussi au sein des centrales qui produisent l'électricité, pour alimenter les différents organes, et acheminer commandes et mesures. L'entreprise, attentive à ce que ces câbles soient en bon état de fonctionnement mène plusieurs travaux, d'une part pour étudier leur vieillissement et modes de dégradation, et d'autre part pour développer des méthodes et outils pour la surveillance et le diagnostic de ces composants essentiels. Le projet EDF CAIMAN (Cable AgIng MANagement) commandé par le SEPTEN (Service Etudes et Projets Thermiques Et Nucléaires) traite de ces questions, et les travaux présentés dans cette thèse ont été conduits dans ce cadre et sont le fruit d'une collaboration avec Inria (Institut National de Recherche en Informatique et Automatique). Partant du constat que les méthodes de diagnostic de câbles existantes à l'heure actuelle ne donnent pas pleine satisfaction, nous nous sommes donné pour objectif de développer des outils nouveaux. En effet, les techniques actuelles reposent sur différents moyens dont des tests destructifs, des prélèvements pour analyse en laboratoire, et des mesures sur site mais qui ne permettent pas de diagnostiquer certains défauts. Parmi les techniques non destructives, la réflectométrie, dont le principe est d'injecter un signal électrique à une extrémité du câble et d'analyser les échos, souffre aussi de certaines de ces limitations. En particulier, les défauts non-francs restent encore difficiles à détecter. Toutefois les travaux qui se multiplient autour de cette technique tentent d'en améliorer les performances, et certains obtiennent des résultats prometteurs. Les chercheurs de l'Inria qui travaillent sur le sujet ont développé des algorithmes pour exploiter des mesures de réflectométrie. En résolvant un problème inverse, les paramètres d'un modèle de câble sont estimés et servent alors d'indicateurs de l'état de dégradation du câble testé. L'objectif de cette thèse est d'étendre ces méthodes pour répondre aux besoins spécifiques d'EDF. Un des principaux défis auquel nous avons apporté une solution est la prise en compte des pertes ohmiques dans la résolution

du problème inverse. Plus spécifiquement, notre contribution principale est une méthode d'estimation du profil de résistance linéique d'un câble. Cette estimation permet de révéler les défauts résistifs qui produisent souvent des réflexions faibles dans les réflectogrammes habituels. Une seconde contribution vise à améliorer la qualité des données utilisées par cette méthode d'estimation. Ainsi, nous proposons un pré-traitement des mesures dont le but est de gommer l'effet de la désadaptation des instruments aux câbles ou celui des connecteurs. Ces travaux apportent de nouveaux outils pour l'exploitation des mesures de réflectométrie et des solutions pour le diagnostic de certains défauts encore difficiles à détecter aujourd'hui.

Abstract

Electric cables are ubiquitous in many devices and systems where they are used for data or power transmission. These connection links are most often installed for long periods of operation during which they are subject to aging and sometimes exposed to harsh environments. While electric cables fulfill important and sometimes even critical functions, they might fail due to the hard constraints they have to endure. This motivates the need for monitoring tools, in order to detect early faults and to intervene as soon as possible, before they mutate into heavier damage whose consequences can be detrimental and expensive. EDF company is very affected by this problematic insofar as it operates significant lengths of cables for energy distribution, but also in power plant for power supply of the diverse apparatus, to route data and to transmit measurement. The company has been leading several studies regarding cable aging, cable faults, and wire diagnosis methods. The CAIMAN project (Cable AgIng MANagement), sponsored by the Engineering Department of Nuclear and Thermal Projects (SEPTEN), deals with these questions. The work presented in this dissertation were led in this context and results from a collaboration with Inria (French National Institute for Research in Applied Mathematics and Computer Sciences). Starting from the observation that existing cable diagnosis methods do not offer full satisfaction, we targeted the goal of developping new tools to improve the state of the art. Existing techniques rely on a range of tests, some of which are destructive or involve in-lab investigations, but these still cannot detect some kind of faults. Among major techniques, reflectometry has the most promising results. This technique consists in the same principle as a radar. One sends a wave down a cable from one end. Then the reflected signal is analysed searching for signs of faults. Yet, this method also suffers some limitations and soft faults remain hard to detect. Researchers and industries multiply the investigations in the domain of reflectometry-based techniques, and some get interesting results. Scientists from

Inria developped algorithms for cable parameter estimation from reflectometry measurements, following an inverse-problem approach. The goal of our work was to extend these methods to meet the specific needs of EDF. One of the main challenges we coped with was to take into account electric losses in the resolution of the inverse problem. Our main contribution is a method to estimate the per unit length resistance profile of a cable. This estimation reveals resistive faults that most often only produce weak reflections in reflectometry measurements. Other contributions concerns the improvement of the method based on pre-processing of the data whose role is to erase the effect of impedance mismatches. This work breaks new grounds in the domain of reflectometry-based wire diagnosis techniques.